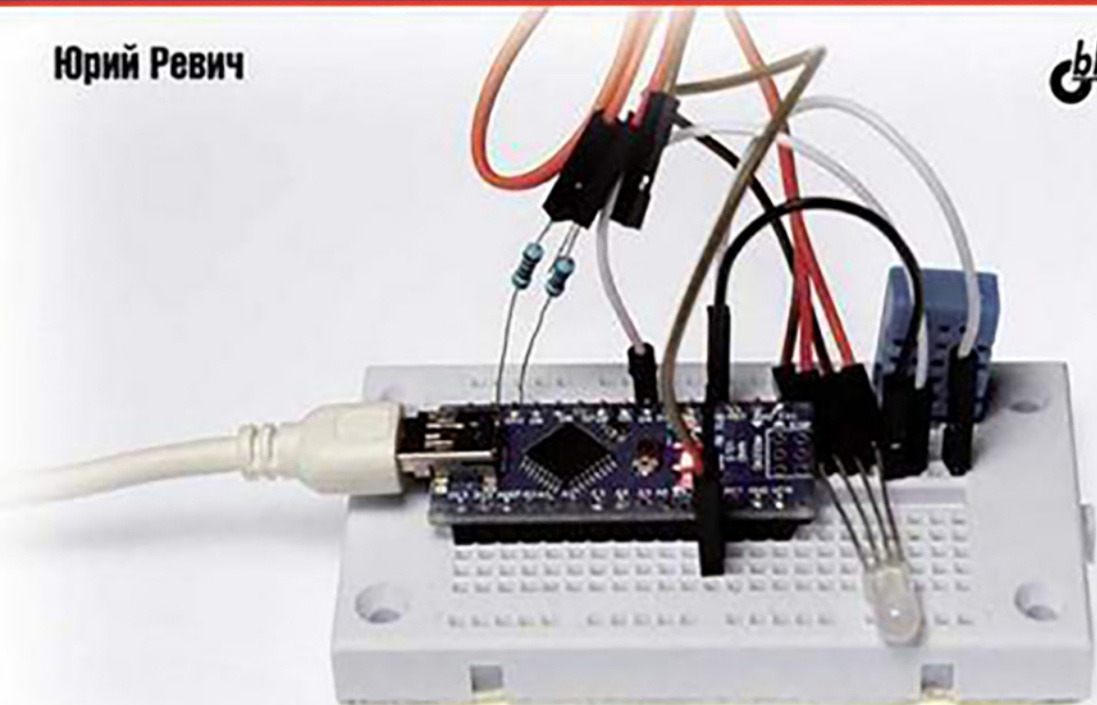


Электроника

Юрий Ревич



занимательная ЭЛЕКТРОНИКА

- Начала начал электроники
- Оборудуем домашнюю лабораторию
- Резисторы, конденсаторы, транзисторы, микросхемы...
- Аналоговые и логические схемы
- Микроконтроллеры — основа электронной индустрии
- Arduino — современная электроника для чайников

3-е издание

Юрий Ревич

занимательная ЭЛЕКТРОНИКА

3-е издание

Санкт-Петербург
«БХВ-Петербург»
2015

УДК 621.3
ББК 32
Р32

Ревич Ю. В.

Р32 Занимательная электроника. — 3-е изд., перераб. и доп. — СПб.: БХВ-Петербург, 2015. — 576 с.: ил.

ISBN 978-5-9775-3479-6

На практических примерах рассказано о том, как проектировать, отлаживать и изготавливать электронные устройства в домашних условиях. От физических основ электроники, описания устройства и принципов работы различных радиоэлектронных компонентов, советов по оборудованию домашней лаборатории автор переходит к конкретным аналоговым и цифровым схемам, включая устройства на основе микроконтроллеров. Приведены элементарные сведения по метрологии и теоретическим основам электроники. Дано множество практических рекомендаций: от принципов правильной организации электропитания до получения информации о приборах и приобретении компонентов применительно к российским условиям. Третье издание дополнено сведениями о популярной платформе Arduino, с которой любому радиолюбителю становятся доступными самые современные радиоэлектронные средства.

Для широкого круга радиолюбителей

УДК 621.3
ББК 32

Группа подготовки издания:

Главный редактор	<i>Екатерина Кондукова</i>
Зам. главного редактора	<i>Евгений Рыбаков</i>
Зав. редакцией	<i>Екатерина Капалыгина</i>
Редактор	<i>Григорий Добин</i>
Компьютерная верстка	<i>Ольги Сергиенко</i>
Корректор	<i>Зинаида Дмитриева</i>
Дизайн серии	<i>Инны Тачиной</i>
Оформление обложки	<i>Марины Дамбиевой</i>

Подписано в печать 28.11.14.
Формат 70×100¹/₁₆. Печать офсетная. Усл. печ. л. 46,44.
Тираж 1500 экз. Заказ №
"БХВ-Петербург", 191036, Санкт-Петербург, Гончарная ул., 20.
Первая Академическая типография "Наука"
199034, Санкт-Петербург, 9 линия, 12/28

ISBN 978-5-9775-3479-6

© Ревич Ю. В., 2015
© Оформление, издательство "БХВ-Петербург", 2015

Оглавление

К читателю	11
Радиолюбительство — что это такое?	12
Как пользоваться книгой?	15
Как разрабатывать электронные схемы?	16
 ЧАСТЬ I. ОСНОВЫ ОСНОВ.....	19
 ГЛАВА 1. ЧЕМ ОТЛИЧАЕТСЯ ТОК ОТ НАПРЯЖЕНИЯ?	21
Связь тока и напряжения.....	22
Регулирование тока с помощью сопротивления.....	25
Источники напряжения и тока.....	28
 ГЛАВА 2. ДЖЕНТЛЬМЕНСКИЙ НАБОР	
Оборудуем домашнюю лабораторию	31
Мультиметр	32
Источник питания	36
Осциллограф	37
 ГЛАВА 3. ХОРОШИЙ ПАЯЛЬНИК — ПОЛОВИНА УСПЕХА	
Инструменты и технологические советы	43
Инструменты и материалы	44
Паяльники.....	46
Флюсы для пайки.....	48
Макетные платы.....	49
Платы.....	53
Монтаж	55
Немного о проводах	57
Корпуса.....	58
Новые подходы в любительском конструировании	60
 ГЛАВА 4. ТРИГОНОМЕТРИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА	
О частотах, периодах, мощности, переменных напряжениях и токах	
и немного о сигналах	63
Мощность	67
Что показывал вольтметр?	68

Сигналы	72
О переменном токе и электропитании	72
Децибелы	73

ГЛАВА 5. ЭЛЕКТРОНИКА БЕЗ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Резисторы, конденсаторы и схемы на их основе.....	75
Резисторы	75
Переменные резисторы	79
Параллельное и последовательное соединение резисторов.....	80
Конденсаторы	82
Параллельное и последовательное включение конденсаторов.....	89
Конденсаторы в цепи переменного тока.....	90
Дифференцирующие и интегрирующие цепи	91
Индуктивности	93

ГЛАВА 6. ИЗОБРЕТЕНИЕ, КОТОРОЕ ПОТРАСЛО МИР

Диоды, транзисторы и простейшие схемы на их основе	95
Диоды	95
Транзисторы	97
Ключевой режим работы биполярного транзистора	100
Усилительный режим работы биполярного транзистора.....	103
Включение транзистора с общим коллектором	105
Стабильный усилительный каскад на транзисторе.....	106
Дифференциальный каскад.....	108
Полевые транзисторы.....	110
Выбор транзисторов.....	112

ГЛАВА 7. ОШЕЛОМЛЯЮЩЕЕ РАЗНООБРАЗИЕ ЭЛЕКТРОННОГО МИРА

Реле, стабилитроны, светодиоды... ..	117
Электромагнитные реле	117
Стабилитроны	122
Оптоэлектроника и светодиоды	124
Оптоэлектроника	125
Светодиоды	127
Светодиодные индикаторы	129
ЖК-дисплеи.....	130
Простейший уровнемер для водяных баков.....	133

ЧАСТЬ II. АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ..... 137

ГЛАВА 8. ЗВУКОВОЙ УСИЛИТЕЛЬ БЕЗ МИКРОСХЕМ

Классическая схема УМЗЧ	139
Схема базового УМЗЧ.....	140
Мощность усилителя	143
Стабильность.....	144
О мощности выходных транзисторов	146
Проверка и отладка.....	146
О мощности и качестве звуковых усилителей	148

ГЛАВА 9. ПРАВИЛЬНОЕ ПИТАНИЕ — ЗАЛОГ ЗДОРОВЬЯ

О питании электронных устройств	151
Электрохимические элементы	151
Аккумуляторы	155
Вторичные линейные источники питания	159
Трансформаторы	159
Расчет сетевого трансформатора	161
Простейший нестабилизированный однополярный источник питания	163
Стабилизаторы	166
Интегральные стабилизаторы	168
Однополярный регулируемый источник питания	170
Рассеивание тепла	175
Принудительное охлаждение и элементы Пельтье	178
Импульсные источники питания	181
Как правильно питаться?	185

ГЛАВА 10. ТЯЖЕЛОВЕСЫ

Устройства для управления мощной нагрузкой	189
Базовая схема регулирования напряжения на нагрузке	190
Мощность в нагрузке при тиристорном управлении	193
Ручной регулятор мощности	195
Устройство плавного включения ламп накаливания	201
Помехи	202

ГЛАВА 11. СЛАЙСЫ, КОТОРЫЕ СТАЛИ ЧИПАМИ

О микросхемах	205
Некоторые типовые узлы микросхем и особенности их эксплуатации	208
Звуковые усилители на микросхемах	214
Мощный УМЗЧ	214
Микроусилитель мощности	218

ГЛАВА 12. САМЫЕ УНИВЕРСАЛЬНЫЕ

Обратная связь и операционные усилители	221
Опасные связи	222
Основные свойства системы с отрицательной обратной связью	226
Базовые схемы усилителей на ОУ	228
Неидеальность ОУ, ее последствия и борьба с ними	230
Дифференциальные усилители	232
Другие распространенные схемы на ОУ	235
Аналоговый генератор	237
Конструируем термостаты	239
Термостат вообще	240
Простой термостат для аквариума	243
О гистерезисе	247
Терморегулятор «для дома для семьи»	249

ГЛАВА 13. КАК ИЗМЕРИТЬ ТЕМПЕРАТУРУ?

Электронные термометры.....	255
Основы термометрии	255
Датчики.....	257
Термисторы	257
Металлические датчики	259
Полупроводниковые датчики	260
Методы измерения сопротивления	261
Очень точный ручной измеритель температуры.....	262
Простейшие электронные термометры на батарейке	264
Электронный термометр со стрелочным индикатором.....	265
... и с цифровым	267
Немного о метрологии и ошибках аналоговых схем.....	269
Точность и разрешающая способность.....	270
Систематические ошибки.....	271
Случайные ошибки измерения и их оценка.....	272
Регрессия и метод наименьших квадратов	277
Разновидности погрешностей.....	279

ЧАСТЬ III. ЦИФРОВОЙ ВЕК..... 281**ГЛАВА 14. НА ПОРОГЕ ЦИФРОВОГО ВЕКА****Математическая логика и ее представление в технических устройствах..... 283**

Основные операции алгебры Буля	285
Булева алгебра на выключателях и реле	288
То же самое, но на транзисторах и диодах	291
О двоичной и других системах счисления.....	293
Позиционные и непозиционные системы счисления. Десятичная система.....	294
Двоичная и шестнадцатеричная системы	296
Перевод из одной системы счисления в другую	298
Байты.....	300
Запись чисел в различных форматах.....	302
Немного двоичной арифметики	303
Отрицательные двоичные числа.....	304
Дробные числа	306
Коды, шифры и дешифраторы.....	307

ГЛАВА 15. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА, ИЛИ ИГРА В КВАДРАТИКИ**Устройство логических микросхем и двоичные операции..... 311**

Сравнение основных характеристик ТТЛ и КМОП	312
ТТЛ	312
КМОП	314
Характеристики различных серий КМОП.....	316
Двоичный сумматор на логических микросхемах	323
Обработка двоичных сигналов с помощью логических элементов	328
Мультиплексоры/демультиплексоры и ключи.....	331

ГЛАВА 16. УСТРОЙСТВА НА ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМАХ

Мультивибраторы, формирователи, триггеры, счетчики.....	333
Генераторы.....	333
Кварцевые генераторы.....	338
Формирователи импульсов.....	341
Одновибраторы.....	344
О токоограничивающих резисторах в импульсных схемах.....	346
Триггеры, регистры и счетчики.....	346
Самый простой триггер.....	347
D-триггеры.....	350
Регистры.....	351
Счетчики.....	353
Цифровой лабораторный генератор.....	358

ГЛАВА 17. ОТКУДА БЕРУТСЯ ЦИФРЫ

Цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи.....	363
Принципы оцифровки сигналов.....	365
ЦАП.....	368
АЦП.....	373
АЦП параллельного действия.....	373
АЦП последовательного приближения.....	373
Интегрирующие АЦП.....	375
Конструируем цифровой термометр.....	384
АЦП 572ПВ2 и ПВ5.....	384
Практическая схема термометра.....	389

ЧАСТЬ IV. МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ..... 395**ГЛАВА 18. НАЧАЛА МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ**

Микропроцессоры, память и микроконтроллеры.....	397
Как работает микропроцессор?.....	399
Лечение амнезии.....	406
Изобретаем простейшую ROM.....	407
Общее устройство памяти.....	409
RAM.....	410
EPROM, EEPROM и flash-память.....	411
Микроконтроллеры Atmel AVR.....	416
Почему AVR?.....	416
Classic, Mega и Tiny.....	417
Структура МК AVR.....	418
Память программ.....	419
Память данных (ОЗУ, SRAM).....	419
Энергонезависимая память данных (EEPROM).....	421
Способы тактирования.....	422
Параллельные порты ввода/вывода.....	424
Прерывания.....	425
Таймеры-счетчики.....	427
Последовательные порты.....	429

ГЛАВА 19. ПЕРСОНАЛЬНЫЙ КОМПЬЮТЕР ВМЕСТО ПАЯЛЬНИКА

О программировании МК	431
Железо	431
Софт	434
О конфигурационных битах	436
Примеры программирования	439
Самая простая программа	439
Таймер без прерываний	442
Применение прерываний	446
Прерывание таймера по переполнению	449
Прерывание таймера по сравнению	452

ГЛАВА 20. ИЗОБРЕТАЕМ ВЕЛОСИПЕД

Настольные часы и термометр-барометр на микроконтроллере	457
Часы со счетом времени на МК	458
Общее построение схемы	458
Схема	460
Программа	464
Детали и конструкция	467
Измеритель температуры и давления на AVR	469
Арифметика многобайтовых чисел в МК	469
Операции с числами в формате BCD	473
Хранение данных в ОЗУ	474
Использование встроенного АЦП	476
Датчики температуры и давления	477
Схема	478
Программа	481
Калибровка	483

ГЛАВА 21. ОСНОВЫ ARDUINO

Среда программирования и практика построения схем	487
Что такое Arduino?	488
Установка среды программирования Arduino	490
Настройки Arduino IDE	493
Программы для Arduino	494
Термостат на Arduino	496
Обмен через последовательный порт	500
Работа с текстом на графическом дисплее MT-12864J	504
Подключение MT-12864J	504
Русификация модуля MT-12864J	507

ГЛАВА 22. МЕТЕОСТАНЦИЯ НА ARDUINO

Как на Arduino делать устройства лучше фирменных	511
Техническое задание	512
Выбор компонентов и схема станции	513
Подключение строчных OLED-дисплеев	513
Контроллер WS0010	516
Пишем по-русски	517
Подключение библиотеки LiquidCrystal	519

Часы реального времени DS-1307	520
Установка часов	521
Температура, влажность и давление	523
Подключение радиомодулей Xbee	524
Подключение и настройка Xbee-модулей.....	525
Выносной датчик на основе Arduino Mini	528
Схема выносного датчика	531
Версия станции с ЖК-дисплеем	534
Запись на SD-карту и программа станции с OLED-дисплеем	536
Работа метеостанции с функциями записи на SD-карту	537
Конструкция	538
О недостатках Arduino	540

ПРИЛОЖЕНИЯ 543

Приложение 1. Резисторы..... 545

Международная цветная маркировка резисторов.....	545
Таблицы номиналов резисторов и конденсаторов.....	546

Приложение 2. Стандартные обозначения, размеры и характеристики некоторых гальванических элементов 547

Приложение 3. Классы усилителей 549

Действующее значение напряжения	549
Классы усилителей	550

Приложение 4. Соответствие наименований и функциональности некоторых зарубежных и отечественных цифровых микросхем 554

Приложение 5. Словарь часто встречающихся аббревиатур и терминов 557

Приложение 6. Единицы измерения и обозначения..... 562

Физические величины и их единицы измерения по умолчанию	562
Приставки и множители для образования десятичных кратных и дольных единиц	563
Некоторые буквенные обозначения в электрических схемах.....	563
Некоторые символические обозначения в электрических схемах	564
Символические обозначения мощности резисторов на схемах.....	567

Литература 568

Предметный указатель 570

К читателю

Как известно, каждый сходит с ума по-своему. Есть люди, сдвинутые на собирании спичечных этикеток или монет, есть те, кто прыгает с парашютом, лазает по городской канализации или спускается на плотках по горным рекам Северного Урала и Сибири. Одна из самых распространенных разновидностей подобных психических сдвигов — радиолюбительство.

Когда-то радиолюбители были действительно только «любителями радио» — просто потому, что в 20–30-х годах XX века, когда появились первые энтузиасты, кроме радиоэлектроники, почти никакой другой электроники не существовало. О, в те времена это было жутко престижное хобби! Это сейчас мы, не успев привыкнуть к магнитолам в каждом автомобиле и двум-трем телевизорам в каждой квартире, как незаметно для себя оказались в мире глобальных электронных коммуникаций. А тогда сама возможность слушать кого-то с другого конца Земли казалась чудом, магическим действием. Даже настройка на нужную станцию простого домашнего приемника, ставшего к тридцатым годам уже довольно обычным атрибутом не только в богатой Америке, но и в СССР, поначалу вызывала не меньше вопросов, чем сейчас установка Windows на персональный компьютер.

Но довольно быстро — начиная с 1940-х годов — электроника стала «широко простирает руки свои в дела человеческие». Термин «радиолюбительство» сохранился и по сей день, но под ним стали понимать уже отнюдь не только увлечение радиопередатчиками и приемниками. Первым делом выделилась в отдельное направление звукозапись и все с ней связанное: различные усилители, эквалайзеры, акустические устройства. Затем электроника вторглась в электротехнику и управление разными механизмами. Потом начался компьютерный бум, и стало модным все, связанное с информационными технологиями (вообще-то в них, по справедливости, следовало бы включить и радио с телевидением). Заметим, что в развитии ИТ-отрасли любители сыграли не последнюю роль — так, из увлечения Стива Возняка конструированием игровых приставок выросла компания Apple, теперь одна из самых известных и дорогих компаний мира. А из сообщества любителей программирования родилось течение «открытых исходников» (Open Source), в существенной мере определяющее ландшафт современного ИТ-мира.

В результате первоначально единая наука о применении электричества в технике разделилась на множество течений, значительная часть которых уже к собственно

электричеству имеет лишь косвенное отношение. Выдающийся советский ученый Сергей Алексеевич Лебедев, один из создателей отечественной компьютерной промышленности, начинал с проектирования устойчивых энергосистем (т. е. с чисто электротехнических задач), а к концу своей творческой деятельности занимался уже проблемами операционных систем для сверхмощных вычислительных комплексов.

В настоящее время не более одной пятой части объема журнала «Радио», выходящего в нашей стране с 1924 года, посвящено именно радио. Следовало бы придумать иное название, но слово «радиолюбитель» прижилось и ныне означает любого, кто увлекается электроникой. Правда, так только по-русски — например, в английском языке все иначе: в нем radio ham (или на жаргоне просто ham) есть только лишь «оператор любительской радиостанции», а для любителей электроники (amateurs electronics) вообще нет никакого специального термина. Только не думайте, что в Англии или в Штатах таких любителей вовсе нет, просто там это хобби традиционно имело несколько иной статус. В последние годы число таких amateurs на Западе растет опережающими темпами — возникли даже целые отрасли промышленности, выпускающие полуфабрикаты и конструкторы для любителей создания самых разных электронных изделий. Одним из самых ярких примеров может стать конструирование «интеллектуальных» роботов — в быту, за пределами военных и промышленных сфер применения, примеры массово выпускающихся роботов пока еще можно пересчитать по пальцам. Зато любительских конструкций создано неисчислимое количество: по отдельным разновидностям «умных роботов» проводятся даже чемпионаты мира — совсем, как когда-то по любительской радиосвязи.

Потому не удивляйтесь, что в этой книге, адресованной начинающим (и просто желающим повысить свою квалификацию) радиолюбителям, о радио вы вообще не прочтете ни слова. Зато довольно часто будут упомянуты компьютеры — по причинам, которые вы поймете, прочитав эту книгу. Так что же такое радиолюбительство?

Радиолюбительство — что это такое?

Чем отличается «электронное» устройство от «электрического»? Оба они используют электрическую энергию, однако электрическое устройство, как правило, не содержит никаких заумных штучек, вроде транзисторов или микросхем, — простейшим примером электрического (электротехнического) устройства в чистом виде является настольная лампа с выключателем. Но та же лампа, снабженная регулятором яркости или бесконтактным сенсорным выключателем, является уже устройством электронным. Электронными устройствами по сути стали и давно известные люминесцентные лампы — теперь во многие из них встроена довольно серьезная схема, управляющая запуском и свечением. А в таких сложных электротехнических устройствах, как, например, современные генераторы энергии или системы электропривода, электронную часть от электротехнической уже отделить невозможно.

Эту тенденцию легко проследить на примере эволюции автомобильных электросистем, где первоначально генератор электроэнергии совместно с электромеханическим регулятором и аккумулятором представлял собой отдельную вспомогательную систему, при выходе из строя которой автомобиль тем не менее можно было

завести «ручкой» и заставить передвигаться. Нарастание количества электронных узлов в конце концов связало электротехнические компоненты (стартер, генератор, аккумулятор), электронные устройства (электронное зажигание, датчики, контроллеры, вплоть до бортового компьютера) и механические узлы (двигатель с трансмиссией) в неразрывное целое, где ни одна из систем не может функционировать без другой. А некоторые последние модели автомобилей высшего класса фактически уже ближе к роботам, а не к просто автомашинам, т. е. представляют собой самый сложный электронно-программно-механический агрегат (пример — модели «Вольво», оборудованные системой Drive Me).

Занятие радиолюбительством в нашей стране некоторое время назад, в 1960–1980-е годы, было не просто модным, а очень модным. Этому способствовало много причин: и относительно высокий уровень технического образования, и бесплатный доступ к компонентам (да-да, купить в свободной продаже что-то электронное было очень сложно, а вот вынести с завода или из НИИ — всегда пожалуйста), и, наконец, то, что промышленность явно не справлялась с обеспечением потребности населения в «продвинутых» бытовых приборах, а качество тех, что выпускались, чаще всего, было ниже всякой критики. Дешевле, лучше и интереснее было сделать самому. Поэтому в те времена стать меломаном в смысле «любителем качественной звукозаписи» означало фактически, что человек был вынужден сам изучать азы электроники и браться за паяльник («махать паяльной косой», как любил выражаться один мой знакомый).

Положение, конечно, резко изменилось с приходом в страну дешевого и качественного ширпотреба с Запада и Востока, и теперь уже вряд ли кто будет самостоятельно изобретать, скажем, карманный плеер-«дебильник». Но, как ни странно, радиолюбительство не только не погубило, но даже расцвело — прежде всего потому, что стали доступны, пусть и за деньги, практически любые, как импортные, так и отечественные компоненты, и, что немаловажно, исчерпывающая документация к ним — в 70-е годы прошлого века какой-нибудь «Справочник по транзисторам» сметали с прилавков со скоростью, которой могли бы позавидовать сами братья Стругацкие. Популярная сеть электронных супермаркетов «Чип и Дип», ориентированная в основном на радиолюбителей, недаром хвастается миллионом посетителей в год...

Мудрый римлянин Публий Корнелий Тацит в свое время промолвил: «Можно восхищаться древностью, но следовать нужно современности». Он был совершенно прав, но сам остался в веках именно благодаря своим историческим трудам. «Восхищение древностью» как ничто другое помогает «следовать современности». Например, если покопаться в истории науки и техники, то выясняется интересная вещь — почти все эпохальные изобретения и открытия делались дилетантами. Чаще всего это было обусловлено тем, что до них соответствующих направлений просто не существовало, и они вынуждены были все изобретать «с нуля». Крайний случай такого «любительства» — изобретение телеграфа Сэмюэлом Морзе (рис. 1), который вообще не имел никакого — даже самостоятельного — технического образования и до начала работы над телеграфом был признанным художником. Были и другие, не менее интересные случаи.



Рис. 1. Сэмюэл Морзе (Morse, Samuel F., 1791–1872), автопортрет, 1818 г.

В области электроники существует некая иерархия знаний, в которой неявно подразумевается, что при переходе от одной ступеньки к следующей знания предыдущего уровня усвоены в полной мере. Например, в радиолюбительской литературе четвертьвековой давности вы могли встретить подробнейшее описание принципов работы аналого-цифровых преобразователей (АЦП), ибо их собирали из отдельных деталей, и без понимания их устройства такая работа просто не могла быть успешной. Сейчас АЦП всем доступны и в виде законченных микросхем, и в составе микроконтроллеров, управляются они программно, и, казалось бы, понимание принципов их функционирования уже никому не требуется — подавай нужные команды в соответствии с инструкцией, и все будет работать.

Это верно только на первый поверхностный взгляд. Никакие инструкции вам не заменят глубокого понимания принципов работы электронных компонентов. При условии, конечно, что вы хотите подойти к проектированию своих устройств творчески и что-то изобрести самостоятельно, а не тупо скопировать готовую конструкцию. В последнем случае вам эта книга не потребуется — вполне достаточно сборников радиолюбительских схем, которые ныне доступны каждому через Интернет. Для особо ленивых многими фирмами выпускаются готовые конструкторы с подробной пошаговой инструкцией. Но вот как только вы захотите чужую схему приспособить к своим нуждам, модифицировать или хотя бы просто заменить детали более доступными и современными, без понимания принципов работы вы окажетесь в тупике.

Вообще говоря, без ряда фундаментальных знаний: от школьной физики до понимания того, как работают выходные каскады цифровых микросхем (а значит, и знания принципов работы транзисторов и других компонентов), — невозможно даже правильно подсоединить светодиод к микроконтроллеру. Можно скопировать чужое подключение, но никогда нет уверенности, что и сам автор схемы все сделал

правильно. Развивая эту мысль, можно утверждать, что без знания закона Ома написать корректно работающую программу для микроконтроллера можно только случайно, и пусть это не покажется вам таким уж большим преувеличением.

Поэтому мы дадим совет, который может показаться несколько неожиданным. Но сначала попробуйте мысленно ответить на один вопрос, каким бы идиотским он вам ни показался: «Какова величина тока в комнатной розетке?» То, что этот вопрос — отнюдь не столь прост, как кажется, доказывают результаты ответов на него, полученные после опроса группы студентов одного технического вуза (по специальности, не связанной напрямую с электротехникой или электроникой), — из нескольких десятков опрошенных только двое смогли дать вразумительный ответ.

Итак, если вы, читатель, замялись с ответом или просто не уверены в нем, то вот обещанный совет, причем адресованный любому независимо от возраста, — прежде чем читать дальше, возьмите учебники физики за седьмой и восьмой классы и перечитайте главы, посвященные электричеству. Можете также захватить из девятого класса главу, посвященную строению атома. Еще лучше обратиться не к обычным школьным учебникам, а изучить соответствующие главы из учебника Г. С. Ландсберга [1], где то же самое изложено куда более увлекательно и подробно. Хотя ряд элементарных сведений и дается в первых главах книги, которую вы держите в руках, вам будет много легче читать ее дальше.

Как пользоваться книгой?

Несколько слов о том, как пользоваться книгой. Она рассчитана на тех, кто делает все своими руками и дома (поэтому, например, я не рекомендую компоненты для поверхностного монтажа — платы под них своими руками изготовить достаточно сложно, и еще труднее их отлаживать). Для тех, кто уже имеет известный опыт работы и оборудованную домашнюю лабораторию, первые главы можно пропустить, хотя *главу 6* о транзисторах я все же прочитать рекомендую. Книга отличается от большинства имеющихся руководств тем, что почти все описанные в книге схемы подробно рассмотрены шаг за шагом, включая самые мелкие детали, — так, чтобы при повторении конструкции у вас не возникало вопросов, зачем нужен тот или иной резистор и почему его сопротивление именно такое.

Однако, чтобы вопросов действительно возникало как можно меньше, при чтении книги следует проверять все рассуждения и расчеты с карандашом и калькулятором¹. В процессе чтения вам, вероятно, придется возвращаться к уже освоенным главам. Логика построения книги подчинена принципу постепенного усложнения конструкций, но в то же время широко используется метод опережающего изложения — скажем, операционные усилители и обратная связь подробно рассматриваются только в *главе 12*, но примеры их использования вы сможете встретить уже в *главах 9* и *10*. Опыт показывает, что такой прием очень способствует усвоению информации — уже немного знакомое легче изучать подробно, чем неизвестное

¹ Вдруг и ошибки найдете? Пишите, буду очень благодарен.

вовсе. С другой стороны, не удивляйтесь, что звуковой усилитель подробно рассмотрен в *главе 8*, а источник питания для него — только в следующей главе. Сведения из этих глав во многом пересекаются между собой, поэтому, прежде чем браться за реальный усилитель, вам придется прочесть обе главы.

Книга несамодостаточна — для того, чтобы повторить многие конструкции, вам потребуется дополнительный справочный материал, например, по разводке выводов транзисторов или иных компонентов, а для работы с последней частью книги, посвященной микроконтроллерам, обязательно нужно иметь фирменное описание микропроцессоров AVR и системы команд для них. Слава Богу, у нас теперь есть Интернет, так что можно и не забивать шкаф справочниками, но кое-что, особенно по отечественным компонентам, все же потребуется иметь на полке — не будешь же лазить в Сеть за описанием каждого транзистора!

Не нужно рассматривать любую схему из этой книги или из других источников, как что-то вроде текста из Библии, который никому не позволено изменять. Даже рекомендации производителей по включению того или иного компонента есть всего лишь рекомендации. Можно и нужно экспериментировать, изменяя параметры компонентов и подгоняя схему к своим условиям, нелишне и поспорить с автором, если то или иное решение кажется чересчур усложненным. Однако стоит делать это разумно — если вы замените в схеме генератора частоты тип времязадающего конденсатора с K73 на K50, то можете быть весьма удивлены результатами. То же самое может произойти, например, если вы, не глядя, замените рекомендуемый операционный усилитель MAX474 похожим на него по выводам, но предназначенным совершенно для других целей MAX473.

Как разрабатывать электронные схемы?

И, наконец, рискуя утомить читателя, все же скажу несколько слов о том, как вообще следует разрабатывать и отлаживать схемы. Самый эффективный метод — «сборка» нужной схемы из готовых и заранее отлаженных фрагментов. Эта операция аналогична тому, как программисты «собирают» программы из готовых и заранее отлаженных библиотечных процедур. Каждая такая процедура есть «черный ящик», у которого имеются входы и выходы для общения с другими частями программы, причем в общем случае вы даже не знаете, как она устроена внутри — точно так же, как вы не знаете, что именно размещается внутри микросхемы. Вы берете микросхему, подсоединяете к ней внешние элементы в соответствии с рекомендациями производителя и получаете готовый узел, который соединяете с другими подобными узлами.

Повторим, что именно на этой стадии можно сильно «попасть», если вообще отказаться от попыток понять, как работают используемые узлы, и лишь тупо следовать рекомендациям производителя, которые по понятным причинам не исчерпывают всего разнообразия жизненных ситуаций. Лучшее всего, если производитель предлагает не только описания компонентов (datasheets), но и рекомендации по их применению (application notes) — в этом случае их совсем не вредно изучить перед проектированием. Практика предоставления рекомендаций производителями по проектированию типовых узлов — давно уже не исключение, а правило, потому элементарное знание

технического английского становится обязательным условием для любого более-менее грамотного радиолюбителя. Для облегчения преодоления этого порога в конце книги приведен словарь специфических терминов и аббревиатур (см. приложение 5).

При рисовании схемы обязательно обозначайте на ней конкретные типы и значения параметров элементов — не откладывайте это до выполнения практической ее отладки. Изменить эти параметры вы всегда сможете, но все, что можно посчитать, нужно посчитать заранее — это сохранит вам очень много времени. Когда вы берете, наконец, паяльник в руки, то не следует сразу собирать всю схему устройства целиком. Разбейте ее на как можно более мелкие самостоятельно работающие узлы и отлаживайте каждый узел по отдельности. Не верьте печатному слову и все рекомендации из литературы проверяйте на макетах (в конце концов у вас образуется библиотека таких самостоятельно отлаженных узлов, и вы будете экономить огромное количество времени). Отладив все, обязательно нанесите на чертеж схемы полученные в результате отладки точные значения компонентов (те, что все еще требуют окончательной подгонки «по месту», обозначаются звездочкой), проверьте правильность соединения этих узлов и разводку питания и только затем собирайте всю схему целиком — сначала на макетной плате. И только убедившись в работоспособности макета схемы, переносите ее на настоящую рабочую плату.

В отличие от большинства радиолюбительских изданий, рисунки плат в книге не приводятся, чему есть много причин: во-первых, повторить конструкцию в точности с теми компонентами, которые приведены в описании, как правило, не получается, да это и совершенно не требуется. Во-вторых, лично я никогда не повторял опубликованных конструкций в точности, стараясь улучшить или упростить схему, и в этой книге вы почти всегда найдете рекомендации по улучшению характеристик или расширению функциональности описанного прибора, так что публикация рисунка платы вообще теряет смысл. Наконец, есть и еще один момент, скорее психологический — раскладывая плату самостоятельно, вы намного лучше вникаете в работу схемы, после чего отладка и регулировка ее значительно упрощаются. Мое глубокое убеждение состоит в том, что плату нужно делать самостоятельно, под выбранную конструкцию и корпус, а не подгонять габариты под имеющуюся плату, — в результате такой подгонки самодельные конструкции иногда получаются весьма уродливыми. Исключением будут схемы на основе готовых узлов (таких, например, как Arduino и аксессуаров к нему — см. главы 21 и 22), но там раскладывать платы самостоятельно и не требуется.

Если вы разрабатываете серьезный прибор, который должен служить годами, — постарайтесь заложить в разработку время и деньги, необходимые для выполнения следующих этапов:

- **разработка технического задания** с возможно более подробным описанием требуемой функциональности. Не пренебрегайте мелочами, особенно если вы работаете «на сторону», а не для себя — так, будет очень печально, если вы собрали и проверили прибор дома на столе, а потом выяснится, что он должен работать круглогодично на улице;
- **разработка принципиальной схемы** с отладкой отдельных узлов на макетах;

- **изготовление полного макета** и его отладка;
- **разработка окончательной принципиальной схемы**, подбор деталей и разработка печатной платы;
- **изготовление опытного образца** и его отладка, корректировка печатной платы;
- **изготовление окончательного варианта** печатной платы, корпуса и монтаж прибора.

Отдельно стоит остановиться на составлении технического описания и инструкции по эксплуатации. Я знаю, что большинство разработчиков искренне ненавидит этот этап работы (то же относится, увы, и к программистам), но советую себя пересилить и начинать составление документации прямо сразу, одновременно с началом проектирования. Во-первых, при попытке описать словами «как это работает» в расчете на стороннего читателя обычно всплывают все недостатки и упущения. Иногда на примере некоторых изделий бытовой техники или пользовательских программ отчетливо видно, что их разработчики сами никогда и не пытались взглянуть на свое творение с точки зрения того, кто это будет применять на практике, а инструкцию по эксплуатации писали наспех совершенно другие люди. Вот этого и следует по возможности избегать. Во-вторых, с уверенностью можно сказать, что через пару лет вы напроочь забудете, как у вас работал данный узел и почему выбраны именно такие компоненты. Поэтому написание технической документации нужно вам самим не меньше, чем пользователю.

Приведенный идеальный вариант последовательности разработки редко осуществим на практике — либо времени не хватает, либо денег, либо того и другого. Есть одна известная фирма, которая занимается разработкой заказных электронных устройств, — так там берут несколько килобаксов только за написание технического задания. И они правы! Но на практике часто получается так, что макетный либо опытный образец становится и окончательным изделием. И все же по мере возможности не пренебрегайте этими промежуточными этапами — поверьте, так получится намного быстрее, чем, зажмурившись, собрать все сразу, а потом в лучшем случае обнаружить, что ничего не работает, а в худшем — выветривать из комнаты очень неприятный и стойкий запах горелой пластмассы. Учтите, что почти ни одна незнакомая дотоле схема никогда не работает сразу — будьте к этому готовы и заранее наберитесь терпения.

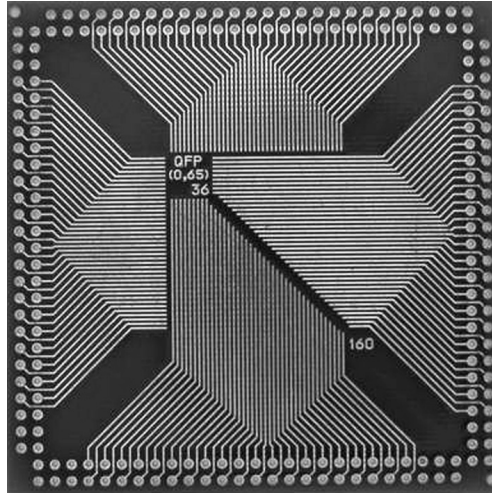
Итак, приступим.

Юрий Ревич, revich@lib.ru

* * *

Автор выражает искреннюю благодарность администрации интернет-магазина «Амперка» (amperka.ru) за поддержку подготовки глав, посвященных платформе Arduino.

Схемы, чертежи и фотографии компонентов подготовлены автором. Все остальные иллюстрации взяты из источников, допускающих свободное копирование, за исключением фотографии первого транзистора из *главы 6* и портрета Клода Шеннона из *главы 14*, любезно предоставленных автору корпорацией Lucent Technologies Inc./Bell Labs в лице ее сотрудницы Франциски Мэттьюз (Francisca Matthews).

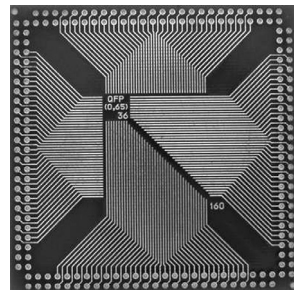


ЧАСТЬ I

ОСНОВЫ ОСНОВ

- Глава 1.** Чем отличается ток от напряжения?
- Глава 2.** Джентльменский набор
Оборудуем домашнюю лабораторию
- Глава 3.** Хороший паяльник — половина успеха
Инструменты и технологические советы
- Глава 4.** Тригонометрическая электроника
О частотах, периодах, мощности, переменных напряжениях и токах
и немного о сигналах
- Глава 5.** Электроника без полупроводников
Резисторы, конденсаторы и схемы на их основе
- Глава 6.** Изобретение, которое потрясло мир
Диоды, транзисторы и простейшие схемы на их основе
- Глава 7.** Ошеломляющее разнообразие электронного мира
Реле, стабилитроны, светодиоды...

ГЛАВА 1



Чем отличается ток от напряжения?

Поэтому-то мне будет легче, *facilius natans*, взять тему по моему выбору, которая для этих трудных вопросов богословия явилась бы тем же, чем мораль является для метафизики и философии.

А. Дюма. Три мушкетера

Дурацкий вопрос, скажете вы? Отнюдь. Опыт показал, что не так уж и много людей могут на него ответить правильно. Известную путаницу вносит и язык: в выражении «имеется в продаже источник постоянного тока 12 В» смысл искажен. На самом деле в данном случае имеется в виду, конечно, источник напряжения, а не тока, поскольку ток в вольтах не измеряется, но так говорить не принято. Самое правильное будет сказать — «источник питания постоянного напряжения 12 вольт», а написать можно и «источник питания =12В», где символ «=» обозначает, что это именно постоянное напряжение, а не переменное. Впрочем, и в этой книге мы тоже иногда будем «ошибаться» — язык есть язык.

Чтобы разобраться во всем этом, для начала напомним строгие определения из учебника (зазубривать их — весьма полезное занятие!). Итак, *ток*, точнее, его величина, есть *количество электрического заряда, протекающее через сечение проводника за единицу времени*: $I = Q/t$. Единица тока называется «ампер», и ее размерность в системе СИ — кулоны в секунду. Знание сего факта пригодится нам позднее.

Куда более запутанно выглядит определение напряжения — *величина напряжения есть разность электрических потенциалов между двумя точками пространства*. Измеряется она в вольтах, и размерность этой единицы измерения — джоуль на кулон, т. е. $U = E/Q$. Почему это так, легко понять, вникнув в смысл строгого определения величины напряжения: *1 вольт есть такая разность потенциалов, при которой перемещение заряда в 1 кулон требует затраты энергии, равной 1 джоулю*.

Все это наглядно можно представить себе, сравнив проводник с трубой, по которой течет вода (и это будет довольно точная аналогия). При таком сравнении величину тока можно себе представить, как количество (расход) протекающей воды за се-

кунду, а напряжение — как разность давлений на входе и выходе трубы. Чаще всего труба заканчивается открытым краном, так что давление на выходе равно атмосферному давлению, и его можно принять за нулевой уровень. Точно так же в электрических схемах существует общий провод (или «общая шина» — в просторечии для краткости ее часто называют «землей», хотя это и не точно — мы еще вернемся к этому вопросу позднее), потенциал которого принимается за ноль и относительно которого отсчитываются все напряжения в схеме. Обычно (но не всегда!) за общий провод принимают минусовой вывод основного источника питания схемы.

Итак, вернемся к вопросу, сформулированному в заголовке: так чем же отличается ток от напряжения? Правильный ответ будет звучать так: ток — это количество электричества, а напряжение — мера его потенциальной энергии. Неискушенный в физике собеседник, разумеется, начнет трясти головой, пытаясь вникнуть, и тогда можно дать такое пояснение. Представьте себе падающий камень. Если он маленький (количество электричества мало), но падает с большой высоты (велико напряжение), то он может наделать столько же несчастий, сколько и большой камень (много электричества), но падающий с малой высоты (напряжение невелико).

Связь тока и напряжения

На самом деле аналогия с камнем наглядна, но не точна — труба с текущей жидкостью подходит куда больше. Дело в том, что напряжение и ток обычно связаны между собой. (Слово «обычно» я употребил потому, что в некоторых случаях — в источниках напряжения или тока — от этой связи стараются избавиться, хотя полностью никогда и не удается.) В самом деле, если вернуться к нашей трубе, то легко представить, как с увеличением давления (напряжения) увеличивается количество протекающей жидкости (ток). Иначе зачем нужны были бы насосы? Сложнее представить себе наглядно обратную зависимость — как ток влияет на напряжение. Для этого нужно сначала понять, что такое *сопротивление*.

Вплоть до середины XIX века физики не знали, как выглядит зависимость тока от напряжения. Этому есть одна важная причина. Попробуйте сами экспериментально выяснить, как выглядит график этой зависимости. Схема эксперимента приведена на рис. 1.1, а примерные результаты — на рис. 1.2. Показанные на графике результаты весьма приблизительны, т. к. реальный вид кривой сильно зависит от того, как именно выполнен подопытный проводник («П» на рис. 1.1) — плотно или редко он намотан, на толстый массивный каркас или на тонкий стакан из бумаги, а также от температуры в комнате, наличия сквозняка и еще от множества других причин. Именно такое непостоянство и смущало физиков — не только сама кривая загибается (т. е. ток в общем случае непропорционален напряжению), но вид и форма этого загиба весьма непостоянны и меняются как при изменении условий внешней среды, так и для различных материалов.

Понадобился гений Георга Ома, чтобы за всеми этими деревьями увидеть настоящий лес — а именно понять, что зависимость тока от напряжения описывается элементарно простой формулой: $I = U/R$, а все несуразности, упомянутые ранее, проистекают от того, что величина сопротивления R зависит от материала провод-

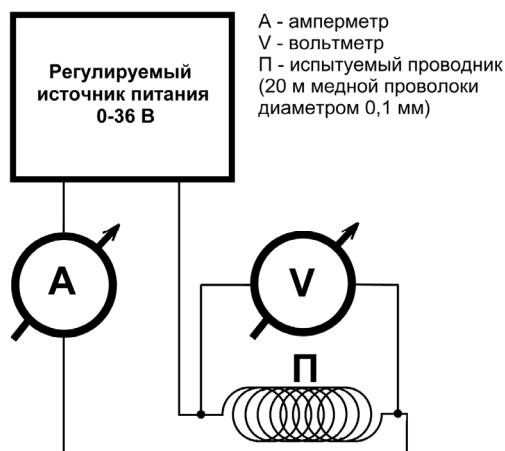


Рис. 1.1. Схема эксперимента по проверке закона Ома

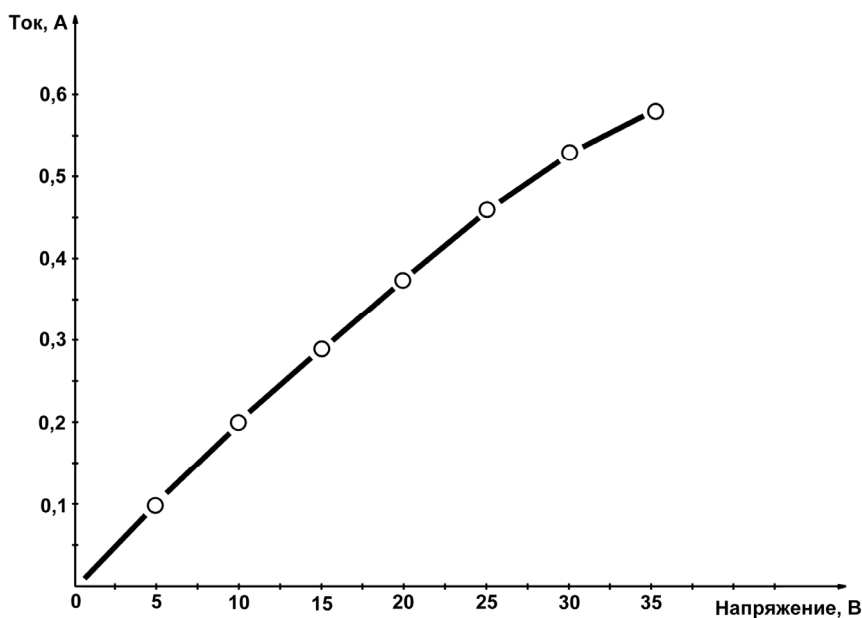


Рис. 1.2. Примерные результаты проверки закона Ома

ника и от условий внешней среды, в первую очередь от температуры. Так, в нашем эксперименте загиб кривой вниз происходит потому, что при прохождении тока проводник нагревается, а сопротивление меди с повышением температуры увеличивается (примерно на 0,4 % с каждым градусом изменения температуры). А вот сама величина этого нагрева зависит от всего, чего угодно, — намотайте провод поплотнее и заверните его в асбест — он будет нагреваться сильнее, а размотайте его и поместите на сквозняк — нагрев резко уменьшится.

В знак признания заслуг Георга Ома (рис. 1.3) единица измерения сопротивления так и называется — ом (ohm по-английски). Согласно формуле, приведенной в пре-

дыдущем абзаце, *1 Ом есть сопротивление такого проводника, через который течет ток в 1 А при напряжении на его концах, равном 1 В*. Обратная сопротивлению величина называется проводимостью и измеряется в сименсах, названных так в честь другого немецкого ученого, электротехника и предпринимателя Вернера фон Сименса: $1 \text{ См} = 1/\text{Ом}$. В электронике почти всегда оперируют именно величиной сопротивления, так что сименсы мы оставим для физиков.

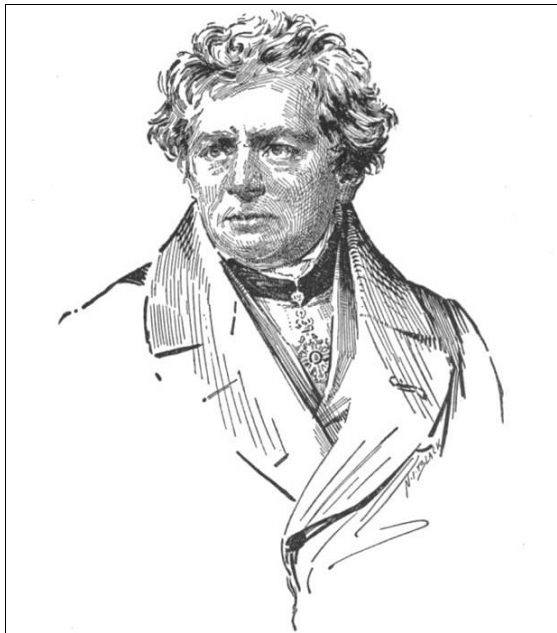


Рис. 1.3. Георг Симон Ом (1787–1854) — немецкий физик, член-корреспондент Берлинской АН. Окончил Эрландский университет. Преподавал математику, затем физику в различных гимназиях. С 1833 года — профессор Нюрнбергской высшей политехнической школы. В 1849–1852 годах — ректор Мюнхенского университета. Член Лондонского королевского общества

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Обратите внимание, что *название* единицы измерения «ом» мы пишем со строчной буквы, а ее *обозначение* («Ом») — с прописной. Это общее правило — все обозначения единиц измерения, которые образованы от фамилий ученых, пишутся с прописной буквы: Дж (джоуль), Вт (ватт), В (вольт), А (ампер). В то же время обозначения единиц измерения, которые не образованы от имен собственных, а являются обычными словами, пишутся со строчной буквы: с (секунды), м (метры).

Сопротивление проводника зависит от его геометрических размеров — оно увеличивается пропорционально длине и уменьшается пропорционально площади сечения: $R = \rho \cdot L/S$. Большое практическое значение имеет коэффициент пропорциональности ρ — так называемое *удельное сопротивление* материала проводника. При определенной температуре (обычно берется 20°C) эта величина почти постоянна для каждого материала. «Почти» я тут написал потому, что на самом деле эта величина сильно зависит от химической чистоты и даже от способа изготовления материала проводника (например, формировался ли проводник штамповкой, про-

тяжкой или электрохимическим напылением). Для проводников стараются употреблять очень чистые металлы, скажем, обычный медный провод изготавливают из меди с количеством примесей не более 0,1 % (как говорят, с чистотой в «три девятки»), это позволяет уменьшить сопротивление такого провода и избежать лишних потерь на его нагрев.

Удельное сопротивление проводника, по определению, есть сопротивление (Ом) проводника единичной площади (1 м^2) и единичной длины (1 м), и если подставить эти величины в формулу, приведенную ранее, вы получите размерность для удельного сопротивления $\text{Ом} \cdot \text{м}^2/\text{м}$ или просто $\text{Ом} \cdot \text{м}$. Практически в таких единицах измерять удельное сопротивление страшно неудобно, т. к. для металлов величина получается крайне маленькой — представляете сопротивление куба меди с ребром в 1 м?! На практике часто употребляют единицу в 100 раз больше: $\text{Ом} \cdot \text{см}$. Эта величина часто приводится в справочниках (см., например, [2]), но и она не слишком удобна для практических расчетов. Так как диаметр проводников измеряют обычно в миллиметрах (а сечение, соответственно, в квадратных миллиметрах), то на практике наиболее удобна старинная внесистемная единица $\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$, которая равна сопротивлению проводника сечением в 1 квадратный миллиметр и длиной 1 метр. Для того чтобы выразить официальный $\text{Ом} \cdot \text{м}$ в этих единицах, нужно умножить его величину на 10^6 , а для $\text{Ом} \cdot \text{см}$ — на 10^4 . Подглядев в справочнике величину удельного сопротивления меди ($0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ при 20°C), мы легко можем вычислить, что сопротивление проводника с параметрами, приведенными на рис. 1.1, составляет около 45 Ом (проверьте!).

Надо сказать, что человечество весьма преуспело в изготовлении специальных материалов, имеющих коэффициент удельного сопротивления, мало зависящий от температуры. Это прежде всего специальные сплавы, константан и манганин, температурный коэффициент сопротивления (ТКС) которых в несколько сотен раз меньше, чем у чистых металлов. А для обычных стандартных углеродистых или металлопленочных резисторов ТКС составляет приблизительно 0,1 % на градус, т. е. примерно в 4 раза лучше, чем у меди. Есть и специальные прецизионные резисторы (среди отечественных это, например, С2-29В, проволочные С5-54В и др.), у которых этот коэффициент значительно меньше. Есть и другие материалы, у которых температурный коэффициент, наоборот, весьма велик (несколько процентов на градус, и при этом, в отличие от металлов, отрицателен) — из них делают так называемые *термисторы*, которые используют как чувствительные датчики температуры (подробнее о них см. главу 13). Однако для точного измерения температуры все же используют чистые металлы — чаще всего платину и медь. К этому вопросу мы еще вернемся.

Регулирование тока с помощью сопротивления

Познакомившись, таким образом, с понятием сопротивления и его особенностями, вспомним, для чего мы все это делали. Ах, да, мы же хотели понять, как практически представить зависимость напряжения от тока! Но ведь мы пока не умеем про-

извольно изменять ток в проводнике, так? Напряжение изменять просто — нужно взять регулируемый источник питания, как это изображено на рис. 1.1, или, на худой конец, набор батареек, при последовательном соединении которых (одной, двух, трех и т. д.) мы получим некий набор напряжений. А вот источников тока (именно тока, а не напряжения) мы еще не имеем. Как же быть?

Выход из этой ситуации показан на рис. 1.4 (заметьте, мы от схематического изображения проводника, как катушки из длинной проволоки, имеющей некое сопротивление, перешли к стандартному изображению резисторов, как это делается в настоящих электрических схемах). Здесь мы уже не используем регулируемый источник питания — он нам не нужен. Питается схема от батареи из трех гальванических элементов, например, типоразмера D, соединенных последовательно. Каждый такой элемент (если он еще не был в эксплуатации) дает напряжение примерно 1,62 В, так что суммарное напряжение будет почти 5 В, как и указано на схеме (под нагрузкой и по мере истощения элементов напряжение немного упадет, но ошибка в данном случае не играет большой роли).

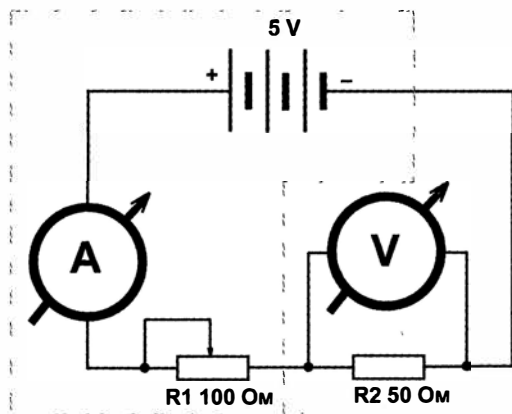


Рис. 1.4. Схема для изучения свойств цепи с двумя резисторами

Как работает эта схема? Допустим, что движок переменного резистора (подробнее о них рассказано в главе 5) R1 выведен в крайнее правое (по схеме) положение. Проследим путь тока от плюсового вывода батареи: амперметр, вывод движка резистора R1, крайний правый вывод R1, резистор R2, минусовой вывод батареи. Получается, что резистор R1 в схеме как бы не участвует — ток от плюсового вывода батареи сразу попадает на R2 (амперметр, как мы узнаем из главы 2, можно не принимать во внимание), и схема становится фактически такой же, как на рис. 1.1. Что покажут наши измерительные приборы? Вольтметр покажет напряжение батареи — 5 В, а показания амперметра легко вычислить по закону Ома: ток в цепи составит $5 \text{ В} / 50 \text{ Ом} = 0,1 \text{ А}$ или 100 мА. На всякий случай еще раз напомним, что эти значения приблизительные — реальное напряжение батареи несколько меньше 5 В.

Теперь поставим движок R1 в среднее положение. Ток в цепи теперь пойдет от плюса батареи через амперметр, вывод движка R1, половину резистора R1, резистор R2 и далее, как и раньше, вернется к минусу батареи. Как изменятся показания

приборов? Раньше резистор R1 в процессе не участвовал, а теперь участвует, хоть и половинкой. Соответственно, общее сопротивление цепи станет уже не 50 Ом (один резистор R2), а 50 (R2) + 50 (половинка R1), т. е. 100 Ом. Амперметр покажет уже не 100 мА, а $5 \text{ В} / 100 \text{ Ом} = 0,05 \text{ А}$ или 50 мА — в два раза меньше.

А вот что покажет вольтметр? Так сразу и не скажешь, не правда ли? Придется посчитать, и для этого рассмотрим отдельно участок цепи, состоящий из R2 с присоединенным к нему вольтметром. Очевидно, что току у нас деться некуда — все то количество заряда, которое вышло из плюсового вывода батареи, пройдет через амперметр, через половинку R1, через R2 и вернется в батарею¹. Значит, и на этом отдельном участке, состоящем из одного R2, ток будет равен тому, что показывает амперметр — т. е. 50 мА. Получается, как будто резистор R2 подключен к источнику тока! И это действительно так — источник напряжения с последовательно включенным резистором (в данном случае половинка R1) представляет собой *источник тока* (хотя и плохой, как мы увидим в дальнейшем). Так каковы же будут показания вольтметра? Очень просто: из закона Ома следует, что $U = I \cdot R$, где R — сопротивление нужного нам участка цепи, т. е. R2, и в данном случае вольтметр покажет $0,05 \cdot 50 = 2,5 \text{ В}$. Эта величина называется *падением напряжения*, в данном случае — падением напряжения на резисторе R2. Легко догадаться, даже не подключая вольтметр, что падение напряжения на резисторе R1 будет равно² тоже 2,5 В, причем его можно вычислить двумя путями: как разницу между 5 В от батареи и падением на R2 (2,5 В), или по закону Ома, аналогично расчету для R2.

А что будет, если вывести движок переменного резистора R1 в крайнее левое положение? Я сразу приведу результат: амперметр покажет 33 мА, а вольтметр — 1,66 В. Пожалуйста, проверьте это самостоятельно! Если вы получите те же значения, то это будет означать, что вы усвоили закон Ома и теперь умеете отличать ток от напряжения. А более сложными схемами включения резисторов мы займемся в главе 5.

Прежде чем перейти к дальнейшему описанию, я хочу ответить на вопрос, который, несомненно, у вас уже возник: а как можно себе представить резистор в нашей аналогии с водопроводной трубой? Ток — расход воды, напряжение — давление, а сопротивление? Оказывается, это очень просто, мало того, соответствующая величина в гидравлике называется точно так же: *сопротивление потоку*. Аналогами резисторов будут всякие устройства, установленные на трубе: краны, задвижки, муфты или просто местные сужения. Определенным сопротивлением обладает и сама труба, причем чем она тоньше, тем ее сопротивление выше, в точности как и с проводником. И точно так же, как на включенном в электрическую цепь резисторе происходит падение напряжения, на этих гидравлических сопротивлениях происходит падение давления, которое пропорционально величине самого сопротивле-

¹ На самом деле это не совсем точно — часть тока, хотя и очень небольшая, все же пойдет через вольтметр, минуя R2. Но на практике этим всегда пренебрегают (подробности см. в главе 2).

² И это не совсем точно — амперметр тоже имеет некоторое сопротивление и может быть представлен, как еще один последовательный резистор. Но, как и в случае с вольтметром, этим на практике пренебрегают.

ния. Прикрывая кран, мы увеличиваем сопротивление потоку, и расход воды уменьшается, т. е. здесь мы производим в точности то же действие, что и при экспериментах с переменным резистором в электрической цепи.

Источники напряжения и тока

В схеме на рис. 1.4 мы можем выделить, как показано пунктиром, ее часть, включив туда батарейку и переменный резистор R1. Тогда этот резистор (вместе с сопротивлением амперметра, конечно) можно рассматривать, как *внутреннее сопротивление* источника электрической энергии, каковым выделенная часть схемы станет для нагрузки, роль которой будет играть R2. Любой источник, как легко догадаться, имеет свое внутреннее сопротивление (электронщики часто употребляют выражение *выходное сопротивление*) — хотя бы потому, что у него внутри есть провода определенной толщины.

Но на самом деле не провода служат ограничивающим фактором. В *главе 4* мы узнаем, что такое электрическая мощность в строгом значении этого понятия, а пока, опираясь на интуицию, читатель может сообразить сам: чем мощнее источник, тем у него меньше должно быть свое внутреннее сопротивление, иначе все напряжение «сядет» на этом внутреннем сопротивлении, и на долю нагрузки ничего не достанется. На практике так и происходит — если вы попытаетесь запустить от набора батареек типа АА какой-нибудь большой прибор, питающийся от источника с низким напряжением (вроде настольного сканера или ноутбука), то прибор, конечно, не заработает, хотя формально напряжения должно хватать, — напряжение «сядет» почти до нуля. А вот от автомобильного аккумулятора, который гораздо мощнее, все получится как надо.

Такой источник, у которого внутреннее сопротивление мало по отношению к нагрузке, называют еще *идеальным источником напряжения*. Физики предпочитают название *идеальный источник э.д.с.* (электродвижущей силы), но на практике это абстрактное понятие используется реже, чем менее строгое, но всем понятное «напряжение». К ним относятся в первую очередь все источники электрического питания: от батареек до промышленной сети. Кстати, для снижения внутреннего сопротивления вовсе не обязательно увеличивать мощность источника напряжения до бесконечности — к тому же эффекту приводят специальные меры по стабилизации напряжения, с которыми мы познакомимся в *главе 9*.

Наоборот, *идеальный источник тока*, как нетрудно догадаться, обязан обладать бесконечным внутренним сопротивлением — только тогда ток в цепи совсем не будет зависеть от нагрузки. Понять, как источник реального тока (не бесконечного малого) может обладать бесконечным выходным сопротивлением, довольно трудно, и в быту такие источники вы не встретите. Однако уже обычный резистор, включенный последовательно с источником напряжения (не тока!), как R1 на рис. 1.4, при условии, что сопротивление нагрузки мало ($R_2 \ll R_1$), может служить хорошей моделью источника тока. Еще ближе к желаемому будут транзисторы в определенном включении, и мы с этим разберемся позднее. А с помощью обратной связи и операционных усилителей можно добиться и результатов, близких к теоре-

тическому идеалу — построить источник тока конечной величины с выходным сопротивлением, весьма близким к бесконечности.

Источники напряжения и тока обозначаются на схемах так, как показано на рис. 1.5, а и б. Не перепутайте — логики в этих обозначениях немного, но так уж принято. А так называемые *эквивалентные схемы* (их еще называют *схемами замещения*) реальных источников приведены на рис. 1.5, в и г, где R_v обозначает внутреннее сопротивление источника.

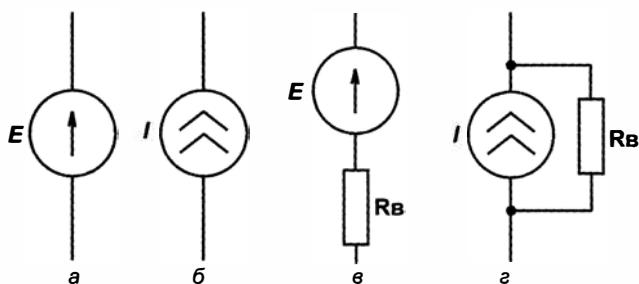
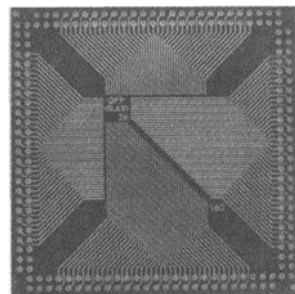


Рис. 1.5. Источники тока и напряжения: а — обозначение идеального источника напряжения; б — обозначение идеального источника тока, в — эквивалентная схема реального источника напряжения, г — эквивалентная схема реального источника тока

Теперь нам придется отвлечься от схем и разобраться с тем, как оборудовать себе рабочее место. Теоретические знания — это важно, но на практике все познается куда лучше.

ГЛАВА 2



Джентльменский набор

Оборудуем домашнюю лабораторию

Затем он сходил на набережную Железного Лома и отдал приделать новый клинок к своей шпаге

А Дюма Три мушкетера

Скажу сразу: если у вас среди добрых родственников нет олигархов, то оборудовать домашнюю лабораторию по последнему слову техники и не пытаться — это встанет в такую сумму, что домашние еще долго будут вам это вспоминать. Потому делайте это постепенно: конечно, очень заманчиво купить цифровую измерительную станцию (мультиметр, запоминающий осциллограф, генератор сигналов и т. п. в одном флаконе) стоимостью примерно как подержанный импортный автомобиль в хорошем состоянии, но уверяю, что для дела это необязательно. Есть, однако, вещи, без которых не обойтись, вот их-то мы и перечислим, а затем рассмотрим по очереди.

Итак, вот малый джентльменский набор радиолюбителя:

- ☐ мультиметр;
- ☐ источник питания постоянного тока (два одинаковых однополярных или один двуполярный, иногда требуется и третий источник);
- ☐ осциллограф;
- ☐ генераторы прямоугольных и синусоидальных сигналов.

Перечисленного достаточно, чтобы повторить все примеры из этой книги, однако в общем случае может понадобиться и иное оборудование (например, если вы собираетесь заняться радиоприемом или телевидением). Но мы остановимся на этом. Причем источники питания и генераторы несложно сделать самому (а генераторы — даже предпочтительнее, т. к. они обойдутся вам в день труда и сотню рублей, потраченных на компоненты, а работать будут не хуже, а в некоторых отношениях даже лучше промышленных, и окажутся много удобнее в использовании). В дальнейшем мы все это сделаем, а пока рассмотрим то, что имеется в продаже.

Мультиметр

Его еще часто называют по старинке тестером. Покупать нужно обязательно цифровой и не самый дешевый. На рынке полно миниатюрных китайских мультиметров стоимостью в пару сотен рублей — их покупать не надо! Как правило, они работают примерно неделю, а потом, если не разваливаются, то просто перестают показывать. Но самый главный их недостаток — даже не низкая надежность, а недостаточная точность, которая может быть довольно далека от декларируемых в описании величин.

В магазинах типа «Чип и Дип» или на радиорынках есть большой выбор приличных универсальных мультиметров. Вас интересует ценовой диапазон примерно от 500 до 1500–2000 рублей, большая цена означает, что в приборе наличествуют не слишком актуальные навороты: связь с компьютером, память или еще что-то в этом роде. Выбирать нужно по количеству функций и диапазонам измерений. Перечислим главные функции, без которых не обойтись (в скобках — желательные диапазоны):

- ☐ измерение постоянного напряжения (2 мВ–600 В);
- ☐ измерение постоянного тока (2 мА–10 А);
- ☐ измерение переменного напряжения (1 В–700 В);
- ☐ измерение переменного тока (20 мА–10 А);
- ☐ измерение сопротивления (100 Ом–10 МОм, функция «прозвонки»).

Все остальные функции, как говорят компьютерщики, опциональны, но пренебрегать ими не следует (располагаю их по степени практической нужности):

- ☐ измерение емкости;
- ☐ измерение индуктивности;
- ☐ измерение параметров транзисторов;
- ☐ измерение температуры.

Мультиметры работают, как правило, от 9-вольтовой батарейки в типоразмере «Крона». Батарейки хватает надолго, однако у некоторых моделей было замечено, что при снижении напряжения питания ниже допустимого мультиметр не выключается, а начинает врать. Это может стать источником неприятностей и крупных недоразумений, поэтому я советую сразу после покупки разориться на самую дорогую щелочную (alkaline) батарейку фирмы Duracell, Varta или Energizer, гарантированный срок хранения которой составляет 6–7 лет. К сожалению, литиевых аналогов «Кроны» автор не встречал, но если они появятся в продаже, то для этой цели подойдут еще лучше — у литиевых срок хранения доходит до 10–12 лет. Это будет неплохим вложением денег, учитывая, что батарейка в мультиметре в основном хранится. Этот совет насчет щелочных элементов, кстати, относится не только к мультиметрам, а вообще к любой технике, которая должна долго питаться от гальванических элементов — скажем, к пультам управления телевизорами.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

При покупке мультиметра обратите внимание на наличие функции автовыключения (для экземпляра, изображенного на рис. 2.1, о присутствии такой функции говорит надпись «Auto power off»). Большинство современных мультиметров ее имеют, но может быть, при некотором опыте обращения с ними вы предпочтете, чтобы ее не было: такой мультиметр имеет привычку выключаться посреди работы как раз в тот момент, когда у вас заняты руки. По крайней мере, перед покупкой стоит ознакомиться с описанием того, как реализована эта функция.



Рис. 2.1. Типовой мультиметр с дополнительной функцией измерения емкости

Слабым местом всех мультиметров является функция измерения тока, т. е. режим амперметра. Если вы творчески изучили *главу 1*, то должны легко сообразить, что амперметр, включаемый всегда последовательно с нагрузкой, должен иметь очень маленькое собственное (внутреннее) сопротивление, иначе на нем образуется большое падение напряжения, что внесет искажения в измеряемую величину тока. Если вы все же не поняли предыдущую фразу, то вернитесь к рис. 1.4 и перерисуйте его на листочке бумажки так: вместо амперметра нарисуйте резистор R_A (который будет представлять упомянутое внутреннее сопротивление амперметра), а переменный резистор $R1$ исключите. Вы получите почти такую же картинку, как и раньше, только вместо $R1$ у вас теперь есть R_A , и все расчеты будут совершенно аналогичными: чем больше R_A , тем меньше падение напряжения покажет вольтметр на $R2$ и тем меньше будет общий ток в цепи. Это очень плохо, т. к. оба прибора должны только измерять, но никак не участвовать в процессах, происходящих в цепи. В принципе полностью избежать влияния амперметра не удастся, но

получается сделать внутреннее сопротивление амперметра достаточно малым, чтобы пренебречь его влиянием.

Вот это-то замечательное свойство амперметров одновременно и является их самым слабым местом — достаточно перепутать и включить амперметр не последовательно, а параллельно источнику питания (подобно вольтметру на рис. 1.1), как через него, в полном соответствии с законом Ома, потечет огромный ток, ограниченный только возможностями источника. Действительно — характерное сопротивление амперметра при измерении больших токов составляет порядка нескольких миллиом, что даже при 5-вольтовом источнике дает токи в 1000 А и более! На самом деле никакой обычный источник питания (включая даже бытовую электросеть) такого тока отдать не сможет, но того, что сможет, будет достаточно, чтобы прибор сгорел.

Однако не отчаивайтесь — обычно в хороших мультиметрах на этот случай внутри стоит плавкий предохранитель, а самых «продвинутых» — даже самовосстанавливающийся. Поэтому если ваш прибор вдруг перестал показывать ток (а вы можете и не заметить, как случайно подсоединили его в режиме измерения тока к выводам питания), то прежде всего откройте его и проверьте этот самый предохранитель. Кстати, именно для того, чтобы дополнительно защитить мультиметр от вышеописанных неприятностей, клемму для подключения щупа в режиме измерения тока всегда делают отдельно от других.

Теперь немного о режиме вольтметра. От вольтметра, наоборот, требуется максимально высокое сопротивление, иначе часть тока будет проходить через него, т. е. мимо измеряемого участка, что эквивалентно уменьшению суммарного сопротивления этого участка (подробнее о параллельном включении резисторов мы поговорим в *главе 5*, а пока, чтобы понять сказанное, поглядите еще раз на рис. 1.4). Итак, чтобы вольтметр не вносил искажения, его сопротивление делают максимально большим. И это хорошо — по крайней мере, нет такой опасности сжечь прибор, как в случае амперметра, — если вы включите мультиметр в режиме вольтметра в цепь последовательно с источником питания, ток просто не пойдет (точнее, пойдет, но очень маленький). Зато вольтметр можно испортить, если включить его на предел в 1 В, а подсоединить к сети 220 В. Надо сказать, что обычно современные вольтметры выдерживают такое издевательство, но лучше все же не рисковать и соблюдать следующее правило:

Обязательно заранее устанавливайте прибор на тот диапазон, в котором вы собираетесь производить измерения. Если примерное значение величины заранее неизвестно, то следует установить прибор на максимальный диапазон.

Впрочем, если финансовые возможности позволяют, то можно и приобрести мультиметр с автоматическим выбором пределов измерения — в этом случае вам придется заботиться только о том, чтобы не перепутать, что именно вы собрались измерять: ток или напряжение. Такими функциями всегда обладают настольные мультиметры, и они, конечно, для наших целей во всем предпочтительнее универсальных, — если бы только не цена, которая для самых дешевых моделей начинается от 5 тыс. рублей.

Кстати, а можно ли обойтись одним вольтметром, если вдруг амперметр сгорел необратимо? Вполне можно. Соорудить амперметр из вольтметра — пара пустяков (как, кстати, и наоборот — просто обычно этого не требуется). Для этого нужно запастись точным резистором с номинальным значением сопротивления, например, ровно 1 Ом (это подойдет для измерения токов в единицы-десятки-сотни-тысячи миллиампер, что есть обычное значение для наших схем, для токов в других диапазонах нужен больший или меньший номинал). Мощность этого резистора должна быть как можно выше — не менее 1–2 Вт, а если достанете мощностью в 10 Вт, то это будет просто прекрасно.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Надо сказать, что достать такой резистор не всегда просто, но в крайнем случае можно его изготовить самостоятельно. Лучше всего использовать нихромовую проволоку, из которой делаются спирали для антикварных отечественных утюгов и электроплиток (или можно, например, раскурочить старый паяльник). Возьмите кусок этой проволоки подлиннее (всю спираль целиком) и измерьте его сопротивление (его-то ваш мультиметр еще не потерял способность измерять?). Величина эта составит порядка нескольких десятков ом. Затем растяните и измерьте рулеткой длину. Поделите одно на другое, вы получите сопротивление проволоки в Ом/м. Осталось отмерить (как можно точнее) нужный кусок, соответствующий одному ому (скорее всего получится порядка 10–30 см), свернуть его спиралькой, намотав на карандаш и затем аккуратно сняв, — и сопротивление (причем достаточно точное) готово. Чтобы оно было более долговечным, следует взять любой крупный резистор достаточно высокого сопротивления (более нескольких сотен ом), намотать на него этот отрезок нихрома и туго обернуть его кончики вокруг имеющихся выводов. Затем их следует пропаять с помощью кислотного флюса (см. главу 3).

Теперь включите этот одноомный резистор последовательно в измеряемую цепь, а параллельно ему подключите вольтметр, как показано на рис. 2.2. Величина тока в цепи будет численно равна показаниям вольтметра (если вольтметр установлен на диапазон в вольтах, то, значит, ток в амперах, если в милливольтмах — то в миллиамперах). Думаю, вы легко сообразите, почему это так, и сами сможете придумать, как подсчитать напряжение, если резистор имеет номинал, отличающийся от 1 Ом.

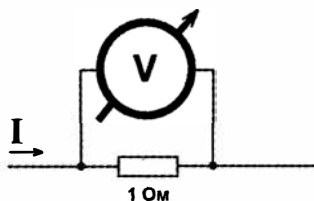


Рис. 2.2. Схема измерения величины тока с помощью вольтметра

ПОДРОБНОСТИ

Одновременно с мультиметром приобретите подходящие для него зажимы-«крокодилы» (с запасом — они легко теряются). С ними ситуация обычно такая: чаще всего стандартные отечественные «крокодилы» не подходят, а «родные» импортные слишком громоздки и очень плохо держатся на измеряемом проводе. В этом случае рекомендуется либо, если возможно, подогнать отечественные, чтобы они держались на

импортном щупе, либо просто откусить импортные наконечники от проводов и заменить их отечественными штекерами, на которых «крокодил» держится очень крепко. При этом вы лишаетесь фирменного заостренного щупа, но его легко изготовить из «крокодила», причем он будет даже лучше оригинального — плотно зажмите с помощью плоскогубцев (а еще лучше пропаяйте мощным паяльником) в «крокодиле» толстую швейную иглу и натяните на нее изолирующую кембриковую трубку, оставив свободными только несколько миллиметров кончика иглы (чтобы плотно держалось, лучше использовать термоусадочный кембрик). Сам «крокодил» тоже нужно изолировать — можно использовать более толстый термоусадочный кембрик или обмотать липкой эластичной полихлорвиниловой лентой (но не скотчем!). Этот же щуп удобно использовать для осциллографа.

Более подробно об особенностях проведения измерений в различных случаях мы поговорим в соответствующих главах, а сейчас продолжим обсуждать оборудование нашей лаборатории.

Источник питания

Лабораторный источник питания, как я уже говорил ранее, не представляет особых трудностей сделать самому (см. главу 9), но вы пока этого не умеете, а хотя бы один источник понадобится сразу — например, для того, чтоб отладить собственные. Поэтому его следует приобрести. Можно, конечно, приобрести и три источника, но к собственноручной сборке я призываю не столько в целях экономии денег, и даже не из педагогических соображений, но еще и потому, что собранный нами источник будет именно таким, какой нам надо. Если мультиметры (о которых мы говорили в предыдущем разделе) и осциллографы (о которых пойдет речь далее) не имеют никакого смысла собирать самому, потому что лучше и дешевле промышленных вы наверняка не сделаете, то источники питания и генераторы — совсем другое дело.

Какой же источник приобретать? В отличие от мультиметра — самый дешевый из подходящих. Это не ширпотребовский товар и на коленке в шанхайских трущобах их не делают¹, тем более, что в продаже полно и вполне приличных отечественных моделей. Единственное, на что следует обратить внимание, — это на диапазоны регулирования напряжения и тока. Напряжение должно плавно или ступенчато (последнее даже предпочтительнее, т. к. позволяет устанавливать точное значение напряжения без дополнительного контроля) регулироваться от нуля до 24–30 В (желательно) или до 12 В (как минимум).

А с током надо разобраться — дело в том, что существует несколько типов источников. Самые простые — те, у которых при превышении указанного в характеристиках максимального тока срабатывает внутренняя защита, и нагрузка отключается. Это не очень удобно, и вот почему: многие нагрузки, включая и определенную часть приведенных в этой книге устройств, в момент включения в течение некоторого времени (от миллисекунд до секунд) потребляют ток, значительно больший номинального потребления. Объясняется это тем, что в первый момент либо заря-

¹ Разумеется, источники для бытовых электронных приборов «со встроенной вилкой» здесь не рассматриваются и для лабораторных целей не годятся. О них пойдет речь в главе 9.

жается фильтрующий конденсатор источника питания, либо, как в случае, скажем, подключения микродрели, большой ток призван раскрутить движок до номинальных оборотов, после чего потребление тока резко снижается. Если используется источник с ограничением тока, то это приводит просто к замедлению пуска нагрузки, а если с отключением нагрузки, то отключение это чаще всего успевает сработать до того, как потребляемый ток снизится до приемлемого уровня. В результате вы попадаете в замкнутый круг — источник номинально может обслуживать вашу нагрузку, а фактически включить ее не получается.

Более «продвинутые» источники ограничивают ток на указанном уровне (т. е. фактически превращаются в источник тока, напряжение при этом зависит от нагрузки), и иногда еще умеют отключать нагрузку вовсе, если в ней наблюдается короткое замыкание. Такие источники гораздо удобней. Чаще всего величину тока ограничения можно тоже, как и напряжение, регулировать, потому подобные источники сразу можно отличить по внешнему виду — в них имеются отдельные ручки регулирования напряжения и тока (часто даже по две на каждый параметр: для грубой и точной установки). Цена самых простых обычно не превышает 2 тыс. рублей.

Очень хорошо, если вы сразу приобретете двухполярный источник, т. е. такой, который имеет на выходе сразу два напряжения: положительное и отрицательное относительно общего провода (обычно это просто два источника в одном корпусе, которые можно соединить по клеммам). Смотрите по средствам, но в любом случае желательно иметь источник как можно мощнее — 1–2 А нам будет, пожалуй, хватать для большинства наших экспериментов, но запас иметь никогда не помешает.

Осциллограф

Осциллограф — это вещь почти незаменимая. Если вкратце, то это прибор, который позволяет увидеть на экране все, что происходит с напряжением в наших схемах. Мало того, во многих случаях он может заменить и мультиметр. Но одновременно это будет и самое дорогое ваше приобретение. Портативный прибор с ЖК-экраном можно приобрести за несколько тысяч рублей, но вы быстро убедитесь, что пользоваться таким устройством не слишком удобно, а цена настольных конструкций начинается от 10 тысяч и уходит далеко в бесконечность.

Как работает простейший аналоговый осциллограф? Главная его деталь — электронно-лучевая трубка (CRT), аналогичная той, что используется в черно-белых телевизорах, только носящая специальное название «осциллографической». Если не углубляться в физику, то принцип ее работы можно пояснить картинкой, показанной на рис. 2.3. В узком конце трубки расположена так называемая *электронная пушка*, излучающая узкий поток электронов, разогнанных до большой скорости. Попадая на экран, покрытый изнутри люминофором, он образует маленькую светящуюся точку (в отличие от телевизионных трубок, где люминофор светится белым, здесь часто используется люминофор зеленого или, например, синего свечения, причем обычно с небольшим послесвечением — луч как бы оставляет за собой постепенно затухающий след). Пластины X служат для развертки луча по горизон-

тали — на них подается пульсирующее напряжение пилообразной формы (его график приведен на рис. 2.3, б). В результате в отсутствие напряжения на пластинах Y луч прочерчивает горизонтальную линию, начинающуюся у края экрана слева и заканчивающуюся у правого края.

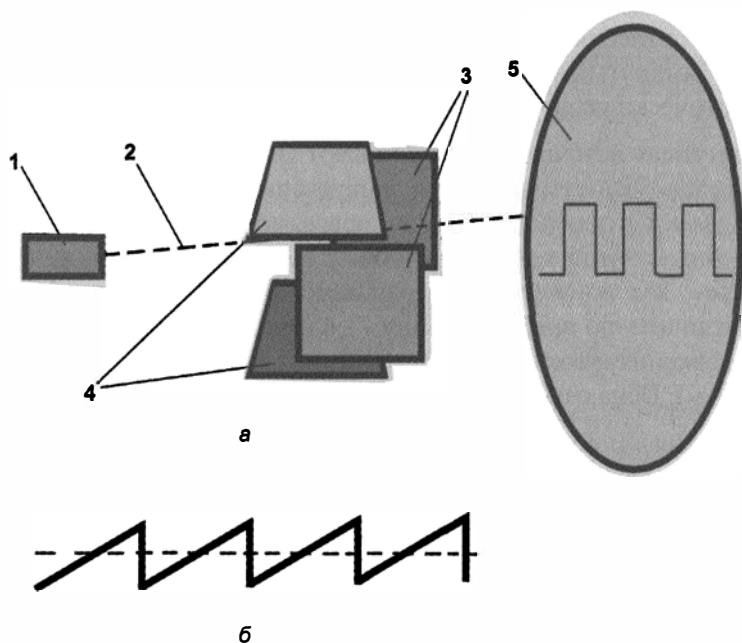


Рис. 2.3. а — принцип работы осциллографической трубки: 1 — электронная пушка; 2 — электронный луч; 3 — горизонтальные отклоняющие пластины X; 4 — вертикальные отклоняющие пластины Y; 5 — экран с люминофором; б — форма напряжения развертки на пластинах X

Если теперь подать напряжение на пластину Y, связанную через регулируемый усилитель со входом осциллографа, то луч будет сдвигаться вверх или вниз, в зависимости от знака поданного напряжения, рисуя на экране график, соответствующий изменениям формы входного напряжения во времени. В простейшем случае, если на вход Y подано постоянное напряжение, отличающееся от нуля, то линия просто сдвинется, но останется горизонтальной. Поверх экрана размещается координатная сетка, по которой можно узнать все характеристики видимого сигнала — его размах в вольтах и период изменения во времени (о периодах сигналов говорится в главе 4).

Основных управляющих ручек у простого аналогового осциллографа как минимум четыре (см. фото панели малогабаритного осциллографа С1-73 на рис. 2.4). Две ручки, обычно помеченные стрелочками вверх-вниз и вправо-влево (на рис. 2.4 сверху по обе стороны экрана), позволяют устанавливать линию развертки в отсутствие сигнала в нужное начальное положение — например, по центру экрана. Для того чтобы при этом быть уверенным, что сигнала действительно нет, обычно имеется специальная кнопка или переключатель, помеченный символом «земли», который отключает вход Y от входной клеммы и замыкает его на корпус, соединен-

ный с общим проводом («землей») прибора. На рис. 2.4 это переключатель слева внизу под надписью «Усиление» — в среднем положении он как раз и замыкает вход Y на «землю».



Рис. 2.4. Панель малогабаритного аналогового осциллографа С1-73

Две другие ручки, представляющие собой переключатели с большим числом фиксированных положений, позволяют управлять временем развертки (на рис. 2.4 справа от экрана) и усилителем входного сигнала (слева от экрана), для того чтобы увидеть сигнал в удобном масштабе по обеим осям. У этих переключателей против каждого положения написаны значения времени (для развертки) и напряжения (для усилителя Y), которые соответствуют одному делению координатной сетки экрана. Таким образом осциллографом можно довольно точно измерять период (частоту) сигнала и его размах. Поверх этих переключателей выступают ручки, позволяющие плавно менять установленную величину развертки или усиления вблизи установленного переключателями значения (точному установленному значению соответствует крайнее правое положение этих ручек).

Кроме этих основных управляющих элементов, обычно имеются еще вспомогательные: для управления яркостью луча и его фокусировкой (т. е. размерами пятна на экране) — они видны на рис. 2.4 внизу. Часто есть специальная кнопка под названием «поиск луча» (в С1-73 она отсутствует) — дело в том, что луч запросто может уехать за пределы экрана, и вам по неопытности даже сперва покажется, что все сломалось.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Отдельного разговора заслуживает также обязательно присутствующая регулировка синхронизации: на рис. 2.4 это две ручки с подписями «СТАБ.» (стабильность) и «УРОВЕНЬ», а также переключатель справа внизу с подписью «СИНХР.» (синхронизация). Дело в том, что на практике частота развертки никогда точно не кратна частоте сигнала, поэтому сигнал «бежит» по экрану, не давая как следует рассмотреть его форму и измерить параметры. Регулировка синхронизации служит для того, чтобы сигнал можно было «остановить» — при этом начало развертки (т. е. начало хода луча от левого края экрана) будет всегда совпадать с каким-то характерным моментом в изменении повторяющегося сигнала — например, с переходом через ноль или максимум напряжения, по спаду или по фронту сигнала. Эти параметры и регулируются ука-

занными элементами управления. Переключатель синхронизации выбирает форму сигнала (постоянный, переменный, по положительному или отрицательному фронту), а для того, чтобы сигнал «остановить», обычно используют такой прием: следует вывести ручку регулировки уровня в минимум, затем ручку регулировки стабильности установить в состояние полного пропадания сигнала и медленно поднимать уровень, пока сигнал опять не появится. Во многих простейших аналоговых осциллографах, подобных С1-73, синхронизация работает плохо и установить ее — занятие, требующее большого практического опыта. Хорошо помогает в этом случае дополнительный вход для синхронизации от внешнего сигнала, который имеется в большинстве даже самых простых моделей (в С1-73 он расположен сбоку корпуса).

Конечно, во многих моделях могут быть и другие органы управления — скажем, кнопка для переворота (инвертирования) сигнала, или «лупа» для выделения интересного участка, или клемма для подачи пилообразного напряжения развертки от внешнего источника, но вы с ними легко разберетесь по ходу дела.

Проверить осциллограф просто — надо схватиться рукой за щуп, и тогда вы увидите на экране наведенную помеху от бытовой электросети частотой 50 Гц. Если вы ее не видите, 99 % за то, что вы забыли отключить заземление входа после настройки положения луча (такое часто случается).

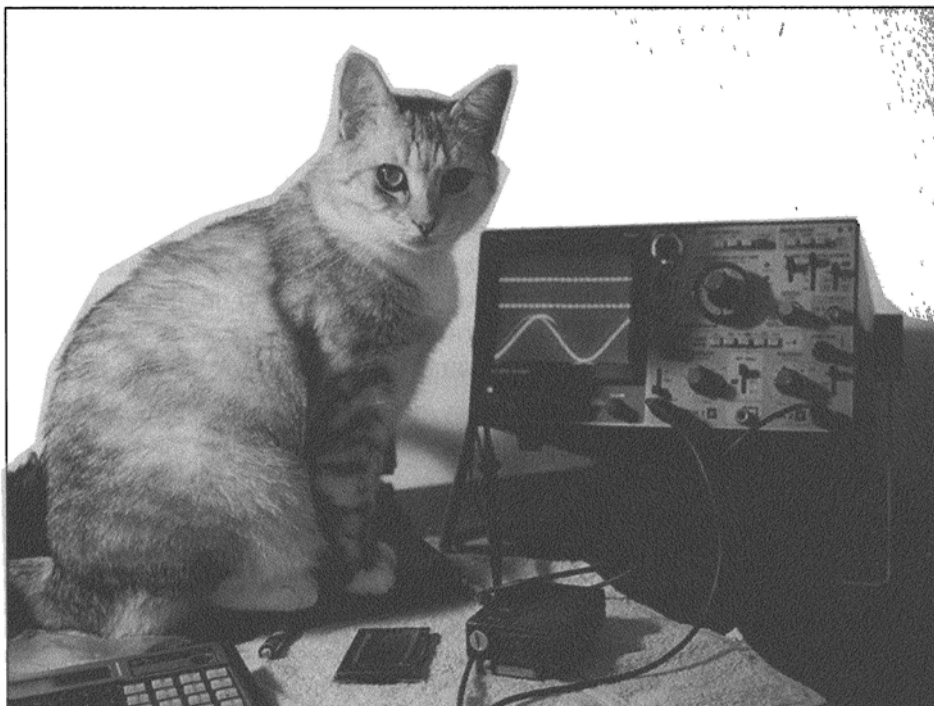
С электрической точки зрения осциллограф представляет собой вольтметр, т. е. имеет высокое входное сопротивление (стандартно — 1 МОм, хотя есть специальные высокочастотные осциллографы, которые имеют входное сопротивление 50 Ом, естественно, они для наших целей не годятся), поэтому наводка от сети и других помех может быть весьма значительна. Если такое входное сопротивление все же слишком мало (что бывает при исследовании схем с очень малыми токами), то следует использовать прилагаемый к осциллографу или приобретаемый отдельно щуп с делителем 1:10. При этом входное сопротивление возрастает соответственно до 10 МОм, а величину сигнала на экране нужно умножить на 10. Этим же щупом следует пользоваться, если требуется исследовать сигналы высокого напряжения, например, сетевого (220 В), т. к. обычно имеющейся шкалы не хватает, и большая часть сигнала сверху и снизу при использовании простого щупа окажется за пределами экрана. Производители не рекомендуют насильно вводить усиленный такими высокими напряжениями, и, хотя лично мне ни разу не удавалось сжечь вход осциллографа, все же к рекомендациям изготовителей нужно прислушиваться.

При подсоединении щупа к исследуемой схеме нужно помнить, что корпус осциллографа «заземлен», т. е. соединен с общим проводом щупа, потому он не должен касаться корпусов источников питания и других приборов — довольно часто бывает, что нужно разглядеть сигнал не относительно общего провода схемы, а, скажем, относительно шины питания.

При исследовании узлов, напрямую связанных с бытовой сетью 220 В, нужно соблюдать особую осторожность — осциллограф обязательно должен стоять на сухом изолирующем основании, ни в коем случае не касаться каких-либо металлических предметов (скажем, корпуса стоящего рядом компьютера) и за его металлические части, включая элементы щупа, ни в коем случае нельзя брать руками! Если вам придется проводить подобные операции, то последовательность их проведения такая:

1. Отключить питающее схему напряжение (обязательно оба сетевых провода).
2. Надежно подсоединить щуп к измеряемой схеме, используя зажимы-крокодилы и следя за тем, чтобы они не касались проводников и держались как можно прочнее.
3. Включить напряжение, держа руки подальше, и наблюдать сигнал.
4. При необходимости изменения параметров развертки, усиления и синхронизации внимательно следить за тем, чтобы в ажиотаже не задеть «крокодилы» и не коснуться металлических частей корпуса.
5. При необходимости перенести щупы в другое место схемы снова полностью выключить питание и повторить операции.

Все здесь сказанное относилось к простейшим аналоговым осциллографам. Их функций вам будет хватать во всех случаях, описанных в этой книге. В настоящее время выпускаются, однако, и более навороченные модели. Прежде всего это многоканальные и многолучевые осциллографы, которые позволяют увидеть одновременно два и более сигналов в разных точках схемы — фактически это несколько отдельных осциллографов в одном корпусе и с отдельным управлением, обычно за исключением синхронизации, которая устанавливается по одному из входных каналов (по выбору). Это бывает очень удобно, если нужно, например, рассмотреть сдвиг по времени одного из сигналов относительно другого. Излишне говорить, что такие приборы заметно дороже обычных, причем многолучевые лучше многоканальных, т. к. у них на самом деле несколько независимых лучей, в то время как многоканальные лишь имитируют независимость — у них просто разные входы по Y быстро-быстро переключаются между собой, управляя на самом деле одним и тем же лучом.



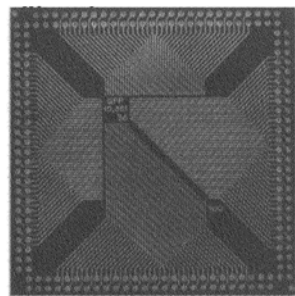
Еще более интересными являются запоминающие осциллографы, которые позволяют получить моментальный «снимок» одноразового процесса, скажем, всплеска напряжения в схеме. В настоящее время такие осциллографы исключительно цифровые, и функция запоминания у них — лишь одна из многих других. О цифровых осциллографах я здесь подробно говорить не буду — если финансовые возможности вам позволяют, обязательно приобретите, т. к. они позволяют делать все то же, что и аналоговые, и умеют еще много такого, что аналоговым недоступно — например, показывать точное значение напряжения сигнала и времени от начала развертки в произвольной точке осциллограммы. Нет у них и никаких проблем с синхронизацией.

Если все же на приобретение цифрового прибора у вас денег не предвидится — смело покупайте самый дешевый отечественный, причем как можно более малогабаритный и с минимальным количеством ручек управления, вроде С1-73, показанного на рис. 2.4, который выпускается без изменений уже четвертый десяток лет, необычайно прост в обращении и надежен. В момент, когда пишутся эти строки, его можно приобрести в интернет-магазинах примерно за 10 тыс. рублей, и по своим качествам он соответствует большинству более современных моделей из той же ценовой категории. Минимально необходимые характеристики, которые перекрывают большинство радиолюбительских потребностей (исключая высокочастотную технику), в сущности, включают лишь один критичный параметр — максимальную рабочую частоту. Желательно, чтобы она была не меньше 10–20 МГц, хотя и пятимегагерцовый С1-73 для наших целей тоже годится.

В качестве отличного компромисса можно приобрести цифровой осциллограф-приставку к компьютеру — она подключается к порту USB, позволяет наблюдать сигнал на большом экране ПК и управлять настройками с помощью мыши. Обладая всеми характеристиками довольно продвинутых цифровых моделей (выборка, пиковый детектор, усреднение, память на несколько осциллограмм, полоса пропускания в десятки мегагерц), осциллограф-приставка в разы дешевле настольных цифровых моделей, и по стоимости не превышает самые простые аналоговые образцы. При этом я очень не советую городить самостоятельно и тем более приобретать самодельные конструкции такого рода — в деньгах, может быть, вы и выиграете, но времени на доводку изделия «до ума» потратите немерянно, если вам вообще это удастся: осциллограф — прибор, простой только по принципу работы, а определяющая часть его функциональности заключается во всяких тонкостях и нюансах, дилетантскому подходу не поддающихся.

Ну, а теперь перейдем к технологическому оснащению нашей домашней лаборатории.

ГЛАВА 3



Хороший паяльник — половина успеха

Инструменты и технологические советы

На следующий день д'Артаньян поднялся в пять утра, сам спустился в кухню, попросил достать ему кое-какие снаряды, точный список которых не дошел до нас, к тому же еще вина, масла, розмарину, и, держа в руке рецепт, данный ему матерью, изготовил бальзам, которым смазал свои многочисленные раны, сам меня повязки и не допуская к себе никакого врача.

А. Дюма. Три мушкетера

Не будет преувеличением утверждать, что стабильность и покой в нашей жизни основываются на мелочах. Отсутствие всего двух-трех термозащитных плиток из десятков тысяч у шаттла «Коламбия» привело семерых астронавтов к гибели. Невероятное стечение обстоятельств, противоречащее всем законам вероятности, — и пятьдесят башкирских детей гибнут в небе над швейцарским озером. Есть такой эмпирический закон, известный под названием «закона Мерфи», который известен во множестве вариантов, но его основную мысль можно сформулировать так: всегда полагайтесь на худший из возможных исходов. В моей практике этот закон не нарушался никогда — например, если некий прибор сломался, то обязательно следует предполагать, что поломка произошла как минимум в двух местах. И это невероятное предположение, противоречащее основным положениям теории надежности, обычно оправдывается на практике!

Я веду вот к чему — чем больше мелочей вы предусмотрите заранее, тем надежнее будут работать ваши приборы. Кстати, в радиоэлектронике также в полной мере оправдывается правило, которое заметили еще авиаконструкторы: красивый самолет имеет и лучшие летные качества. Аккуратно и эстетично смонтированный прибор будет работать лучше и надежнее — этому можно, кстати, отыскать вполне рациональные объяснения. Например: если у вас соединительные провода между блоками имеют произвольную длину и толщину и кое-как запиханы в корпус прибора, напоминая мочалку для мытья посуды, то велика вероятность того, что вы зацепите тот или иной провод при сборке, и он просто оторвется. А если этот провод слишком толстый и жесткий, то и цеплять не надо, — пайка отломится при ма-

лейшей попытке отогнуть провод в сторону. Наоборот, слишком тонкий и мягкий провод будет цепляться за все подряд и обязательно попадет под крепежные винты. Кроме того, слишком длинные и хаотично расположенные проводники могут в некоторых случаях привести к неработоспособности схемы из-за самовозбуждения.

Ни в коем случае не берите за образец сборку персональных компьютеров — там совершенно другая технологическая база, и спроектировано все настолько надежно, что хаотичное расположение кабелей в корпусе уже помешать работоспособности не может, разве что провода попадут в вентилятор. Хотя в фирменно собранных ПК кабели все же убирают в аккуратные жгуты. «На коленке» такого уровня достичь сложно, потому берите лучше пример со старой отечественной военной сборки, которая немногим отличалась от «наколеночной», но, тем не менее, все же довольно надежно работала.

Для того чтобы монтаж и сборка были на уровне, оборудовать свою домашнюю лабораторию надо как можно лучше. Это не значит, что нужно покупать самые дорогие фирменные инструменты. Вовсе не так — сторублевые (в современном исчислении) китайские¹ утконосы служат автору верой и правдой уже пятнадцать лет. И отечественный паяльник с деревянной рукояткой будет исполнять свои функции ничуть не хуже импортного. Правда, то же самое нельзя сказать про дешевые сверла или напильники, но сейчас нам важно другое — применяемый инструмент должен точно соответствовать той операции, для которой мы его используем. Если мы попытаемся припаять провод к толстому стальному стержню с помощью 18-ваттного паяльника с жалом, заточенным под распайку выводов микросхем, и с использованием канифоли в качестве флюса, то, помучившись с полчаса, мы, возможно, добьемся своего, но гарантии, что пайка не отвалится, если дернуть за провод сильнее, не будет.

Инструменты и материалы

Далее — (неполный) список того, что желательно бы иметь всегда под рукой. Я исключил из него слесарные инструменты вроде отверток и напильников, приводя лишь позиции, специфичные для процесса монтажа и отладки собственно схем (хотя и напильники в этом процессе иногда тоже участвуют, не говоря уж об отвертках). Не пугайтесь столь длинного перечня — даже он не исчерпывает всех необходимых мелочей, но в большинстве своем это недорогие (кроме электроинструмента) и легко доступные вещи. Чуть позже мы рассмотрим некоторые позиции подробнее.

□ Инструменты:

- три паяльника разной мощности с подставкой;
- микродрель с набором цанговых зажимов (0,5–2 мм) и набором сверл (0,5–2,0 мм);

¹ В этой книге не раз еще будут упомянуты различные изделия «Made in China» — как с положительной интонацией, так и с отрицательной. Прошу китайских товарищей не обижаться на последнюю — в Китае действительно делают образцы как самых плохих, так и самых качественных товаров в мире.

- обычная электродрель с патроном от 1,5 до 13 мм;
- врачебный пинцет;
- бокорезы;
- малогабаритные пассатижи (утконосы);
- лупа диаметром 5–7 см;
- часовые отвертки;
- скальпель или канцелярский резак;
- некоторые специальные инструменты (см. далее).

☐ Расходные материалы:

- припой свинцово-оловянный ПОС-30 (40) в прутке (без канифоли);
- припой свинцово-оловянный ПОС-61 в проволоке \varnothing 1–2 мм с канифолью;
- активный флюс;
- пассивный флюс (канифоль в кусочках и ее спиртовой раствор);
- шкурка (самая мелкая на бумажной основе и покрупнее — на тканевой);
- «Раствор спиртовой технический»;
- чистый бензин (типа «Галоша» или «для зажигалок»);
- ацетон или аналогичный растворитель (646 или 647);
- клей «Момент-кристалл»;
- фольгированный стеклотекстолит 1,5 мм;
- макетные платы;
- термопаста;
- кембриковые (изолирующие) трубки (термоусадочные и обычные, диаметром 1,5–20 мм);
- клейкая полихлорвиниловая изоляционная лента черного и белого цвета;
- скотч;
- водостойкие фломастеры (1 и 3 мм).

К **специальным** следует отнести различные инструменты вроде:

- ☐ клещи для зачистки проводов (очень советую приобрести, только перед покупкой проверьте, чтобы зачищать можно было даже самый тонкий провод);
- ☐ отсос для расплавленного припоя (он может пригодиться при демонтаже микросхем);
- ☐ обжимные клещи для плоских кабелей и т. п.

Конечно, не все из перечисленного вам потребуется немедленно. Большинство пунктов не требуют пояснений, но некоторые стоит рассмотреть подробнее. Снача-

ла — пара слов о двух наиболее употребительных вещах, которые всегда должны быть под рукой: бокорезы и пинцет.

Бокорезы — т. е. малогабаритные кусачки с вертикально расположенными губками — должны иметь острые, а не закругленные концы, быть сделаны из хорошей стали (бокорезы из маникюрного набора не подойдут решительно), а лезвия должны точно, без перехлеста, сходиться. Для проверки качества посмотрите через сомкнутые лезвия на свет — никакой щели наблюдаться не должно. Хорошо подогнанные и заточенные бокорезы должны резать бумагу. Какого бы качества лезвия ни были, не следует кусать такими бокорезами стальную и даже толстую медную проволоку — для этой цели следует иметь обычные слесарные кусачки. Если в процессе работы на лезвиях все же образовались зазубрины — следует подправить их плоским алмазным надфилем или отдать их в переточку в профессиональную точильную мастерскую.

Пинцет лучше всего приобрести в магазине медицинского оборудования. Те пинцеты, которые предлагаются в радиомагазинах и тем более в магазинах для фотолюбителей, обычно не выдерживают никакой критики. Хотя они и могут пригодиться для некоторых технологических целей (например, переворачивать платы при травлении), но только не для радиомонтажа. Губки стандартного медицинского пинцета следует с помощью точила несколько заострить к концам с тыльной стороны — так удобнее брать за тонкие и короткие детали.

Паяльники

Три упомянутых в списке разновидности паяльников предназначаются для следующих работ (в скобках указана примерная мощность):

- ☐ пайка выводов микросхем и других компонентов с выводами до 1 мм, а также тонких проводов (15–20 Вт);
- ☐ пайка компонентов с толстыми выводами (разъемы, лепестки, штекеры и пр.) и толстых проводов (сечением 2 мм² и более) (40–65 Вт);
- ☐ пайка крупногабаритных деталей, например, пластин стеклотекстолита между собой (150–200 Вт).

Вполне годятся отечественные паяльники на 220 В с деревянной ручкой — огромным их преимуществом является то, что деревянная ручка не греется так, как пластмассовая. Конечно, фирменный паяльник для пайки микросхем, с мгновенным разогревом и специальным источником питания, гарантирующим изоляцию от сети и позволяющим регулировать температуру нагрева, предпочтительнее — но и существенно дороже. Неплохой промежуточный вариант — отечественный на пониженное напряжение (36 или 24 В), но к нему придется приобретать отдельный источник питания (или изготавливать его самому). Не стоит приобретать паяльники с хромированным или никелированным жалом — нормально облудить их очень сложно.

Для самого маломощного паяльника, который будет употребляться чаще всего и для самых ответственных работ, следует проверить, правильно ли выбрана мощ-

ность, и соответствует ли она выбранному жалу (чем длиннее и тоньше последнее, тем ниже температура его кончика). Вот простой эмпирический метод определения того, насколько мы правильно выбрали мощность — следует коснуться разогретым жалом кусочка канифоли. Если канифоль плавится и некоторое время (порядка пяти-десяти секунд) потом дымится — все в порядке. Наиболее кардинальным решением будет включение паяльника через ЛАТР (лабораторный автотрансформатор), что позволяет тонко регулировать температуру жала.

Наконец, после всех этих мучений жало следует облудить — для этого паяльник с отформованным и зачищенным с помощью шкурки жалом следует включить в сеть и после некоторого прогрева окунуть в канифоль. Следя за тем, как канифоль растекается, важно не пропустить момент, когда паяльник еще не нагрелся окончательно, но температура уже достигла точки плавления припоя. С этого момента нужно водить жалом по припою, стараясь, чтобы припой растекся по как можно большей площади как можно более равномерно (особое внимание следует уделить самому кончику жала). Хороший вариант — окунуть паяльник в смесь опилок, напильных крупным напильником из бруска припоя, и порошковой канифоли. Операцию облуживания следует провести до начала работ для всех трех паяльников.

Учтите, что припой постепенно растворяет медь или латунь, из которой обычно делаются жала, поэтому не надейтесь, что отформованного и залуженного паяльника вам хватит на всю жизнь. Периодически кончик жала следует затачивать, а когда оно станет совсем коротким — паяльник придется менять. К сожалению, к тому времени жало настолько заклинивает в нагревательном элементе, что сменить его обычно не получается, причем это происходит, по моим наблюдениям, независимо от фирменности паяльника.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Если вам внезапно потребовалось произвести очень тонкую пайку (например, компонентов поверхностного монтажа на фирменной плате с высокой плотностью упаковки), а подходящего миниатюрного паяльника нет в наличии, то поможет следующий прием. Возьмите отрезок относительно толстой (1,5–2 мм) медной проволоки, зачистите и облудите его кончик, предварительно аккуратно срезанный под косым углом, и плотно намотайте эту проволоку на жало паяльника. Облуженный кончик проволоки, который будет теперь играть роль жала, следует отогнуть вперед, но не на слишком большую длину, иначе он не прогреется как следует. После нагревания жала проволока расширится и «захочет» проворачиваться на жале, как бы плотно вы ее ни намотали. Чтобы этого избежать, следует после нагревания еще раз обжать витки большими плоскогубцами, а еще лучше закрепить их небольшим хомутиком из жести с винтовым зажимом.

Два слова о подставках — довольно удобные подставки есть в продаже, или их можно сделать самим, если конечно, подставка не продавалась вместе с паяльником. В любом случае подставку следует дополнительно снабдить металлической щеткой для очистки жала, которая почему-то отсутствует даже в самых фирменных конструкциях. Идеально для этих целей подходит отрезок так называемой «коротки» — короткой стальной щетины на толстой тканевой основе, использующейся в текстильном производстве. Если не найдете — купите обычную хозяйственную металлическую щетку самого маленького размера с деревянной ручкой и отпилите

от нее ручку. Можно также использовать грубую канитель, из которой иногда делают щетки для мытья посуды.

Кстати, если провод паяльника слишком жесткий (обычная беда не только отечественных, но и многих импортных паяльников, включая довольно дорогие), то его неплохо бы заменить — откусите провод вблизи ручки и нарастите его самым мягким и гибким сетевым проводом с вилкой на конце, который найдете. Если провод болтается внутри ручки, что обычно происходит почти со всеми паяльниками, тоже независимо от их происхождения и качества, то его следует закрепить изолентой, иначе скорый обрыв вовсе не исключен.

Флюсы для пайки

Это отдельная тема, которой не жаль посвятить некоторое время. Хотя рынок сейчас наполнен всяческими паяльными примочками, опыт показывает, что в 99 % случаев для получения надежных результатов можно обойтись всего двумя рецептами: обычным пассивным спирто-канифольным раствором и специальным активным флюсом для пайки плохо залуженных поверхностей.

Сначала о **спирто-канифольном растворе**, или, как его еще называют, канифольном лаке. Его можно приобрести или сделать самому. Единственное условие, которое следует соблюдать, — использование технического или медицинского 95–96 % спирта. Денатурат, который иногда продают в хозяйственных магазинах, не подойдет из-за большого содержания воды. Приобрести технический спирт можно на радиорынках и в радиомагазинах (под названием «спиртовой раствор технический»), а медицинский — сами знаете где. (Вообще-то, он продается в аптеках под названием «Медицинский антисептический раствор» как раз в удобной расфасовке по сто грамм, но для его приобретения потребуется рецепт врача. Кстати, ни «технический раствор», ни даже «медицинский антисептический» я бы решительно не рекомендовал пробовать даже заядлым алкоголикам ввиду нешуточной угрозы для здоровья.)

Для изготовления канифольного флюса надо измельчить канифоль в порошок и наполнить им примерно на две трети пузырек, выбранный для этой цели (удобно употреблять пузырьки от лекарств емкостью 100–150 мл с пластмассовой закручивающейся пробкой). Затем вы заливаете туда спирт в таком количестве, чтобы он полностью покрыл порошок с небольшим избытком, закручиваете пробку и немедленно несколько раз энергично встряхиваете пузырек. Собственно раствор будет готов через несколько дней — в зависимости от степени измельчения канифоли. В течение этого времени пузырек нужно периодически встряхивать. Если в канифоли имеются посторонние включения — они оседут на дно. В пластмассовую пробку пузырька неплохо заделать небольшую кисточку, обрезав ее ручку почти до уровня пробки, чтобы не торчала, иначе ваш пузырек легко перевернется, а растекание жидкой канифоли по столу — одно из самых тяжелых стихийных бедствий, которое можно себе представить. Для нанесения флюса также удобно применять деревянные зубочистки.

Простой канифольный лак, приготовленный по этому рецепту, имеет одно, но важное преимущество — он совершенно не проводит электричество, ни в жидком, ни в

застывшем состоянии, потому идеален для отладки схем. «Продвинутые» в радиолюбительском деле знакомые непременно предложат вам не возиться с этим делом, а использовать широко распространенный универсальный флюс, известный под названием «ЛТИ». Надо сказать, что под этим названием ходит довольно много разных продуктов, простейший из которых представляет собой тот же самый спирто-канифольный раствор с активирующими добавками, которые превращают жидкость в пасту, — так якобы удобнее с ней обращаться. Если вам нравится — используйте, однако имейте в виду, что очень часто под названием «ЛТИ» продают активный флюс, в состав которого входит солянокислый диэтиламин, выделяющий при нагревании пары соляной кислоты, очищающие место пайки. Это здорово, но такой флюс неудобен для отладочных радиолюбительских работ вследствие его электропроводности — каждый раз после пайки его необходимо тщательно смывать спиртом, ацетоном или растворителем.

В качестве **активного флюса** для пайки незалуженных деталей, проволоки или поверхностей из стали, грязной меди, латуни или, скажем, никрома удобно применять совершенно отдельную композицию. Из имеющихся в продаже можно рекомендовать «Паяльную кислоту» на основе хлористого цинка или «ХАФ» на основе хлористого аммония — оба они смываются водой.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Автор же вот уже в течение трех с лишним десятков лет использует самостоятельно приготовляемый активный флюс, который дает восхитительные результаты даже для нержавеющей стали (для пайки которых обычно рекомендуют использовать ортофосфорную кислоту). Приготавливается он следующим образом: нужно засыпать в пузырек примерно на одну треть высоты порошок хлористого аммония и залить доверху смесью, состоящей из 70 % глицерина и 30 % воды, взболтать это дело и оставить на одну-две недели. Если хлористый аммоний по истечении этого срока полностью растворится — досыпьте еще, если нет — осадок не мешает. Насыщенным раствором удобно заполнить одноразовый шприц или полиэтиленовую пипетку с закручивающейся крышечкой (от лекарства, которое закапывается в нос при гриппе). После применения остатки такого флюса обязательно нужно смыть теплой водой под краном или стереть мокрой тряпочкой, а затем тщательно высушить место пайки. Флюс совершенно нейтрален, не ядовит, безопасен для рук, не разъедает деревянное и пластиковое покрытие стола, но чрезвычайно текуч и страшно медленно испаряется, потому остатки его со стола и с других предметов следует тщательно удалять влажной тряпкой. Не следует его употреблять совместно с канифолью — они будут друг другу мешать, и смывать остатки станет куда труднее.

Описанные здесь два состава исчерпывают почти все нужды радиолюбительской практики. Один совет — не жалейте канифоли, даже для временных паяк! Это потом выльется в потерю куда большего времени, чем будет затрачено на покрытие места пайки флюсом с помощью кисточки или зубочистки.

Макетные платы

Даже к готовым модулям-полуфабрикатам, выпускаемым специально для изготовления радиолюбительских конструкций (о них мы будем говорить в конце этой главы), нередко приходится подключать компоненты без специальных приспособ-

лений для быстрого монтажа. А при сборке из отдельных компонентов такая задача возникает всегда. И встает вопрос о том, как быстро смонтировать и проверить схему?

Тут нам может помочь современная индустрия — на рис. 3.1 изображена макетная плата, которая позволяет осуществлять соединения компонентов без пайки. Такие платы известны достаточно давно, однако лишь в последние годы их стало приобрести довольно просто. Видимые на фото перемычки и соединительные провода также продаются в готовом к использованию виде вместе с платами.

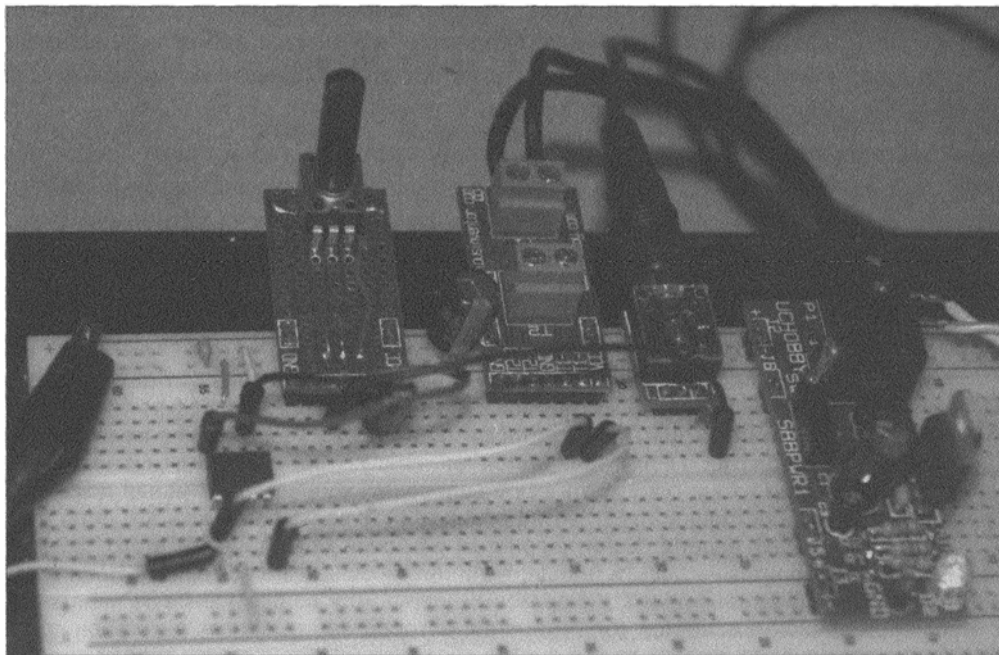


Рис. 3.1. Пример макетной платы с собранной схемой (фото с сайта uchobby.com)

Однако подобная плата пригодна лишь на этапе макетирования — разумеется, в готовом изделии оставлять висящие гирлянды проводов, держащихся лишь на трении, не следует. Более универсальными являются макетные платы, где крепление компонентов и проводов осуществляется пайкой, — они годятся и для окончательной сборки достаточно сложных схем, если по каким-то причинам разработка специальной печатной платы оказывается невозможной.

Обычно, говоря о макетной плате, имеют в виду простую печатную плату с местами для установки компонентов (отверстиями и контактными площадками), или не соединенными проводниками вовсе, или соединенными по некоей специальной универсальной схеме. В продаже имеется большое разнообразие подобных плат. Предпочтительно, чтобы под рукой всегда была, как минимум, простейшая универсальная плата с отдельными металлизированными отверстиями, расположенными по сетке с шагом 2,5 мм (рис. 3.2, *слева*). По мере надобности из нее ножницами по металлу вырезаются нужные фрагменты.

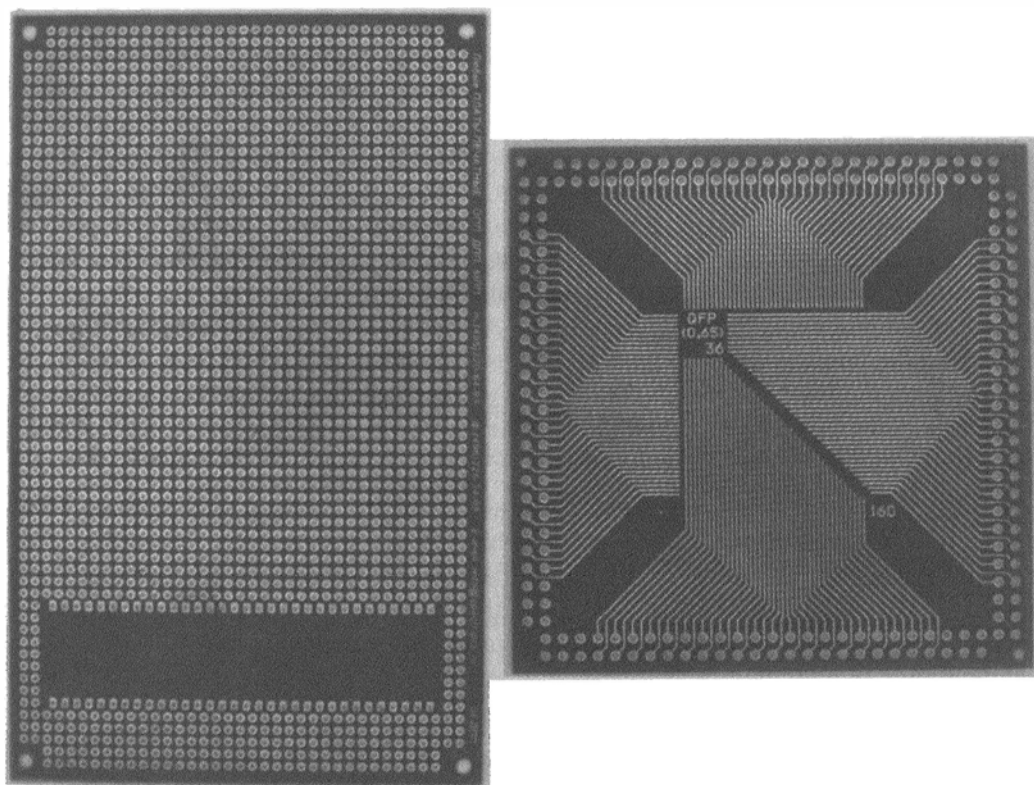


Рис. 3.2. Различные макетные платы

В случае, если нет возможности избежать применения микросхем в корпусах с планарными выводами, может пригодиться плата типа, показанного на рис. 3.2, *справа*. Учтите, что совершенно универсальной платы, пригодной для расположения любых компонентов, не существует, так что чаще всего имеющиеся приходится дорабатывать — например, чтобы установить на универсальную плату (рис. 3.2, *слева*) клемник для внешних соединений с зажимом «под винт» (подобный показанному в главе 16 на рис. 16.14), приходится рассверливать отверстия до диаметра 1 мм, жертвуя металлизацией.

Соединения между выводами компонентов на такой плате осуществляются в процессе сборки схемы с помощью отрезков обычного изолированного провода — лучше всего для этой цели употреблять так называемую луженку, под которой понимается покрытый припоем тонкий (сечением не более 0,5 мм) одножильный медный провод в хлорвиниловой разноцветной изоляции. Такой провод имеет один капитальный недостаток — хлорвиниловая изоляция легко плавится при нагревании и «скукоживается» при пайке, обнажая концы на недопустимую длину. К сожалению, одножильных проводов для подобного монтажа в термостойкой (фторопластовой) изоляции я не встречал, хотя они, наверное, существуют в природе. Поэтому на практике удобнее использовать гибкий фторопластовый (тефлоновый) провод типа МГТФ, хотя монтаж с его помощью получается не столь красивым и надежным.

При монтаже не следует стараться провести проводники «красиво» (по прямым перпендикулярным линиям) — наоборот, качество и надежность схемы будет выше, если все соединения разведены по кратчайшему пути. Следует только стараться, чтобы провода были припаяны «внатяг», а не змеились по плате. Короткие соединения — например, перемычки — удобно делать неизолированными обрезками выводов от сопротивлений и диодов. Заметим, что не следует припаивать выводы деталей, особенно провода для внешних соединений платы, просто к контактной площадке или дорожке — их по мере возможности следует просовывать в предусмотренное отверстие. Внешние соединения вообще не следует делать простой пайкой к контактным площадкам — это допустимо лишь как исключение. Для внешних выводов на плате устанавливаются упомянутые ранее клемники, а для межплатных соединений предпочтительно употреблять штырьковые разъемы типа PLS (подробнее о них см. главу 19, разд. «Железо») и соответствующие плоские кабели.

Если вы делаете капитальную конструкцию, которая должна прослужить много лет, то нелишне прикрепить выходящий жгут к плате и к стенкам корпуса прибора хомутами так, чтобы места пайки не подвергались механическим воздействиям. И обязательно подобное делать для проводов сетевого питания, причем сетевые и другие высоковольтные провода следует тащить отдельным жгутом.

Правильные способы пайки проводников между собой показаны на рис. 3.3.

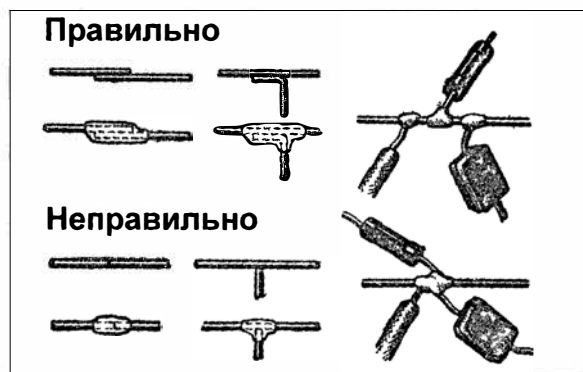


Рис. 3.3. Способы выполнения паяных соединений

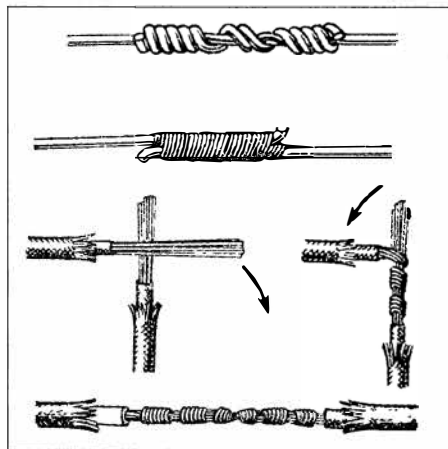


Рис. 3.4. Способы выполнения скруток

Кое-кто мне может не поверить, но обычная скрутка, если она грамотно выполнена, может быть ничуть не менее надежна, чем пайка. Выполнение этой операции в разных вариантах показано на рис. 3.4. И при пайке, и при скрутке следует обязательно постараться предотвратить механическое напряжение, приложенное к месту их выполнения, — по крайней мере, нужно надежно обматывать место соединения изолентой, а еще лучше — защищать термоусадочной кембриковой трубкой (см. далее).

Если применение плоских кабелей для внешних соединений невозможно (как, например, в случае проводников между платой и регулируемыми компонентами, установленными на передней панели прибора), то соединительные провода, в отличие от внутрисплатных соединений, убирать в аккуратные жгуты как раз следует. Так получается значительно надежнее, потому что нагрузка распределяется между несколькими пайками (следует свивать в жгут провода, даже если их всего два!). Не рекомендуется для этого использовать изоленту или кембрик (потом очень трудно разобраться, куда чего идет), значительно лучше применить специальные затягивающиеся хомуты, закрепление нитками или даже обойтись вообще без креплений — в процессе монтажа завивать очередной провод вокруг имеющихся на один-два оборота (одинаковое количество оборотов для всех проводов в жгуте).

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Для того чтобы пара скрученных проводов с одним свободным концом со временем самостоятельно не раскручивалась, поступают следующим образом: если сплетаемая пара короткая (в пределах 20–50 см), то ее следует свивать, пропуская между пальцами так, чтобы каждый провод закручивался в отдельности. Если же пара длинная (несколько метров), то нужно отмерить и отрезать пару проводов (обязательно одинакового диаметра и типа) с припуском по длине примерно процентов на 30 %. Затем привязать концы обоих проводов совместно к какой-нибудь жесткой опоре и вытянуть их на всю длину, захватив в каждую руку по проводу и натянув их. Далее следует перехлестывать провода, перехватывая их из одной руки в другую и обязательно натягивая с разводом рук в стороны после каждого витка. Все вместе это несколько напоминает упражнение из комплекса утренней зарядки. Такой способ позволяет соорудить почти идеальную витую пару (с положенным одним витком на сантиметр длины), которая гарантирована от раскручивания. Более длинные провода так изящно скрутить не удастся. Стандартный способ с использованием электродрели, к сожалению, от постепенного раскручивания не предохраняет — вся фишка в том, что при одно-временном закручивании в одну сторону провода всегда сохраняют напряжение и постепенно стараются раскрутиться (вы, несомненно, не раз могли наблюдать это на примере длинного провода для телефонного аппарата или сетевого удлинителя).

Платы

Все схемы в настоящее время располагают на печатных платах. Название «печатные» произошло от того, что промышленные платы изготавливаются методом фотопечати. В промышленности рисунок проводников на плате заранее готовят в одном из специализированных программных пакетов (наиболее известны PCAD и OrCAD), представляющих собой векторные графические редакторы с множеством дополнительных специализированных функций, включающих, в том числе, и автоматизированную раскладку (хотя несложные одно- или двусторонние платы раскладываются обычно вручную). Затем этот рисунок переносится на прозрачную пленку (примерно так же, как делаются пленки для полиграфической печати), образуя фотошаблон.

Если плата двусторонняя, т. е. дорожки-проводники у нее расположены с обеих сторон платы (самый распространенный случай), то фотошаблона приходится делать, естественно, два. Иногда готовую плату еще дополнительно покрывают термостойким ламинирующим составом, который защищает дорожки, оставляя сво-

бодными контактными площадки и отверстия для пайки (вы его не раз видели, скажем, на компьютерных картах — ранее он был только зеленого цвета, а последнее время в моде самые немилые расцветки), — в этом случае приходится делать дополнительные шаблоны.

Сразу заметим, что раскладка платы и изготовление шаблонов — самая дорогая стадия в этом процессе. Поэтому если вы решите отдавать свои разработки в подобное производство — убедитесь сначала, что в схеме нет ошибок.

Сами платы изготавливают из фольгированного стеклотекстолита, представляющего собой стеклоткань, пропитанную эпоксидным составом и покрытую с одной или двух сторон тонкой медной фольгой (когда-то основой для плат был гетинакс — т. е. пропитанная синтетической смолой бумага, но качество таких плат ниже). Стеклотекстолит бывает разной толщины — для наших целей удобнее всего употреблять двусторонний стеклотекстолит толщиной 1,5 мм.

Основная идея изготовления плат заключается в том, что места будущих дорожек покрываются нерастворимой пленкой, а остальная часть вытравливается в растворе какого-нибудь химического соединения, растворяющего медь. Травильных растворов известно довольно много (азотная кислота, перекись водорода, персульфат аммония и т. п.), из них в домашних условиях наименьшее количество проблем доставляет насыщенный раствор хлорного железа, которое продается в магазинах и на радиорынках. Хлорное железо безопасно для рук, но готовить его можно только в стеклянной или пластиковой посуде, а окружающие предметы следует беречь от попадания брызг — высохшие капли раствора хлорного железа могут оставлять неудаляемые пятна на глазури многих не слишком качественных сантехнических изделий. Подогревать раствор для ускорения процесса, как рекомендуется во многих рецептах, я не советую — растворение меди и без того идет достаточно быстро, зато риск подтравливания дорожек резко возрастает. А вот хорошее перемешивание обязательно — в идеале следует иметь для этой цели лабораторную магнитную мешалку.

Самое сложное — сформировать на плате рисунок дорожек, достаточно стойкий к травильному раствору. Изготовить плату с не слишком тесно расположенными дорожками в домашних условиях можно, нарисовав их на обезжиренном стеклотекстолите нитролаком с помощью рейсфедера из дедушкиной готовальни¹. Для таких целей пригоден любой подкрашенный нитролак или нитрокраска, разведенная растворителем до совершенно жидкого состояния (цапон-лак, обладающий плохой водостойкостью, не годится!). Такая грубая технология подходит для изготовления несложных плат с крупными деталями, но не позволит сделать платы с достаточно тонким рисунком — дорожки даже под микросхемы в DIP-корпусе с шагом в 2,5 мм развести уже не удастся.

¹ Кто не знает, что такое рейсфедер и готовальня? Добро пожаловать в соответствующие разделы «Википедии»: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Готовальня> и <http://ru.wikipedia.org/wiki/Рейсфедер>. Для наших целей предпочтительно употреблять не обычный, а стеклянный рейсфедер, представляющий собой стеклянную трубочку с оттянутым и иногда загнутым носиком.

Автор этих строк перепробовал множество разных способов производства плат в домашних условиях (некоторые из них описаны в предыдущих изданиях этой книги), и свидетельствует: единственный реально работающий способ, позволяющий обойтись без пары квадратных километров безвозвратно испорченного стеклотекстолита, изложен вот в этой старой статье: <http://www.ixbt.com/mainboard/pcb-at-home.shtml>. Процесс там описан во всех подробностях и с привлечением конкретного опыта автора статьи. Ознакомившись с этим текстом, вы, возможно, предпочтете свою плату все-таки где-нибудь заказать.

Монтаж

Здесь и далее мы предполагаем использование навесных компонентов с гибкими выводами и микросхем в DIP-корпусах, а не деталей для поверхностного монтажа (SMD). Для радиолюбительских конструкций на макетных платах SMD-компонентов стоит избегать, ибо что-то менее приспособленное для отладки придумать трудно. Хотя в некоторых случаях без них не обойтись — все больше компонентов или вообще выпускаются только в таких корпусах, или в DIP-корпусах найти их в продаже невозможно. Но в каждом таком случае решения придется принимать отдельно.

Если схема отлажена, а плата промышленного изготовления, то наиболее быстрый и надежный способ монтажа, к которому прибегают профессиональные монтажники, заключается в следующем. Первым делом в плату «натыкиваются» компоненты, причем выводы не следует откусывать — пусть они торчат. Далее плату, заполненную деталями, следует расположить компонентами вниз на поролоновой подкладке (чтобы они не выпадали и прижались к плате), после чего можно приступать к собственно пайке (именно в этом процессе огромное значение имеет, чтобы жало паяльника было правильно отформовано и имело достаточную длину). В процессе пайки следите, чтобы компоненты не перегревались, — если все сделано правильно, то для хорошей пайки достаточно трех секунд.

Для пайки удобно использовать тонкий припой с канифолью внутри — вы утыкаете одной рукой такую проволочку в место пайки, а другой прислоняете к этому месту кончик жала паяльника — секунда, и пайка готова. Несмотря на канифоль в припое, все же не забывайте заранее «покрасить» плату канифольным лаком — хуже не будет, а мыть плату спиртом или спирто-бензиновой смесью так и так придется.

И еще два совета насчет пайки. Совсем не исключено, что вам попадутся отечественные детали, изготовленные давно. В первую очередь это относится к сопротивлениям типа МЛТ, которых сохранилось довольно много (со временем они не только не портятся, но даже улучшают свои характеристики), а также к некоторым типам конденсаторов и других компонентов. Я не знаю, что за материалы тогда использовались, но ножки этих деталей при хранении чернеют (т. е. покрываются тонкой темной пленкой соединений типа сульфидов), и пайка их представляет определенные трудности. Выводы таких компонентов перед пайкой нужно обработать: сперва зачистить тонкой шкуркой-нулевкой, а затем облудить со всех сторон,

стараясь не наносить лишнего припоя (иначе вывод может не влезть в предназначенное для него отверстие).

Второй совет относится к распайке компонентов на платах промышленного изготовления. Дело в том, что в процессе производства контактные площадки и дорожки покрываются припоями (типа сплава «Розе»), имеющими очень низкую температуру плавления. Потому, припаявая к ним вывод некоего компонента, не следует удерживать этот вывод на весу трясущейся рукой с пинцетом — припой застынет тогда, когда тонкий слой сплава на поверхности дорожки еще будет жидким, и очень надежное по внешнему виду паяное соединение на поверку окажется просто блямбой припоя, слегка прижатой к контакту на плате за счет упругости вывода.

После пайки выводы откусывают на нужную длину. Для промышленных плат с металлизированными отверстиями достаточно, чтобы места пайки выступали на 1 мм над поверхностью платы. Для плат собственного изготовления нужно не забывать, что сквозные отверстия не имеют металлизации, и их нужно пропаивать на обеих сторонах платы.

Теперь несколько слов о **демонтаже** тех компонентов, которые следует удалить или заменить. Демонтаж, который не повреждает компонента с большим количеством выводов, — целое искусство, включающее использование газовых паяльников и разнообразных отсосов жидкого припоя. Мы не будем здесь на этом подробно останавливаться, т. к. освоить это дело со слов не проще, чем научиться водить автомобиль по рассказам бывалых шоферов. Расскажем только, как правильно подготовить плату при замене компонента (не обращая внимания на судьбу удаляемого) — такое требуется не только для собственно замены, но и, например, при очистке макетных плат для дальнейшего использования.

Сначала выкусите использованный компонент бокорезами. Детали с двумя выводами — резисторы или диоды — можно попытаться выпаять. Для этого нужно плату закрепить в тисках, а деталь подцепить отверткой или пинцетом и коснуться паяльником места пайки — вывод под нагрузкой вылезет из отверстия сам. Иногда такая операция проходит удачно, и деталь даже годится для дальнейшего использования!

После удаления обязательно нужно прочистить отверстия, которые оказываются заполненными припоем и обрезками выводов. Для этого смочите нужные места канифольным лаком и закрепите плату в тисочках в вертикальном положении. Затем возьмите в одну руку тонкую заостренную деревянную палочку (удобно для этой цели использовать зубочистки или заостренные спички), прижмите ее острым концом к залитому припоем контактной отверстию, стараясь направить в центр, а затем коснитесь паяльником припоя вокруг отверстия. Если отверстие металлизированное, то можно паяльник направлять с обратной стороны платы, если нет — следует касаться им рядом с палочкой. Заостренный конец влезет в отверстие, после чего паяльник следует убрать и выждать до полного застывания припоя. Остатки припоя, иногда вместе с обрезками выводов, нужно отломить пинцетом. Деревянная палочка довольно быстро изнашивается, потому ее следует часто менять или затачивать.

Немного о проводах

Мы ограничимся только кратким, без подробностей, рассмотрением монтажных и обмоточных проводов лишь самых употребительных типов, потому что типов проводов очень много. Более подробные сведения о них вы можете найти на многочисленных справочных ресурсах в Сети.

Для монтажа макетов и для межплатных соединений, если их немного, удобнее всего применять МГТФ — многожильный провод в тефлоновой (полиэтилентерефталатной) оболочке. Он удобен тем, что изоляция у него не плавится, даже если ее непосредственно греть паяльником. Обычный провод МГТФ розоватого или белого цвета, но есть и высокопрочный МГТФ в изоляции черного цвета, который еще удобен тем, что у него проводники заранее залужены. Разноцветный МГТФ тоже существует, но, так как тефлон окрашивается плохо, цвет ему придают с помощью второй наружной оболочки из лакоткани, что делает его жестким и значительно увеличивает его толщину. Выпускается и экранированный МГТФ — с его помощью удобно протягивать, скажем, внутрикорпусные соединения от входных разъемов к платам в аудио- и измерительной аппаратуре, однако экран у него ничем не изолирован, и, как правило, приходится его убирать в кембриковую трубку.

Второй, самый употребительный, тип известен под собирательным названием МГШВ (так называют, на самом деле, много разных, но похожих типов проводов, но мы не будем на этом останавливаться — продавцы и ваши коллеги всегда поймут, о чем речь). Он имеет полихлорвиниловую изоляцию, внутри которой может быть дополнительная «шелковая» намотка (собственно МГШВ), хотя иногда она отсутствует (МГВ). Если намотка имеется, то такой провод годится для прокладки проводников с высоким (220 В) напряжением. Провода без шелка для такой цели употреблять не рекомендуется — если только изоляция специально не утолщена. МГШВ лучше приобретать с уже залуженными жилами, т. к. изоляция легко плавится, и провод лишний раз нагревать не стоит.

Провода в полиэтиленовой изоляции (вроде телефонной «лапши») для монтажа путем пайки употреблять не следует — они жесткие, а полиэтилен очень легко деформируется при нагревании.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Импортные монтажные провода часто имеют маркировку, нанесенную прямо на изоляцию. Обычно такая маркировка соответствует американскому стандарту AWG (American Wire Gauge), и по ней можно узнать приблизительный диаметр провода по довольно сложной формуле: $d = 0,127 \cdot 92^{((36-AWG)/39)}$. Из формулы следует, что чем меньше цифра в стандарте AWG, тем толще провод. Для удобства пересчета проще воспользоваться специальными таблицами, которые можно найти в Интернете, заодно в них сразу приведено точное сечение провода (для одножильных и многожильных проводов значения при одной и той же маркировке заметно различаются). По сечению можно приблизительно определить допустимую токовую нагрузку на провод: так, для скрытой проводки (что примерно соответствует условиям в корпусах приборов) допустимой считается нагрузка 8 А на 1 мм² сечения (многожильный провод AWG 18 диаметром около 1,2 мм). Провод AWG 18 также считается стандартным для компьютерных блоков питания с нагрузкой около 7,5 А на каждый провод, и по этому признаку

тоже можно оценить необходимый в вашем случае диаметр. Обратите внимание, что для проводов в плотной намотке эта норма не действует, там провода должны быть толще (см. главу 9). В электронных приборах запас по толщине проводников вообще должен быть значительно выше, чем для силовых проводов, — во избежание локального падения напряжения на тонких участках, которое может вызывать непредсказуемые эффекты в импульсных и высокочастотных схемах.

Провода для намотки трансформаторов называют *обмоточными*. Подобно МГШВ, они ходят в народе под собирательным названием ПЭЛ или ПЭВ (точнее, ПЭВ-2, что означает двухслойное покрытие лаком). Эти провода имеют покрытие из специального гибкого, термостойкого и устойчивого к растворителям лака. Оно достаточно тонкое, так что при измерении диаметра этих проводов микрометром или штангенциркулем толщину покрытия можно не учитывать. Единственное, чего это покрытие «не любит» — слишком маленьких радиусов изгиба, поэтому при использовании обмоточных проводов следует тщательно избегать «колышек» и запутывания в узлы. Так как покрытие термостойкое, то при пайке конец такого провода зачистить для облуживания довольно сложно. Это следует делать либо механически (скажем, при помощи тонкой шкурки — это надежнее, чем ножом или скальпелем), либо при помощи народного средства, которое заключается в том, что конец провода кладется на таблетку обыкновенного аспирина и прижимается к ней хорошо разогретым жалом паяльника (после чего конец следует очистить от обгоревших остатков лака). Есть и специальные высоковольтные обмоточные провода (ПЭЛШО), которые покрыты дополнительно слоем шелка (почему-то они чаще всего синего цвета).

Два слова о кембриковых трубках, которые употребляют для изоляции, — например, при пайке разъемов или при необходимости сращивания проводов между собой (имейте в виду, что профессионалы редко употребляют липкую ленту, а всегда пользуются кембриком). Они бывают двух типов: обычные и термоусадочные. У термоусадочных трубок при нагревании до 110–120 градусов диаметр уменьшается примерно вдвое, и они становятся жестче, прочно обволакивая место пайки и не давая проводу гнуться и ломаться. Для осаживания таких трубок используют специальные монтажные фены, но в крайнем случае можно обойтись и зажигалкой, только следует постараться не нагревать трубку слишком сильно. Трубки большой длины можно осаживать выдерживанием в кипятке в течение нескольких минут.

Корпуса

Проблема корпусов для радиоаппаратуры не стоит особенно остро — все крупные фирмы, торгующие компонентами, торгуют и различными корпусами, а есть еще и много фирм помельче. Беда тут примерно та же, что с покупкой, скажем, обуви — вроде ее много на любой вкус и кошелек, да одни ботинки не смотрятся, в других кантик не такой, третьи цветом не вышли, четвертые в подъеме жмут... Короче, подобрать под конкретный прибор готовый корпус — задача очень непростая. Потратив 20–30 баксов на блестящее заморское изделие, очень не хочется браться за напильник, чтобы доводить его до ума, но приходится — здесь должно быть окно для индикатора, эту стенку вообще надо удалить, ибо тут будет стоять радиатор для

мощного транзистора, тут требуются фигурные отверстия под разъемы... Тогда спрашивается, зачем тратили баксы-то? А если еще ошибешься, что нередко случается даже с опытными слесарями?

В общем, есть простой способ изготовления корпусов в домашних условиях под конкретные нужды, причем если руки на месте, то такие корпуса в готовом изделии будут выглядеть не хуже фабричных. Заключается он в том, что вы сначала рисуете эскизы всех стенок и перегородок, располагаете детали и платы, чтобы они не наезжали друг на друга, выверяете размеры (компьютер дает простор для такого рода творчества), а затем по готовым эскизам переносите размеры на фольгированный стеклотекстолит и вырезаете заготовки. Можно даже все отверстия заранее сделать — удобнее работать с пластинкой, чем с готовой коробкой. Затем, закрепляя заготовки под прямым углом друг к другу, пропаиваете место стыка обычным припоем. Вот тут очень пригодится самый мощный паяльник и упомянутый водорастворимый флюс.

Секрета в таком процессе всего два: во-первых, надо не забывать давать припуски на толщину материала по нужным сторонам заготовок, во-вторых, иметь в виду, что припой сокращается в объеме при застывании. Потому пластинки под прямым углом относительно друг друга надо прочно закреплять, иначе угол окажется совсем не прямым, а распаять будет уже очень трудно. Готовый корпус обтягивается самоклеящейся пленкой — например, под дерево. Если делать все аккуратно и продуманно, получается ничуть не хуже фирменных изделий!

В дальнейшие детали этого процесса я вдаваться не буду, т. к. мы собрались все же заниматься схемотехникой, а не дизайном корпусов для радиоаппаратуры. Дам еще только два совета. Первый — если у вас в корпусе предусмотрено окно для индикаторов, то его надо делать из дымчатого, а не прозрачного пластика, а все, что за этим окном расположено, кроме, естественно, самих индикаторов (но включая плату с деталями и блестящими проводниками), следует выкрасить в черный цвет из аэрозольного баллончика. Это придаст несравненно больше «фирменности» вашей конструкции. Конструкции, в которых через стекло виднеются пайки на печатной плате, выглядят ужасно. Можно к тому же заклеить всю незадействованную поверхность окна изнутри черной липкой лентой. Если следовать этому совету, то можно не выпиливать окна точно по размеру индикатора, что довольно сложно сделать красиво, а выполнить из дымчатого стекла, скажем, всю переднюю панель.

Второй совет касается нанесения надписей на переднюю панель. Скажу сразу: наилучший способ — заказать панель с лазерной гравировкой. Но это дорого и хлопотно, поэтому хочется сделать ее самому. Ручной способ отвергаем с порога — ничего не может выглядеть кошмарнее, чем надписи, сделанные вручную, и никакие трафареты и гравировальные машинки здесь не помогут. Это вообще была одна из самых тяжелых проблем до самого последнего времени, и не только для радиолюбителей — даже мелкосерийные приборы на советских заводах выпускались с гравированными вручную надписями, и это было ужасно.

К счастью, в последние годы в связи с всеобщей доступностью принтеров проблема качественной печати любым размером шрифта, любым цветом и на любом фоне

решена полностью. На струйных принтерах это делается на специальной пленке, которая с одной стороны липкая и покрыта защитным слоем, как самоклеящаяся пленка, а с другой имеет специальную пористую фактуру, хорошо удерживающую принтерные чернила. Она довольно дорогая, но десяти листочков вам хватит на всю оставшуюся жизнь, если вы, конечно, не собираетесь налаживать серийное производство. Если же такой пленки под рукой нет, то можно напечатать надписи на плотной мелованной бумаге — например, на обратной стороне настенного календаря, причем тут предпочтительно использовать лазерный принтер из-за более высокой водостойкости. Затем полученные лейблы вырезаются по размеру и приклеиваются тонким двусторонним скотчем или кусочком обычного прозрачного, аккуратно вырезанным по размеру, несколько большему, чем прижимаемый ярлык. Неплохо выглядят надписи, напечатанные вывороткой — т. е. белым цветом на черном фоне, только не забудьте закрасить белые торцы бумаги по месту отреза черным фломастером, иначе они будут очень бросаться в глаза.

Новые подходы в любительском конструировании

Еще лет десять назад, когда я готовил первое издание этой книги, способы изготовления любительских конструкций, которые обычно делаются в одном экземпляре, в основном сводились к применению готовых печатных макетных плат с металлизированными отверстиями, о которых мы говорили ранее. В настоящее время все эти способы никуда не исчезли и даже значительно усовершенствовались. Однако появился и ряд новых способов — радиолубительское хобби на Западе становится все популярнее, и за дело взялась индустрия, которая придумала ряд новшеств, существенно облегчающих этапы макетирования и изготовления законченного прибора.

В первую очередь следует отметить появление множества различных более-менее законченных модулей-полуфабрикатов, или, по-английски, kits — «комплектов». Ранее подобные «киты» предлагались почти исключительно профессионалам для облегчения разработки новых изделий, ныне же они сильно подешевели и стали доступными для широкого круга любителей. Существенное значение это имеет главным образом для сложных многофункциональных компонентов, таких как микроконтроллеры. Зато из-за расширенных возможностей подобных платформ с готовыми типовыми узлами стало реальностью воплощение «малой кровью» многих задумок, малодоступное ранее для «классического» радиолубителя, в чем вы можете убедиться сами, дочитав эту книгу до конца.

Ярким примером этого подхода может служить платформа Arduino и ее многочисленные аналоги под другими названиями: Freeduino, Seeduino, Craftduino, Carduino и т. д. и т. п. Платформа Arduino стала одним из примеров применения принципов open source к аппаратным средствам — документация на саму платформу и на средства ее программирования полностью открыта и доступна для любого желающего. Немаловажную роль сыграло то, что готовые модули Arduino продаются по всему миру за сравнительно небольшую цену — в пределах 30–40 долларов США,

а множество компаний и торговых домов предлагают различную периферию, дополняющую базовые функции Arduino. Многие торговые организации и в России продают платы Arduino и конструкторы на их основе.

Отметим, что по примеру Arduino были созданы и многие более сложные платформы, из которых наиболее известной стала Raspberry Pi, — одноплатный компьютер с простой операционной системой на основе Linux. Рассмотрение таких платформ выходит далеко за рамки этой книги, но упомянуть о них здесь следует — их применение резко снижает порог вхождения в тему построения самых сложных современных устройств своими руками.

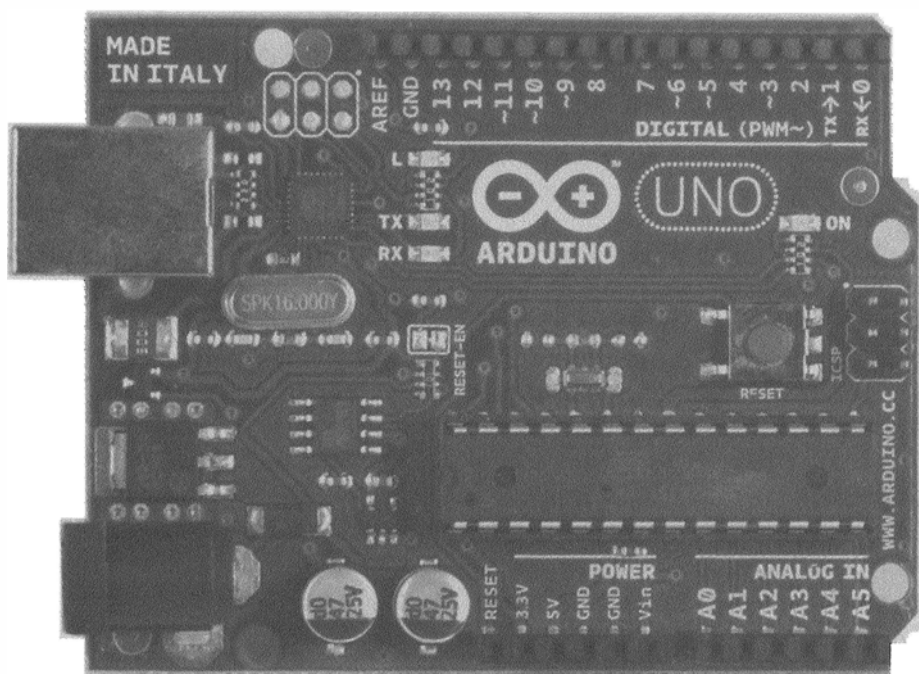


Рис. 3.5. Arduino Uno — плата одной из базовых моделей платформы

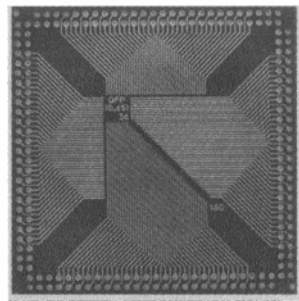
Чем же так хороши все эти «дуины»? Типовой модуль Arduino (рис. 3.5) содержит все необходимые узлы для того, чтобы можно было приступить к проектированию без каких-то предварительных операций, — не требуется ничего сверлить и паять, только подключить платформу к ПК и установить программу проектирования. При этом дополнительная периферия часто просто пристегивается к основной плате также без применения пайки. Итого весь порог освоения сводится к приобретению некоторых навыков программирования, что облегчается существованием многочисленных интернет-ресурсов по этой теме, в том числе на русском языке. А изготовление конечного продукта сведется просто к подбору и доработке подходящего корпуса.

К микроконтроллерам и Arduino мы еще вернемся — современному радиолюбителю просто нельзя не уметь ориентироваться в ее возможностях, и этой теме мы

полностью посвятим последние главы книги. Заметим, что одно из главных удобств такого «индустриального» подхода к радиолюбительству — то, что почти все комплектующие, заранее подобранные по совместимости, можно приобрести в одном месте (примером может служить интернет-магазин «Амперка», ориентированный на Arduino и некоторые другие подобные платформы).

Разумеется, мы не смогли здесь раскрыть и малой доли правил и секретов радиолюбительских технологий. К тому же разные школы радиолюбительского мастерства привыкли к разным технологиям, потому автор не претендует в своих советах на абсолютную истину, рекомендуя лишь то, что его никогда не подводило в течение уже более тридцати лет практики в качестве радиолюбителя и профессионала.

ГЛАВА 4



Тригонометрическая электроника

О частотах, периодах, мощности,
переменных напряжениях и токах и немного о сигналах

И оба во весь опор помчались в сторону столицы
А Дюма Три мушкетера

Электрохимические (гальванические) элементы и аккумуляторы, с которыми мы экспериментировали в *главе 1*, являются источниками постоянного напряжения. Определение «постоянное» не означает, что такое напряжение вообще не меняется. Отнюдь — типичный график зависимости напряжения от времени (так называемые *разрядные кривые*) для гальванических элементов разных типов приведен на рис. 4.1. Отметим, что большинство литиевых элементов имеет номинальное напряжение 3 В (для них значение напряжения на графике следует умножить на два), но в последние годы появились и элементы этого типа, аналогичные обычным щелочным. Как видите, зависит напряжение не только от времени — отдельные пики на графиках относятся к моментам, когда нагрузка отключалась, при этом напряжение элемента скачкообразно росло, а затем, при ее подключении, снова падало.

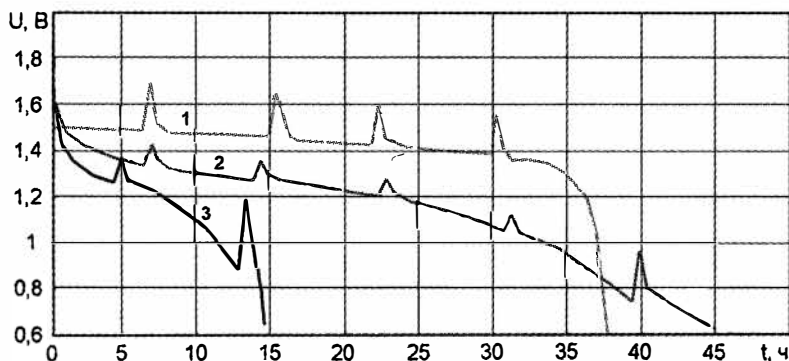


Рис. 4.1. Зависимость напряжения от времени для гальванических элементов при токе нагрузки 100 мА
1 — литиевый (в пересчете на напряжение 1,5 В); 2 — щелочной типоразмера АА;
3 — традиционный марганец-цинковый типоразмера АА.
(По данным И Подушкина, «Радио», № 2, 2004)

Подробнее об особенностях электрохимических элементов мы поговорим в *главе 9*, а сейчас нам важно усвоить, что даже самое-самое постоянное напряжение на деле может быть совсем и не постоянным. Даже для самых качественных источников питания, таких как электрохимические элементы, оно обязательно немножко «гуляет» — в зависимости от тока нагрузки и ее характера. Что же тогда называть переменным напряжением? Строгого определения, как ни странно, не существует — часто приводимое в учебниках выражение «напряжение, которое изменяется с течением времени», как видите, прекрасно подходит и к нашим батарейкам, хотя они являются типичными источниками напряжения постоянного. Поэтому мы договоримся переменными называть такие напряжения или токи, которые изменяются во времени, во-первых, периодически, а во-вторых, делают это «сами по себе», без влияния со стороны нагрузки и других внешних причин.

Слово «периодически» означает, что, начиная с какого-то момента времени, форма графика такой величины повторяется снова и снова (хотя, возможно, и с некоторыми изменениями). Время повтора называется *периодом* переменной величины. Как вы хорошо знаете из школьного курса физики, наиболее простым и наглядным примером переменной периодической величины является величина, изменяющаяся во времени по синусоидальному закону.

На рис. 4.2 приведен график такой величины в зависимости от времени в условном масштабе. По оси ординат могут быть отложены как напряжение или ток, так и любой другой физический параметр. Отрезок времени T есть период изменения, а величина A носит название *амплитуды* и представляет собой максимальное значение нашей переменной в одном периоде (отметим, что для синусоидального закона минимальное значение — на части графика ниже оси абсцисс — строго равно максимальному). Величина, обратная периоду, обозначается буквой f и носит название *частоты* (см. формулу на рис. 4.2 вверху). Для нее придумана специальная единица измерения — это хорошо всем знакомый герц (Гц), названный так в честь немецкого физика XIX века Генриха Герца, доказавшего существование радиоволн. Как следует из определения частоты, размерность герца есть единица, деленная на секунду: $1 \text{ Гц} = 1/\text{с}$. Это просто-напросто означает, что колебание с частотой 1 Гц имеет период повторения ровно 1 секунду. Соответственно, 1 кГц (килогерц) означает, что в одной секунде укладывается тысяча периодов, 1 МГц (мегагерц) — миллион периодов и т. п.

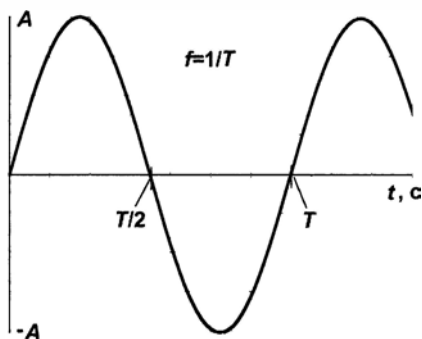


Рис. 4.2. График простого синусоидального колебания

В дальнейшем под «величиной» мы чаще всего будем иметь в виду напряжение (для тока все выглядит аналогично). Математический закон, описывающий поведение синусоидального напряжения (U) от времени (t), выглядит так:

$$U = A \cdot \sin(2\pi ft). \quad (1)$$

Здесь π есть хорошо нам знакомое число «пи», т. е. отношение длины окружности к ее диаметру, равное 3,1415... Произведение $2\pi f$ носит специальное название *круговая частота* и обозначается буквой ω (омега). Физический смысл круговой частоты — величина угла (измеряемого в радианах), пробегаемого нашей синусоидальной кривой за секунду. Поскольку мы обещали не заниматься радиочастотной техникой, то углубляться в дальнейшие абстракции вроде представления переменных колебаний через комплексные числа, где понятие круговой частоты является ключевым, мы не будем — для практических нужд нам пока хватит и более наглядных определений обычной частоты через период.

А что будет, если график немного подвигать вдоль оси абсцисс? Как видно из рис. 4.3, это равносильно признанию того факта, что в нулевой момент времени наше колебание не равно нулю. На рис. 4.3 второе колебание начинается с максимального значения амплитуды, а не с нуля. При этом сдвигаются моменты времени, соответствующие целому и половине периода, а в уравнении (1) появляется еще одна величина, обозначаемая буквой ϕ (фи) и измеряемая в единицах угла — радианах:

$$U = A \cdot \sin(2\pi ft + \phi). \quad (2)$$

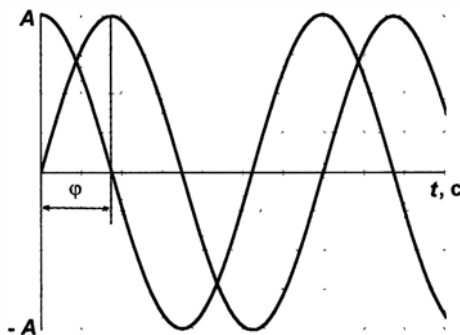


Рис. 4.3. График синусоидальных колебаний, сдвинутых по фазе на четверть периода

Эта величина носит название *фаза*. Взятая для одного отдельного колебания, величина фазы выглядит не имеющей особого смысла, т. к. мы всегда можем сместить точку начала отсчета времени так, чтобы привести уравнение к виду (1), а, соответственно, график — к виду рис. 4.2, и при этом ничего не изменится. Однако все будет выглядеть иначе, если мы имеем два связанных между собой колебания — скажем, напряжения в разных точках одной схемы. В этом случае нам может быть важно, как соотносятся их величины в каждый момент времени, и тогда фаза одного переменного напряжения относительно другого (называемая в этом случае *сдвигом* или *разностью фаз*) и будет характеризовать такое соотношение. Для колеба-

ний, представленных на рис. 4.3, сдвиг фаз равен 90° ($\pi/2$ радиан). Именно для наблюдения таких колебаний совместно и предназначен многоканальный или многолучевой осциллограф — в обычном фазе колебания определяется только настройками синхронизации.

Интересно, что получится, если мы такие «сдвинутые» колебания суммируем? Не надо думать, что это есть лишь теоретическое упражнение — суммировать электрические колебания разного вида нам придется довольно часто. Математически это будет выглядеть, как сложение формул (1) и (2):

$$U = A_1 \cdot \sin(2\pi f_1 t) + A_2 \cdot \sin(2\pi f_2 t + \varphi). \quad (3)$$

Обратите внимание, что в общем случае амплитуды и частоты колебаний различны (на рис. 4.3 они одинаковы!).

Чтобы представить себе наглядно результат, надо проделать следующее: скопировать графики на миллиметровку, разделить период колебаний на некоторое количество отрезков и для каждого отрезка сложить величины колебаний (естественно, с учетом знака), а затем построить график по полученным значениям. Еще удобнее проделать то же самое на компьютере — надо лишь написать программу, которая вычисляет значения по формуле (3) и строит соответствующие графики. Конечно, можно и не писать собственную программу, а использовать готовую, — скажем, Excel прекрасно умеет выполнять подобные операции.

Для иллюстрации продемонстрируем (рис. 4.4), что получится, если сложить два колебания, которые были представлены на рис. 4.3. Я не буду приводить картинки для иных случаев, т. к. интересных комбинаций может быть довольно много, но очень рекомендую потратить время на эти упражнения, потому что результаты могут быть весьма неожиданными и вовсе неочевидными. Скажем, при сложении двух синусоидальных колебаний с одинаковой частотой и амплитудой, но со сдвигом фаз в 180° (когда колебания находятся в противофазе), результирующая сумма будет равна нулю на всем протяжении оси времени! А если амплитуды таких колебаний не равны друг другу, то в результате получится такое же колебание, амплитуда которого в каждой точке равна разности амплитуд исходных. Запомним этот факт — он нам пригодится, когда мы будем рассматривать усилители звуковой частоты с обратной связью (см. главу 8).

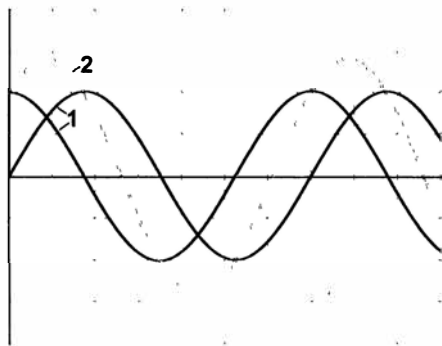


Рис. 4.4. Суммирование колебаний, сдвинутых по фазе на четверть периода
1 — исходные колебания, 2 — их сумма

Можно ли проверить на практике это положение? Для этого нам придется немного забежать вперед: потребуется сетевой трансформатор с двумя вторичными обмотками. Обмотки эти нужно соединить последовательно так, чтобы конец одной обмотки соединялся с концом другой (как находить начала и концы обмоток трансформатора, будет рассказано в главе 9). В обмотках трансформатора напряжения имеют одинаковую частоту и фазу, зависящую от способа их соединения — если соединить так, как указано (конец с концом), то сдвиг фаз составит ровно 180° , т. е. мы воспроизведем условия нашего эксперимента. Теперь осталось только включить трансформатор в сеть и присоединить к свободным выводам обмоток вольтметр (естественно, настроенный для измерения переменного напряжения). Мы получим именно то, что предсказано расчетом: если обмотки одинаковые (т. е. амплитуды напряжений в них одни и те же), то вольтметр не покажет ничего — несмотря на то, что сами напряжения в обмотках могут быть сколь угодно велики! Если же обмотки имеют разное количество витков, то результат измерения будет равен разности напряжений. Комбинируя различные обмотки таким образом, мы можем заставить трансформатор выдавать напряжения, которые в нем вовсе не были предусмотрены!

А вот вопрос на засыпку — что показывал вольтметр в предыдущем эксперименте? Ведь измеряемая величина все время, с частотой 50 раз в секунду, меняется от отрицательного до точно такого же положительного значения, т. е. в среднем напряжение строго равно нулю — и тем не менее, вольтметр нам показывал совершенно определенное значение. Для ответа на этот вопрос отвлечемся от колебаний и поговорим о еще одной важнейшей величине, которая характеризует электрический ток, — о мощности.

Мощность

Согласно определению, *мощность* есть энергия (работа), выделяемая в единицу времени. Единица мощности называется ватт (Вт). По определению, 1 ватт есть такая мощность, при которой за 1 секунду выделяется (или затрачивается — смотря с какой стороны поглядеть) 1 джоуль энергии. Для электрической цепи ее очень просто подсчитать по закону Джоуля — Ленца:

$$N (\text{ватт}) = U (\text{вольт}) \cdot I (\text{ампер})$$

Эту формулу несложно вывести из определений тока и напряжения (см. главу 1). Действительно, размерность напряжения есть джоуль/кулон, а размерность тока — кулон/секунду. Если их перемножить, то кулоны сокращаются и получаются джоули в секунду — что, согласно приведенному ранее определению, и есть мощность. Если подставить в формулу для электрической мощности выражения связи между током и напряжением по закону Ома, то можно вывести еще два часто употребляющихся представления закона Джоуля — Ленца:

$$N = I^2 \cdot R \text{ и } N = U^2/R$$

Обратите внимание на одно важное следствие из этих формул — мощность в цепи пропорциональна квадрату тока или напряжения. Это означает, что если повысить

напряжение на некоем резисторе вдвое, то мощность, выделяющаяся на нем, возрастет вчетверо.

А вот от сопротивления мощность зависит линейно — если вы при том же источнике питания уменьшите сопротивление вдвое, то мощность в нагрузке также возрастет только вдвое. Это именно так, хотя факт, что согласно закону Ома ток в цепи увеличится также вдвое, мог бы нас привести к ошибочному выводу, будто в этом случае выделяющаяся мощность возрастет вчетверо. Но если вы внимательно проанализируете формулировку закона Джоуля — Ленца, то поймете, где здесь зарыта собака — ведь в произведении $U \cdot I$ увеличивается только ток, а напряжение остается тем же самым.

В электрических цепях энергия выступает чаще всего в роли тепловой энергии, поэтому электрическая мощность в подавляющем большинстве случаев физически означает просто количество тепла, которое выделяется в цепи (если в ней нет электромоторов или, скажем, источников света). Вот и ответ на вопрос, который мог бы задать пытливым читателем еще при чтении первой главы, — куда расходуется энергия источника питания, гоняющего по цепи ток? Ответ — на нагревание сопротивлений нагрузки, включенных в сеть. И даже если нагрузка представляет собой, скажем, источник света (лампочку или светодиод), то большая часть энергии все равно уходит в тепло — к. п. д. лампы накаливания (т. е. та часть энергии, которая превращается в свет), как известно, не превышает единиц процентов. У светодиодов эта величина значительно выше, но и там огромная часть энергии уходит в тепло. Кстати, из всего этого следует, например, что ваш компьютер последней модели, который потребляет сотни ватт энергии, также всю эту энергию переводит в тепло — за исключением исчезающе малой ее части, которая расходуется на свечение экрана и вращение жесткого диска (впрочем, энергия вращения тоже в конце концов переходит в тепло). Такова цена информации!

Если мощность, выделяемая на нагрузке, превысит некоторую допустимую величину, то нагрузка просто сгорит. Поэтому различные типы нагрузок характеризуют *предельно допустимой мощностью*, которую они могут рассеять без необратимых последствий. Подробнее об этом для разных видов нагрузок мы поговорим в дальнейшем, а сейчас зададимся вопросом — что означает мощность в цепях переменного тока?

Что показывал вольтметр?

Для того чтобы понять смысл этого вопроса, давайте внимательно рассмотрим график синусоидального напряжения на рис. 4.2. В каждый момент времени величина напряжения в нем разная — соответственно, будет разной и величина тока через резистор нагрузки, на который мы подадим такое напряжение. В моменты времени, обозначенные $T/2$ и T (т. е. кратные половине периода нашего колебания), напряжение на нагрузке вообще будет равно нулю (ток через резистор не течет), а в промежутках между ними — меняется вплоть до некоей максимальной величины, равной амплитудному значению A . Точно так же будет меняться ток через нагрузку, а следовательно, и выделяемая мощность (которая от направления тока не зависит —

физики скажут, что мощность есть величина скалярная, а не векторная). Но процесс выделения тепла крайне инерционен — даже такой маленький предмет, как волосо-сок лампочки накаливания, за 1/100 секунды, которые проходят между пиками на-пряжения в промышленной сети частотой 50 Гц, не успевает заметно остыть. По-этому нас чаще всего интересует именно средняя мощность за большой промежу-ток времени. Чему она будет равна?

Чтобы точно ответить на этот вопрос, нужно брать интегралы — средняя мощность за период есть интеграл по времени от квадрата функции напряжения. Здесь мы приведем только результат — величина средней мощности в цепи переменного тока определяется так называемым *действующим значением напряжения* (U_d), ко-торое для синусоидального колебания связано с амплитудным его значением (U_a) следующей формулой: $U_a = U_d \cdot \sqrt{2}$ (вывод этой формулы приведен в *приложе-нии 3*). Точно такая же формула справедлива и для тока. Когда говорят «перемен-ное напряжение 220 В», то всегда имеется в виду именно действующее значение. При этом амплитудное значение равно примерно 310 В, что легко подсчитать, если умножить 220 на корень из двух. Это значение нужно всегда иметь в виду при вы-боре компонентов для работы в сетях переменного тока — если взять диод, рассчи-танный на 250 В, то он легко может выйти из строя при работе в обычной сети, в которой мгновенное значение превышает 300 В, хотя действующее значение и рав-но 220 В. А вот для компонентов, использующих эффект нагревания (лампочек, резисторов и т. п.), при расчете допустимой мощности нужно иметь в виду именно действующее значение.

Называть действующее значение «средним» неверно, правильно называть его *сред-неквадратическим* (по способу вычисления — через квадрат функции от времени). Но существует и понятия среднего значения, причем не одно, а даже два. Просто *среднее* (строго по смыслу названия) — сумма всех мгновенных значений за пери-од. И так как нижняя часть синусоиды (под осью абсцисс) строго симметрична от-носительно верхней, то можно даже не брать интегралов, чтобы сообразить, что среднее значение синусоидального напряжения, показанного на рис. 4.2, в точности равно нулю — положительная часть компенсирует отрицательную. Но такая вели-чина малоинформативна, поэтому чаще используют *средневыпрямленное* (средне-амплитудное) значение, при котором знаки не учитываются (т. е. в интеграл под-ставляется абсолютная величина напряжения). Эта величина (U_c) связана с ампли-тудным значением (U_a) по формуле $U_a = \pi \cdot U_c / 2$, т. е. U_a равно примерно $1,57 \cdot U_c$.

Для постоянного напряжения и тока действующее, среднее и среднеамплитудное значения совпадают и равны просто величине напряжения (тока). Однако на прак-тике часто встречаются переменные колебания, форма которых отличается и от по-стоянной величины, и от строго синусоидальной. Осциллограммы некоторых из них показаны на рис. 4.5. Для таких сигналов приведенные ранее соотношения для действующего и среднего значений недействительны! Самый простой случай изо-бражен на рис. 4.5, в — колебание представляет собой синусоиду, но сдвинутую вверх на величину амплитуды. Такой сигнал можно представить как сумму посто-янного напряжения величиной A (постоянная составляющая) и переменного синусоидального (переменная составляющая). Соответственно, среднее значение его

будет равно A , а действующее $A + A/\sqrt{2}$. Для прямоугольного колебания (рис. 4.5, б) с равными по длительности положительными и отрицательными полуволнами (симметричного меандра¹) соотношения очень просты: действующее значение равно среднеамплитудному, как и для постоянного тока, а вот среднее значение равно, как и для синуса, нулю.

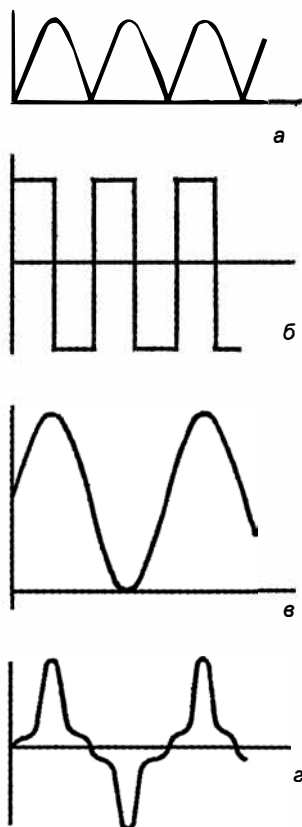


Рис. 4.5. Графики некоторых колебаний несинусоидальной формы

В часто встречающемся на практике случае, когда минимум прямоугольного напряжения совпадает с нулем, т. е. напряжение колеблется от нуля до напряжения питания (на рис. 4.5 не показано), такой меандр можно рассматривать аналогично случаю рис. 4.5, в, как сумму постоянного напряжения и прямоугольного. Для самого верхнего случая (рис. 4.5, а), который представляет собой синусоидальное напряжение, пропущенное через двухполупериодный выпрямитель (см. главу 9), действующее и среднеамплитудное значения будут равны соответствующим значениям для синусоиды, а вот среднее будет равно не нулю, а совпадать со среднеамплитудным. Для самого нижнего случая (рис. 4.5, г) указать все эти величины вообще непросто, т. к. они зависят от формы сигнала.

¹ Меандр — тип геометрического узора с повторяющимися ломаными линиями (по названию извилистой реки Меандр в Малой Азии).

Но, даже выучив все это, вы все равно не сможете измерять величины напряжений и токов несинусоидальной формы с помощью мультиметра! Не забывайте об этом, как и о том, что для каждого мультиметра есть предельные значения частоты колебаний — если вы включите мультиметр в цепь с иными параметрами, он может показать все, что угодно — «погоду на Марсе», по распространенному выражению. Измерительные приборы для переменного напряжения проградуированы в значениях действующего напряжения, но измеряют они, как правило, среднеамплитудное (по крайней мере, большинство — на подробностях мы не будем сейчас задерживаться), и сообразить, как именно пересчитать показания, далеко не всегда просто. А для сложных сигналов, как на рис. 4.5, 2, это выливается в сущую головоломку на уровне задач для студентов мехмата. Выручить может осциллограф и знание соотношений, приведенных ранее для сигналов самой распространенной формы, ну а для более сложных вычислять действующие и средние значения нам и не потребуется.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Единственный прибор, который правильно покажет значение действующего напряжения любой формы, — это аналоговый вольтметр электромагнитной системы (их легко узнать по неравномерной шкале, деления на которой к концу отстоят все дальше и дальше друг от друга). Для того чтобы несинусоидальное напряжение измерить цифровым прибором, между измеряемой величиной и вольтметром можно вставить интегрирующий фильтр (фильтр нижних частот), описанный в главе 5.

Для прямоугольных напряжений, представляющих собой меандр, подобный рис. 4.5, б, существует еще одна важная характеристика. Никто ведь не запрещает представить себе прямоугольное напряжение, в котором впадины короче или длиннее всплесков. В электронике меандр без дополнительных пояснений означает симметричную форму прямоугольного напряжения, при которой впадины строго равны всплескам по длительности, но, вообще говоря, это необязательно. На рис. 4.6 приведены два примера таких напряжений в сравнении с симметричным меандром. Характеристика соотношений между длительностями частей периода называется *скважностью* и определяется, как *отношение длительности всего*

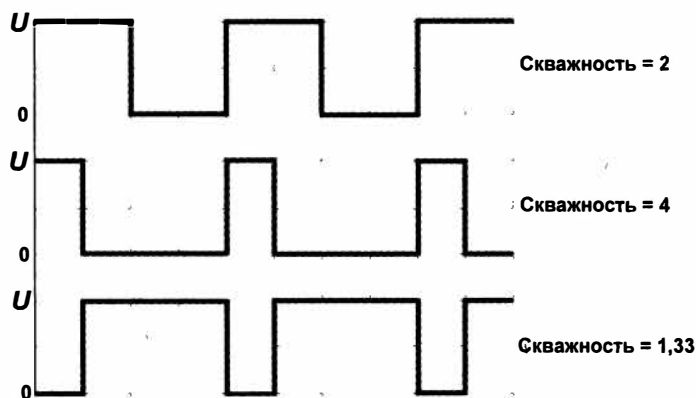


Рис. 4.6. Примеры напряжений в сравнении с симметричным меандром

периода к длительности положительной части (именно так, а не наоборот, т. е. величина скважности всегда больше 1). Для меандра скважность равна 2, для узких коротких импульсов она будет больше 2, для широких — меньше.

Сигналы

Несколько слов о сигналах. Электрический сигнал, по смыслу его названия — какое-то состояние электрической цепи, которое несет информацию. Различают источники сигналов и их приемники. Так как минимальное количество информации (1 бит) подразумевает по крайней мере два различимых состояния (подробнее об этом будет идти речь в *главе 14*), то и сигнал должен иметь как минимум два состояния. Еще со времен телеграфа Морзе самый простой сигнал: наличие или отсутствие постоянного напряжения или тока в цепи — именно такими сигналами обмениваются логические микросхемы. Однако на большое расстояние такой простейший сигнал не передашь — слишком сложно защититься от помех, из-за них приемник легко может обнаружить наличие сигнала там, где на самом деле всего лишь помеха. Поэтому придумывают разные сложные методы, некоторые из них, например, предусматривают передачу переменного напряжения разной частоты или фазы (именно так устроены модемы). Теория передачи сигналов тесно связана с теорией колебаний — одно только радио чего стоит!

Подробнее о разных сигналах мы будем говорить в соответствующих главах, а сейчас нам важно только одно — когда мы говорим о сигналах, то подразумеваем, что соответствующее напряжение или ток не предназначено для совершения иной работы, кроме как заставить сработать приемник. Потому соответствующие передаваемые мощности значительно меньше, чем при передаче электроэнергии для совершения полезной работы. Действительно — никто еще не придумал, как питать, скажем, спутники на орбите по радиолучу, а вот информацию передают вполне успешно даже за пределы Солнечной системы. В этом и заключается разница между силовыми и сигнальными цепями (если помните, то в *главе 3* мы даже специально отмечали, что проводники питания следует делать как можно толще, а для сигнальных цепей это необязательно). И понимание этого тонкого различия очень пригодится нам в дальнейшем изложении.

О переменном токе и электропитании

Кстати, отдельный вопрос — а почему нам вообще надо возиться с переменным током как основой электропитания? Сколько можно было бы экономить на трансформаторах и сглаживающих фильтрах, которые зачастую составляют большую часть габаритов и стоимости схемы! Недаром ненавидящие это дело схемотехники и дизайнеры в последнее время полюбили выносные блоки питания, объединенные с сетевой вилкой, — крайне некрасивое решение, которое просто переносит головную боль о габаритах с плеч разработчиков на плечи потребителей.

Дело в том, что никаких других эффективных первичных генераторов электроэнергии (тех, что преобразуют энергию вращения ротора водяной или паровой турбины

в электричество на электростанциях), кроме как работающих на переменном токе, не придумали. Интересно, что многие линии электропередач в мире делают-таки на постоянном (точнее, выпрямленном, т. е. пульсирующем) токе, что позволяет во многом избежать реактивных потерь в проводах (см. об этом главу 5). При этом приходится сначала преобразовывать переменный ток в постоянный, а затем производить обратное преобразование, которое куда сложнее, — исключительно для того, чтобы состыковать имеющиеся линии электропитания со стандартными.

Аналогичная задача, только в меньших масштабах, стоит перед разработчиками источников бесперебойного питания (UPS) — питающий ток из сети нужно преобразовать в постоянный для зарядки низковольтного (12 или 24 вольта) резервного аккумулятора, а в случае пропадания сетевого питания это напряжение аккумулятора следует опять преобразовать к стандартному виду переменного сетевого напряжения (такое преобразование называется *инверсией*), причем желательно, чтобы форма его была максимально близка к синусоидальной. Приходится поломать голову, чтобы компьютер, питающийся через UPS, не заметил подмены!

Децибелы

Эрудированный читатель, несомненно, отметит, что я почти не употребляю в этой книге такой распространенной единицы измерения, как децибелы (дБ). Это вызвано некоторыми трудностями в их определении и понимании, потому по возможности мы постараемся их избегать. Но в некоторых случаях децибелы нам понадобятся, потому иметь представление о том, что это такое, необходимо.

Децибел (одна десятая бела, названного так по имени изобретателя телефона Александра Белла) есть единица, использующаяся для измерения отношений величин. Перевести отношение в децибелы и обратно можно по формуле:

$$K \text{ (дБ)} = 20 \cdot \lg(A_1/A_0),$$

где A_1/A_0 — есть отношение значений некоторых амплитуд (напряжений, токов, амплитуд колебаний воздуха или воды при распространении звука и т. п.).

Новичков очень смущает то, что в радиотехнике (например, при сравнении интенсивностей радиосигнала в разных точках) применяют несколько иные «мощностные» децибелы, для которых величина A должна иметь размерность энергии (или мощности), и формула будет иметь иной вид:

$$1 \text{ dB} = 10 \lg(A/A_0)$$

В этой книге мы всегда будем иметь в виду «амплитудные» децибелы — например, коэффициент усиления звукового усилителя, равный 20 dB, будет означать, что напряжение на выходе будет в 10 раз больше напряжения на входе: $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 10^{\text{dB}/20}$ (для «мощностных» децибел величина 20 означает изменение мощности сигнала в 100 раз).

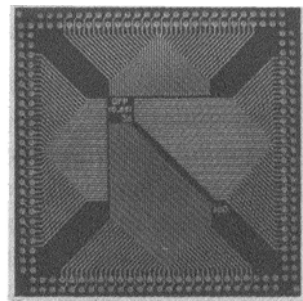
Децибелы удобно использовать для характеристики изменения величин, меняющихся по степенному закону. Их широко используют при расчетах фильтров, анализе частотных и амплитудных характеристик операционных усилителей (ОУ).

График степенной функции, которая быстро возрастает или падает в обычных координатах, в широком диапазоне значений практически невозможно изобразить, а при использовании децибел он будет выглядеть прямой линией (это часто встречающиеся вам графики, где по осям отложены величины, возрастающие не линейно, а в геометрической прогрессии: 1, 10, 100, 1000...). В акустике звуковое давление практически всегда измеряют в «амплитудных» децибелах (относительно порога слышимости) — это связано с тем, что наше ухо реагирует именно на отношение громкостей, а не их абсолютное возрастание. Так, болевой порог звука, определяемый в 120 дБ, означает интенсивность звука в миллион раз выше порога слышимости.

Если отношение величин больше 1, то величина в децибелах будет положительной, если меньше — отрицательной. Для перевода «амплитудных» децибел в обычные относительные единицы и обратно необязательно всегда использовать указанную ранее формулу, достаточно просто запомнить несколько приблизительно выполняющихся соотношений:

- ☐ 3 дБ соответствует увеличению/уменьшению на треть;
- ☐ 6 дБ соответствует отношению в 2 раза;
- ☐ 10 дБ соответствует отношению в 3 раза;
- ☐ 20 дБ соответствует отношению в 10 раз.

Руководствуясь этими соотношениями, легко перевести любую величину, выраженную в децибелах: например, 73 дБ есть $20 + 20 + 20 + 10 + 3$ дБ, что соответствует отношению в $10 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 3 \cdot 1,33 = 4000$ раз. Собственный коэффициент микросхемы звукового усилителя TDA2030 (см. главу 11) равен 30 000, т. е. $3 \cdot 10^4$, или $10 + 4 \cdot 20 = 90$ дБ, максимальный рекомендуемый коэффициент усиления усилителя на ее основе, согласно техническому описанию, равен $46 = 20 + 20 + 6$ дБ, что соответствует усилению в 200 раз. Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КООС), о котором речь пойдет в главе 12, также чаще всего измеряют в децибелах: так, его величина, равная $-60 (= -3 \cdot 20)$ дБ, означает, что синфазный сигнал ослабляется в 1000 раз. Крутизна характеристик простейших RC-фильтров низкой и высокой частоты из главы 5 равна, соответственно, -6 и $+6$ дБ на октаву, что означает уменьшение/увеличение сигнала в 2 раза при изменении частоты также в 2 раза.



ГЛАВА 5

Электроника без полупроводников

Резисторы, конденсаторы и схемы на их основе

Глаза миледи метали такие молнии, что, хотя лорд Винтер был мужчина и стоял вооруженный перед беззащитной женщиной, он почувствовал, как в душе его зашевелился страх

А. Дюма. Три мушкетера

Резисторы и конденсаторы — основа основ электроники. Эти элементы вместе с индуктивностями относятся к разряду так называемых *линейных*, потому что ток и напряжение в них зависят друг от друга по линейному закону и образуют группу пассивных элементов. Диоды, транзисторы и прочие нелинейные компоненты относятся к *активным* элементам. Эти названия произошли от того, что эквивалентные схемы нелинейных элементов не могут обойтись без включения в них источников тока или напряжения (активных составляющих). Так как практически ни одна схема без резисторов и конденсаторов не обходится, то мы рассмотрим их свойства подробно.

Резисторы

Резистор — самый распространенный компонент электронных схем. Несмотря на его простоту (в самом деле — это всего-навсего кусок материала с определенным сопротивлением), не существует практически ни одной работоспособной схемы, в которой бы не присутствовали резисторы в том или ином виде. Даже если вы их и специально не ставили, они все равно есть. Скажем, в простейшем случае настольной лампы или карманного фонарика, где вся схема состоит из источника питания (сети или батареек), выключателя и лампочки, резисторы неявно присутствуют — это и сама лампочка, которая светится, нагреваясь за счет своего высокого сопротивления, и сопротивление проводов, и внутреннее сопротивление источника питания. Все эти элементы могут быть представлены на схеме, как резисторы. Причем последние два элемента из перечисленных только мешают, забирая на себя часть полезной мощности, но избавиться от них невозможно, они присутствуют всегда и везде, поэтому их нужно учитывать и стараться свести их влияние к минимуму.

Если вы вернетесь к рис. 1.4 в *главе 1*, то при внимательном его рассмотрении поймете, что кроме указанных на схеме резисторов R1 и R2 в деле участвуют еще как минимум четыре резистора: сопротивление проводов, сопротивление амперметра, сопротивление вольтметра и внутреннее сопротивление источника питания. Для простоты влияние паразитных резисторов обычно игнорируют, считая, что они оказывают исчезающе малое влияние на работу схемы, однако это не всегда так.

Ко всем этим тонкостям мы еще будем возвращаться не раз, а пока рассмотрим резисторы, как таковые — т. е. фабрично выпускаемые компоненты электронных схем под таким названием. Они встречаются разных типов, размеров и конструкций. Наиболее часто употребляемые типы — металлопленочные (металлодиэлектрические) резисторы. Наиболее распространены импортные металлопленочные резисторы (MFR), аналоги отечественных МЛТ, которые тоже довольно часто встречаются на рынках до сих пор. Отечественные МЛТ старых выпусков имеют обычно красный или розовый цвет (хотя иногда встречаются и другие цвета, например зеленый), а номинальное значение сопротивления написано прямо на них, в то время как современные резисторы маркируются международным цветным кодом. Есть и другие типы резисторов общего назначения. По функциональным свойствам все они практически идентичны.

В *приложении 1* приводится таблица цветных кодов для маркировки резисторов, но сам я практически этим кодом не пользуюсь. Читать цветной код неопытному человеку — мука мученическая, учитывая особенно, что понятие, скажем, «оранжевый» очень часто трактуется производителями весьма вольно, и отличить его от «желтого» на, скажем, темно-синем фоне может только человек с большим опытом. Проще и быстрее просто измерить сопротивление мультиметром.

Таблицы рядов номинального сопротивления в зависимости от допустимого разброса значений — *допуска*, также приведенные в *приложении 1*, нужно пояснить. У непосвященных может возникнуть вопрос: почему резисторы имеют такие странные номинальные значения: 4,3 кОм или 5,1 кОм? Почему нельзя привязать номиналы к привычным для нас «круглым» значениям: 4 или 5 кОм? Все объясняется очень просто.

Возьмем, например, широко распространенные резисторы с пятипроцентным допуском и посчитаем резистор 1 кОм за основу ряда. Какой следующий номинал взять? Так как допуск равен 5 %, то в большой партии резисторов могут встретиться сопротивления во всем диапазоне: от 0,95 до 1,05 кОм. Мы, естественно, хотим, чтобы можно было бы (хотя бы теоретически) найти резистор с любым значением сопротивления. Поэтому следующий номинал, который мы выбираем, будет равен 1,1 кОм — т. к. его допуск тоже 5 %, то минимальное допустимое значение для него — 1,045 кОм и, как мы видим, диапазоны перекрываются. Точно так же рассчитываются остальные номиналы, вплоть до 9,1 кОм, возможные значения которого перекрываются с допусками от первого значения из следующей декады — 10 кОм. Чем строже допуск, тем больше сопротивлений в ряду — если мы встретим резистор с номинальным сопротивлением 2,43 кОм, то можем быть уверены, что допуск у него не хуже 1 %. Конечно, для малых допусков (вроде 0,1 %) ряд получился бы слишком большим, потому его ограничивают, и допуски там уже не пересекаются.

Кстати, забегая вперед, отметим, что те же ряды значений справедливы и для емкости конденсаторов.

Осталось научиться вычислять значения сопротивления для всего диапазона выпускаемых промышленностью резисторов — для обычных металлодиэлектрических это значения от 1 Ом до 10 МОм. Как вы уже догадались, в каждой декаде номиналы получаются из табличного ряда значений путем умножения на соответствующую степень десяти. При этом для краткости часто используют условные обозначения для каждого диапазона: R (или E) — обозначает омы, к — килоомы, М — мегомы. Эти буквы могут использоваться вместо десятичной точки: так, запись 1к2 есть то же самое, что и 1,2 кОм, а 3R3 (или 3E3) — то же самое, что 3,3 Ом. При обозначении на схемах целые омы в большинстве случаев вообще опускают — именно так мы будем поступать в этой книге, так что имейте в виду: запись «360» на схеме означает просто 360 Ом.

Хотя я не рекомендую иметь дело в домашних условиях с компонентами поверхностного монтажа (как их еще называют, чип-компонентами или SMD-компонентами), но рано или поздно они вам, безусловно, могут встретиться. Для SMD-резисторов принята другая система маркировки. Самые мелкие SMD-резисторы (допустимой мощностью 0,063 Вт) не маркируются вообще. Наиболее часто встречающиеся SMD-резисторы с допуском 2, 5 и 10 % всех типоразмеров маркируются тремя цифрами. Первые две цифры обозначают мантиссу, а последняя цифра — показатель степени по основанию 10 для определения номинала в омах. Для обозначения десятичной точки к значащим цифрам может добавляться буква R. Например, маркировка 242 означает, что чип-резистор имеет номинал $24 \times 10^2 \text{ Ом} = 2,4 \text{ кОм}$.

Забегая вперед, заметим, что на похожих принципах основаны обозначения емкости малогабаритных конденсаторов (и SMD, и обычных), только за основу шкалы там приняты пикофарады (10^{-12} Ф), так что надпись, скажем, 474 расшифровывается как $47 \cdot 10^4 \cdot 10^{-12} = 0,47 \cdot 10^{-6} \text{ фарады}$ или 0,47 мкФ.

Гораздо реже встречаются прецизионные SMD-резисторы с допуском 1 %. Крупные (0,5 Вт и более) такие резисторы маркируются четырьмя цифрами, которые читаются аналогично обычной маркировке, — например, 4752 означает, что чип-резистор имеет номинал $475 \times 10^2 \text{ Ом} = 47,5 \text{ кОм}$. Более мелкие маркируются двумя цифрами от 01 до 96 и буквой, и номинал можно определить по специальным таблицам.

Как уже было отмечено, обычные резисторы выпускаются и с 1 % разбросом, но практически в продаже встречаются только пятипроцентные разновидности. Более точные (прецизионные) резисторы с разбросом в 1 % и ниже носят другие наименования и значительно дороже. Дело в том, что простым отбором нельзя добиться того, чтобы номинал резистора укладывался в однопроцентный допуск — температурный коэффициент сопротивления (ТКС) для рядовых резисторов, как мы уже отмечали в главе 1, может составлять 0,1 % на каждый градус изменения температуры, а так как резисторы при работе греются, то весь наш отбор пойдет насмарку. Поэтому прецизионные резисторы с малыми допусками имеют одновременно и значительно меньший температурный коэффициент. Причем это их качество со-

хранять номинальное значение в большом диапазоне температур значительно важнее, чем собственно точность номинала — чаще всего нам не столь важно, чтобы, скажем, коэффициент усиления усилителя был равен в точности 3, сколько то, чтобы он не изменялся при изменениях температуры и со временем. Из отечественных прецизионных резисторов наиболее распространен тип С2-29В, который выпускают с допуском 0,05 % и менее при ТКС от 0,0075 %/°С до 0,03 %/°С. Есть и более точные разновидности, например, проволочные С5-54В при допуске до 0,01 % имеют ТКС не более 0,005 %/°С, а тип С5-61 с ТКС не более 0,003 %/°С встречается даже с допуском 0,005 %. Имейте также в виду, что проволочные резисторы (типа С5-54В, к примеру) имеют очень узкий диапазон рабочих частот — фактически они предназначены только для постоянного тока.

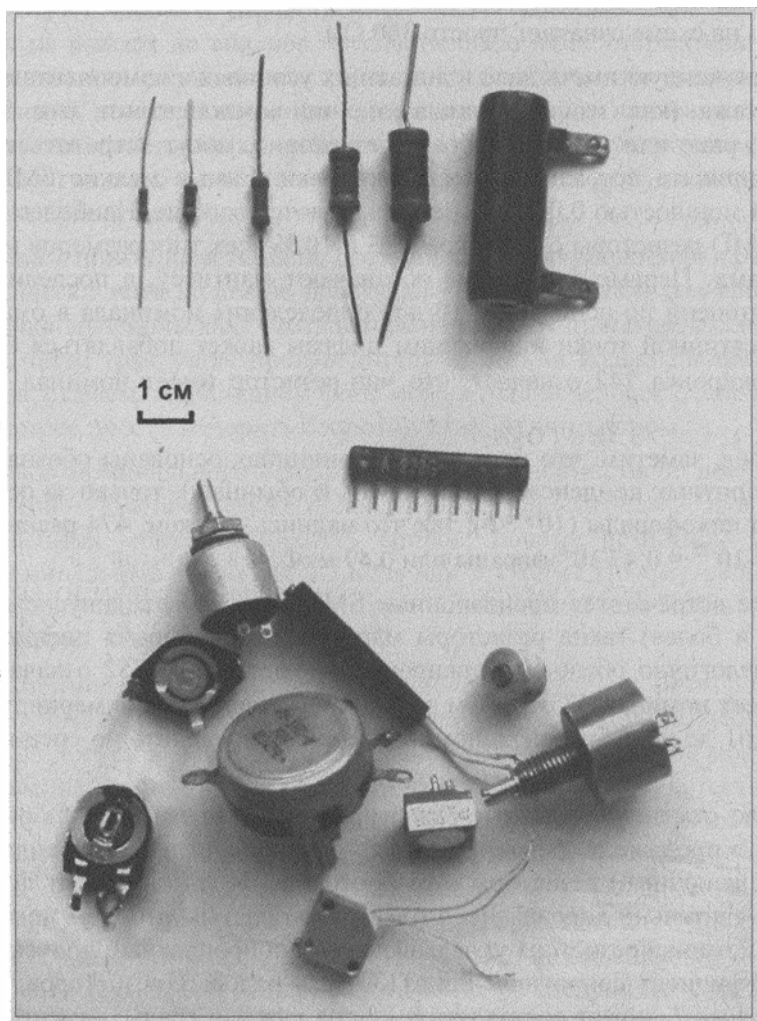


Рис. 5.1. Различные типы резисторов. Вверху: сравнительные размеры резисторов разной мощности (слева направо. 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2 Вт; остеклованный резистор 10 Вт). В середине: резисторная сборка из восьми резисторов 0,125 Вт в одном корпусе SIP. Внизу: различные переменные и подстроечные резисторы

Два слова о номинальной мощности резисторов. Резисторы с гибкими выводами выпускаются следующих предельно допустимых мощностей: 0,0625, 0,125, 0,25, 0,5, 1 и 2 Вт, которые отличаются размерами (см. рис. 5.1, сверху). В *приложении 6* вы можете посмотреть, как обозначаются на схемах резисторы разной мощности. Наиболее употребительные — резисторы мощностью 0,125 и 0,25 Вт, которые имеют близкие (а иногда и вовсе одинаковые) размеры, и если обозначение мощности на схеме отсутствует, то обычно имеется в виду именно мощность в 0,125–0,25 Вт. Учтите также, что прецизионные резисторы при той же допустимой мощности имеют больший размер — так, С2-29В мощностью 0,25 Вт выглядит, как полуваттный обычный. В подавляющем большинстве случаев замена на резистор большей мощности может только приветствоваться.

Надо учитывать, что резисторы имеют и предельно допустимое напряжение, которое также зависит от их размеров, — так, для мощностей 0,125 и 0,25 Вт это напряжение не превышает 250 В, поэтому их нельзя употреблять в цепях с сетевым питанием — независимо от того, что тепловая мощность может быть и не превышена. Для цепей, в которых «гуляют» переменные напряжения с действующим напряжением 200 В и выше, минимально допустимая мощность резистора — 0,5 Вт.

Резисторы мощностью более 2 Вт требуются нечасто, и для таких случаев выпускаются специальные проволочные резисторы, залитые термостойким составом (их часто называют «остеклованные»). Резисторы номиналом меньше чем 1 Ом, предназначенные обычно для пропускания больших токов, также, как правило, имеют большие размеры.

Переменные резисторы

Переменные резисторы отличаются от постоянных наличием третьего вывода — движка, представляющего собой подпружиненный ползунок, который может механически передвигаться по резистивному слою. Соответственно, в одном крайнем положении движка сопротивление между его выводом и одним из выводов резистивного слоя равно нулю, в другом — максимуму, соответствующему номинальному сопротивлению.

Поскольку вывода три, то переменный резистор может подключаться двумя способами: как простой резистор (тогда вывод движка объединяется с одним из крайних выводов), и по схеме *потенциометра*, когда все три вывода задействованы. Оба способа подключения показаны на рис. 5.2. Резисторы по своему назначению служат для преобразования напряжения в ток и обратно — в соответствии с этим схема обычного включения переменного резистора служит для преобразования напряжения U в ток I , а схема потенциометра (делителя напряжения) — тока I в напряжение U . Кажется, что в схеме обычного включения необязательно соединять вывод движка с одним из крайних выводов — если оставить незадействованный крайний вывод «висящим в воздухе», то ничего в принципе не изменится. Но это не совсем так — на «висящем» выводе возникают наводки от «гуляющего» в пространстве электрического поля, и правильно подключать переменный резистор следует именно так, как показано на рис. 5.2.

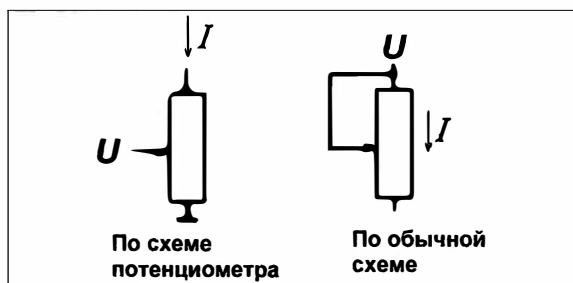


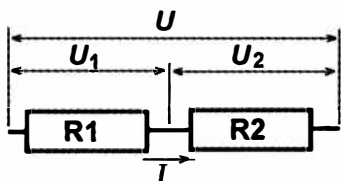
Рис. 5.2. Два способа подключения переменных резисторов

Переменные резисторы делятся на собственно переменные (к которым подсоединена ручка внешней регулировки) и *подстроечные* — изменяемые только в процессе настройки схемы путем вращения движка отверткой (см. рис. 5.1, внизу). Переменные резисторы мало изменились за все время своего существования еще со времен реостата Майкла Фарадея, и всем им присущ один и тот же недостаток — нарушение механического контакта между ползунком и резистивным слоем. Особенно это касается дешевых открытых подстроечных резисторов типа СПЗ-1 (на рис. 5.1 внизу крайний справа) — представьте себе работу этого резистора, например, в телевизоре, находящемся в атмосфере домашней кухни!

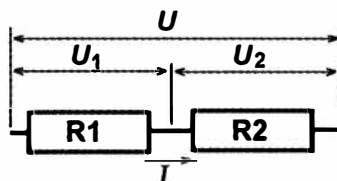
Поэтому, если есть возможность, применения переменных резисторов следует избегать или ставить их последовательно с постоянными так, чтобы они составляли только необходимую часть всей величины сопротивления. Подстроечные резисторы хороши на стадии отладки схемы, а затем лучше заменить их постоянными и предусмотреть на плате возможность подключения параллельных и/или последовательных постоянных резисторов для окончательной подстройки. От внешних переменных резисторов (вроде регулятора громкости приемника), казалось бы, никуда не денешься, но и это не так — использование аналоговых регуляторов с цифровым управлением дает отличную альтернативу переменникам. Но это сложно, а в простых схемах, по возможности, следует вместо переменного резистора ставить многопозиционный ступенчатый переключатель — так гораздо надежнее.

Параллельное и последовательное соединение резисторов

Это хотя и довольно простая тема, но очень важная. Правил всего два: при последовательном соединении складываются сопротивления резисторов, а при параллельном складываются их проводимости, которые, по определению из главы 1, есть величины, обратные сопротивлению (рис. 5.3). Понять, почему правила именно таковы, можно, если рассмотреть течение токов в обоих случаях — при последовательном соединении ток I через резисторы один и тот же, поэтому падения напряжения на них складываются ($U = U_1 + U_2$), что равносильно сложению сопротивлений. При параллельном соединении, наоборот, равны падения напряжений U , а складывать приходится токи ($I = I_1 + I_2$), что равносильно сложению проводимостей. Если вы не поняли сказанного, то посидите над рис. 5.3 с карандашом и бума-



Последовательное соединение резисторов
 $R = R_1 + R_2$



Параллельное соединение резисторов
 $1/R = 1/R_1 + 1/R_2$

Рис. 5.3. Последовательное и параллельное соединение резисторов

гой и выведите выражения закона Ома для каждого из случаев — и все станет на свои места.

Из приведенных общих правил вытекает несколько практических, которые полезно заучить:

□ *при последовательном соединении:*

- пара резисторов имеет сопротивление всегда больше, чем сопротивление резистора с большим номиналом (правило «больше большего»);
- если номиналы резисторов равны, то суммарное сопротивление ровно вдвое больше каждого номинала;
- если номиналы резисторов различаются во много раз, то общее сопротивление примерно равно большему номиналу (типичный случай упоминался в главе 1 — в примере на рис. 1.4 мы игнорируем сопротивление проводов, т. к. оно много меньше сопротивления резисторов);

□ *при параллельном соединении:*

- пара резисторов имеет сопротивление всегда меньше, чем сопротивление резистора с меньшим номиналом (правило «меньше меньшего»);
- если номиналы резисторов равны, то суммарное сопротивление ровно вдвое меньше каждого номинала;
- если номиналы резисторов различаются во много раз, то общее сопротивление примерно равно меньшему номиналу (это также можно проиллюстрировать на примере рис. 1.4, где мы игнорируем наличие вольтметра, включенного параллельно R_2 , т. к. его сопротивление намного больше сопротивления резистора).

Знание этих правил поможет вам быстро оценивать схему, не занимаясь алгебраическими упражнениями и не прибегая к помощи калькулятора. Даже если соотношение сопротивлений не попадает под перечисленные случаи, результат все равно можно оценить «на глаз» с достаточной точностью. При параллельном соединении, которое представляет большую сложность при расчетах, для такой оценки нужно прикинуть, какую долю меньшее сопротивление составляет от их арифметической суммы, — приблизительно во сколько раз снизится их общее сопротивление по отношению к меньшему. Проверить это легко: пусть одно сопротивление имеет но-

минал 3,3 кОм, а второе — 6,8 кОм. В соответствии с изложенным мы будем ожидать, что общее сопротивление должно быть на 30 % меньше, чем 3,3 кОм, т. е. 2,2 кОм (3,3 составляет примерно одну треть от суммы 3,3 + 6,8, т. е. общее сопротивление должно быть меньше, чем 3,3, на треть от этого значения, равную 1,1 — в результате и получаем 2,2). Если мы проверим результат, полученный такой прикидкой в уме, точным расчетом, то мы получим в результате очень близкое значение 2,22 кОм.

В большинстве случаев нам такой точности и не требуется — помните, что и сами сопротивления имеют разброс по номиналу, и в большинстве обычных схем допуски на номиналы стандартных компонентов могут быть довольно велики (по крайней мере, в правильно составленных схемах). Если же схема в некоторых случаях должна все же иметь какие-то строго определенные параметры, то с помощью стандартных компонентов вы все равно этого не добьетесь — параметры будут «гулять» (в пределах допусков, естественно) от дуновения ветерка из форточки, и в таких случаях надо применять прецизионные резисторы и конденсаторы, а во времязадающих цепях использовать кварцевые резонаторы. Но составлять схему так, чтобы она теряла работоспособность от замены резистора 1 кОм на резистор 1,1 кОм, — не наш метод!

Конденсаторы

Все конденсаторы ведут свою родословную от лейденской банки, названной так по имени голландского города Лейдена, в котором трудился ученый середины XVIII века Питер ван Мушенбрук.

Банка эта представляла собой большой стеклянный стакан, обклеенный изнутри и снаружи станиолем (тонкой оловянной фольгой, использовавшейся в те времена для тех же целей, что и современная алюминиевая, — металл алюминий еще не был известен). Так как банку (рис. 5.4) заряжали от электростатической машины (другого искусственного источника электричества тогда еще не придумали), которая за просто может выдавать напряжения в несколько сотен тысяч вольт, действие ее было весьма впечатляющим — в учебниках физики любят приводить случай, когда Мушенбрук продемонстрировал эффект от разряда своей банки через цепь гвардейцев, державшихся за руки. Ну не знали тогда, что электричество может и убить — гвардейцам сильно повезло, что емкость этого примитивного конденсатора была весьма невелика, и запасенной энергии хватило только на то, чтобы люди ощутили чувствительный удар током!

Схематическое изображение простейшего конденсатора показано на рис. 5.5. Из формулы, приведенной на рисунке (она носит специальное название *формула плоского конденсатора*, потому что для конденсаторов иной геометрии соответствующее выражение будет другим), следует, что емкость тем больше, чем больше площадь пластин и чем меньше расстояние между ними. Что же такое емкость? Согласно определению, *емкость есть отношение заряда (в кулонах) к разности потенциалов на пластинах (в вольтах): $C = Q/U$* , т. е. размерность емкости есть кулон/вольт. Такая единица называется фарадой, по имени знаменитого английского физика и химика Майкла Фарадея (1791–1867).

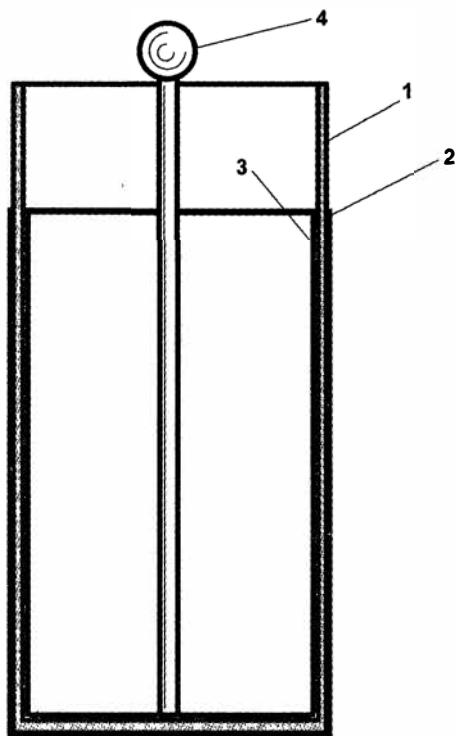
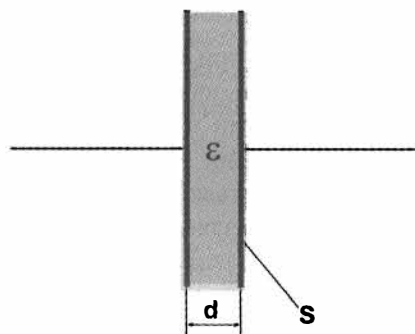


Рис. 5.4. Прадедущка современных конденсаторов — лейденская банка:
1 — стеклянный стакан;
2 — внешняя обкладка из станиоля;
3 — внутренняя обкладка;
4 — контакт для заряда



$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi d}$$

Рис. 5.5. Схематическое изображение плоского конденсатора и формула для расчета его емкости: C — емкость, Ф; S — площадь пластин, м^2 ; d — расстояние между пластинами, м; ε — диэлектрическая проницаемость

Следует подчеркнуть, что величина емкости есть индивидуальная характеристика конденсатора — подобно тому, как номинальное сопротивление есть индивидуальная характеристика конкретного резистора, — и характеризует количество энергии, которое может быть в нем запасено. Емкость в одну фараду весьма велика — обычно на практике используют микрофарады и еще более мелкие единицы, скажем, емкость упомянутой лейденской банки составляла величину всего-навсего порядка 1 нФ.

Смысл понятия емкости раскрывается так: если напряжение от источника напряжения составляет 1 В, то емкость в одну нанофараду, как у лейденской банки, может запастись 10^{-9} кулон электричества. Если напряжение составит 10^5 вольт (типичная величина при заряде от электростатической машины, как в опытах Мушенбрука), то и запасенный на этой емкости заряд увеличится в той же степени — до 10^{-4} кулон. Любой конденсатор фиксированной емкости сохраняет это соотношение — заряд на нем в любой момент времени тем больше, чем больше напряжение, а сама величина заряда определяется номинальной емкостью.

Если замкнуть конденсатор на резистор, то в первый момент времени он будет работать, как источник напряжения с нулевым выходным сопротивлением и номи-

нальным напряжением той величины, до которой конденсатор был заряжен, т. е. ток через резистор определяется по обычному закону Ома. Скажем, в случае гвардейцев Мушенбрука характерное сопротивление цепи из нескольких человек, взявшихся за руки, составляет порядка 10^4 Ом — т. е. ток при начальном напряжении на конденсаторе 10^5 В составит 10 А, что примерно в 10 000 раз превышает смертельное для человека значение тока! Выручило гвардейцев то, что такой импульс был крайне кратковременным — по мере разряда конденсатора, т. е. стекания заряда с пластин, напряжение быстро снижается: емкость-то остается неизменной, потому при снижении заряда, согласно формуле на рис. 5.5, падает и напряжение.

Интересно, что при фиксированном заряде (если цепь нагрузки конденсатора отсутствует) можно изменить напряжение на нем, меняя емкость. Например, при раздвижении пластин плоского конденсатора емкость его падает (т. к. расстояние d между пластинами увеличивается), потому для сохранения заряда напряжение должно увеличиться — что и происходит на деле, когда в эффектном школьном опыте между раздвигаемыми пластинами конденсатора проскакивает искра при превышении предельно допустимого напряжения пробоя для воздуха.

На рис. 5.6 изображено подключение конденсатора C к нагрузке R . Первоначально переключатель K ставится в нижнее по схеме положение, и конденсатор заряжается до напряжения батареи B . При переводе переключателя в верхнее положение конденсатор начинает разряжаться через сопротивление R , и напряжение на нем снижается. Насколько быстро происходит падение напряжения при подключении нагрузки? Можно предположить, что чем больше емкость конденсатора и сопротивление резистора нагрузки, тем медленнее происходит падение напряжения. Правда ли это?

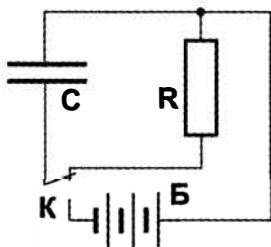


Рис. 5.6. Подключение конденсатора к нагрузке:
К — переключатель, Б — батарея, С — конденсатор; R — сопротивление нагрузки

Это легко попробовать оценить через размерности связанных между собой электрических величин: тока, емкости и напряжения. В самом деле, в определение тока входит и время (напомним, что ток есть заряд, протекающий за единицу времени), и это время должно быть тем самым временем, которое нас интересует. Если вспомнить, что размерность емкости есть кулоны на вольт, то искомое время можно попробовать описать формулой: $t = CUI$, где C — емкость, а U и I — ток и напряжение соответственно (проверьте размерность!). Для случая рис. 5.6 эта формула справедлива на малых отрезках времени, пока ток I не падает значительно из-за уменьшения напряжения на нагрузке. Отметим, что формула эта полностью спра-

ведлива и на больших отрезках времени, если ток разряда — или заряда — конденсатора стабилизировать, что означает подключение его к источнику втекающего (при разряде) или вытекающего (при заряде) тока.

При обычной фиксированной нагрузке с сопротивлением R так, конечно, не происходит — напряжение на конденсаторе падает по мере истощения заряда, значит, ток через нагрузку также пропорционально снижается — в полном соответствии с законом Ома (помните, мы говорили, что простой резистор есть плохой источник тока?). Опять приходится брать интегралы, потому мы приведем только конечный результат: формула для расчета процесса снижения напряжения на емкости при разряде ее через резистор и соответствующий график показаны на рис. 5.7, а. А на рис. 5.7, б показан аналогичный процесс, который происходит при заряде емкости через резистор.

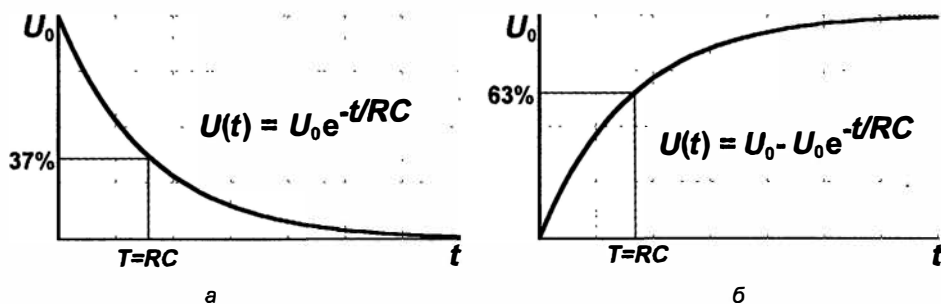


Рис. 5.7. Процессы при разряде и заряде конденсатора: C — емкость; R — сопротивление нагрузки; t — время; e — основание натуральных алгоритмов (2,718282)

Нужно отметить два момента: во-первых, процесс разряда по рис. 5.7, а бесконечен (полностью конденсатор не разрядится никогда, если сопротивление нагрузки не равно нулю), но практически это не имеет значения, потому что напряжение на конденсаторе становится исчезающе малым очень скоро. Во-вторых, из формул на рис. 5.7 следует очень интересный вывод: если сопротивление R равно нулю, то время процесса разряда или заряда становится бесконечно малым, а ток через нагрузку — по закону Ома — бесконечно большим!

Обратимся снова к рис. 5.6 — именно нечто подобное должно происходить при переключении K в положение заряда емкости от батареи. Естественно, в реальной жизни ни о каких бесконечных токах речи не идет — для этого батарея должна иметь нулевое выходное сопротивление, т. е. бесконечно большую мощность (подумайте, почему эти утверждения равносильны?). Да и проводники должны обладать нулевым сопротивлением. Поэтому на практике процесс заряда от источника (и разряда при коротком замыкании пластин) происходит за малое, но конечное время, а ток, хоть и не бесконечно велик, но все же может достигать очень больших значений. Потому-то источники питания с отключением по превышению максимально допустимого тока (см. главу 2) могут выключаться при работе на нагрузку с конденсатором большой емкости, установленном параллельно источнику питания

(мы дальше увидим, что такой конденсатор устанавливают практически всегда), хотя ток в рабочем режиме может быть и невелик.

Один из методов борьбы с этой напастью — включение последовательно с нагрузкой небольшого резистора, ограничивающего ток в начальный момент времени. Как рассчитать необходимый номинал? Для этого нужно представить, что *конденсатор при заряде в первый момент времени ведет себя так, как будто цепь в месте его установки замкнута накоротко* (это очень точное представление!). Тогда нужный номинал резистора определится просто по закону Ома, в который подставляется предельно допустимый ток источника и его напряжение.

Интуитивно кажется, что должна существовать какая-то характеристика цепи из конденсатора и сопротивления, которая позволяла бы описать процесс заряда-разряда во времени — независимо от напряжения на конденсаторе. Такая характеристика рассчитывается по формуле $T = RC$. Приведением единиц мы бы здесь занимались довольно долго, потому поверьте, что размерность произведения RC есть именно время в секундах. Эта величина, которая носит название *постоянной времени* RC -цепи, физически означает время, за которое напряжение на конденсаторе при разряде его через резистор (рис. 5.7, а) снижается на величину 0,63 от начального (т. е. до величины, равной доле $1/e$ от первоначального U_0 , что и составляет примерно 37 %). За следующий отрезок времени, равный RC , напряжение снизится еще на столько же от оставшегося и т. д. — в полном соответствии с законом экспоненты.

Аналогично при заряде конденсатора (рис. 5.7, б), постоянная времени T означает время, за которое напряжение увеличится до доли $(1 - 1/e)$ от конечного значения U_0 , т. е. до 63 % от U_0 . Дальше мы увидим, что произведение RC играет огромную роль при расчетах различных схем.

Есть еще одна вещь, которая следует из формулы для плоского конденсатора (см. рис. 5.5). В самом деле, там нет никаких ограничений на величины S и d — даже если развести пластины очень далеко, все же какую-то емкость, хотя небольшую, конденсатор будет иметь. То же происходит при уменьшении площади пластин. Практически это означает, что небольшую емкость между собой имеют любые два проводника, независимо от их конфигурации и размеров, хотя эти емкости и могут быть исчезающе малы. Этот факт имеет огромное значение на высоких частотах — в радиочастотной технике нередко конденсаторы образуют прямо из параллельных дорожек на печатной плате. А емкости между параллельными проводами в обычном проводе-«лапше» или кабеле могут достигать и весьма больших значений — ввиду их большой длины. В большинстве случаев этот эффект весьма вреден, и такие емкости называют *паразитными*.

Если же учесть, что проводники имеют еще и собственное сопротивление, то мы приходим к выводу, что любую пару проводов можно представить в виде «размазанной» по длине (распределенной) RC -цепи — и это действительно так, со всеми вытекающими последствиями! Например, если подать на вход пары проводников в длинном кабеле перепад напряжения (фронт прямоугольного импульса), то на выходе мы получим картину, которая ничем не отличается от рис. 5.7, б — импульс «размажется», а если он короткий, то вообще может пропасть.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Мало того, провода обладают еще и собственной индуктивностью (об индуктивности мы поговорим в конце главы), что еще более запутывает картину. Крайне неприятное явление, но «такова се ля ви», как любил выражаться один мой знакомый инженер. Впервые с этим делом столкнулись еще при попытке прокладки первого трансатлантического кабеля в 1857 году — телеграфные сигналы (точки-тире) представляют собой именно такие прямоугольные импульсы, и при длине кабеля в 4000 км они по дороге искажались до неузнаваемости. За время до следующей попытки прокладки кабеля (1865) английскому физику У. Томсону пришлось разработать теорию передачи сигналов по длинным линиям, за что он получил рыцарство от королевы Виктории и вошел в историю под именем лорда Кельвина — по названию городка Кельвин на западном побережье Ирландии, откуда начиналась прокладка кабеля.

В выражении для емкости на рис. 5.5 фигурирует постоянная ϵ , представляющая собой диэлектрическую проницаемость среды. Для воздуха и большинства обычных изолирующих материалов (полиэтилена, хлорвинила, лавсана, фторопласта) константа ϵ близка к величине ее для полного вакуума ϵ_0 . Величина ϵ_0 зависит от применяемой системы единиц измерения, и в Международной системе единиц измерения СИ равна $8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м. На практике удобно применять относительную диэлектрическую проницаемость конкретного материала: $\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$. Естественно, что в практических конструкциях конденсаторов желательно, чтобы величина ϵ_r была как можно выше, — если вы заполните промежуток между пластинами, скажем, ацетоном или спиртом, то емкость такого конденсатора сразу возрастет раз в двадцать! К сожалению, чем выше ϵ_r , тем обычно выше и собственная проводимость материала, потому такой конденсатор быстро разрядится за счет собственных токов утечки через среду между пластинами. Ясно, что производители конденсаторов стараются упаковать как можно большую емкость в как можно меньшие размеры, пытаясь одновременно обеспечить токи утечки на приемлемом уровне. По этой причине количество практически используемых типов конденсаторов значительно больше, чем сопротивлений. Причем надо также учесть, что чем тоньше прослойка диэлектрика между пластинами, тем меньше предельно допустимое напряжение (т. е. напряжение, при котором наступает электрический пробой, и конденсатор выходит из строя).

Самым высоким соотношением емкость/габариты обладают электролитические (оксидные) конденсаторы, которые в настоящее время широко представлены серией, известной под отечественным наименованием К50-35 (импортные конденсаторы такого же типа обычно все равно продают под этим названием). Емкости их достигают 100 000 мкФ, а допустимые напряжения — 600 В, но у них есть три главных недостатка, которыми приходится платить за повышенную емкость. Первый и самый главный — эти конденсаторы полярны, т. е. подразумевают включение только в определенной ориентации по отношению к полярности источника питания. Обычно на корпусе таких конденсаторов обозначается либо отрицательный (жирным «минусом»), либо положительный (знаком «плюс») вывод. Если же габариты корпуса не позволяют применить обозначение (либо производителям лень налаживать соответствующую полиграфию), то полярность пытаются обозначить толщиной или длиной вывода — более длинный и/или более толстый вывод обычно обозначает положительный контакт (но не всегда!). Если же включить такой

электролитический конденсатор в противоположной полярности, то он может просто взорваться, забрызгав электролитом всю остальную схему. Есть и другие, более дорогие типы полярных конденсаторов (например, танталовые К52 или ниобиевые К53), которые обладают значительно меньшими токами утечки. Электролитические конденсаторы обычно используют в качестве фильтров в источниках питания — хотя и иные применения не исключены.

Следует учесть и вторую дурную особенность «электролитов» (как их называют на инженерном жаргоне и как мы будем называть их в дальнейшем) — они обеспечивают номинальную емкость только на низких частотах. При быстром перезаряде их емкость существенно снижается — поэтому в фильтрах источников питания рекомендуется параллельно ставить неполярные (керамические или иные) конденсаторы — в целях лучшей защиты от высокочастотных помех. На самом деле эти конденсаторы лучше ставить не в источнике питания, а непосредственно вблизи выводов компонента, для которого высокочастотные помехи критичны, и на практике так и поступают (такие конденсаторы называют *развязывающими*).

Эта особенность связана с третьим паразитным свойством электролитов — эффектом «аккумулятора» (или «накопления заряда»). То есть, если вы полностью разрядите электролитический конденсатор (например, коротким замыканием выводов), через некоторое время напряжение на выводах опять восстановится до некоторого значения (обычно небольшого — около 1–1,5 В), и чтобы этот заряд полностью рассосался, требуется довольно значительное время (часы или даже сутки). Эффект «аккумулятора» тем сильнее, чем больше емкость и чем выше допустимое напряжение электролита. Имеют электролиты и высокий заводской разброс номинального значения — до нескольких десятков процентов. По этим причинам полярные конденсаторы очень не рекомендуется употреблять во времязадающих цепях, если требуется хоть какая-то точность.

Для использования в других областях применяют конденсаторы с неполярным диэлектриком: бумажные, слюдяные, керамические, полиэтилентерефталатные (лавсановые) или фторопластовые (тефлоновые). Емкость их (в соотношении емкость/габариты) значительно меньше, и номинальная емкость обычно не превышает нескольких микрофард (сравнительные размеры конденсаторов показаны на рис. 5.8).

У старинных металлобумажных конденсаторов (типа МБГ или МБГЧ) есть интересная особенность — они могут самовосстанавливаться после пробоя. Но чаще всего сейчас употребляются неполярные конденсаторы с керамическим или органическим диэлектриком (типы К10, К73 и др.), и под *неполярными* мы будем обычно понимать конденсаторы именно этих серий. Именно они обеспечивают наиболее точное соответствие кривой заряда-разряда теоретической форме (как на рис. 5.7). Причем для применения в точных времязадающих цепях рекомендуется не просто выбирать конденсатор с подходящим изолятором (лучше всего — тефлоновый или старинный слюдяной), но и с как можно большим допустимым напряжением (в применении конденсатора с номинальным допустимым напряжением 630 В в цепях с напряжением 12 В нет ничего особенного).

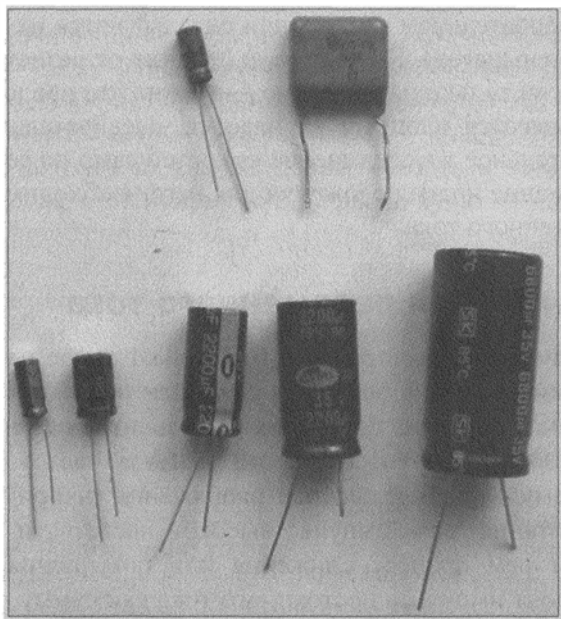


Рис. 5.8. Сравнительные размеры конденсаторов.

Вверху, слева — электролитический конденсатор К50-35 3,3 мк × 25 В; справа — близкий к нему по допустимому напряжению неполярный конденсатор К73-17 3,3 мк с лавсановым диэлектриком. Внизу: электролитические конденсаторы К50-35 (справа налево: 6800 мк × 35 В; 2200 мк × 35 В; 2200 мк × 16 В; далее два идентичных конденсатора 100 мк × 16 В, но производства разных фирм)

Наиболее распространены неполярные керамические конденсаторы (отечественный аналог — К10), которые имеют оптимальное соотношение емкость/габариты и приемлемые характеристики по долговечности и стабильности. Они выпускаются как с гибкими выводами (обычно почему-то в корпусах желтого цвета), так и в SMD-исполнении. Емкости их могут варьировать в широком диапазоне от 1 пФ до 47 мкФ, а максимально допустимое напряжение, как правило, не менее 50 В.

В добавление к тому, что было сказано в *разд. «Резисторы»* про условные обозначения, нужно отметить, что, поскольку емкости обычно употребляемых конденсаторов находятся в пределах от пико- до микрофард, то при обозначении на схемах единицу измерения Ф часто опускают и пишут просто «мк» (мкФ), «н» или «п» (нФ), «п» или «р» (пФ). Пикофарды (подобно омам) могут и не писать вообще. Часто микрофарды обозначаются просто лишним десятичным знаком (мы именно так и будем поступать) — например, запись 100,0 означает 100 мкФ, в то время как просто 100 — 100 пФ.

Параллельное и последовательное включение конденсаторов

Как и резисторы, конденсаторы могут включаться последовательно или параллельно, однако расчет полученных величин производится противоположным образом: при параллельном соединении емкости складываются (по правилу «больше боль-

шего»), а при последовательном соединении складываются их обратные величины (правило «меньше меньшего»). К счастью, в отличие от резисторов, конденсаторы включают практически только параллельно — можно это представить так, как будто при этом складываются площади их пластин, следовательно, складываются и емкости. Последовательное же соединение емкостей само по себе не имеет практического смысла, и знание правил сложения для него необходимо лишь изредка при анализе цепей переменного тока.

Конденсаторы в цепи переменного тока

Из этой большой темы мы здесь рассмотрим только самое необходимое. В дальнейшем мы будем иметь дело в основном с цепями постоянного тока или низкой частоты, и углубленное изучение поведения компонентов при высокой частоте нам не потребуется. В предыдущей фразе слова «низкой частоты» нужно понимать условно, и вот почему — любой перепад напряжения (например, при включении или выключении питания) есть импульс высокой частоты, и тем она выше, чем быстрее происходит сам процесс снижения или повышения напряжения. Если представить себе фронт импульса постоянного тока как сумму гармонических (т. е. синусоидальных) колебаний¹, то импульс этот предстанет перед нами как сумма колебаний, начиная сверху с той частоты, при которой происходило бы наблюдающееся нами на деле нарастание (или спад) напряжения импульса, если бы сигнал был чисто гармонический. То есть, если импульс строго прямоугольный, то эта самая верхняя частота должна быть равна бесконечности, чего на деле, конечно, не бывает, поэтому реальные импульсы всегда не строго прямоугольны. Прохождение прямоугольных импульсов через конденсаторы и резисторы мы рассмотрим далее, а пока изучим поведение конденсаторов в цепях с обычным синусоидальным переменным током.

Постоянный ток конденсатор не пропускает по определению — поскольку представляет собой разрыв в цепи. Однако переменный ток через него протекает — при этом происходит постоянный перезаряд конденсатора из-за того, что напряжение все время изменяется по величине и полярности. Поэтому конденсатор в цепи переменного тока можно представить себе как некое сопротивление — чем меньше емкость конденсатора и чем ниже частота, тем выше величина этого условного сопротивления. Ее можно подсчитать по формуле $R = 1/2\pi fC$ (если емкость C выражена в фарадах, а частота f в герцах, то сопротивление получится в омах). В пределах конденсаторы очень малой емкости (которые представляют собой, как мы выяснили, почти все пары проводников на свете) будут выглядеть в цепи полными разрывами, и ток в этой цепи окажется исчезающе мал.

Сам по себе конденсатор в такой цепи энергии не потребляет (в отличие от обычного резистора), потому его сопротивление переменному току называют еще *реак-*

¹ Любое колебание можно представить в виде такой суммы, согласно теореме Фурье, великого французского математика, работавшего еще в конце XVIII века, возможен и обратный процесс — восстановление изначальной формы колебания через известную сумму гармоник.

тивным — в то время, как обычное резистивное сопротивление называют *активным* (не путать с активными и пассивными компонентами схем, о которых шла речь в начале главы). Понять, почему так происходит, можно, если нарисовать графики тока и напряжения в цепи с конденсатором — ток опережает напряжение по фазе ровно на 90° , поэтому их произведение, которое и есть потребляемая мощность по закону Джоуля — Ленца, в среднем равно нулю — можете проверить! Однако если в цепи присутствуют еще и обычные резисторы (а, как мы знаем, они всегда присутствуют — взять хотя бы сопротивление проводов), то этот реактивный ток приведет ко вполне материальным потерям на их нагревание — именно поэтому, как мы упоминали в *главе 4*, линии электропередач выгоднее делать на постоянном токе.

Дифференцирующие и интегрирующие цепи

Если подать на вход цепи, состоящей из резистора R и конденсатора C , прямоугольный импульс напряжения, то результат будет различным в зависимости от включения R и C . Переходные процессы в таких цепях подчиняются основным закономерностям, представленным на рис. 5.7, но имеют и свою специфику. На рис. 5.9 показаны два способа включения RC -цепочки в схему с прямоугольными импульсами на входе (здесь они не такие, как на рис. 4.6, б, а однополярные, т. е. напряжение меняется по величине, но от потенциала «земли» до напряжения источника питания).

Такое включение называется *дифференцирующей цепочкой* или *фильтром высоких частот* — потому что оно пропускает высокочастотные составляющие, полностью отрезая постоянный ток. Чем больше постоянная времени RC в этой схеме, тем ниже частота, которая может быть пропущена без изменений, — в пределе импульсы высокой частоты пройдут почти неизменными. Наоборот, если постоянную времени уменьшать, то пики на графике будут все больше утончаться. Этим эффектом широко пользуются для выделения фронтов и спадов прямоугольных импульсов (см. *главу 16*).

Так как через эти схемы постоянная составляющая напряжения не проходит, то полученные импульсы привязаны к выходному потенциалу схемы — в зависимости от того, куда подключен резистор. На графиках на рис. 5.9 резистор подключен к «земле» (а) или к источнику питания (б), потому и для выходного напряжения базовым будет либо нулевой потенциал, либо потенциал источника (при этом амплитуда импульсов будет такой, как у входного напряжения). Но вы можете подключать резистор на выходе такой схемы к любому потенциалу — она все равно передаст только переменную составляющую (с чем мы еще столкнемся при конструировании звукового усилителя).

Этим широко пользуются при необходимости формирования двуполярного напряжения из имеющегося однополярного или для умножения напряжения: если выходное напряжение на рис. 5.9, б пропустить через выпрямитель и сглаживающий фильтр низкой частоты (см. далее, а также *главу 9*), то на выходе получится напряжение выше, чем напряжение питания, причем в отсутствие нагрузки оно будет

в точности вдвое превышать исходное напряжение («удвоитель напряжения»). Иногда эффект удвоения вреден — подачей отрицательного или превышающего потенциал источника питания напряжения можно вывести из строя компоненты схемы (о защите от этого см. главы 11 и 16).

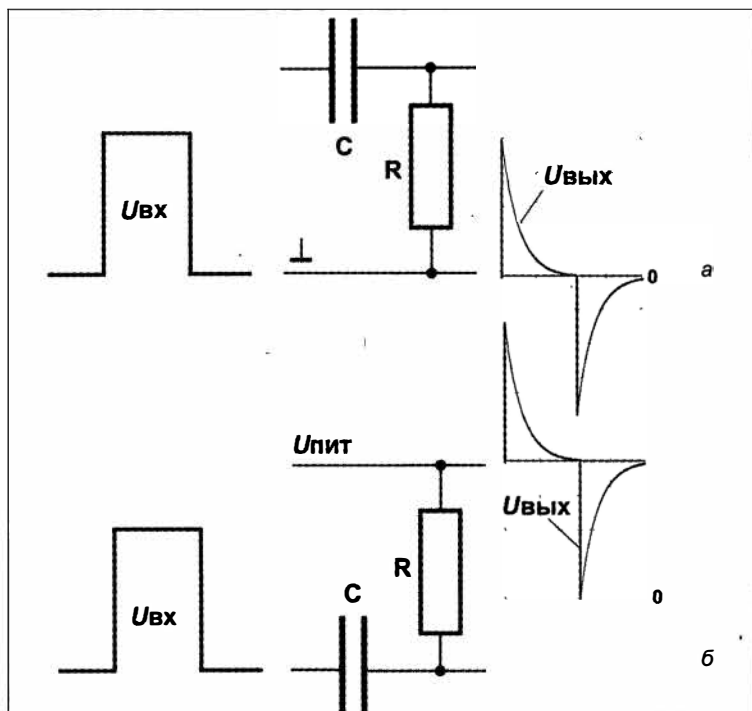


Рис. 5.9. Дифференцирующие цепочки: а — при подключении резистора к нулевому потенциалу; б — к потенциалу источника питания

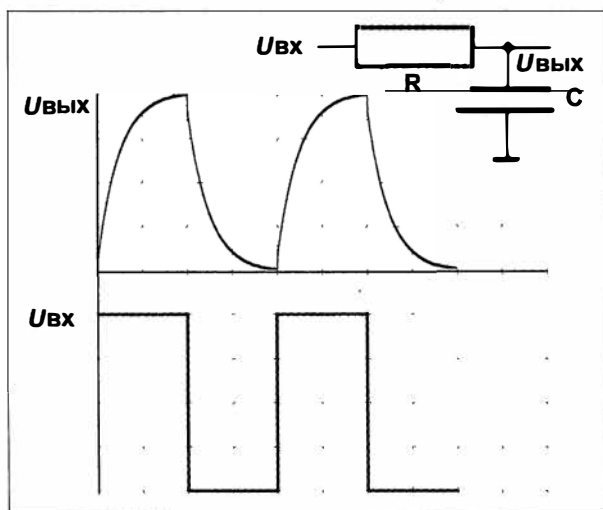


Рис. 5.10. Интегрирующая цепочка и ее график выходного напряжения в одном масштабе с входным

А *интегрирующая цепочка* (фильтр нижних частот) получается из схем рис. 5.9, если в них R и C поменять местами. График выходного напряжения будет соответствовать рис. 5.10. Такие цепочки, наоборот, пропускают постоянную составляющую, в то время как высокие частоты станут отрезаться. Если в такой цепочке увеличивать постоянную времени RC , то график будет становиться все более плоским — в пределе пройдет только постоянная составляющая (которая для случая рис. 5.10 равна среднеамплитудному значению исходного напряжения, т. е. ровно половине его амплитуды). Этим широко пользуются при конструировании вторичных источников питания, в которых нужно отфильтровать переменную составляющую сетевого напряжения (см. главу 9). Интегрирующими свойствами обладает и обычный кабель из пары проводов, о котором мы упоминали ранее, потому-то и теряются высокие частоты при прохождении сигнала через него.

Индуктивности

Таким же свойством реактивного сопротивления в цепи переменного тока обладают *индуктивности* — хотя они по всему противоположны конденсаторам. Мы не будем здесь рассматривать индуктивности подробно по простой причине — в обычной схемотехнике (кроме радиочастотной, а в настоящее время уже и там) индуктивностей в основном стараются избегать, и используют лишь в трансформаторах и еще разве что в фильтрах для защиты от помех. Но вкратце все же рассмотрим их свойства.

Простейшая индуктивность — катушка из провода, а если ее намотать на основу из ферромагнитного материала, то ее индуктивные свойства значительно улучшатся. Индуктивности очень сложно делать автоматизированным способом, кроме самых простых (не говоря уж об их включении в состав микросхем), и это одна из причин того, почему их стараются не использовать в массовой аппаратуре.

Измеряют индуктивность в генри (Гн), по имени выдающегося американского физика Джозефа Генри (1797–1878). Стандартные индуктивности со значениями порядка микро- и миллигенри выпускаются промышленно, внешне они похожи на резисторы и точно так же маркируются цветным кодом. Обычно они покрашены в светло-зелено-голубой цвет — чтобы отличить их от резисторов.

Если конденсатор для постоянного тока представляет собой разрыв цепи, то индуктивность, наоборот, — нулевое сопротивление. С ростом частоты переменного тока реактивное сопротивление индуктивности растет (у конденсатора, напомним, падает). Реактивное сопротивление индуктивности величиной L (Гн) можно вычислить по формуле: $R_L = 2\pi f L$.

Мы уже знаем, что любой перепад напряжения есть импульс высокой частоты, и что попытка разорвать (или наоборот, соединить) цепь, содержащую индуктивность, приводит к неожиданным последствиям. Из курса физики известно, что после разрыва цепи за счет самоиндукции ток продолжает некоторое время течь в витках катушки, а так как сопротивление цепи становится бесконечно велико, и течь ему некуда, то на индуктивности возникает большой (тем больший, чем боль-

ше величина индуктивности и чем меньше ее активное сопротивление, т. е. чем она ближе к идеалу) выброс напряжения — в полном соответствии с законом Ома. Этот эффект, например, приводит к выбросам напряжения на фронтах прямоугольных импульсов в схемах с использованием быстродействующих компонентов. Мы еще вспомним об этом явлении, когда будем говорить о реле в главе 7.

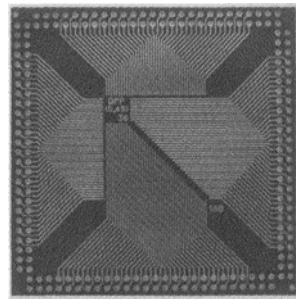
Ток в цепи, содержащей индуктивность, отстает от напряжения на 90° (для конденсатора ток, наоборот, опережает напряжение), но результат оказывается аналогичным — чистая индуктивность, включенная последовательно с нагрузкой, не потребляет энергии в цепи переменного тока, хотя ток в цепи будет зависеть от величины индуктивности. Только эффект этот проявляется обратным случаем с конденсатором — ток в цепи с индуктивностью падает с увеличением частоты (у конденсатора, как мы видели, он увеличивается), а для постоянного тока индуктивность представляет собой нулевое сопротивление. Для того чтобы получить эффект, близкий к расчетному, активное сопротивление индуктивности (т. е. ее сопротивление постоянному току) должно быть как можно ближе к нулю, что на практике достичь довольно сложно.

Это другая причина того, что индуктивности очень не любят схемотехники, — их характеристики гораздо дальше от идеала, чем у резисторов и конденсаторов. Но надо помнить, что любой проводник всегда наделен этими тремя свойствами: т. е. в небольшой степени является и резистором, и конденсатором, и индуктивностью. Эти мелочи могут иногда сыграть довольно неожиданную роль в разных схемах.

ПОДРОБНОСТИ

В силу указанных причин при наличии реактивной нагрузки в цепи переменного тока полезная мощность (в нагрузке) может отличаться от величины произведения потребляемого тока на напряжение — она всегда меньше. Поэтому в электротехнике различают реактивную мощность, выраженную в вольт-амперах, и активную мощность в ваттах, а отношение их называют *коэффициентом мощности*. Другое его общепринятое название — «косинус фи», потому что коэффициент мощности есть не что иное, как $\cos(\varphi)$, где φ — угол фазового сдвига тока относительно напряжения. При постоянном токе, а также в случае чисто активной нагрузки, этот угол равен нулю, потому что коэффициент мощности равен 1. В другом предельном случае — когда нагрузка чисто реактивная — коэффициент мощности равен 0. В реальных цепях с электродвигателями или, скажем, с мощными вторичными импульсными источниками питания в качестве потребителей (офис с большим количеством компьютеров), коэффициент мощности может лежать в пределах 0,6–0,95. Следует подчеркнуть, что коэффициент мощности — это не КПД, как можно себе вообразить. Разница между вольт-амперами и ваттами никуда не теряется в физическом смысле, она всего лишь приводит к таким неприятным последствиям, как увеличение потерь в проводах, о котором мы упоминали (потери пропорциональны именно вольт-амперам), а также к возникновению разбаланса между фазами трехфазной промышленной сети, в результате чего через нулевой, обычно более тонкий, чем все остальные, провод начинают протекать значительные токи.

ГЛАВА 6



Изобретение, которое потрясло мир

Диоды, транзисторы и простейшие схемы на их основе

Не имея намерения подробно описывать осаду и приводя лишь те события, которые имеют непосредственную связь с рассказываемой нами историей, скажем вкратце, что предприятие удалось

А Дюма Три мушкетера

Казалось бы, все так просто: есть очень хорошие проводники (металлы), есть очень плохие — изоляторы (фарфор или пластмасса), а есть — полупроводники. Подумай! Причем полупроводников на свете гораздо больше, чем проводников и изоляторов, что, если подумать, представляется естественным. Однако когда научились получать очень чистые полупроводники со строго дозированными определенными примесями, то оказалось, что это — революция, потому что такие материалы обладают совершенно необыкновенными электрическими характеристиками.

Электроника на основе полупроводников носит также название *твердотельной*. Полупроводниковые приборы делают на основе разных материалов — в основном, кремния. Первым промышленным полупроводником стал германий (а до него еще существовали купроксные и селеновые диоды), но сейчас он практически не употребляется, и только небольшая часть полупроводниковых компонентов — например, светодиоды — делается из материалов, отличных от кремния.

Из всех полупроводниковых устройств исторически первыми были диоды.

Диоды

Вообще-то *диод* — устройство вовсе не обязательно полупроводниковое. Были и ламповые диоды (кенотроны), но они давно вымерли, потому мы будем рассматривать только твердотельные.

Диод — простейший активный электронный прибор, проще не бывает. В одну сторону диод проводит ток (т. е. представляет собой в идеале проводник с малым сопротивлением), в другую — нет (т. е. превращается в очень большое сопротивление).

ние) — одним словом, обладает односторонней проводимостью. Соответственно, выводов у него всего два: они, как повелось еще со времен ламповой техники, называются *анодом* (положительным выводом) и *катодом* (отрицательным). Если подключить диод к регулируемому источнику напряжения, то он будет вести себя, как показано на рис. 6.1, где представлена так называемая *вольт-амперная характеристика* диода. Из нее, в частности, следует, что в прямом включении (т. е. анодом к плюсу источника) после превышения некоторого порогового напряжения ($U_{пр}$) прямой ток через диод ($I_{пр}$) растет неограниченно и будет лимитироваться только мощностью источника (скорее всего, диод сгорит раньше, чем эта мощность будет достигнута).

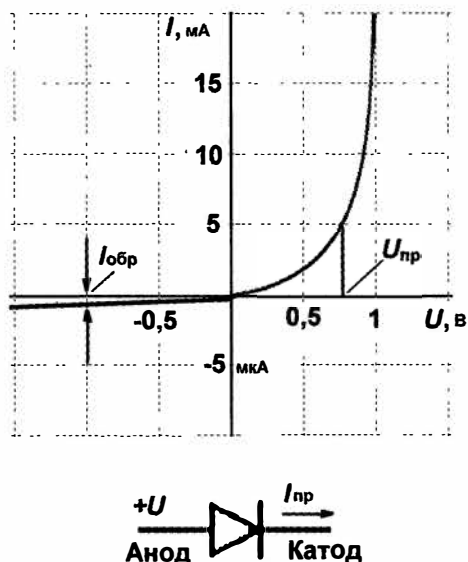


Рис. 6.1. Вольт-амперная характеристика диода

В обратном же включении (катодом к плюсу) ток через диод ($I_{обр}$) пренебрежимо мал и составляет несколько микро- или даже наноампер для обычных маломощных кремниевых диодов или до единиц миллиампер для мощных выпрямительных. Причем для германиевых диодов обратный ток намного выше, чем для кремниевых, отчего их сейчас практически и не употребляют. Этот ток сильно зависит от температуры и может возрасти на несколько порядков (от нано- до микроампер) при повышении температуры от $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$, поэтому на графике его величина показана очень приблизительно (обратите внимание, что для наглядности верхняя и нижняя половины графика по оси токов построены в разных масштабах).

В отличие от обратного тока, прямое падение напряжения $U_{пр}$ гораздо меньше зависит как от типа и конструкции, так и от температуры. Для кремниевых диодов прямое падение напряжения U_0 всегда можно считать равным примерно $0,6\text{--}0,7\text{ В}$, для германиевых и так называемых диодов Шоттки (маломощных диодов с переходом металл-полупроводник) — порядка $0,2\text{--}0,4\text{ В}$. Для кремниевых диодов при

увеличении температуры $U_{пр}$ падает примерно на 2,3 мВ на один градус, и этот эффект нередко используют для измерения температуры. В германиевых диодах, кстати, этот эффект в разы больше (порядка 10 мВ на градус).

Если умножить указанное прямое падение напряжения на проходящий через диод в прямом включении ток, то мы получим *тепловую мощность*, которая выделяется на диоде. Именно она приводит диоды к выходу из строя — при превышении допустимого тока они просто сгорают. Обычное предельно допустимое среднее значение тока через маломощные диоды — десятки и сотни миллиампер. Впрочем, тепловые процессы инерционны, и мгновенное значение тока, в зависимости от длительности импульса, может превышать предельно допустимое среднее значение в сотни раз! Мощные диоды (рассчитанные на токи 3–5 А и выше) часто приходится устанавливать на радиаторы.

Другая характеристика диодов — *предельно допустимое обратное напряжение*. Если оно превышено, то диоды также выходят из строя — электрически пробиваются и замыкаются накоротко. Обычная допустимая величина обратного напряжения для маломощных диодов — десятки вольт, для выпрямительных диодов — сотни вольт, но есть диоды, которые выдерживают и десятки тысяч вольт (обычно они состояются из нескольких последовательно включенных диодов с меньшим допустимым значением). Интересно, что кремниевые диоды при кратковременном превышении максимального обратного напряжения пробиваются обратимо — если ток невелик и допустимая мощность не превышена, то после спада напряжения диод восстанавливает свои свойства. Далее мы увидим, что существуют и диоды, для которых пробой в обратном включении является рабочим режимом — они называются *стабилитронами*.

Физически диод состоит из небольшого кристаллика полупроводникового материала, в котором в процессе производства формируются две зоны с разными проводимостями, называемыми проводимостью *n*- и *p*-типа. Ток всегда течет от направления *p*-зоны по направлению к *n*-зоне, в обратном направлении диод заперт. Более подробные сведения о физике процессов, происходящих в *p-n*-переходе, излагаются во множестве пособий, включая школьные учебники, но для практической деятельности почти не требуются.

Транзисторы

Транзистор — это электронный полупроводниковый прибор, предназначенный для усиления сигналов. Первым таким прибором в истории была электронная лампа (а еще до нее — электромагнитные реле, которые с некоторыми оговорками тоже можно отнести к усилителям тока или напряжения, — их мы рассмотрим в главе 7). Лампа сумела сделать немало — именно в ламповую эпоху возникли радио и телевидение, компьютеры и домашняя звукозапись. Но только транзистор и возникшие на его основе микросхемы сумели действительно перевернуть мир, ввести электронные устройства в наш повседневный быт так, что мы теперь уже и не мыслим себя без них.

Транзисторы делятся на *биполярные* и *полевые* (или *униполярные*). Пока мы будем говорить только о биполярных транзисторах.

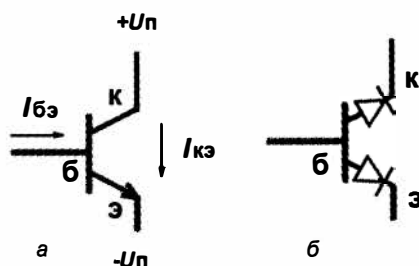


Рис. 6.2. *N-p-n*-транзистор: а — рабочие полярности напряжений и направления токов в *p-n-p*-транзисторе (к — коллектор, б — база, э — эмиттер); б — условное представление транзистора как элемента, состоящего из двух диодов

Физически биполярный транзистор состоит из трех слоев полупроводника, разделенных двумя *p-n*-переходами. Поэтому можно себе представить, что он состоит как бы из двух диодов, один из слоев у которых общий, и это представление весьма близко к действительности! Скомбинировать два диода можно, сложив их либо анодами, либо катодами, соответственно, различают *n-p-n*- и *p-n-p*-транзисторы. Различаются эти разновидности только полярностями соответствующих напряжений, поэтому, чтобы заменить *n-p-n*- на аналогичный *p-n-p*-транзистор, надо просто поменять знаки напряжений во всей схеме на противоположные (все полярные компоненты, — диоды, электролиты — естественно, тоже надо перевернуть). *N-p-n*-типов транзисторов выпускается гораздо больше, и употребляются они чаще, поэтому мы пока что будем вести речь исключительно о них, но помнить, что все сказанное справедливо и для *p-n-p*, с учетом обратной их полярности. Правильные полярности и направления токов для *n-p-n*-транзистора показаны на рис. 6.2.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Первый в истории транзистор (рис. 6.3) был создан в 1947 году в знаменитых Лабораториях Белла (Bell Labs) Дж. Бардиным и У. Браттейном по идеям Уильяма Брэдфорда Шокли. Кроме изобретения транзистора, У. Шокли известен так же как основатель знаменитой Кремниевой долины — технополиса в Калифорнии, где сегодня расположено большинство инновационных полупроводниковых и компьютерных фирм. Из фирмы Шокли под названием Shockley Semiconductor Labs вышли, в частности, Гордон Мур и Роберт Нойс — будущие основатели фирмы Intel, крупнейшего ныне производителя микропроцессоров. Г. Мур еще известен как автор знаменитого «закона Мура», а Р. Нойс — как изобретатель микросхемы (совместно с Д. Килби — подробнее об этом см. главу 11).

Три вывода биполярного транзистора носят названия *коллектор*, *эмиттер* и *база*. Как ясно из рис. 6.2, б, база присоединена к среднему из трех полупроводниковых слоев. Так как согласно показанной на рисунке полярности включения, потенциал базы *n-p-n*-транзистора более положителен, чем у эмиттера, то соответствующий диод всегда открыт для протекания тока. Парой страниц ранее мы убедились, что в этом случае на нем должно создаваться падение напряжения в 0,6 В. Именно так и есть — *в рабочем режиме напряжение между эмиттером и базой кремниевого транзистора всегда составляет 0,6 В*, причем на базе напряжение выше, чем на эмиттере (еще раз напомним, что для *p-n-p*-транзисторов напряжения обратные,

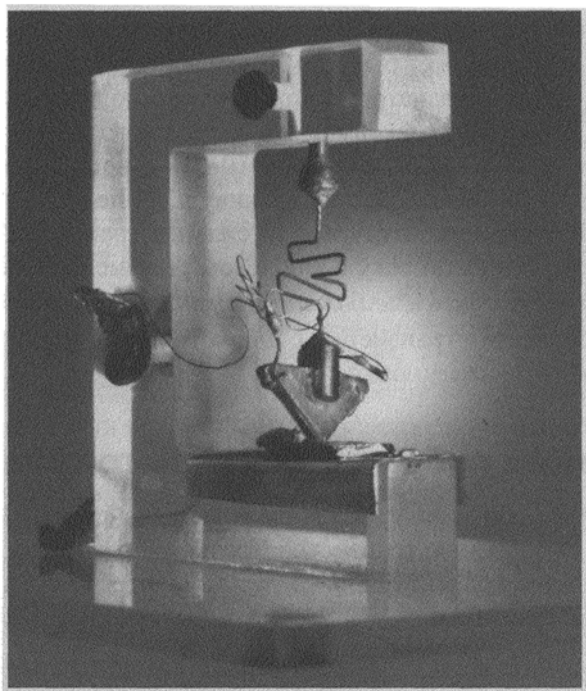


Рис. 6.3. Первый транзистор (Фото Lucent Technologies Inc./Bell Labs)

хотя их абсолютные величины совпадают). А вот диод между коллектором и базой заперт обратным напряжением. Как же может работать такая структура?

Практически это можно себе представить, как если бы ток, втекающий в базу, управлял бы неким условным резистором, расположенным между коллектором и эмиттером (пусть вас не смущает помещенный там диод коллектор-база, через него-то ток все равно не потечет). Если тока базы нет, т. е. выводы базы и эмиттера закорочены (необязательно, чтобы непосредственно, главное, чтобы напряжение на базе относительно эмиттера было бы близко к нулю), тогда промежуток эмиттер-коллектор представляет собой очень высокое сопротивление, и ток через коллектор пренебрежимо мал (сравним с током обратной утечки диода). В таком состоянии транзистор находится в *режиме отсечки* (транзистор заперт — закрыт).

В противоположном режиме ток базы велик ($U_{бэ} = 0,6-0,7$ В, как мы говорили ранее), а промежуток эмиттер-коллектор тогда представляет собой очень малое сопротивление. Это *режим насыщения*, когда транзистор полностью открыт. Естественно, в коллекторной цепи должна присутствовать какая-то нагрузка, иначе транзистор в этом режиме может просто сгореть. Остаточное напряжение на коллекторе транзистора может при этом составлять всего около 0,3 В. Эти два режима представляют часто встречающийся случай, когда транзистор используется в качестве «ключа» (говорят, что он *работает в ключевом режиме*), т. е. просто как обычный выключатель тока.

А в чем смысл такого режима, спросите вы? Такой режим вполне осмыслен — ток базы может управлять током коллектора, который на порядок-другой больше —

т. е. налицо усиление сигнала по току (за счет, естественно, энергии источника питания). Насколько велико может быть такое усиление? Для режима «ключа» почти для всех обычных типов транзисторов можно смело полагать коэффициент усиления по току (т. е. отношение максимально возможного тока коллектора к минимально возможному току базы I_K/I_6) равным 10–30 — не ошибетесь. Если ток базы и будет больше нужного — не страшно, он никуда не денется, лишь бы он не превысил предельно допустимого, а открыться сильнее транзистор все равно не сможет. Коэффициент усиления по току в ключевом режиме еще называют *коэффициентом усиления по току в режиме большого сигнала* и обозначают буквой β . Есть особые «дарлингтоновские» транзисторы, для которых β может составлять до 1000 и более — о них мы расскажем позже.

Ключевой режим работы биполярного транзистора

Рассмотрим подробнее ключевой режим работы транзистора. На рис. 6.4 показана простейшая схема включения транзистора в таком режиме, для наглядности — с лампочкой в качестве коллекторной нагрузки. Попробуем рассчитать необходимую величину резистора в базе.

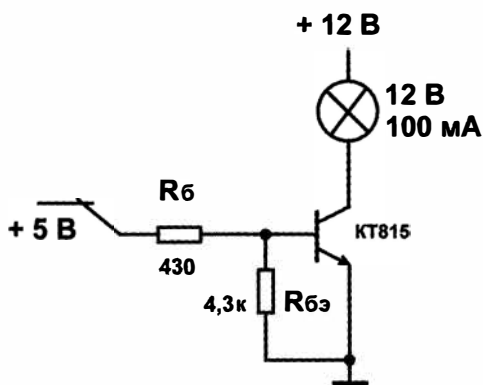


Рис. 6.4. Включение биполярного транзистора в ключевом режиме

Для почти любых схем с биполярными транзисторами характерно, что напряжения в схеме никакой роли не играют, только токи. Можно подключить коллекторную нагрузку хоть к напряжению 200 В, а базовый резистор питать от 5-вольтового источника — если соотношение $\beta > I_K/I_6$ соблюдается, то транзистор (при условии, конечно, что он рассчитан на такое высокое напряжение) будет послушно переключать 200-вольтовую нагрузку, управляясь от источника 5 В. То есть налицо и усиление сигнала по напряжению!

В нашем примере используется небольшая автомобильная лампочка 12 В, 100 мА (примерно, как для подсветки приборной доски в «Жигулях»), а цепь базы питается от источника 5 В (например, через контакты реле). Расчет такой схемы элементарно прост: при токе в коллекторе 100 мА в базе должно быть минимум 10 мА (рассчи-

тываем на самый «дубовый» транзистор, реально можно и меньше). О падении между базой и эмиттером забывать не следует, поэтому считаем, что напряжение на базовом резисторе R_6 составит $5 \text{ В} - 0,6 \text{ В} = 4,4 \text{ В}$, т. е. нужное сопротивление будет 440 Ом . Выбираем ближайшее меньшее из стандартного ряда и получаем 430 Ом . Все?

Нет, не все. Схема еще не совсем доделана. Она будет работать нормально, если вы поступите так: подключите базовый резистор к напряжению 5 В (лампочка горит), а затем *переключите его к «земле»* (лампочка гаснет). Но довольно часто встречается случай, когда напряжение на базовый резистор подается-то нормально, а вот при отключении его резистор не присоединяется к «земле», а просто «повисает в воздухе» (именно этот случай и показан на схеме в виде контактов). Так мы не договаривались — чтобы транзистор был в режиме отсечки, надо, чтобы база и эмиттер имели один и тот же потенциал, а какой потенциал у базы, если она «в воздухе»? Это только формально, что ноль, а на самом деле всякие наводки и внутренние процессы в транзисторе формируют небольшой базовый ток. И транзистор не закроется полностью — лампочка будет слабо светиться! Это раздражающий и очень неприятный эффект, который даже может привести к выходу транзистора из строя (а старые германиевые транзисторы приводил с гарантией).

Избежать такого эффекта просто — надо замкнуть базу и эмиттер еще одним резистором R_{63} . Самое интересное, что рассчитывать его практически не надо, — лишь бы падение напряжения на нем при подаче напряжения на базу не составило меньше, чем $0,6 \text{ В}$. Чем оно больше, тем лучше, но все же сопротивление не должно быть слишком велико. Обычно его выбирают примерно в 10 раз больше, чем резистор R_6 , но если вы здесь поставите не $4,3 \text{ кОм}$, как указано на схеме, а, к примеру, 10 кОм , тоже не ошибетесь. Работать этот резистор будет так: если включающее напряжение на R_6 подано, то он не оказывает никакого влияния на работу схемы, поскольку напряжение между базой и эмиттером все равно $0,6 \text{ В}$, и он только отбирает на себя очень небольшую часть базового тока (легко подсчитать какую — примерно $0,15 \text{ мА}$ из 10 мА). А если напряжения нет, то R_{63} надежно обеспечивает равенство потенциалов базы и эмиттера, независимо от того, подключен ли базовый резистор к «земле» или «висит в воздухе».

Я так подробно остановился на этом моменте потому, что о необходимости наличия резистора R_{63} при работе в ключевом режиме часто забывают — даже в очень интересной во всех отношениях книге [3] повсеместно встречается эта ошибка.

Простейшая ключевая схема представляет собой вариант так называемой схемы включения транзистора *с общим эмиттером* (о. э.). В наших примерах есть два момента, на которые стоит обратить внимание. Во-первых, это подключение базовой цепи к питанию от 5 В . Это очень часто встречающийся случай, с которым и в этой книге вам придется иметь дело. Напряжением 5 В обычно питаются распространенные типы контроллеров и логических микросхем, и управление таким напряжением устройствами, которым требуется более высокое напряжение питания, чаще всего осуществляется именно по схеме рис. 6.4.

Во-вторых, обратите внимание, что сигнал на коллекторе транзистора *инвертирован* (т. е. противоположен по фазе) по отношению к входному сигналу. То есть,

если на базе (точнее, на базовом резисторе) напряжение имеется — на коллекторе оно равно нулю, и наоборот! Это и имеют в виду, когда говорят, что *транзисторный каскад в схеме с общим эмиттером инвертирует сигнал* (это относится не только к ключевому, но и к усилительному режиму работы, о котором будет рассказано далее). При этом на нагрузке (лампочке), которая подключена к питанию, а не к общей для входа и выхода каскада «земле», все в порядке — т. е. она горит, когда на входе сигнал есть, так что визуальный сигнал не инвертирован.

Для подключения мощных нагрузок к маломощным управляющим схемам употребляют различные схемы совместного включения транзисторов. Так, *транзистор Дарлингтона* (его часто называют транзистор с *супербетой*, мы будем называть его и так, и так) представляет собой две транзисторные структуры, включенные каскадно, как показано на рис. 6.5, а. Разумеется, можно соорудить такую структуру самостоятельно (левый транзистор обычно меньшей мощности, чем правый), но существуют и приборы, выпускаемые промышленно (на рис. 6.5, а общий корпус показан пунктиром). Величина β для них равна произведению коэффициентов усиления для каждого из транзисторов и может составлять до нескольких тысяч. При использовании таких «супербета»-транзисторов обязательно следует иметь в виду то обстоятельство, что рабочее напряжение между базой и эмиттером у них будет составлять примерно удвоенную величину от обычного транзистора — т. е. 1,2–1,4 В. Сопротивление резистора, как сказано ранее, принципиального значения не имеет и для мощных транзисторов может составлять несколько килоом.

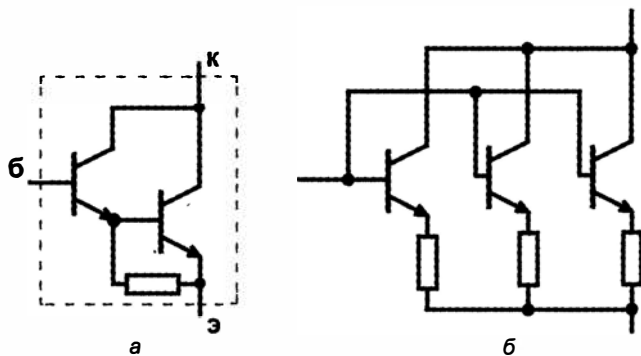


Рис. 6.5. Другие схемы подключения: а — транзистор Дарлингтона; б — параллельное включение транзисторов

На рис. 6.5, б приведена редко требующаяся, но весьма полезная, схема параллельного включения мощных транзисторов с целью увеличения допустимого коллекторного тока и рассеиваемой мощности (см. далее). Она немного напоминает схему Дарлингтона, но никакого умножения «бет» там, естественно, не происходит — суммируются только предельно допустимые показатели. Поскольку транзисторы всегда немного отличаются друг от друга, то для выравнивания токов через них в этой схеме служат резисторы в эмиттерных цепях, которые нужно выбирать так, чтобы падение напряжения на них при максимальном токе составляло примерно 0,2 В. Естественно, эти резисторы ухудшают КПД, поэтому для подобных целей

удобнее использовать мощные полевые транзисторы, для которых в аналогичном включении дополнительных резисторов не требуется.

Усилительный режим работы биполярного транзистора

Теперь займемся собственно *усилительным режимом*. Из сказанного ясно, что между режимом насыщения и режимом отсечки должен существовать какой-то промежуточный режим — например, когда лампочка на рис. 6.4 горит вполнекала. Действительно, в некотором диапазоне базовых токов (и соответствующих им базовых напряжений) ток коллектора и соответствующее ему напряжение на коллекторе будет плавно меняться. Соотношение между токами здесь будет определяться величиной коэффициента усиления по току для малого сигнала, который по некоторым причинам обозначается весьма сложно: h_{213} (на Западе — h_{FE}). В первом приближении h_{213} можно считать равным коэффициенту β , хотя он всегда больше последнего. Учтите, что в справочниках иногда приводятся именно h_{213} , а иногда β , так что будьте внимательны. Разброс h_{213} для конкретных экземпляров весьма велик (и сама величина сильно зависит от температуры), поэтому в справочниках приводят граничные значения (от и до).

Поэкспериментировать с усилительным режимом транзистора и заодно научиться измерять h_{213} можно по схеме, приведенной на рис. 6.6.

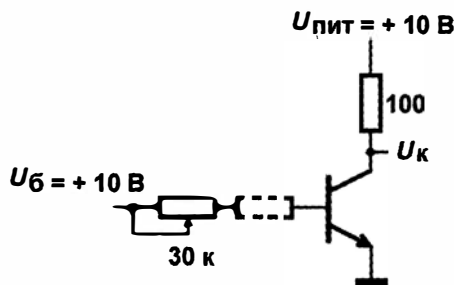


Рис. 6.6. Схема включения биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером в усилительном режиме

Переменный резистор должен иметь достаточно большое сопротивление, чтобы при выведенном в крайнее левое положение его движке ток базы заведомо удовлетворял соотношению $I_b \cdot h_{213} \ll I_k$. Коллекторный ток I_k в данном случае определяется нагрузкой. Если для транзистора h_{213} по справочнику составляет величину в среднем 50, а в коллекторе нагрузка 100 Ом, то переменник разумно выбирать номиналом примерно 20–30 кОм и более. Выведя движок в крайнее левое по схеме положение, мы задаем минимально возможный ток базы. В этом его положении следует включить питание и убедиться с помощью осциллографа или мультиметра, что транзистор близок к отсечке — напряжение на коллекторе U_k будет почти равно напряжению питания (но не совсем — мы уже говорили, что для полной отсечки нужно соединить выводы базы и эмиттера между собой). Осторожно перемещая

движок переменника, мы увидим, как напряжение на коллекторе будет падать (а на нагрузке, соответственно, расти). Когда напряжение на коллекторе станет почти равным нулю (т. е. транзистор придет в состояние насыщения), эксперимент следует прекратить, иначе можно выжечь переход база-эмиттер слишком большим прямым током (для предотвращения этой ситуации следует поставить последовательно с переменником постоянный резистор небольшого номинала — на рис. 6.6 он показан пунктиром).

Вернем движок переменника в состояние, когда напряжение на коллекторе примерно равно половине напряжения питания. Это так называемая *рабочая точка* транзистора в схеме с общим эмиттером — если напряжение на базовом резисторе будет в определенных пределах колебаться, изменяя ток базы, то переменная составляющая напряжения на коллекторе будет повторять его форму (с точностью до наоборот, т. е. инвертируя сигнал, как мы говорили ранее), но усиленную по напряжению и току. Это и есть усилительный режим транзистора.

В какой степени входной сигнал может быть усилен? Все определяется знакомым нам коэффициентом h_{213} . Его величину для данного экземпляра транзистора можно определить так: пусть при напряжении на коллекторе, равном ровно половине напряжения источника питания (т. е. 5 В в случае рис. 6.6), сопротивление базового резистора составляет 10 кОм. Ток коллектора (при коллекторной нагрузке 100 Ом) составит 50 мА. Ток базы составит $(10 \text{ В} - 0,6 \text{ В})/10 \text{ кОм}$, т. е. чуть меньше 1 мА. Тогда их отношение и будет равно h_{213} , т. е. в данном случае 50. Кстати, померить его позволяют и некоторые конструкции мультиметров (хотя лично мне ни разу в жизни не пришлось этого делать, и далее вы поймете почему).

А каков коэффициент усиления такой схемы по напряжению? Это зависит от соотношения резисторов в базе и в коллекторе. Например, если сопротивление базового резистора составляет 1 кОм, то изменение тока базы при изменении входного напряжения на 1 В составит 1 мА. А в пересчете через h_{213} это должно привести к изменению тока коллектора на 50 мА, что на нагрузке 100 Ом составит 5 В. То есть усиление по напряжению при таком соотношении резисторов будет равно 5. Чем ниже номинал резистора в базе и чем выше сопротивление нагрузки, тем больше коэффициент усиления по напряжению. В пределе, если положить базовый резистор равным нулю, а коллекторный — бесконечности, то предельный коэффициент усиления современных транзисторов по напряжению может составить величину порядка нескольких сотен (но не бесконечность, за счет того, что база имеет собственное входное сопротивление, а коллектор — собственное выходное). Обратите внимание на это обстоятельство — то, что при повышении величины сопротивления в коллекторе коэффициент усиления увеличивается. В частности, это означает, что лучше вместо резистора включать источник тока, у которого выходное сопротивление очень велико. Именно так и поступают во многих случаях, особенно часто — в усилительных микросхемах.

Схема усилителя по рис. 6.6 исключительно плоха. В самом деле, все зависит от величины коэффициента h_{213} , а он, во-первых, «гуляет» от транзистора к транзистору, а во-вторых, очень сильно зависит от температуры (при повышении температуры повышается). Но чтобы понять, как правильно построить усилительный транзи-

сторный каскад со стабильными параметрами, нужно ознакомиться еще с одной схемой включения транзистора — схемой с общим коллектором.

Включение транзистора с общим коллектором

Схема с *общим коллектором* (о. к.) показана на рис. 6.7. Памятуя, что напряжение базы и эмиттера никогда не отличается более, чем на 0,6–0,7 В, мы приходим к выводу, что выходное напряжение такой схемы должно быть меньше входного именно на эту величину. Это так и есть — схема с общим коллектором иначе называется *эмиттерным повторителем*, поскольку выходное напряжение повторяет входное — за вычетом все тех же 0,6 В. Каков же смысл этой схемы?

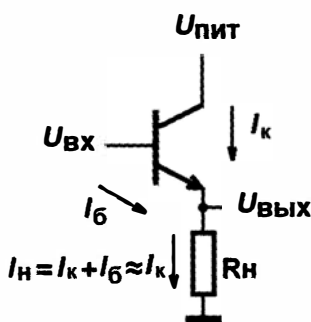


Рис. 6.7. Схема включения биполярного транзистора по схеме с общим коллектором

Дело в том, что схема на рис. 6.7 усиливает сигнал по току (в количество раз, определяемое величиной h_{213}), что равносильно тому, что собственное входное сопротивление этой схемы равно в h_{213} больше того сопротивления, которое стоит в цепи эмиттера. Поэтому в этой схеме мы можем подавать на «голый» вывод базы напряжение без опасности сжечь переход база-эмиттер. Иногда это полезно само по себе, если не слишком мощный источник (т. е. обладающий высоким выходным сопротивлением) нужно согласовать с мощной нагрузкой (в главе 9 мы увидим, как это используется в источниках питания). Кстати, схема с о. к. *не инвертирует* сигнал — в отличие от схемы с о. э.

Но главной особенностью схемы с общим коллектором является то, что ее характеристики исключительно стабильны и не зависят от конкретного транзистора, — до тех пор, пока вы, разумеется, не выйдете за пределы возможного. Так как сопротивление нагрузки в эмиттере и входное напряжение схемы практически однозначно задают ток коллектора, то характеристики транзистора в этом деле никак не участвуют.

Для объяснения этого факта заметим, что ток коллектора и ток эмиттера, т. е. ток через нагрузку, связаны между собой соотношением $I_n = I_k + I_b$, но ток базы мал по сравнению с током коллектора, потому мы им пренебрегаем и с достаточной степенью точности полагаем, что $I_n = I_k$. Но напряжение на нагрузке будет всегда равно входному напряжению минус $U_{бэ}$, которое, как мы уже выучили, всегда 0,6 В, т. е. ток в нагрузке есть $(U_{вх} - U_{бэ})/R_n$, и окончательно получаем, что $I_k = (U_{вх} - U_{бэ})/R_n$.

Разумеется, мы по ходу дела использовали два допущения (что $I_b \ll I_k$ и что $U_{бэ}$ есть в точности 0,6 В — и то, и другое не всегда именно так), но мы же давно договорились, что не будем высчитывать характеристики схем с точностью до единиц процентов!

Ограничение, которое накладывается транзистором, будет проявляться, только если мы попробуем делать R_n все меньше и меньше: в конце концов, либо ток коллектора, либо мощность, на нем выделяемая (она равна $(U_{пит} - U_{вых}) \cdot I_k$), превысят предельно допустимые значения, и либо сгорит коллекторный переход, либо (если I_k чем-то лимитирован) то же произойдет с переходом база-эмиттер. Зато в допустимых пределах мы можем со схемой эмиттерного повторителя творить что угодно, и соотношение $I_k = (U_{вх} - U_{бэ})/R_n$ будет всегда выполняться.

Про такую схему говорят, что она *охвачена стопроцентной отрицательной обратной связью по напряжению*. Об обратной связи мы подробнее поговорим в главе 12, посвященной операционным усилителям, а сейчас нам важно, что такая обратная связь ведет к стабилизации параметров схемы и их независимости как от конкретного экземпляра транзистора, так и от температуры. Но ведь это именно то, чего нам так не хватало в классической схеме с общим эмиттером! Нельзя ли их как-то скомбинировать?

Стабильный усилительный каскад на транзисторе

Действительно, «правильный» усилительный каскад на транзисторе есть комбинация той и другой схемы, показанная на рис. 6.8. Для конкретности предположим, что $U_{пит} = 10$ В, $U_{вх} = 5$ В (постоянная составляющая). Как правильно рассчитать сопротивления R_k и R_z ? Заметим, что схема обладает двумя выходами, из которых нас больше интересует выход 1 (выход усилителя напряжения, соответствующий выходу в схеме с общим эмиттером по рис. 6.6).

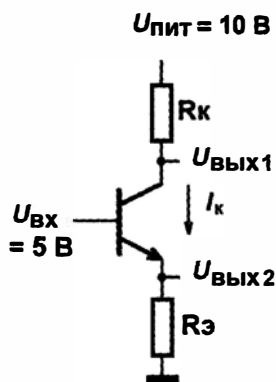


Рис. 6.8. Стандартный усилительный каскад на биполярном транзисторе

При нормальной работе каскада (чтобы обеспечить максимально возможный размах напряжения на выходе) разумно принять, что в состоянии покоя, т. е. когда $U_{вх}$ равно именно 5 В, на выходе (на коллекторе транзистора) была бы половина

питания, т. е. в данном случае тоже примерно 5 В. Это напряжение зависит от коллекторного тока и от сопротивления нагрузки по этому выходу, которое равно в нашем случае R_k . Как правило, сопротивление нагрузки R_k нам задано, примем для определенности, что $R_k = 5,1$ кОм. Это означает, что в «хорошем» режиме, чтобы обеспечить $U_{\text{вых1}} = 5$ В, ток коллектора должен составлять 1 мА — посчитайте по закону Ома¹! Но ток коллектора мы уже умеем рассчитывать, исходя из закономерностей для каскада с о. к., — он ведь равен $(U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}})/R_3$ (в данном случае R_3 и есть R_n). Из этих условий получается, что резистор R_3 должен быть равен 4,3 кОм (мы всегда выбираем ближайшее из стандартного ряда сопротивлений, и больше не будем об этом упоминать). Мы не сильно нарушим законы природы, если просто положим в этой схеме $R_3 = R_k = 5,1$ кОм — с точностью до десятых вольты выходные напряжения по обоим выходам будут равны — проверьте!

Такая (очень хорошая и стабильная) схема не обеспечит нам никакого усиления по напряжению, что легко проверить, если при рассчитанных параметрах увеличить $U_{\text{вх}}$, скажем, на 1 В. Напряжение на эмиттере увеличится также на 1 В, общий ток коллектора-эмиттера возрастет на 0,2 мА (1 В/5 кОм), что изменит падение напряжения на коллекторном резисторе также на 1 В в меньшую сторону (помните, что выходы инвертированы?). Зато! Мы в данном случае имеем схему, которая имеет два совершенно симметричных выхода: один инвертирующий, другой точно совпадающий по фазе с входным сигналом. Это дорогого стоит!

Единственное, что портит картинку — факт, что выходные сопротивления такой схемы сильно разнятся. Нагрузив нижний выход ($U_{\text{вых2}}$) еще какой-то нагрузкой (что равносильно присоединению параллельного резистора к R_3), мы изменим общий ток коллектора, и напряжение верхнего выхода ($U_{\text{вых1}}$) также изменится. А обратного не получается, т. е., если мы уменьшим R_k , нагрузив его, то $U_{\text{вых1}}$ изменится — но это практически никоим образом не скажется на $U_{\text{вых2}}$!

Как нам обеспечить полную (или близкую к таковой) симметричность схемы усилителя — чуть далее. А пока нас занимает вопрос — так как же на этом якобы усилителе что-нибудь усилить? У меня есть микрофон или гитарный звукосниматель с выходом 1 мВ. Хочу получить на выходе хотя бы 100 мВ, чтобы хватило для линейного входа усилителя — ну и? Оказывается, все просто, нужно только поступить по принципам, от чего предостерегала незабвенная Нина Андреева еще в советские времена.

Принципы заключаются в следующем: в рассчитанной схеме мы старались все сбалансировать и обеспечить наилучший режим работы транзистора. Но зло и добро в мире, говорят, существуют в одинаковых количествах — если режим наилучший, значит, что-то будет наихудшим. В данном случае — усиление по напряжению. Ранее мы писали, что коэффициент усиления по напряжению каскада с общим

¹ На самом деле средний ток коллектора в маломощном биполярном транзисторном каскаде и должен составлять величину порядка 1 мА — если он много меньше, то в дело вступают шумы и прочие неидеальности транзистора, а если много больше — это неэкономно с точки зрения расходования энергии источника, да и транзисторы нужно тогда выбирать более мощные, а у них намного больше шумы, утечки, они дороже, крупнее...

эмиттером зависит от соотношения сопротивлений (т. е. токов в базе и коллекторе). Сделав его неоптимальным для транзистора, мы можем что-то улучшить для себя.

Практически это делается так: пусть мы предполагаем, что максимально возможная амплитуда на входе каскада (относительно среднего значения) не превысит, допустим, 1 В. При минимуме сигнала напряжение на базе не должно быть меньше 1,7 В, иначе транзистор заперется, и сигнал будет ограничен «снизу». Примем его равным 2 В для надежности. Номинал эмиттерного резистора R_e (при все том же оптимальном токе коллектора 1 мА) будет тогда равен 1,3 кОм. Нагрузка коллектора (R_k) пусть останется такой же — 5,1 кОм. Обратите внимание, что на выходе $U_{\text{вых1}}$ среднее напряжение — напряжение покоя — в этом случае осталось тем же самым (5 В).

При таких параметрах каждый вольт изменения напряжения на входе даст уже примерно 4 вольта изменения напряжения на выходе $U_{\text{вых1}}$, т. е. коэффициент усиления по напряжению составит 4 и всегда будет примерно равен соотношению резисторов в коллекторе и эмиттере. Мы можем в определенных пределах увеличить этот коэффициент, уменьшая номинал R_e вплоть до нуля, тем самым все больше дестабилизируя схему (как показано при описании схемы с общим эмиттером) и одновременно уменьшая диапазон усиливаемых входных напряжений. Интересным свойством рассмотренной схемы является то, что абсолютное значение напряжения питания здесь не важно, — рассчитанный на одно питание, каскад сохранит все свои свойства (кроме максимально допустимого выходного напряжения) и при другом, таковы свойства систем с обратной связью.

Для усилителей переменного тока хорошим — и часто используемым — приемом является шунтирование эмиттерного резистора конденсатором большой емкости. В результате режим усилителя по постоянному току (точка покоя, т. е. напряжение на коллекторе) обеспечен, а при наличии переменного входного напряжения эмиттерный резистор по номиналу уменьшается (к нему оказывается подключен параллельно конденсатор, сопротивление которого тем меньше, чем выше частота, как мы узнали из главы 5), поэтому растет и коэффициент усиления по напряжению всей схемы.

Теоретически транзисторный каскад на хорошем биполярном транзисторе в одиночку может усилить переменное напряжение с размахом 1 мВ раз в сто — если он правильно спроектирован, однако лучше полагаться на величину в 10–30 раз (если помните, максимальное увеличение по напряжению для современных биполярных транзисторов ограничено несколькими сотнями, если без всякой стабилизации). Еще лучше в этом случае работают операционные усилители, но чтобы перейти к ним (см. главу 12), надо еще много понять о работе простых транзисторных каскадов.

Дифференциальный каскад

Значительно улучшает схему использование в паре двух одинаковых транзисторов, соединенных эмиттерами, — так называемого *дифференциального каскада* (см. рис. 6.9). Дифференциальные каскады в силу их удобства широко применяли еще в эпоху недоступности микросхем (в том числе даже и в ламповые времена), но

теперь их отдельно почти не используют, кроме некоторых областей вроде звуко-техники. Они являются основой операционных усилителей, которые имеет смысл рассматривать, как единое целое. Тем не менее, понимание принципов работы дифференциального каскада необходимо, и мы рассмотрим его вкратце, а потом (в главе 8) построим на его основе простейший звуковой усилитель.

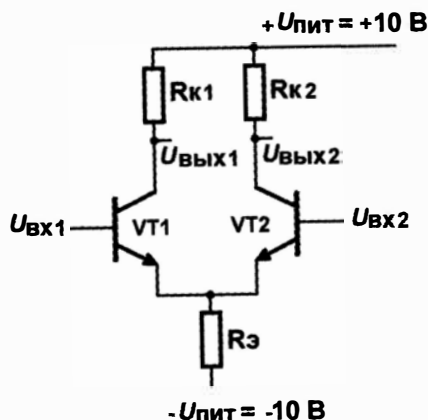


Рис. 6.9. Дифференциальный каскад на биполярных транзисторах

Дифференциальный каскад, как он показан на рис. 6.9, предполагает два отдельных одинаковых питания (плюс и минус) относительно «земли», но для самого каскада это не более, чем условность, — питание всего каскада можно рассматривать, как однополярное (и равное в данном случае $10 + 10 = 20$ В), просто входной сигнал должен находиться где-то посередине между питаниями. Ради удобства проектирования схем источник входного напряжения всегда привязывают к «земле», потенциал которой находится посередине между потенциалами источников питания самого каскада, т. е. общее питание рассматривают, как разделенное на два: положительное и отрицательное. Относительно этой же «земли» мы будем также отсчитывать выходные напряжения $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$.

С учетом того, что база и эмиттер транзистора всегда привязаны друг к другу, в этой схеме обе базы в рабочем режиме всегда будут иметь одинаковый потенциал. Поэтому, если на них подавать один и тот же сигнал (базовые резисторы на рис. 6.9 не показаны), то ничего происходить не будет — току течь некуда, т. к. все под одним и тем же напряжением. Вся конструкция из двух транзисторов будет смещаться относительно «земли» в соответствии с поданным сигналом, а на выходах ничего и не шелохнется — это легко проверить. Такой сигнал называют *синфазным*.

Иное дело, если сигналы на входах различаются — их разность будет усиливаться. Такой сигнал называют *дифференциальным*. Это основное свойство дифференциального усилителя, которое позволяет выделять небольшой сигнал на фоне довольно большой помехи. Помеха одинаково — синфазно — действует на оба входа, а полезный сигнал усиливается.

Мы не будем здесь подробно разбирать работу этой схемы (рекомендую [4, 5]), только укажем некоторые ее особенности:

- входное сопротивление дифференциального каскада равно входному сопротивлению каскада с общим коллектором;
- усиление по напряжению (дифференциальному) составляет 100 и более раз. Если вы хотите получить точно определенный коэффициент усиления, в каждый из эмиттеров нужно ввести по одинаковому резистору — тогда $K_{\text{ус}}$ будет определяться, как для каскада на рис. 6.7. Но обычно в таком режиме дифференциальный усилитель не применяют — их используют в системах с общей обратной связью, которая и задает необходимый коэффициент усиления (см. главу 8);
- выходы строго симметричны;
- резистор $R_{\text{к1}}$, если не используется $U_{\text{вых1}}$, вообще можно исключить (или наоборот) — смотря, какой выход (прямой или инверсный) использовать.

Полевые транзисторы

Типы *полевых транзисторов* гораздо более разнообразны, чем биполярных (к полевым, кстати, и принадлежал самый первый прототип транзистора, изобретенный Шокли еще в 1946 году). Только основных разновидностей существует более десятка, но всем им присущи общие черты, которые мы сейчас кратко и рассмотрим.

Простейший полевой транзистор с *p-n*-переходом показан на рис. 6.10, *a* — в данном случае с *n*-каналом. Аналогичные базе, коллектору и эмиттеру выводы называются здесь *затвор*, *сток* и *исток*. Если потенциал затвора равен потенциалу истока (т. е. имеется в виду аналог замыкания цепи база-эмиттер у биполярного), то, в отличие от биполярного, полевой транзистор с *p-n*-переходом открыт. Но есть и еще одно существенное отличие — если биполярный транзистор при полном открывании имеет почти нулевое сопротивление цепи коллектор-эмиттер, то полевой в этих условиях работает довольно стабильным источником тока — ток в цепи истока почти не зависит от напряжения на стоке. Сама величина тока зависит от конкретного экземпляра транзистора и называется *начальным током стока*. Запереть его удастся подачей отрицательного (порядка 7–10 В) напряжения на затвор относительно истока, а в промежутке полеви́к с *n*-каналом находится в активном режиме, когда ток стока зависит от напряжения на затворе.

Уникальной особенностью полевого транзистора является то, что в рабочем режиме он фактически не потребляет тока по входу затвора — достаточно иметь соответствующий потенциал, ведь диод затвор-исток в рабочем режиме смещен в обратном направлении, и ток через него определяется только токами утечки, которые равны нано- и микроамперам, как говорилось ранее! В этом отношении полевой транзистор аналогичен электронной лампе. А если мы сместим этот переход в положительном направлении (когда потенциал затвора превысит потенциал истока, и диод затвор-исток откроется), то полевой транзистор с *p-n*-переходом уже перестанет работать как транзистор.

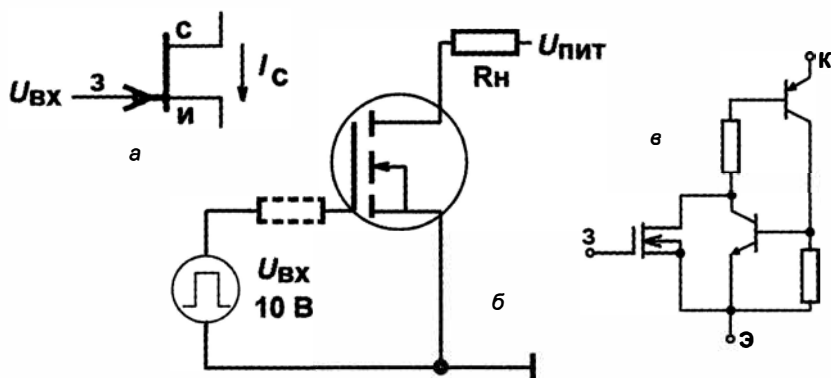


Рис. 6.10. Полевые транзисторы: а — включение полевого транзистора с p - n -переходом и n -каналом; б — полевой транзистор с изолированным затвором (MOSFET) в режиме ключа; в — внутренняя структура IGBT-транзистора

В различных типах полевых транзисторов с изолированным затвором (так называемых *МОП-транзисторах*, от «металл-окисел-полупроводник» или, по-английски, MOS, иначе их называют MOSFET), последний вообще изолирован от цепи сток-исток тонким слоем окисла кремния SiO_2 , и там в принципе нет и не может быть никакого тока через цепь затвора. Правда, когда на затвор подается переменное напряжение или короткий импульс, в дело вступает конденсатор, образованный затвором и истоком. Как следует из главы 5, перезаряд этого конденсатора (его емкость может составлять десятки пикофарад) может приводить к значительному реактивному току в цепи затвора. На подобных транзисторах построены практически все современные логические микросхемы, отличающиеся практически нулевым потреблением тока в статическом режиме (см. главу 15).

Старые образцы MOSFET-транзисторов с n -каналом (например, отечественные КП305, КП313) требовали для полного запирающего небольшого отрицательного смещения на затворе относительно истока (порядка 0,5–0,8 В). Современные MOSFET-транзисторы (рис. 6.10, б) управляются аналогично биполярному в схеме с общим эмиттером — при нулевом напряжении на затворе относительно истока транзистор заперт, при положительном напряжении порядка 8–20 В — полностью открыт, причем в открытом состоянии он представляет собой крайне малое сопротивление — у некоторых типов менее 0,01 Ом. Такие транзисторы выпускаются на мощности от единиц до сотен ватт и используются, например, для управления шаговыми двигателями или в импульсных источниках питания.

Вообще полевые гораздо ближе к той модели транзистора, когда промежуток коллектор-эмиттер или сток-исток представляются как управляемое сопротивление — у полевых транзисторов это действительно сопротивление. Условно говоря, со схемотехнической точки зрения биполярные транзисторы являются приборами для усиления тока, а полевые — для усиления напряжения.

Приведенные нами примеры не исчерпывают разнообразия типов полевых транзисторов. Например, так называемые *IGBT-транзисторы* (Insulated Gate Bipolar Transistors, биполярный транзистор с изолированным затвором), появившиеся в

1980-е годы, объединяют в себе полевую и биполярную структуры, отчего управляющий электрод в них зовется, как и в полевых, затвором, а два других аналогично биполярным: коллектором и эмиттером. На самом деле IGBT-транзистор представляет собой довольно сложную полупроводниковую структуру (рис. 6.10, в), с положительной обратной связью между разнополярными «обычными» транзисторами и с управлением от полевого (ср. со структурой однопереходного транзистора на рис. 10.3).

IGBT-транзисторы используются в качестве мощных ключей: десятки-сотни ампер при напряжениях более 1000 вольт. Управляются они положительным напряжением на затворе относительно эмиттера, причем у некоторых типов насыщение наступает уже при подаче 2,7–4 В на затвор, и такие транзисторы могут управляться непосредственно от логических схем. Платой за такую роскошь является довольно высокое напряжение насыщения между коллектором и эмиттером, характерное для биполярных транзисторов: от 1 В для относительно маломощных приборов (единицы ампер) до 2–3 В для более мощных (десятки и сотни ампер).

Выбор транзисторов

В заключение главы приведем критерии подбора биполярных и полевых транзисторов для конкретной схемы. Сейчас мы оставляем за скобками частотные характеристики транзисторов — будем считать, что достаточно выбрать прибор с рабочей частотой, примерно в 10 раз превышающей самые высокие частоты в схеме.

ОСОБЕННОСТИ КЛЮЧЕВОГО РЕЖИМА НА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ

В силу того, что у прямоугольного импульса, как сказано в *главе 5*, верхняя частота неограниченна, может создаться искушение выбирать как можно более высокочастотные приборы. Но это не вполне разумно — достаточно выбрать компоненты с рабочей частотой примерно в 10–20 раз выше, чем основная частота прямоугольных сигналов. Быстродействие ключевых схем с общим эмиттером все равно будет существенно ниже ожидаемого, причем повышение частотных свойств транзистора не сильно поможет, и вот почему.

Если ток базы увеличить скачком, то нарастание тока коллектора будет происходить не сразу, а по кривой, аналогичной показанной на рис. 6.1 (если бы по оси абсцисс откладывалось не напряжение, а время). Иными словами, вывод биполярного транзистора из состояния насыщения занимает определенное время, а форма прямоугольных импульсов на коллекторной нагрузке весьма сильно искажается. Это не будет иметь существенного значения для низкочастотных схем, рассматриваемых в этой книге, но может доставить много неприятностей, если вы попытаете, например, с помощью простого ключевого каскада управлять передачей импульсов в скоростных линиях связи. В свое время преодоление этого эффекта доставило немало хлопот конструкторам транзисторных логических схем. Для того чтобы обойти эту неприятность, существует несколько способов держать запертый транзистор на грани насыщения, но мы их в этой книге рассматривать не будем — ныне для упомянутых целей существуют готовые решения в интегральном исполнении.

Если у диодов определяющих критериев всего три (допустимый прямой ток, допустимое обратное напряжение и допустимая выделяющаяся мощность), то у транзисторов их много больше.

Приведем часть из них:

- ☐ допустимый ток коллектора;
- ☐ допустимый ток базы;
- ☐ допустимая мощность на коллекторе (стоке);
- ☐ допустимое напряжение коллектор-эмиттер (сток-исток);
- ☐ допустимое напряжение коллектор-база (сток-затвор);
- ☐ допустимое обратное напряжение база-эмиттер и др.

Самыми критичными являются опять же три: допустимый ток коллектора, допустимая мощность на коллекторе и допустимое напряжение коллектор-эмиттер. Допустимое обратное напряжение база-эмиттер (т. е. отрицательное напряжение на базе при запертом транзисторе) для большинства типов кремниевых транзисторов, независимо от их мощности, составляет, увы, всего 5 В. На самом деле большинство транзисторов в импульсе выдерживает много больше, но лучше не экспериментировать. Допустимое напряжение коллектор-база, как правило, примерно равно допустимому напряжению коллектор-эмиттер, которое для обычных типов маломощных транзисторов составляет несколько десятков вольт (хотя есть и экстремальные типы, которые могут коммутировать и сотни вольт). Чаще всего в пределах одного типа разные буквы означают разброс в допустимых напряжениях (и/или в коэффициентах усиления β): так, для КТ815А допустимое постоянное напряжение коллектор-эмиттер составляет 40 В, а для КТ815Г — 100 В.

Предельно допустимая мощность на коллекторе (то же самое справедливо для диодов) обычно определяется типом корпуса — один и тот же транзистор, помещенный в разные корпуса, может обеспечить разную выделяемую мощность. Критерием тут служит температура самого кристалла, которую померить ох как непросто! Для ориентировки можно указать, что транзисторы (и другие приборы), помещенные в распространенный корпус ТО-220 (корпуса транзисторов показаны на рис. 6.11), могут без дополнительного радиатора рассеивать мощность до 1–2 Вт, а маломощные типа КТ3102 (корпус типа ТО-92) — до 0,5 Вт. С радиатором возможности сильно возрастают — корпус типа ТО-220 может рассеять до 60 Вт тепла без вреда для кристалла! Образцом тут могут служить микропроцессоры — какой-нибудь Pentium 4 на частоте 3 ГГц потребляет порядка 70–80 Вт мощности, но с внешним радиатором, дополнительно охлаждаемым специальным вентилятором, работает без вреда для многих миллионов транзисторов, которые он содержит. (Расчетом радиатора мы будем заниматься в главе 9.)

В любом случае следует выбирать минимально необходимый по мощности прибор — не только в целях экономии денег и места на печатной плате, но и потому, что чем меньше диод или транзистор, тем лучше у него остальные второстепенные характеристики: быстродействие, уровень собственных шумов, токи утечки и т. д. Но, как и в других случаях, запас обязательно следует иметь: если вы выберете для работы в цепи с напряжением 100 В и с токами до 1,5 А транзистор КТ815Г — это будет формально правильно, но я бы — для надежности — выбрал сюда что-нибудь помощнее.

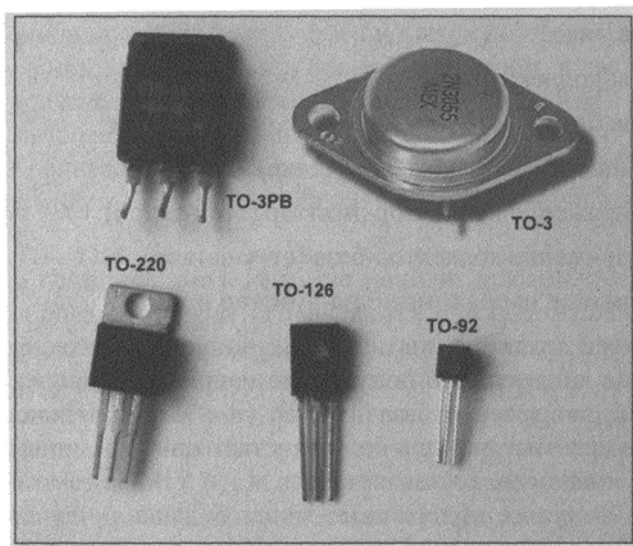


Рис. 6.11. Различные типы корпусов транзисторов

ПОДРОБНОСТИ

Есть правило, касающееся любых компонентов, не только диодов или транзисторов: из всех предельных параметров максимально допустимого значения в процессе работы может достигать только один, остальные должны оставаться как можно ниже (для транзисторов даже приводятся специальные графики, называемые *областью безопасной работы*). Так, если вы выбрали упомянутый КТ815Г для работы в цепи с напряжениями до 100 В — пусть предельные токи через него заведомо никогда не смогут превысить 0,5 А. Это будет правильно! Представьте себе йога, который тренирован для пребывания голым на холоде в минус 30° в течение часа, спокойно ходит по раскаленным угольям, выдерживает давление на грудную клетку большегрузного автомобиля в 10 тонн и при этом ломает кирпичи одним ударом ладони. А теперь заставьте его проделать все это одновременно! Конечно, не исключено, что он выдержит, — ну, а как нет?

В подавляющем большинстве случаев номенклатура отечественных транзисторов способна удовлетворить самого взыскательного разработчика. Я это пишу не для того, чтобы «поддержать отечественного производителя», а потому, что так и есть — на практике достаточно располагать пятком-десятком типов транзисторов, чтобы этого хватило почти на все случаи жизни. Среди маломощных транзисторов это КТ3102 (КТ3107 — здесь и далее в скобках указывается комплементарный¹ *p-n*-вариант). Лично мне очень нравятся архаичные маломощные транзисторы КТ315 (КТ361) — они имеют малые размеры и легко вписываются в современные платы с микросхемами (в том числе и с SMD-компонентами), потому что у них шаг между выводами 2,5 мм, выводы плоские и расположены также в одной плоскости. Хороши невзыскательные и дешевые транзисторы средней мощности в корпусе TO-126 — КТ815 (КТ814) или КТ817 (КТ816), если требуется ток до 1–2 А. Если

¹ Комплементарный — букв. дополнительный, означает транзистор с такими же характеристиками, но противоположной полярности.

требуется высокий коэффициент усиления для средней мощности, стоит присмотреться к КТ972 (КТ973), построенным по «дарлингтоновской» схеме.

Среди мощных транзисторов можно отдать предпочтение КТ819 (КТ818) или, когда требуется «супербета», — КТ829 (*n-p-n*), а также очень мощной комплементарной паре КТ827/КТ825. Выпускаются почти все эти типы мощных транзисторов в основном в корпусах типа ТО-220, но самая мощная пара КТ827 (КТ825) доступна в металлических корпусах ТО-3, что лучше, чем дешевый ТО-220, т. к. рассеиваемая мощность оказывается раза в 2–4 выше: типовая мощность транзистора в корпусе ТО-220 равна 20–45 Вт, а в корпусе ТО-3 — 80–125 Вт. Но ТО-3 намного неудобнее в технологическом плане, потому что крепление к теплоотводящему радиатору гораздо сложнее, и готовый радиатор подобрать под них нелегко. Впрочем, и мощности такие требуются нечасто.

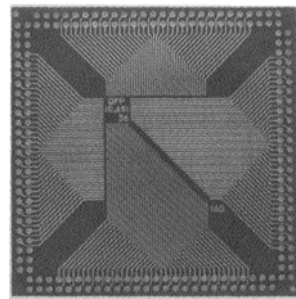
Если трудно подобрать мощную «дарлингтоновскую» пару, то не забывайте, что дарлингтоновский транзистор всегда можно изготовить самостоятельно (см. рис. 6.5, *а*). Причем в этом случае оба транзистора, составляющие «дарлингтоновскую» пару, должны монтироваться на один радиатор, но т. к. они соединены коллекторами, то это проблем не добавляет, и изолирующая прокладка не требуется.

ПОДРОБНОСТИ

Для удобства мы употребляем западные наименования корпусов транзисторов, и далее то же самое будет относиться к микросхемам. Разумеется, названия корпусов для микросхем DIP, SOIC, SOT и др., как и транзисторных ТО-92, Т-220 и пр., применимы только к импортным компонентам, однако соответствующие отечественные корпуса микросхем имеют столь замысловатую систему обозначений, что для удобства и унификации мы будем в этой книге пользоваться исключительно западными названиями корпусов; еще и по той причине, что найти чертежи любого импортного корпуса намного легче, чем отечественного. Учтите, что имеется некоторая разница в шаге выводов (т. к. на западе приняты дюймовые стандарты, а у нас — метрические), хотя существенна она только для микросхем с большим числом выводов (см. главу 11).

При замене следует учитывать, что с корпусом мощного транзистора всегда электрически соединен его коллектор (если это корпус ТО-220, то коллектор — всегда средний контакт), а вот разводка двух оставшихся выводов может различаться, и ее нужно обязательно проверять по справочнику.

Все сказанное относится к низкочастотным транзисторам, которые можно употреблять для источников питания, в качестве ключей управления индикацией или для усилителей звуковой частоты. Для многих других применений, где требуется быстрое срабатывание в ключевом режиме или высокие частоты усиления, такие транзисторы, естественно, не годятся, но точных рекомендаций на все случаи жизни дать нельзя. Учтите только, что транзисторы в одинаковых корпусах обычно имеют близкую мощность, и всегда можно попробовать заменить неизвестный импортный транзистор похожим по внешнему виду из того, что есть под рукой.



ГЛАВА 7

Ошеломляющее разнообразие электронного мира

Реле, стабилитроны, светодиоды...

Нет такой пустыни, где бы птица не могла пролететь над головой, где бы рыба не могла вынырнуть из воды, где бы кролик не мог выскочить из своей норки. А мне кажется, что и птицы, и рыбы, и кролики — все стали шпионами кардинала.

А Дюма Три мушкетера

Полупроводниковая промышленность выпускает очень много типов электронных приборов. В этой главе мы подробно рассмотрим только основные, самые широко употребляемые их разновидности. По ходу изложения нам будут встречаться и другие приборы, имеющие более узкий спектр применения, и необходимые пояснения будут даны в соответствующих главах. Все эти компоненты, вместе с диодами и транзисторами, в отличие от интегральных микросхем, называют еще *дискретными*, а основанную на их использовании схемотехнику — *дискретной схемотехникой*. Не следует думать, что последняя, в связи с дешевизной микросхем, полностью вышла из моды: во-первых, многие узлы современных схем все равно делают на дискретных компонентах, во-вторых, как ни странно, иногда только использование дискретной схемотехники позволяет достичь наивысшего качества — типичным примером служат высококачественные звуковые усилители мощности.

Электромагнитные реле

Конечно, выдающийся американский физик Джозеф Генри, помогая художнику Самюэлю Морзе в постройке телеграфа, и не думал ни о какой электронике, которая потом завоеует мир. *Электромагнитное реле* он изобрел даже не в рамках фундаментальной науки, которая, как известно, есть способ познания мира и чурается практики, а просто, чтобы «помочь товарищу», который, впрочем, наверняка платил неплохие деньги.

Так это было или иначе — важно, что электромагнитное реле стало одним из самых главных технологических изобретений XIX века. По популярности ему не затмить,

конечно, электрического освещения, электрогенератора и электродвигателя, телеграфа, телефона и прочих достижений «века электричества», но факт, что именно этот не очень известный широкой публике приборчик еще недавно был одним из важнейших компонентов любой электрической системы и широко используется до сих пор.

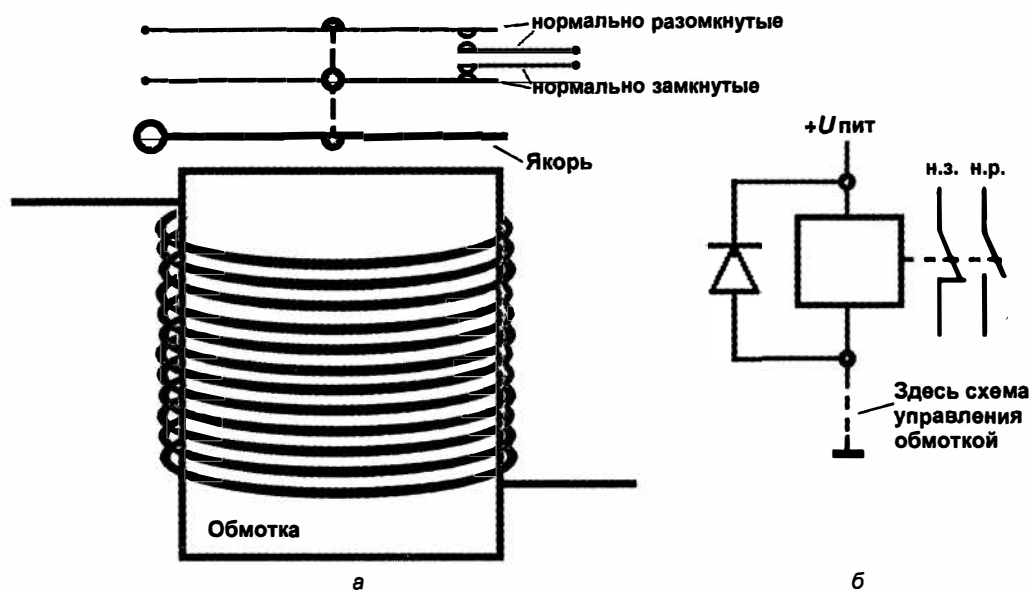


Рис. 7.1. Схематическое устройство (а) и рекомендуемая схема включения (б) электромагнитного реле

Реле стало первым в истории — задолго до ламп и транзисторов — усилителем электрических сигналов. С помощью реле напрямую не усилить предвыборную речь кандидата в президенты, но если ее, по современной моде, закодировать нулями-единицами, то реле справится с такой задачей в принципе ничуть не хуже любого другого устройства, — именно на этом свойстве было основано его применение в телеграфе Морзе.

Конечно, быстродействие реле, как ключевого элемента, оставляет желать лучшего — даже о килогерцах здесь речь не идет, обычная скорость срабатывания для самых малогабаритных и быстродействующих реле составляет десятки миллисекунд, что соответствует частотам в десятки герц. Но в режиме быстрого переключения реле использовать и не надо, для этого существуют другие электронные компоненты. Реле применяют там, где нужно надежно коммутировать нагрузку с минимальными потерями в контакте. Огромным преимуществом реле является не только полная изоляция между входом и выходом (как говорят, *гальваническая развязка*), но и низкое сопротивление контактов. По этой причине их в наше время используют, например, для коммутации в измерительных схемах, где очень важно, чтобы сопротивление измерительных цепей было минимальным и стабильным. Учтите, что указываемые в справочниках параметры контактов (типа «переходное

сопротивление не более 1 Ом») обычно сильно завышены, они рассчитаны на наилучший случай.

На рис. 7.1, а схематически изображено устройство простейшего электромагнитного реле. Любое реле — независимо от конструкции — обязательно содержит три главных компонента: обмотку, якорь и контакты. Исключение составляют так называемые *герконовые*¹ реле, у которых якорем служат сами контакты. Обмотка представляет собой катушку индуктивности (соленоид), около которой (или в которой) при подаче тока перемещается якорь, выполненный из ферромагнитного материала. Теорию этого процесса излагать слишком долго, да к тому же она не нужна для практических целей. Важно понимать, что при подаче переменного или постоянного тока якорь перемещается и через тягу из изолирующего материала (на рис. 7.1, а она показана пунктиром) приводит к перемещению подпружиненных контактов, которые замыкаются (если были «нормально разомкнутыми») или размыкаются (если были «нормально замкнутыми»).

Также используется и вариант «перекидных» контактов, в которых присутствует центральный общий подпружиненный контакт, в нормальном положении замкнутый с одним из соседних, а при подаче тока перекидывающийся к другому. Если ток через обмотку снимается, то все возвращается в исходное состояние. Большинство типов реле содержит не одну, а несколько групп таких контактов, управляемых одним якорем. Это можно увидеть на рис. 7.2, где представлены некоторые типы реле.

Разумеется, вокруг этого базового принципа работы за много лет были накручены различные «прибамбасы»: так, существуют реле, которые при каждой подаче импульса тока перебрасываются в противоположное положение (пускатели), реле, контакт в которых может иметь три положения (трехпозиционные: замкнуто-нейтраль-замкнуто) и т. п., но мы не будем их рассматривать, потому что большинство функций таких специализированных реле давно выполняют логические микросхемы. Мало того, вместо электромагнитных реле во многих случаях (но не во всех!) лучше использовать оптоэлектронные (твердотельные) реле — принцип тот же, но нет никаких соленоидов и движущихся частей. Их мы кратко рассмотрим далее, а пока изучим важнейшие характеристики обычных реле — они мало меняются даже с переходом к твердотельной электронике.

В обычных реле (кроме так называемых *поляризованных*) эффект не зависит от направления тока в обмотках, но все-таки некоторая разница в конструкции у реле, специально предназначенных для работы на переменном токе, имеется. Мы будем заниматься только реле постоянного тока (т. е. такими, обмотки которых работают от постоянного тока, хотя коммутировать они могут любой сигнал), потому углубляться в этот вопрос не станем.

¹ Геркон расшифровывается как «герметизированный контакт». Герконы выпускаются и отдельно и представляют собой стеклянную трубочку с двумя или тремя выводами от запаянного в нее контакта (простого или перекидного), защищенного таким образом от влияния внешней среды. Контакт под воздействием внешнего магнитного поля — например, при поднесении постоянного магнита — может замыкаться и размыкаться. Герконовые реле обычно представляют собой подобный геркон, на который намотана обмотка с теми или иными параметрами.

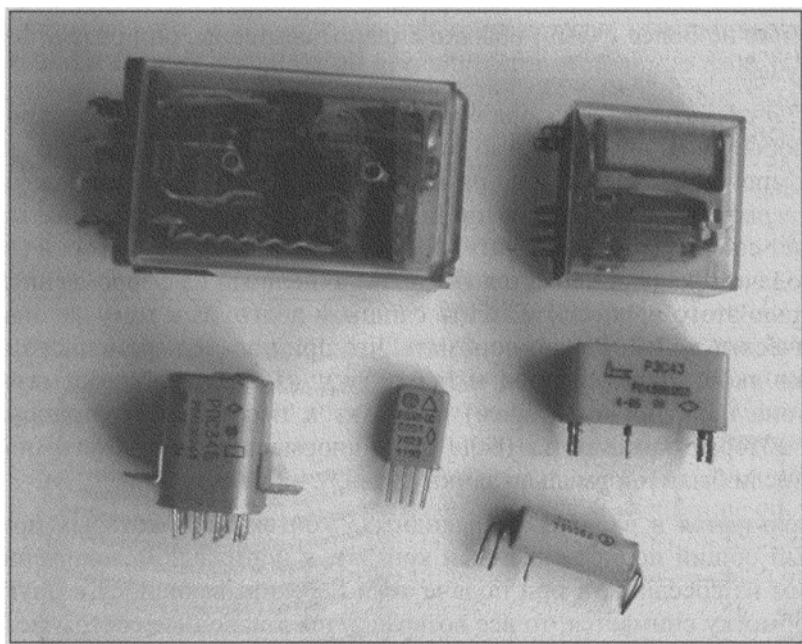


Рис. 7.2. Некоторые разновидности электромагнитных реле

В справочниках приводится либо величина тока через обмотку, либо величина рабочего напряжения, что равнозначно, потому что величина сопротивления обмотки тоже всегда приводится. Обычно конкретные типы реле имеют разновидности с разными сопротивлениями обмоток (это определяется так называемым *паспортом* реле).

Главный недостаток электромагнитных реле в сравнении с полупроводниковыми устройствами — то, что энергетический порог, с которого начинается управление обмотками, весьма велик. Все же токи в 30–50 мА при напряжениях 5–30 В, т. е. мощности порядка ватта (и это для малогабаритных реле, для реле покрупнее нужна еще большая мощность), — запредельны для современной электроники и являются слишком большой роскошью, если требуется всего только включить нагрузку в виде лампочки. А вот когда необходимо от маломощного сигнала включить, например, мощный нагреватель — тут реле оказываются вне конкуренции. В большинстве современных бытовых нагревательных приборов (в калориферах, электродуховках, хлебопечках и пр.), по моим наблюдениям, для включения-отключения мощного нагревателя применяют именно электромагнитные реле, а не бесконтактные выключатели — так надежнее, дешевле и, к тому же, уровень электромагнитных помех оказывается гораздо ниже.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Кстати, а как определить напряжение срабатывания незнакомого реле, если справочника нет под рукой? Это несложно, только надо иметь регулируемый источник питания. Найдите с помощью тестера выводы обмотки (она имеет обычно сопротивление от десятков ом до нескольких килоом, а если реле в прозрачном корпусе, то найти ее можно просто визуально) и подключите обмотку к источнику. Найдите нормально

замкнутые контакты (прозвонкой) и подключите к ним тестер. Выведите источник на минимальное напряжение, включите его, а затем постепенно добавляйте напряжение. Вместо подключения тестера можно просто поднести реле к уху, но если оно малогабаритное и, тем более, герконовое, то щелчок при срабатывании можно и не услышать. Отметьте значение напряжения, когда реле сработает, а затем умножьте его на полтора — это и будет приблизительное значение номинального напряжения срабатывания.

Другим недостатком реле, как нагрузки для полупроводниковых приборов, является то, что его обмотка представляет собой индуктивность. Для постоянного тока это просто сопротивление, но в момент переключения, как описано в *главе 5*, на обмотке реле возникает импульс напряжения (по полярности он противоположен направлению изменения тока в обмотке). Если индуктивность обмотки велика, а ее собственное (активное) сопротивление мало, то импульс этот может вывести из строя коммутирующий прибор (например, транзистор) и в любом случае создает сильные помехи остальным элементам схемы по шине питания. Поэтому при стандартном включении реле всегда рекомендуется включать параллельно его обмотке диод (даже если коммутация происходит не от полупроводниковых источников, а от таких же реле) — в таком направлении, чтобы в статическом режиме, когда все успокоилось, диод этот тока не пропускал (см. рис. 7.1, б). Тогда выброс напряжения ограничивается уровнем напряжения на открытом диоде, т. е. 0,6 В.

Следует учитывать еще одну особенность электромагнитных реле. Ток (напряжение) срабатывания у них намного превышает ток (напряжение) отпускания — так, если в характеристиках указано, что номинальное напряжение реле составляет 27 В, то при этом напряжении гарантируется замыкание нормально разомкнутых до этого контактов. Но совершенно необязательно выдерживать это напряжение длительное время — так, 27-вольтовые реле спокойно могут удерживать контакты в замкнутом состоянии вплоть до того момента, пока напряжение на их обмотке не снизится до 8–10 вольт. Подобный *гистерезис* — очень удобное свойство электромагнитных реле, которое позволяет избежатьдребезга при срабатывании-отключении и даже сэкономить энергию при работе с ними. Например, на рис. 7.3, а приведена схема управления реле, которое в начальный момент времени подает на него нужное номинальное напряжение для срабатывания, а затем неограниченное время удерживает реле в сработавшем состоянии при пониженной величине тока через обмотку.

На рис. 7.3 также приведены еще две классические схемы. Схема на рис. 7.3, б называется *схемой самоблокировки* (после нажатия кнопки «Пуск» ее можно отпустить, и реле останется замкнутым — блокируется) и очень часто применяется в управлении различными мощными устройствами — например, электродвигателями станков или насосов. Мощные реле-пускатели для таких двигателей имеют даже специальную отдельную пару маломощных контактов, предназначенную для осуществления самоблокировки. В этих случаях ток через стандартные кнопки «Пуск» и «Стоп» не превышает тока через обмотку пускателя (который составляет несколько десятков или сотен миллиампер), в то время, как мощность разрываемой цепи может составлять многие киловатты, притом это может быть трехфазная цепь со всякими дополнительными неприятностями вроде огромных индуктивностей обмоток мощных двигателей.

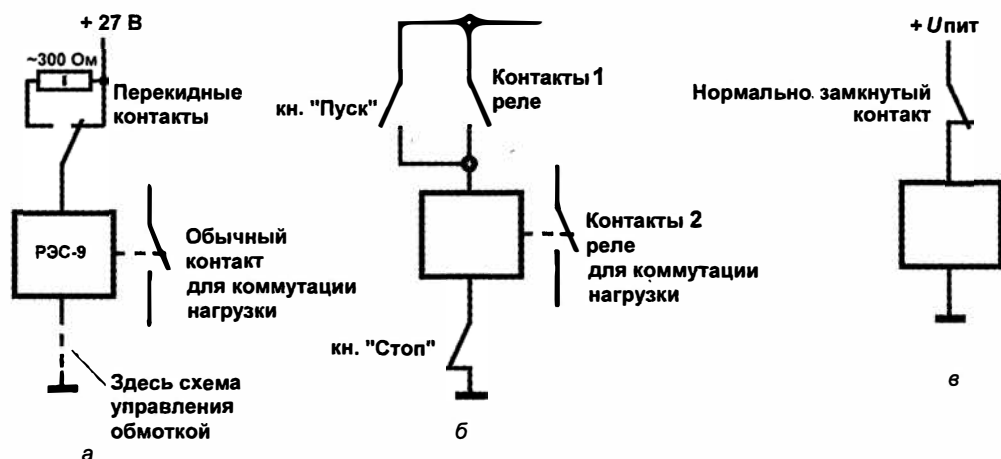


Рис. 7.3. Некоторые схемы включения реле. а — со снижением напряжения удержания; б — схема самоблокировки с кнопками «Пуск» и «Стоп», в — схема классического электромеханического звонка

Другая схема (рис. 7.3, в) скорее забавна и представляет собой дань прошлому, когда никакой электроники не существовало. Это схема простейшего электрического звонка, который может быть реализован на любом реле. Оно и само по себе при подключении по этой схеме задребезжит (правда, звук может быть самым разным, в зависимости от быстродействия и размеров реле, потому лучше употребить слово «зазуммерит»), но в обычном звонке якорь еще связывают со специальной тягой, которая в процессе работы стучит по металлической чашке, формируя звуковой сигнал. Есть и более простая конструкция электромеханического звонка, когда на обмотку реле просто подают переменное напряжение, от чего якорь вибрирует с его частотой (так устроены, например, звонки старинных телефонов с крутящимся диском), но нас тут интересует именно классическая схема, потому что в ней в чистом виде реализован другой основополагающий принцип электроники, так или иначе присутствующий в любых генераторах колебаний, — *принцип положительной обратной связи*. Якорь в первый момент притягивается — питание размыкается — якорь отпускает — питание замыкается — якорь притягивается и т. д. Частота генерируемых колебаний зависит исключительно от механической инерции деталей реле.

Стабилитроны

Стабилитрон представляет собой обычный диод с вольт-амперной характеристикой, подобной показанной на рис. 6.1, за одним исключением — при превышении некоторого обратного напряжения (индивидуального для каждого типа стабилитрона) он обратимо пробивается и начинает работать как очень малое сопротивление, при этом уровень напряжения сохраняется. Это можно представить себе, как если бы обычное прямое падение напряжения, составляющее 0,6 В, увеличилось вдруг до большой величины. Стоит только снизить напряжение ниже оговоренно-

го — стабилитрон опять запирается и больше не участвует в работе схемы. Напряжения стабилизации могут быть самыми разными — от 2 до 300 В. Учтите, что тепловая мощность, равная произведению тока через стабилитрон на его напряжение стабилизации, выделяется на нем самом, поэтому чем выше напряжение стабилизации, тем ниже допустимый ток. В характеристиках также указывается обычно минимально допустимое значение тока, при котором стабилитрон еще «держит» нужное напряжение.

Удобно использовать двусторонние стабилитроны (которые представляют собой два обычных, соединенных анодами) для того, чтобы и в положительном и в отрицательном направлении включения характеристики были бы симметричны. Вольт-амперная характеристика такого двустороннего стабилитрона (типа КС170) показана на рис. 7.4. Отметьте, что характеристика в области пробоя все же имеет некоторый наклон — т. е. при возрастании тока через прибор напряжение на нем не остается строго постоянным, а растет (это называется *дифференциальным сопротивлением*). К тому же напряжение стабилизации меняется с температурой.

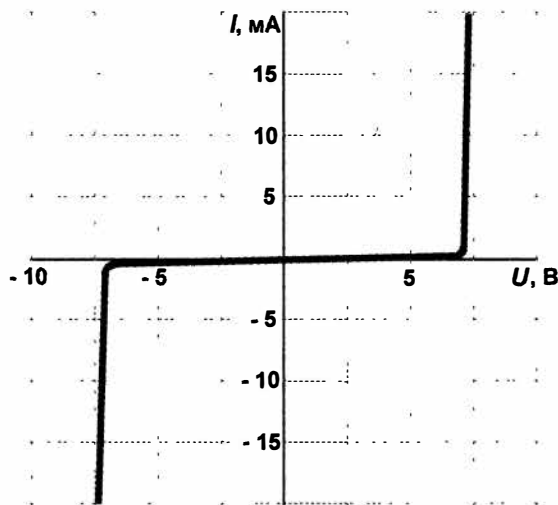


Рис. 7.4. Вольт-амперная характеристика двустороннего стабилитрона

Кстати, простейший стабилитрон — это обычный диод, включенный в прямом направлении, и их часто употребляют в таком качестве. Напряжение стабилизации составит при этом, естественно, 0,6 В (для его увеличения можно включить последовательно два и более диодов). Как видно из вольт-амперной характеристики диода (см. рис. 6.1), стабильность пресловутого напряжения 0,6 В оставляет желать лучшего (зависит и от тока, и от температуры), но во многих случаях особой стабильности и не требуется.

На рис. 7.5 приведена схема ограничителя напряжения на двух диодах (если требуется более высокое напряжение ограничения, их можно заменить на стабилитроны или на один двусторонний стабилитрон). Эту схему удобно применять, например, для защиты высокоомного входа микрофонного усилителя — нормальное напряжение с микрофона составляет несколько милливольт, и диоды никак не влияют на

работу схемы, поскольку таким маленьким напряжением не открываются. Но если микрофон присоединен через длинный кабель, то на входе могут создаваться помехи от промышленного оборудования, от поднесенного к неподключенному входу пальца, или, скажем, от грозовых разрядов, которые сильно превышают указанные милливольты и могут вывести из строя каскады усилителя. В приведенной схеме такие помехи любой полярности замыкаются через диоды, и входное напряжение не может превысить 0,6–0,7 В ни при каких условиях.

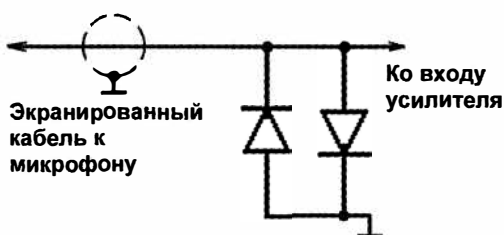


Рис. 7.5. Схема для защиты входа микрофонного усилителя

У внимательного читателя может возникнуть вопрос — ведь согласно вольт-амперной характеристике и стабилитрона, и диода ток при превышении соответствующего напряжения растет очень быстро, так не сгорят ли эти входные диоды при наличии высоковольтной помехи? Ответ прост — энергия помехи обычно очень мала, поэтому ток хоть и может быть достаточно велик, но действует на протяжении очень короткого промежутка времени, а такое воздействие и диоды, и стабилитроны выдерживают без последствий.

Стабилитроны в чистом виде хороши в качестве ограничителей напряжения, а для формирования действительно стабильного напряжения (например, опорного для АЦП и ЦАП) следует применять специальные меры для стабилизации тока через стабилитрон и одновременно обращать внимание на стабильность его температурных характеристик. Хотя и существуют специальные прецизионные стабилитроны, но все же, если вам нужен действительно качественный результат, то лучше применять *интегральные стабилизаторы*, которые дают на выходе гораздо более стабильное напряжение. Например, интегральный стабилизатор типа MAX873, который в диапазоне 4–30 В на входе дает на выходе ровно 2,5 В, обладает еще и весьма высокой стабильностью — если даже положить на него паяльник (тем самым нагрев его градусов до 250), то напряжение на выходе этого стабилизатора и не шелохнется. В современной интегральной технике обычно источники опорного напряжения встраивают прямо в нужные микросхемы, но часто предусматривают вход и внешнего такого источника, потому что вы всегда можете захотеть изобрести что-нибудь получше.

Оптоэлектроника и светодиоды

Очень многие физические процессы обратимы. Типичный пример — если пластинка кварца изгибается под действием электрического поля, то можно предположить, что принудительное изгибание пластинки приведет к возникновению зарядов на ее

концах. Так и происходит в действительности, и этот эффект лежит в основе устройства кварцевых резонаторов для реализации высокоточных генераторов частоты (см. главу 16). Не давало покоя физикам и одно из первых обнаруженных свойств полупроводникового p - n -перехода — зависимость его проводимости от освещения. Этот эффект немедленно стал широко использоваться в различных датчиках освещенности (фотосопротивлениях, фотодиодах, фототранзисторах), которые пришли на замену хоть и весьма чувствительным, но крайне неудобным для широкого применения вакуумным фотоэлементам и фотоумножителям. Затем вырос целый класс устройств — *оптоэлектронные приборы*.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Кстати, любой полупроводниковый диод в стеклянном корпусе является неплохим датчиком освещенности, его обратный ток сильно зависит от наличия света, — особенно этим отличаются старые германиевые диоды (например, Д2 или Д9). Можете попробовать поэкспериментировать, только не забывайте, что, во-первых, сам этот ток очень мал (обратное сопротивление диода весьма велико), что потребует хороших высокоомных усилителей, а во-вторых, от температуры этот обратный ток зависит еще больше, чем от света.

Оптоэлектроника

В оптоэлектронных приборах (оптронах) через светодиод (обычно инфракрасный, о них мы поговорим позже) пропускается зажигающий его ток, в результате чего в воспринимающем p - n -переходе фотодиода или фототранзистора ток резко возрастает. Между входным светодиодом и выходом при этом имеется прозрачная изолирующая прокладка, которая позволяет гальванически развязать выводы входа и выхода.

Самый простой вариант такого прибора — *диодная оптопара* (рис. 7.6), которая обычно служит для электрически изолированной передачи линейных сигналов (например, звуковых колебаний или уровней постоянного тока в регулирующих устройствах). В ней обратный ток ($I_{\text{вых}}$) приемного диода линейно зависит от управ-

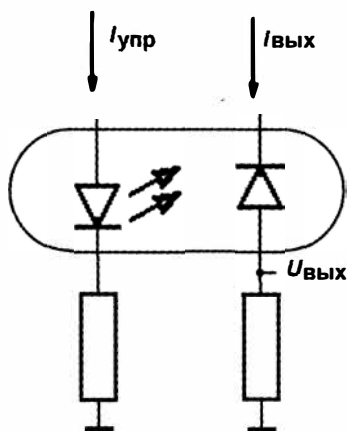


Рис. 7.6. Диодная оптопара

ляющего тока через светодиод ($I_{\text{упр}}$). Обратите внимание, что рабочая полярность у фотодиода обратная, чем у обычного диода, поэтому у таких компонентов, если они выпускаются в отдельном корпусе, плюсом помечен катод, а не анод.

Один из главных параметров оптопар — коэффициент передачи по току K_n . Это величина, равная отношению выходного тока приемника оптопары (за вычетом темнового тока) при определенном напряжении на выходе, к входному току. Он характеризует чувствительность оптопары. Диодные оптопары (АОД101, АОД130), подобные показанной на рис. 7.6, имеют высокое быстродействие (типовое время нарастания сигнала — десятки наносекунд), но небольшой K_n , порядка единицы и даже меньше. Их основное назначение — преобразование линейных аналоговых сигналов. У транзисторных оптопар, в которых приемником служит фототранзистор, K_n намного больше (порядка сотен), зато быстродействие гораздо ниже, типичная транзисторная оптопара (АОТ110, TLP521) может работать с прямоугольными сигналами на частотах не выше 10 кГц. При этом для обеспечения достаточного быстродействия входные токи таких оптопар должны составлять порядка 10 мА и более, а коллекторное сопротивление — не превышать сотен ом.

ПОДРОБНОСТИ

При выборе оптопар стоит также учесть, что многие отечественные оптопары имеют низкую стойкость изоляции (предельное напряжение 100–200 В), причем в справочниках приводятся противоречивые данные. Диодная оптопара АОД130 выдерживает не менее 1500 В между входом и выходом и заведомо годится для работы с сетевым напряжением, а вот популярная АОД101 с допустимым напряжением 100 В — увы, нет. Импортные оптопары имеют допустимое напряжение изоляции не менее единиц киловольт, т. е. подходят для работы с сетевым напряжением без оговорок.

Если требуется обеспечить гальваническую развязку при передаче прямоугольных импульсов с достаточным быстродействием, то можно воспользоваться более сложными по конструкции оптопарами. Так, одноканальные 6N135/136 или двухканальная HCPL-0560 (специально предназначенная для интерфейса RS-232) с диодом в качестве приемника и дополнительным усилительным транзистором обеспечивают передачу импульсов до 1 МГц, более чувствительная 6N139 с дарлингтоновским транзистором — до 100 кГц. Специализированная оптопара TLP558 с логическим элементом на выходе может обеспечить скорость передачи до 6 МГц при входном токе всего 1,6 мА. Такие оптопары часто применяют для гальванической изоляции линий передачи данных. Например, медицинские приборы должны быть очень хорошо изолированы от потенциалов, связанных с электрической сетью, и прямое их подключение к компьютерным портам недопустимо — тогда и применяют оптопары, которые обеспечивают их полную изоляцию.

Упомянутые ранее оптоэлектронные реле (часто их также называют *твердотельными*) устроены аналогично оптопарам, но с мощным фототиристором (о тиристорах см. главу 10) в качестве приемника: так, бесконтактное реле типа D24125 фирмы Crydom позволяет коммутировать сетевой переменный ток до 280 В при 125 А путем подачи напряжения 3–5 В при токе 3 мА (т. е. непосредственно от логической микросхемы) через управляющий светодиод. Мощностью 10 мВт напрямую управляют мощностью примерно в 35 кВт при полной гальванической развязке —

ей-богу, совершенно беспрецедентный случай, обычным электромагнитным реле недоступный! Недостатком оптоэлектронных реле является большое сопротивление «контактов» — так, указанное реле D24125 приходится ставить на теплорассеивающий радиатор уже при коммутируемых токах порядка 5–8 А, что совершенно не требуется для обычных электромагнитных реле. Пример использования такого реле, управляемого непосредственно от микроконтроллера, мы увидим в *главе 21*.

Светодиоды

Набиравшая обороты космическая отрасль быстро сосредоточила усилия вокруг реализации другого эффекта — возможности генерации тока в полупроводниковом переходе под действием света, и картинка искусственного спутника Земли с широко раскинутыми темно-синими панелями солнечных батарей теперь стала уже традиционной. Но, может быть, таким же образом возможно генерировать свет, если подавать на *p-n*-переход напряжение? Оказалось, что можно, но это было реализовано далеко не сразу.

Первым поддался инфракрасный (ИК) и красно-зеленый участок спектра. К началу 1980-х годов полупроводниковые *светодиоды* (LED, Light Emission Diode), излучающие в ИК-диапазоне, уже стали широко использоваться в дистанционных пультах управления, а красненькие и зелененькие сигнальные светодиоды хоть и были тогда еще куда тусклее традиционных лампочек накаливания, зато оказались намного более долговечны и потребляли принципиально меньше энергии.

В настоящее время в целом проблемы решены, и освоен фактически весь видимый спектр, включая синий и даже ультрафиолетовый диапазоны. Характерной особенностью цветных светодиодов является то, что они излучают свет одной (точнее, близкой к этой одной) длины волны, из-за чего насыщенность излучаемого света превосходит все чаяния художников. Существуют не менее двух десятков разновидностей светодиодов для разных длин волн, охватывающих все цвета видимого спектра (частично они перечислены в табл. 7.1, обозначения соответствуют продукции фирмы Kingbright и некоторых других фирм). Часто можно встретить в продаже и светодиоды белого свечения (они получаются из цветных, если покрыть часть кристалла люминофором, преобразующим оттенки света), которые все больше используются в качестве экономичных и долговечных источников света.

Таблица 7.1. Некоторые разновидности светодиодов

Длина волны, нм	Обозначение	Цвет свечения
700	H	красный
660	SR	красный
640	SU	красный
625	I (E)	чистый красный
610	N (SE)	оранжевый
590	Y (SY)	желтый

Таблица 7.1 (окончание)

Длина волны, нм	Обозначение	Цвет свечения
565	G (SG, MG)	зеленый
555	PG	чистый зеленый
465	MB	голубой
445	NB	голубой
430	PB	чистый синий
405	UV	фиолетовый*

* Часто продают под названием ультрафиолетовых, потому что этот тип LED действительно захватывает УФ область, и может вызывать свечение многих типов люминесцентных красителей.

Сами по себе светодиоды делятся на обычные и повышенной яркости. Не следует сломя голову кидаться на-повышенную яркость — в большинстве случаев она не нужна и только будет слепить глаза, если светодиод используется в качестве, скажем, индикатора наличия напряжения, причем регулировать такую яркость непросто. Очень тщательно следует подходить и к выбору корпуса — матовый (диффузный) рассеиватель обеспечивает меньшую яркость, зато светящуюся полусферу видно под углом почти 180° во все стороны.

Со схемотехнической точки зрения все светодиоды, независимо от цвета свечения, представляют собой обычные диоды, за одним исключением — прямое падение напряжения на них превышает обычные для кремниевых *p-n*-переходов 0,6 В и составляет: для красных и инфракрасных 1,5–1,8 В, для желтых, зеленых и синих — 2–3 В. В остальном их включение не отличается от включения обычных диодов в прямом направлении. То есть светодиод есть прибор, управляемый током (а не напряжением, как лампа накаливания), поэтому *обязательно должен иметь токоограничивающий резистор*. При питании осветительных светодиодных приборов в токоограничивающем резисторе впустую терялась бы слишком большая мощность, потому в них используют источники не напряжения, а стабилизированного тока.

Значение тока, при котором практически любой светодиод нормально светится, составляет 3–8 мА (хотя предельно допустимое может быть и 40 мА), на эту величину и следует рассчитывать схему управления светодиодами. При этом нужно учитывать, что яркость, воспринимаемая глазом, не зависит линейно от тока — вы можете и не заметить разницу в свечении при токе 5 и 10 мА, а разница между 30 и 40 мА еще менее заметна. Светодиоды — одни из самых удобных электронных компонентов, т. к. один можно поменять на другой практически без ограничений и без необходимости пересчета схемы.

Иногда токоограничивающий резистор встраивают прямо в светодиод (в этом случае яркость свечения уже управляется напряжением, как у обычной лампочки, а не током) — это распространенная практика для «мигающих» светодиодов со встроенным генератором частоты. Обычное предельное напряжение для таких светодио-

дов составляет 12–15 В. В остальных случаях вопрос «каким напряжением питать светодиод», вообще говоря, не имеет смысла.

Светодиоды делают разной формы — обычно они круглые, но используются также плоские, квадратные и даже треугольные. Широкое распространение сейчас имеют двухцветные светодиоды. Они бывают двух- и трехвыводные. С последними все понятно — это просто два разноцветных светодиода (зеленый и красный) в одном корпусе, управляющиеся раздельно. Подал ток на один — зажегся красный, на другой — зеленый, на оба — желтый (третий вывод общий), а манипулируя величиной токов, можно получить все промежуточные переходы. Но еще интереснее двухвыводной тип, который представляет собой два разноцветных светодиода, включенные встречно-параллельно. Поэтому в них цвет свечения зависит от полярности тока: в одну сторону красный, в другую — зеленый. Самое интересное получается, если подать на такой светодиод переменный ток — тогда он светится желтым!

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Двухцветные светодиоды с тремя выводами (т. е. с раздельным управлением красным и зеленым) по какой-то неясной причине чаще всего поступают в продажу в прозрачном корпусе. Такой светодиод имеет небольшой угол рассеяния и сбоку почти не виден — прозрачные светодиоды ориентированы на применение в случаях, когда нужно сконцентрировать поток в небольшом угле (для наблюдения издалека, например). В остальных случаях целесообразно использовать светодиоды с матовым диффузным рассеивателем.

Для того чтобы превратить прозрачный светодиод в матовый, его можно покрасить «молочным» лаком. Такой лак не стоит искать в продаже — проще сделать его самому на один раз. Для этого возьмите на самый кончик кисточки чуть-чуть белой краски на основе масляного связующего (например, художественные белила из школьного набора, подойдет и алкидная или пентафталевая белая эмаль) и интенсивно перемешайте ее в посуде небольших размеров, вроде рюмочки или пробки от шампанского, с 5–10 граммами бесцветного нитроцеллюлозного мебельного лака (НЦ-222, НЦ-218 и т. п.). Посуда должна быть стеклянной или полиэтиленовой (одноразовую посуду применять нельзя — она может расползтись). Окуните светодиод в этот лак и снимите отжатой кисточкой, которой производилось размешивание, образующуюся каплю (просто осторожно прикоснитесь к ней, и лишний лак перейдет на кисточку). Через час светодиод готов к установке на место.

Светодиодные индикаторы

Поскольку собственное падение напряжения на светодиодах невелико, их можно включать последовательно, чем пользуются производители цифровых сегментных индикаторов. Но тут дело осложняется тем, что отдельный светодиод представляет собой фактически точечный источник света, и нарисовать с его помощью длинную светящуюся полоску не просто даже при наличии рассеивающей свет пластмассы (причем, как ни парадоксально, чем мельче, тем хуже выглядят плоские светодиоды). Мелкие цифровые индикаторы (с длиной одного сегмента до 5–6 мм) содержат по одному светодиоду в сегменте, а более крупные — по два и более. Это нужно учитывать при проектировании, т. к. семисегментный цифровой индикатор с высотой цифры 12,7 мм и более имеет падение напряжения на каждом сегменте, превышающее 4 В, и управлять им от пятивольтового микроконтроллера напрямую за-

труднительно — номинальный запас в несколько десятых вольты легко «сожрется» собственным сопротивлением выхода контроллера, отчего ваш индикатор вообще может и не загореться. Для таких случаев приходится идти на заведомые потери и питать индикаторы от повышенного напряжения через транзисторные ключи или специальные схемы управления индикаторами. Красота требует жертв! Набор семисегментных цифровых светодиодных индикаторов в четыре цифры в каком-нибудь мультиметре может потреблять до 100–200 мА тока — зато насколько он выглядит красивее по сравнению с почти ничего не потребляющими, но совершенно слепыми черно-белыми жидкокристаллическими панелями!

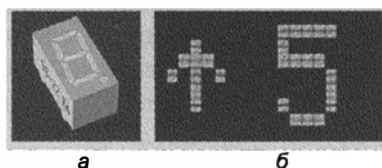


Рис. 7.7. Светодиодные индикаторы: а — семисегментный; б — дисплей на основе матричного индикатора

Семисегментные индикаторы (рис. 7.7, а) бывают сдвоенными и строенными; кроме них встречаются шестнадцатисегментные индикаторы, которые позволяют формировать буквы и специальные знаки. Такие индикаторы для удобства управления ими делают с общим анодом (тогда на индикатор подается общее питание, а зажигание сегментов производится коммутацией их к «земле») и с общим катодом (сегменты имеют общую «землю», а зажигание производится подачей тока на каждый сегмент). Почти всегда выпускаются идентичные внешне типы и той и другой конфигурации. Для формирования длинных строк используют матричные индикаторы (рис. 7.7, б), которые нередко встречаются в виде довольно больших дисплеев в несколько сотен точек.

В последние годы появились и сборные индикаторы на органических светодиодах (OLED), причем как символьные, так и графические (т. е. состоящие из матрицы точек). По внешнему виду они практически идентичны жидкокристаллическим (см. следующий раздел), но сегменты или точки в них светятся сами. Отличаются от обычных LED они гораздо меньшим потреблением тока — например, двухстрочный дисплей по 16 символов в строке может потреблять около 40 мА при напряжении 3–5 В. С одним из таких дисплеев мы познакомимся в главе 22 в связи с проектом метеостанции на платформе Arduino.

ЖК-дисплеи

Жидкокристаллические (ЖК) индикаторы в бытовой аппаратуре встречаются чаще всего только в виде готовых ЖК-дисплеев для распространенных применений — например, для часов, магнитол, музыкальных центров или в виде многоразрядного набора цифр. Есть и матричные ЖК-дисплеи для формирования бегущей строки, многострочные — для текстовых сообщений и т. п., вплоть до полнофункциональ-

ных цветных ЖК-матриц, — тех, что используются в качестве экранов большинства современных массовых устройств: от мобильных телефонов до широкоэкранных телевизионных панелей.

Все ЖК-дисплеи сами по себе отличаются практически нулевым потреблением энергии в статическом режиме; энергия уходит только на переключение ЖК-ячейки. Правда, большинство матричных ЖК-дисплеев, предназначенных для демонстрации произвольных изображений, не могут обойтись без подсветки, которая будет потреблять довольно много (так, в ноутбуках — более половины общего потребления). Но нас здесь интересуют лишь обычные ЖК-дисплеи, используемые в качестве цифровых или цифробуквенных табло. Устройство ячейки такой простейшей (пассивной) матрицы или индикатора, вместо подсветки использующей зеркало, отражающее внешний свет, показано на рис. 7.8.

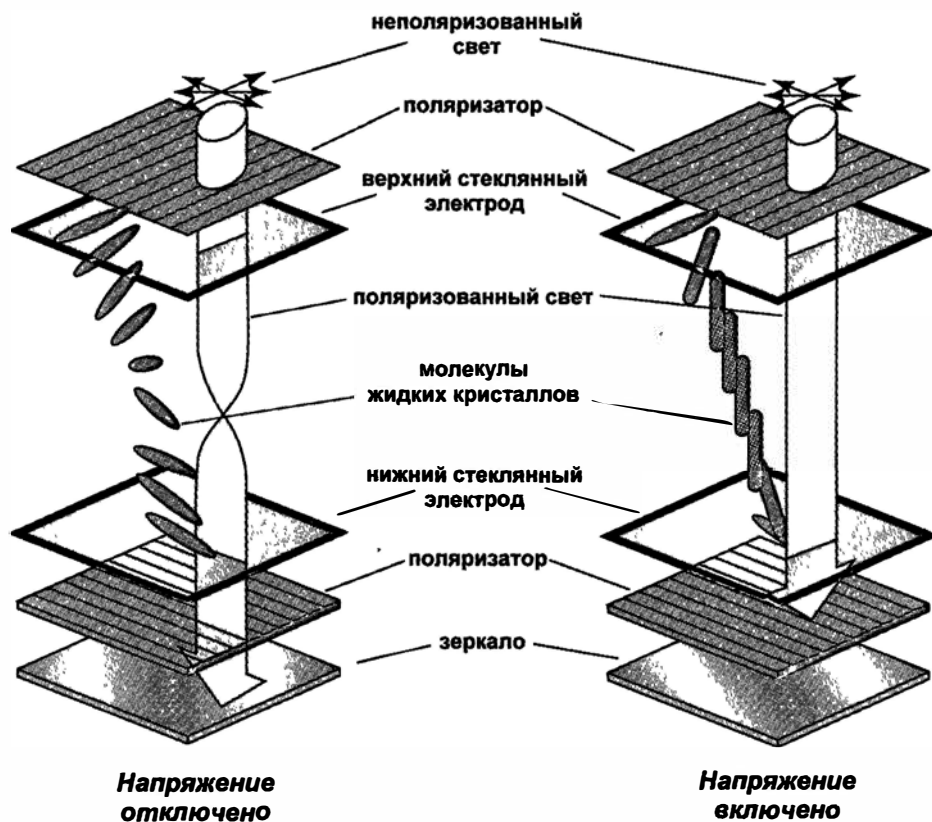


Рис. 7.8. Устройство пассивной ЖК-ячейки

Здесь слой жидких кристаллов толщиной несколько микрон находится между двумя стеклянными электродами, причем, за счет специальной структуры поверхности стекла, молекулы кристалла ориентированы параллельно плоскости этих электродов. Сверху и снизу такого «сэндвича» расположены пластины-поляризаторы, ориентированные перпендикулярно друг другу. Толщина слоя жидких кристаллов рас-

считана так, что в исходном состоянии он поворачивает плоскость поляризации световой волны ровно на 90° . В результате в обесточенной ячейке (рис. 7.8, *слева*) свет беспрепятственно проходит через весь «пирог», отражается от зеркала (оно сделано матовым, чтобы не отражало окружающих предметов) и возвращается обратно. Подобная матрица в обесточенном состоянии выглядит как обычная стеклянная пластинка.

Когда вы подаете на электроды напряжение (рис. 7.8, *справа*), электрическое поле ориентирует молекулы жидкого кристалла вдоль его силовых линий, т. е. перпендикулярно плоскости электродов. Жидкий кристалл теряет свои свойства и перестает поворачивать плоскость поляризации света. За счет перпендикулярной ориентации поляризационных пластин весь «пирог» перестает пропускать свет. Образуется черная точка (или сегмент цифрового индикатора — в зависимости от конфигурации электродов). Это так называемая *TN-технология* (от Twisted Nematic — название разновидности жидких кристаллов).

Подобные монохромные ЖК-дисплеи всем хорошо знакомы по наручным и настольным часам, портативным измерительным приборам, дисплеям калькуляторов, плееров, магнитол. Величина напряжения сверх некоего, очень небольшого, предела (порядка 1–3 В) на «яркость» (точнее, на контрастность) ЖК-ячейки практически не влияет. Поэтому таким способом получают очень контрастные, выразительные монохромные цифробуквенные индикаторы и небольшие табло, для приличной разборчивости символов на которых достаточно лишь слабой внешней засветки.

Управлять сегментами такого индикатора приходится с помощью разнополярного напряжения (это существенное, но не принципиальное неудобство), потому что однажды «засвеченный» сегмент может оставаться в таком состоянии часами даже после снятия напряжения с электродов, и возвращать в исходное состояние его приходится принудительно, подачей напряжения противоположной полярности.

Пассивные ЖК-матрицы, как уже говорилось, отличаются практически нулевым потреблением энергии, но имеют малое быстродействие, — система параллельных электродов, по сути, представляет собой отличный конденсатор, да еще и заполненный электролитом (жидкими кристаллами) как будто специально для увеличения его емкости. Вместе с неизбежно высоким сопротивлением тончайших прозрачных электродов ячейка образует отличный фильтр низкой частоты. Поэтому время реакции при подаче импульса напряжения — сотня-другая миллисекунд. Для цифровых индикаторов это не имеет никакого значения, но для компьютерных и телевизионных дисплеев с сотнями тысяч и миллионами ячеек это никуда не годится, потому там используют активные матрицы, содержащие усилительные тонкопленочные транзисторы (TFT).

Управляют ЖК-дисплеями обычно с помощью специальных микросхем-драйверов (с некоторыми из таких микросхем мы познакомимся в *главе 14*, а в *главе 21* рассмотрим подключение графического ЖК-дисплея со встроенным драйвером). Следует отметить, что применение ЖК-индикаторов, на взгляд автора, оправданно лишь в автономных устройствах, где важно низкое потребление.

В приборах, питающихся от сети, целесообразнее использовать светодиодные индикаторы — они значительно красивее и эргономичнее. Конечно, есть и ЖК-дисплеи с подсветкой, но тогда теряется их главное преимущество, заключающееся в малом потреблении, а в эстетике выигрыш получается невелик. Однако сформировать на светодиодах произвольное изображение (например, даже просто отобразить названия месяцев и дней недели в часах-календаре) гораздо сложнее, чем на ЖК-дисплее, конфигураций которых выпускается значительно больше. Выпуск упомянутых OLED-панелей, аналогичных ЖК-дисплеям по конфигурации и управлению, значительно облегчил эту задачу.

Простейший уровнемер для водяных баков

Эта простая конструкция здесь приводится как пример того, что для создания весьма полезных устройств часто не требуется сложной электроники. За простоту схемы придется заплатить относительной сложностью ее изготовления и настройки. Но дело того стоит — описываемая конструкция содержит минимум деталей, имеет высокую надежность и информативность. Особенно удобно, что такой уровнемер позволяет его устанавливать на баке любой конфигурации — в том числе плоском, где максимальный перепад уровней незначителен.

Электрическая схема уровнемера предельно проста, и приведена на рис. 7.9. Главная деталь — переменное сопротивление, включенное по схеме потенциометра. Оно управляет перераспределением тока через плечи двухцветного светодиода. При нахождении ползунка в крайних положениях горит практически только один из светодиодов (либо красный, либо зеленый), в промежуточном состоянии цвет свечения меняется от красного к зеленому через оттенки розового и желтого.

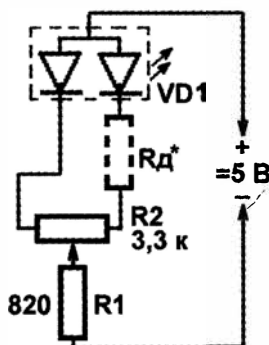


Рис. 7.9. Электрическая схема уровнемера

Двухцветный красно-зеленый светодиод VD1 трехвыводной, любого типа (автор использовал большой 10-миллиметровый L-819EGW фирмы Kingbright). Общим выводом он присоединен к источнику питания, двумя остальными — к крайним выводам потенциометра R2. Ползунок потенциометра соединяется с другим выводом источника питания через резистор R1, ограничивающий ток при нахождении ползунка в крайних положениях. Резистор Rд, показанный на схеме пунктиром,

необязательный и служит для выравнивания яркостей, если одно из плечей (обычно — красное) горит сильнее другого, и изменение цвета при вращении ползунка происходит неравномерно. Номинал резистора R1 и переменного R2 должны находиться примерно в соотношении $R1/R2 = 1/4-1/5$. При этом яркость в крайних положениях ползунка максимальна, а к середине диапазона, когда светятся оба светодиода примерно одинаково, падает, но зрительно это почти незаметно, — меняется лишь оттенок свечения.

Такая полярность подключения источника питания, как показана на рисунке, годится для светодиода с общим анодом (положительным выводом), для светодиода с общим катодом (например, BL-L109EGW фирмы Betlux) она, соответственно, будет противоположной. Сам источник питания может быть любым низковольтным (вплоть до батареек) напряжением от 5 до 18 вольт. От напряжения источника зависит подбор номиналов резисторов — такие номиналы, как на схеме, годятся для питающего напряжения 5 В, при 12 вольтах их надо увеличить примерно втрое-вчетверо. Автор использовал стабилизированный источник, встроенный в вилку, разобрал его и поместив в общий с постоянными резисторами и светодиодом корпус. При использовании батареек можно обойтись тремя штуками типоразмера АА (не меняя номиналов, указанных на схеме), только тогда целесообразно встроить в схему выключатель или кнопку — при непрерывном горении щелочных АА-батареек хватит всего примерно на неделю.

Вся электрическая часть, исключая потенциометр, смонтирована в герметичном пластиковом корпусе, в котором делается отверстие, куда должен изнутри плотно входить светодиод (для надежности все стыки стоит проклеить «алюминиевым» скотчем, а место стыка светодиода с крышкой и отверстия для вывода проводов промазать герметиком). Потенциометр, который устанавливается на баке, может соединяться со схемой трехжильным гибким проводом в двойной изоляции (тем, на который обычно вешают подвесные светильники). Для надежности не стоит распаивать такой толстый провод непосредственно к потенциометру — лучше сделать промежуточную колодку с винтовыми соединениями.

Теперь о конструкции механической части, которая схематически приведена на рис. 7.10. Ползунок переменного резистора жестко закреплен на одном валу с вращающимся шкивом, через который перекинута капроновая нитка с поплавком на одной стороне и грузом-противовесом на другой. Поплавок тоже погружен дополнительным грузом так, чтобы сила натяжения нити на воздухе была достаточно большой, и нить не пыталась размотаться со шкива (вес этих грузов может составлять несколько сотен граммов). Поплавок делается из пенопласта, и разность между его весом в воздухе (вместе с весом груза) и весом груза-противовеса должна быть меньше плавучести поплавка (последняя по закону Архимеда равна в граммах объему вытесненной поплавком воды, выраженной в кубических сантиметрах). Грузы могут быть изготовлены из свинца, латуни, бронзы и даже алюминия — в общем, из любого материала, не подверженного воздействию воды.

Угол поворота подвижной системы φ у разных типов переменных резисторов несколько различается, и обычно находится в пределах $240-260^\circ$ (если не найдете данных по справочнику, придется измерить). Длина окружности шкива должна

быть такой, чтобы обеспечить полный поворот ползунка на эту величину при движении поплавок от самого дна до поверхности. То есть диаметр шкива рассчитывается по формуле: $(360/\varphi \times H)/\pi$, где φ — максимальный угол поворота подвижной системы потенциометра, H — максимальный перепад уровней. Диаметр шкива, измеренный по месту прилегания нити, должен быть подогнан под эту величину максимально точно.

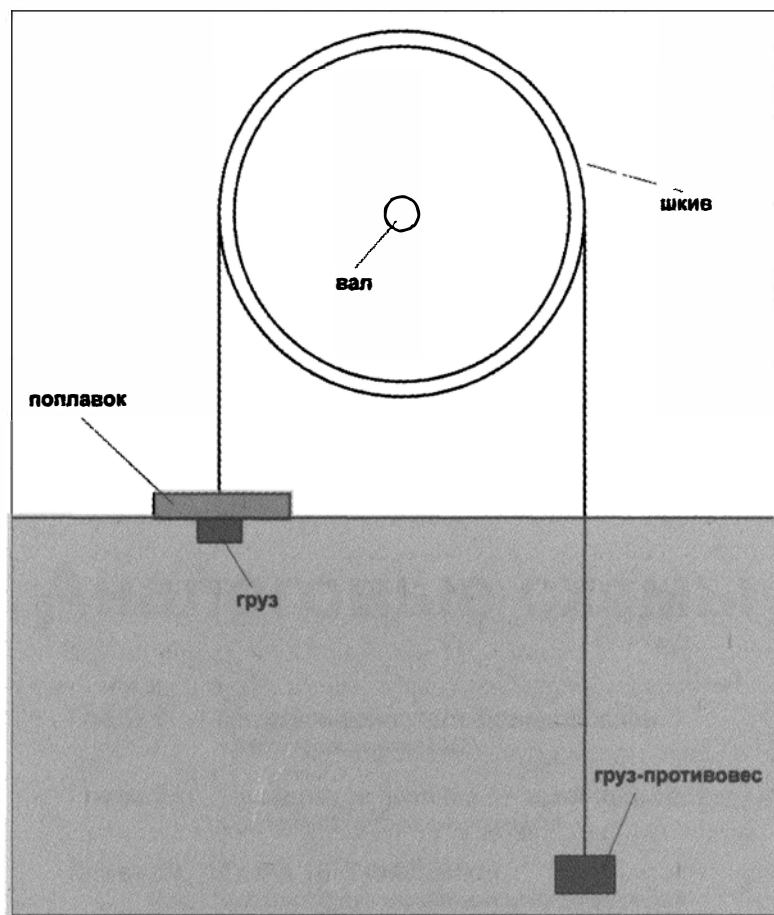
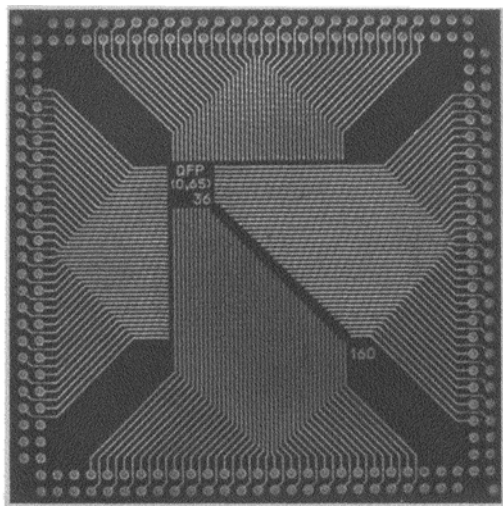


Рис. 7.10. Конструкция механической части уровнемера

Нить несколько раз оборачивается вокруг шкива, чтобы она по нему не скользила. Самое сложное в этой конструкции — смонтировать систему так, чтобы длина нити точно соответствовала перепаду уровней, и при нахождении поплавка в верхнем положении, движок потенциометра находился также в крайнем положении (соответствующем зеленому свечению светодиода). Автор делал это «насухую», разместив всю конструкцию со шкивом и поплавком на возвышении, точно соответствующем по высоте перепаду уровней воды в баке, и установив для удобства подгонки в одном из грузов винтовой зажим для нитки. Затем отлаженную и проверенную конструкцию аккуратно переносят, закрепляют на баке и проверяют

с водой. Если над баком нет крыши, то всю конструкцию стоит накрыть отдельным колпаком для защиты от дождя и любопытных птиц.

Пара слов о подборе переменного резистора, от которого в значительной степени зависит надежность конструкции. Для наших целей категорически не подходят современные резисторы для аудиоаппаратуры, особенно с открытым резистивным слоем. Идеально для этой цели пригодны старинные отечественные герметичные резисторы типа СПО-1, но сегодня их можно разыскать только случайно на развалах или разобрав какой-нибудь старый прибор военной приемки. Если вы их не найдете, попробуйте разыскать отечественные герметизированные СПЗ-9а или аналогичные — они меньше по размерам, но тоже очень надежные. Для глубоких емкостей заманчиво попробовать приспособить многооборотные потенциометры, но автор так и не смог найти типа, достаточно надежного для работы в этой конструкции. Разумеется, характеристика резистора предпочтительно должна быть линейной (т. е. типа А), нелинейные (Б или В) дадут неравномерную зависимость цвета свечения от уровня. Если все указанные операции выполнить аккуратно, то уровень подстройки больше не потребует и будет надежно служить годами, не требуя никакого обслуживания.

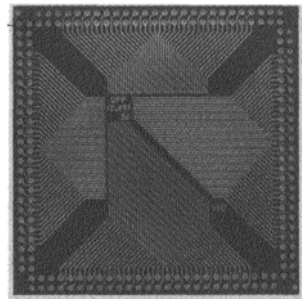


ЧАСТЬ II

Аналоговые схемы

- Глава 8.** Звуковой усилитель без микросхем
Классическая схема УМЗЧ
- Глава 9.** Правильное питание — залог здоровья
О питании электронных устройств
- Глава 10.** Глава 10. Тяжеловесы
Устройства для управления мощной нагрузкой
- Глава 11.** Слайсы, которые стали чипами
О микросхемах
- Глава 12.** Самые универсальные
Обратная связь и операционные усилители
- Глава 13.** Как измерить температуру?
Электронные термометры

ГЛАВА 8



Звуковой усилитель без микросхем

Классическая схема УМЗЧ

Голос миледи, на редкость полнозвучный и проникнутый страстным воодушевлением, придавал грубоватым, неуклюжим стихам псалма магическую силу и такую выразительность, какую самые восторженные пуритане редко находили в пении своих братьев, хотя они и украшали его всем пылом своего воображения

А Дюма. Три мушкетера

Казалось бы, конструировать звуковые усилители — в наше время дело мало кому нужное, чистое развлечение. Но это не совсем так — усилители в дешевых бытовых приборах качеством не отличаются, а у высококачественных мощных усилителей (класса Hi-Fi — от английского High Fidelity, что значит «высокая верность») цена может, как выражаются маркетологи, зашкаливать далеко за психологический барьер и иметь три-четыре нуля на конце суммы в долларах. Это тот самый случай, когда собственная разработка не только греет душу, но и становится экономически целесообразной. Конечно, самостоятельно не соорудить 6-канальный усилитель с фазовой подстройкой объемного звука под расположение колонок (одни только затраты времени не оправдаются), но вполне работоспособный стереоусилитель можно сделать даже лучше фирменного.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Современные предварительные усилители (например, те, что встроены в типовые звуковые карты компьютеров) могут быть весьма совершенными даже при небольшой цене. Поэтому качество воспроизведения от них зависит в минимальной степени, тем более что сам по себе цифровой звук передается без искажений и практически не зависит ни от плеера, ни от носителя, ни от количества перезаписей. Если вынести за скобки эффекты, связанные с потерями при сжатии (т. е. с цифровым форматом хранения звука), то в остальном качество воспроизведения в современных условиях будет полностью определяться оконечным усилителем и колонками. Из-за этого вопросы проектирования мощных усилителей и вообще аудиосистем не только не потеряли свое значение, но их важность даже возросла.

Однако, эта книга не посвящена аудиотехнике, поэтому мы разберем только базовую схему усилителя мощности звуковой частоты (УМЗЧ), на основе которой делается большинство более качественных конструкций. Эта схема, кроме того,

позволит нам познакомиться с некоторыми важными принципами построения электронных схем вообще.

Схема базового УМЗЧ

Рассмотрим схему на рис. 8.1. Это схема простейшего транзисторного УМЗЧ, стабилизированного обратной связью, с двуполярным питанием ± 15 В. Усилитель охвачен отрицательной обратной связью (подробнее об обратных связях см. главу 12) с выхода на вход. По постоянному току эта обратная связь стопроцентная — т. к. ток через конденсатор C2 не течет, то резистор R4 спокойно можно считать «висящим в воздухе». Таким образом, выход с эмиттеров выходных мощных транзисторов VT4 и VT5 просто присоединен (через резистор R5) ко второму входу дифференциального входного усилителя и имеет практически одинаковый с ним потенциал. Из главы 6 мы знаем, что все эмиттерные и базовые выводы дифференциального усилителя связаны между собой, поэтому на базовом выводе VT2 будет (при отсутствии сигнала) то же напряжение, что и на базе VT1. Последняя привязана к «земле» резистором R1 — т. е. имеет в состоянии покоя нулевой относительно «земли» потенциал. Получается, что выход усилителя (эмиттеры выходных мощных транзисторов) также привязан к этому же потенциалу, следовательно, на выходе в состоянии покоя будет практически нулевое напряжение, и через динамик ток не пойдет.

Ток покоя дифференциального каскада задается резистором R3 и равен примерно 2 мА (учтите, что потенциал соединенных эмиттеров чуть ниже потенциала баз). За

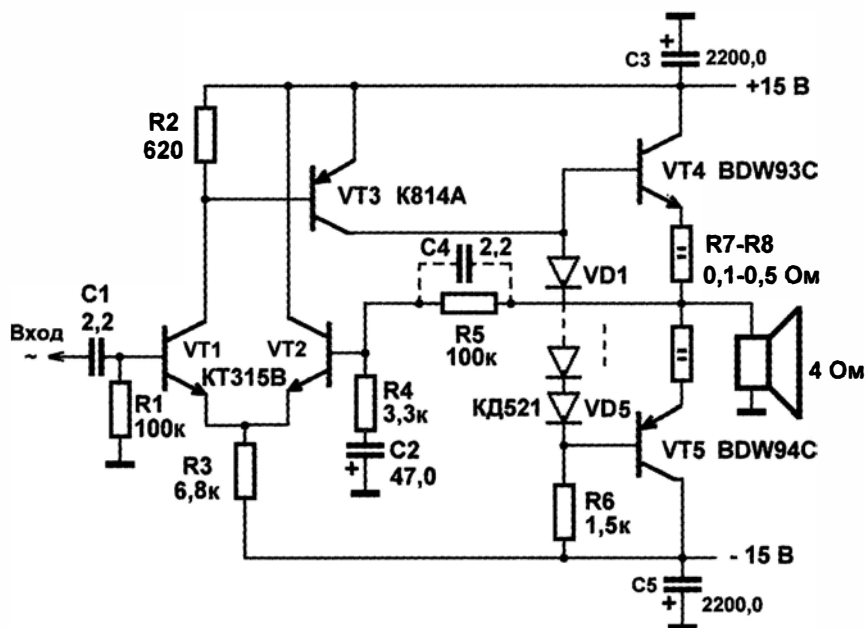


Рис. 8.1. Классическая схема усилителя звуковой частоты

счет того, что базы имеют одинаковый потенциал, равны и коллекторные токи VT1 и VT2, т. е. они составляют по 1 мА. Тогда на базе *p-n-p*-транзистора VT3, включенного по самой простой схеме усиления с общим эмиттером, за счет резистора R2 потенциал составит как раз величину падения на его переходе база-эмиттер, и он будет слегка приоткрыт, обеспечивая за счет тока в коллекторе потенциал на резисторе R6 такой, чтобы держать на эмиттерах комплементарных выходных транзисторов (одинаковых, но противоположной полярности: один *n-p-n*, другой *p-n-p*-типа), включенных по схеме с общим коллектором, потенциал, равный нулю. Смысл диодной цепочки между базами выходных транзисторов мы рассмотрим далее.

Подадим на вход какой-нибудь сигнал в виде переменного напряжения (конденсатор C1 нужен, чтобы не пропускать постоянную составляющую). Переменное напряжение пройдет через конденсатор C1 (ток перезарядки пойдет через резистор R1) и начнет менять потенциал на базе транзистора VT1 (а следовательно, и на его эмиттере). В результате изменится ток коллектора этого транзистора, отчего будет меняться падение напряжения на резисторе R2 и, соответственно, на базе *p-n-p*-транзистора VT3. Предположим, что в какой-то момент времени напряжение на входе возросло. Тогда ток через VT1 увеличится, на резисторе R2 напряжение также возрастет, транзистор VT3 приоткроется, ток его коллектора вырастет. Соответственно вырастет напряжение на резисторе R6 и на соединенных диодной цепочкой базах выходных транзисторов. При этом верхний (по схеме) выходной транзистор VT4 приоткроется, а нижний VT5 — прикроется, отчего напряжение на выходе также сместится в положительную сторону (поскольку пара выходных комплементарных транзисторов, в сущности, представляет собой усложненный эмиттерный повторитель, то сигнал она не инвертирует). При перемене полярности на входе все произойдет в обратную сторону.

Таким образом, входной сигнал передается на выход с неким коэффициентом усиления — как по току, так и по напряжению. Сразу возникает вопрос — а с каким? И еще вопросы — а зачем здесь нужна, во-первых, обратная связь, во-вторых, диоды в базовой цепи выходных транзисторов, и в-третьих, низкоомные резисторы (R7–R8) в эмиттерных цепях на выходе?

Давайте начнем с обратной связи. По постоянному току, как мы уже выяснили, обратная связь обеспечивает стабильность выходного напряжения покоя — ток через динамик не идет. Кроме того, эта обратная связь поддерживает в нужном режиме транзистор VT3, который при ее отсутствии, как мы видели в главе 6, находился бы в исключительно нестабильном состоянии. Что происходит при подаче переменного напряжения на вход? Учитывая, что конденсатор C2 в такой ситуации представляет собой малое сопротивление, часть выходного напряжения (обусловленная цепочкой R5–R4, т. е., в данном случае, одна тридцатая его) подается обратно на вход дифференциального усилителя в противофазе к входному сигналу, вычитается из него и тем самым его уменьшает. Это могло бы показаться бессмысленной тратой ресурсов, но такое состояние вещей обеспечивает стабильность и предсказуемость схемы — фактически коэффициент усиления этого усилителя по напряжению на звуковых частотах определяется соотношением R5:R4, т. е. стабилен, практически

независим от частоты (уже на частоте 10 Гц сопротивление конденсатора С2 не превышает 330 Ом) и равен примерно 30. Добавим, что максимальный достижимый коэффициент усиления при рядовых используемых транзисторах составляет примерно 2–3 тысячи, но без обратной связи эта схема работала бы исключительно нестабильно, — скорее всего, динамик сгорел бы при первом же включении.

У таких схем есть одна нехорошая особенность — из-за собственных емкостей и индуктивностей участвующих в процессе компонентов (и переходов транзисторов, и резисторов, и проводников в макетном монтаже или на печатной плате) фаза обратной связи за счет задержек в элементах схемы на некоторых частотах (причем даже и много выше звуковых) может меняться с отрицательной на положительную. Отчего схема начинает «гудеть» при включении питания. «Гудение» это может и не восприниматься на слух, и вы даже не поймете, отчего вдруг выходные резисторы (R7–R8) чернеют и дымятся, а динамик выдает «чпок», после чего замолкает навсегда. Происходит следующее: малая наводка на вход вызывает сигнал на выходе, который передается опять на вход (базу VT2), но на этот раз не в виде отрицательной обратной связи, когда выходной сигнал вычитается из входного. За счет упомянутых задержек фаза получается такой, что выходной сигнал складывается с входным, и усилитель переходит в режим генерации.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Похожий, но имеющий другие физические причины, эффект может получиться, если вы подключите ко входу усилителя микрофон — звук от динамика попадает обратно в микрофон и усиливается, если он совпадает по фазе. Несомненно, вы не раз встречались с этим «микрофонным эффектом», если пытались наладить систему микрофон-усилитель в большом зале, и слышали в этом случае нарастающий свист. Для предотвращения микрофонного эффекта иногда достаточно бывает заслонить микрофон рукой или поместить его в поролон, или даже просто изменить полярность подключения динамиков на выходе.

Предотвращения этих явлений добиваются специальными схемотехническими мерами. Для ограничения коэффициента усиления по высокой частоте в цепь обратной связи включен конденсатор С4 (показан на схеме пунктиром), который ограничивает коэффициент передачи по цепи обратной связи для высоких частот, — чем его номинал больше, тем больше и ограничивает. Поскольку его емкость много меньше, чем конденсатора С2, то коэффициент передачи по цепи обратной связи на звуковых частотах получается более единицы, и усиление хоть и имеет место, но завал усиления на высоких частотах, обеспечиваемый С4 (чем он больше, тем ниже усиление с ростом частоты), предотвращает нежелательное «гудение» усилителя на высоких частотах.

Вторая обязательная мера — правильная разводка питания (см. также главу 9). Выходные мощные каскады усиления (спаренный эмиттерный повторитель на комплементарных транзисторах) должны питаться через отдельные достаточно толстые провода (сечением не менее 1 мм² — чем толще, тем лучше), соединенные прямо с источником питания, а входной дифференциальный каскад и «раскачивающий» транзистор VT3 должны быть также соединены с источником отдельными проводниками. В точках соединения проводника «+15 В» с коллектором VT2,

резистором R2, эмиттером VT3 (на плате или макете они должны быть физически как можно ближе друг к другу), как показано на схеме, должны быть установлены «развязывающие» конденсаторы большой емкости. В точке соединения проводников питания с резисторами R2 и R3 желательно также установить «развязывающие» керамические конденсаторы, соединенные с «землей» (на схеме они не показаны). Емкость этих конденсаторов может составлять 0,1–1 мкФ.

«Землю» также следует разводить как можно более толстыми проводниками с аналогичной разводкой. Как можно более толстыми делаются и выходные проводники к динамику. Все соединительные провода в схеме следует делать как можно короче, а вход должен соединяться с входным разъемом и регулирующим резистором экранированным проводом, экран которого будет «землей» входного сигнала.

Для того чтобы понять назначение диодов в базах транзисторов и резисторов в нагрузочной цепи, сначала попробуем ответить еще на два вопроса: какова мощность усилителя, и какие меры нужно принять, чтобы обеспечить прохождение этой мощности через выходные транзисторы и правильно сконструировать усилитель?

Мощность усилителя

Мощность мы будем подсчитывать довольно примитивным способом, считая, что динамическая головка, индуктивность которой не слишком велика, имеет на всех интересующих нас частотах сопротивление, равное ее сопротивлению по постоянному току (в данном случае 4 Ом). Теоретически при полном размахе синусоидального напряжения на выходе усилителя амплитудное значение его может составить 15 В (30 В «от пика до пика»). На самом деле эта величина немного меньше, т. к. минимум два вольта теряется с каждой (положительной и отрицательной) стороны за счет падения напряжения на переходах выходных транзисторов VT4–VT5, на раскачивающем транзисторе VT3, на резисторах R7–R8 и т. п. Примем, что максимальная амплитуда на выходе может составить 13 В (при условии неискаженного синусоидального сигнала). Амплитудное значение связано с действующим значением известным нам из главы 4 соотношением, т. е. оно составит в данном случае $13,5/1,41 = 9,2$ В. Тогда действующее значение тока составит $9,2 \text{ В} / 4 \text{ Ом} = 2,3$ А, а синусоидальная мощность достигнет $9,2 \text{ В} \cdot 2,3 \text{ А} = 21$ Вт. Следует подчеркнуть, что это максимальная возможная мощность, которую можно выжать из этого усилителя на нагрузке 4 Ом — реальная может быть меньше.

Для того чтобы получить указанный размах напряжения на выходе, в соответствии со значением коэффициента усиления требуется входной сигнал не менее 0,5 В (амплитудного значения), поэтому если вы подключите на вход стандартный микрофон, который обычно выдает не более единиц-десятков милливольт, такого размаха вы не получите — потребуется еще микрофонный предусилитель. С другой стороны, подключение ко входу, например, выхода с диктофона или плеера вполне может вам обеспечить такой размах и даже более — фактическое выходное напряжение современных источников сигнала составляет не менее 2 В. Следовательно, все выходные компоненты нужно рассчитать так, чтобы они не сгорели при максимальной возможной мощности.

Прежде всего это касается динамической головки. 4 Ом — это довольно стандартное сопротивление для динамиков, но если вы включите сюда головку 4ГД-4 (т. е. мощностью 4 Вт), то рискуете тем, что при максимальной громкости у вас ее диффузор вместе с толкателем просто улетят в потолок, даже не успев сгореть. Потому головка должна быть рассчитана на нужную мощность. В данном случае необязательно, чтобы был запас по мощности, вполне достаточно колонки на 15 Вт — в реальной музыке или речи максимальные мощности практически никогда не достигаются (подробнее об этом далее), а изредка появляющиеся экстремальные значения такая головка выдержит.

Куда сложнее обеспечить нормальный режим транзисторов. Сначала поговорим о выборе транзисторов выходного каскада. Ток коллектора «раскачивающего» каскада на VT3 равен примерно 10 мА в точке покоя (падение напряжения на резисторе R6 составляет около 15 В), следовательно, чтобы обеспечить 3,3 А на выходе и тем самым полностью использовать возможности источника питания, нужно иметь коэффициент $h_{21э}$ более 230 (именно поэтому выбраны транзисторы с «супербетой»). Есть и другие выходы из такого положения (в том числе позволяющие не терять целых два вольта от питания и при этом обеспечить меньшие искажения сигнала) — предложение которых, одно изящнее другого, стало своеобразным спортом в годы главенства дискретной аналоговой техники, но мы в это углубляться не будем.

Стабильность

Теперь попробуем ответить на ранее заданный вопрос — зачем нужны диоды VD1–5 (целых пять штук!) между базами выходных транзисторов и резисторы R7–R8 между их эмиттерами?

Представьте себе, что диодов и резисторов этих не существует, и базы и эмиттеры комплементарных транзисторов просто соединены (рис. 8.2). Будет работать такая схема? Конечно, ведь если один из транзисторов открыт, то другой закрыт, а в промежутке они «перетягивают» друг друга (Хоровиц и Хилл, авторы основополагающего труда «Искусство схемотехники» [5], именно так и называют такой каскад: «push-pull», т. е. «тяни-толкай»). Но если на вход подать малый сигнал, то в пределах падения напряжений база-эмиттер создается мертвая зона, когда ни верхний, ни нижний транзистор не открыты, и оттого на выходном синусоидальном сигнале наличествует довольно большая (примерно в полтора вольта для обычных транзисторов и в три вольта для транзисторов с «супербетой») ступенька, что и показано на рис. 8.2.

Для нормального, без хрипов и искажений, воспроизведения звукового сигнала такое, естественно, недопустимо, и выходные транзисторы придется изначально слегка приоткрыть — именно для этого и служит цепочка диодов между базами. Для обычных транзисторов достаточно трех диодов, для транзисторов с «супербетой» — пяти. Усилитель с таким режимом включения транзисторов еще называют *усилителем класса АВ* (см. приложение 3). При токе около 10 мА, как на схеме, падение напряжения на цепочке диодов превысит падение напряжения между базами

транзисторов примерно на полвольта, отчего транзисторы слегка приоткроются, и через соединенные эмиттеры потечет небольшой ток (ток покоя). Теперь достаточно совсем малого сигнала, чтобы он повторился на выходе. Чтобы ток покоя меньше менялся с температурой, диоды следует приклеить или плотно прижать к тому же радиатору, что и транзисторы.

Для достижения наилучшего эффекта можно заменить диоды подстроечным резистором (или добавить его к ним, параллельно или последовательно) и, изменяя его сопротивление, обеспечить нужный ток покоя более точно (для схемы на рис. 8.1 это порядка 50 мА). Подстроечный резистор (рис. 8.3) нужно вращать очень аккуратно, при включенном в эмиттерную цепь нагрузки амперметре, чтобы не превысить ток покоя и не сжечь транзисторы. Еще лучше, чем замена диодов резисторами, будет решение с маленьким подстроечным резистором (порядка 100–150 Ом), включенным последовательно с диодами (их тогда понадобится на одну штуку меньше, чем по схеме рис. 8.1). Иногда вместо диодов-резисторов сооружают источник тока на маломощном транзисторе, что надежнее.

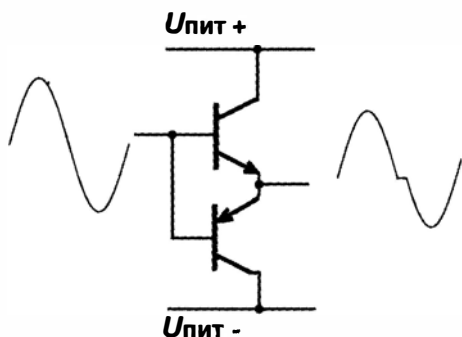


Рис. 8.2. Простейший каскад усиления по мощности на комплементарных транзисторах

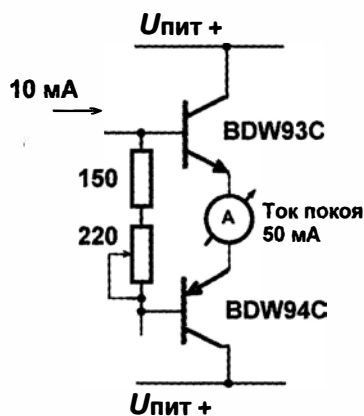


Рис. 8.3. Вариант замены диодов на резисторы для установки начального тока покоя

Крупный недостаток всей этой конструкции — то, что при случайном разрыве в базовой цепи транзисторов (например, нарушении контакта в подстроечнике) они оба распахнутся на «полную», и далее все будет происходить в соответствии с цитатой из повести писателя М. Анчарова: «Вы думали, что в аду воняет серой? Ничего подобного — в аду воняет горелой резиной». Потому употреблять подстроечник будет правильным только для макета, а для окончательного варианта нужно все же заменить его соответствующим постоянным резистором. Правда, в аналогичном случае у одного моего знакомого транзистор самостоятельно выпаялся из макета и упал на стол, отчего цепь разорвалась и — что самое удивительное — ничего даже не вышло из строя, в том числе и злополучный транзистор. Когда его, остывшего, посиневшего и полностью потерявшего внешний вид, впаяли обратно — все заработало!

И наконец, зачем на рис. 8.1 показаны низкоомные резисторы R7–R8 в эмиттерной цепи (на рис. 8.2 и 8.3 они отсутствуют)? Они вносят некоторую долю стабилизирующей обратной связи в выходной каскад с целью лучшей стабилизации тока покоя, т. к. температурные коэффициенты диодов и эмиттерных переходов транзисторов, конечно, не равны в точности. Поскольку при токе 2 А на резисторе 0,5 Ом выделяется 2 Вт (подсчитайте сами!), то эти резисторы проще всего сделать самостоятельно из медной или нихромовой проволоки, как рассказано в *главе 2*. Чем выше номинал этих резисторов, тем выше стабильность схемы и тем лучше линейность сигнала, но тем выше и потери мощности.

О мощности выходных транзисторов

Теперь разберемся с мощностью на выходных транзисторах. Посчитать ее удобно, руководствуясь понятием КПД усилителя, который в режиме АВ лежит в пределах 60–70 %. Почему это так, можно догадаться из следующих соображений: напряжение на транзисторах выходного каскада в каждый момент времени определяется разницей между напряжением источника питания (постоянное) и напряжением на нагрузке (меняется по синусоидальному закону). Более точный расчет приведен, например, в [6], а также в *приложении 3*. Не углубляясь в математику, мы можем принять, что мощность, которая выделяется на выходных транзисторах в указанной схеме включения, примерно равна 0,7 мощности в нагрузке, т. е. по 35 % на каждый транзистор. Я же лично всегда просто принимал мощность на транзисторах равной выходной мощности и ни разу не ошибся. Такая прикидка может показаться слишком грубой, но поскольку в подобных расчетах нужно всегда закладываться на худшее, то можно считать, что на каждом из транзисторов будет выделяться по 10 Вт мощности.

Разумеется, ни один реальный транзистор этого не выдержит, потому их надо устанавливать на радиаторы, рассеивающие тепло. Причем учтите, что с корпусом транзистора, как правило, электрически соединен его коллектор, так что радиаторов должно быть два — или, как чаще делают, устанавливают один общий радиатор, но добавляют электроизолирующие теплопроводящие прокладки между корпусами-коллекторами и радиатором. О том, как рассчитывать радиаторы, мы поговорим в *главе 9*, когда будем рассматривать линейные источники питания.

Проверка и отладка

Проверить собранный усилитель очень просто. Для этого потребуется двуполярный источник питания на ± 15 В (его мы также будем конструировать в *главе 9*). «Землю» можно подключить сразу к схеме, а провода питания — через сдвоенный тумблер, чтобы можно было включать питание одновременно. Сначала отключите динамик, чтобы его не спалить ненароком, вместо него нужно подключить мощное низкоомное сопротивление (необязательно 4 Ом, лучше даже побольше, порядка 10 Ом). Подключите все провода питания, затем присоедините к «земле» и выходу усилителя вольтметр и параллельно ему осциллограф, а вход (свободный вывод C1) временно соедините с «землей» перемычкой. После этого включите сначала блоки

питания (заранее проверив, что тумблер разомкнут) и установите на них по 15 В. Проверьте еще раз правильность подключения питания и, глядя на вольтметр, включите питание тумблером.

ВНИМАНИЕ!

Перед внесением любых изменений в схему питания надо обязательно отключать!

Это тот момент, когда пожалеешь, что у человека только два глаза: нужно смотреть одновременно на вольтметр (в первый момент показания могут дернуться, но затем должно установиться близкое к нулю напряжение), осциллограф (не должно возникнуть генерации) и на блоки питания — не произошло ли короткое замыкание и не отключились ли они от этого? Если что-то не так, отключите питание и начинайте думать, что именно подключено неправильно. Если же все в порядке, то приблизьте руку к сопротивлению нагрузки — и оно, и радиаторы выходных транзисторов, и сопротивления R7–R8 должны оставаться холодными. Проверьте вольтметром с помощью щупа напряжения на выводах остальных транзисторов — они должны быть примерно такими, как указано ранее в тексте. Если и тут все нормально, то можете себя поздравить — все собрано правильно, и можно приступать к следующему этапу.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

А если не все нормально? Самое паршивое, если усилитель «загудит». Это будет видно на экране осциллографа — на выходе усилителя как будто появится сигнал, а выходные транзисторы и нагрузка начнут греться. Тогда попробуйте подпаять конденсатор С4, который указан на схеме пунктиром, проверьте, правильно ли установлены упомянутые ранее развязывающие конденсаторы по питанию, поставьте дополнительно параллельно электролитам С3 и С5 керамические конденсаторы и включите усилитель опять. «Гудение» должно либо пропасть, либо уменьшиться по амплитуде. Чтобы добиться полного пропадания эффекта, можно увеличить емкость конденсатора С4 и еще попробовать подпаять керамический конденсатор небольшой емкости между коллектором и базой транзистора VT3. Помните, что слишком длинные и тонкие соединительные провода в макете также не способствуют стабильности усилителя. В конце концов вы обязательно добьетесь того, что нежелательный эффект пропадет.

Следующий этап — при включенном питании и подключенном к выходу осциллографе коснитесь пальцем входа усилителя (свободного вывода конденсатора С1), предварительно отсоединив его от «земли». Если все в порядке, вы увидите на экране нечто, напоминающее синусоиду частотой 50 Гц, — это усилитель усиливает помеху, которая наводится вашим пальцем. Теперь можно подключать ко входу усилителя источник звуковых колебаний. Это не обязательно должен быть генератор (который мы сконструируем только в главе 12) — можно просто взять карманный плеер и снять сигнал с гнезда для наушников (естественно, придется приобрести соответствующий разъем и изготовить кабель для подключения). Один провод от плеера присоединяется к «земле», а второй — к входу усилителя. Выходной сигнал плеера при самых больших всплесках не должен превышать 0,5 В (заранее проверьте осциллографом и подстройте регулятором громкости, если необходимо!). При работающем усилителе вы увидите на экране осциллографа усиленный сигнал звуковой частоты. После этого уже можно вместо нагрузочного сопротивления

подключить динамик или колонки и наслаждаться музыкой. Громкость можно регулировать регулятором плеера или превратить в регулятор резистор R1, заменив его на переменный резистор, включенный по схеме потенциометра (рис. 5.1), — движком ко входу усилителя.

О мощности и качестве звуковых усилителей

Рассчитанная для этого усилителя максимальная мощность на выходе составляет чуть больше 20 Вт. Много это или мало? Вообще-то, звуковой мощности в 20 Вт хватит, чтобы возмущенные соседи начали выламывать у вас дверь. Однако в этом деле есть один большой нюанс. Реальный музыкальный сигнал не является синусоидальным с определенной амплитудой. В нем встречаются как большие всплески, так и очень тихие звуки. Поэтому для качества усилителя играет роль не сама по себе его мощность, а динамический диапазон громкости звука, который он может воспроизвести без искажений. Попробуем подсчитать, каков он для, скажем, звука CD-качества. Сигнал аудио-CD имеет теоретический динамический диапазон в 16 двоичных разрядов, что составляет 65 536 градаций напряжения звукового сигнала (про двоичные разряды в применении к оцифрованным аналоговым сигналам мы будем подробно говорить в *главе 17*, посвященной АЦП и ЦАП). Предположим, что уровень шумов звуковоспроизводящего тракта у нас таков, что они вызывают на выходе (в отсутствие входного сигнала) переменное напряжение с амплитудой в 1 мВ.

Тогда, чтобы даже самый тихий звуковой сигнал не потерялся на фоне этих шумов, максимально допустимая амплитуда на выходе (при условии передачи сигнала без искажений во всем диапазоне) должна составлять более 65 В, т. е. нам требуется усилитель мощностью примерно 400 Вт! При меньшей мощности, казалось бы, вы не получите нужного качества, потому что тихие звуки пропадут в шумах, а громкие «обрежутся», вызывая искажения. Но этот наш расчет слишком уж прямолинеен и слишком многого не учитывает: во-первых, редкие реальные записи имеют динамический диапазон 65 536 градаций (96 дБ) — большинство коммерческих записей компрессируются, а даже если исходный сигнал очень качественный, то искажение мощных редких выбросов сигнала на качестве не скажется. Во-вторых, есть и другие, не столь «тупые» методы повышения качества — например, снижение шумов.

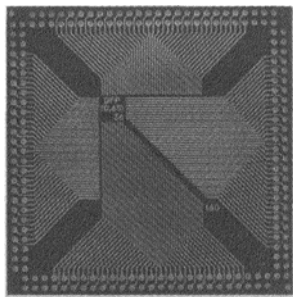
Вообще, качественная звукотехника — целое искусство, огромная и довольно специфическая область схмотехники (например, там и по сей день используют лампы!), поэтому дальнейшее углубление в эту увлекательную тему увело бы нас слишком далеко от основной линии книги, и интересующихся я отсылаю к другим источникам, коих великое множество, особенно в Интернете (см., к примеру, [7]). Среди бумажных изданий можно порекомендовать в первую очередь классический труд [4], который очень давно не переиздавался, по крайней мере, на русском, но доступен в Сети, а из современных изданий — [9, 10].

Остановимся кратко еще на нескольких моментах, связанных с многочисленными мифами, сознательно распространяемыми производителями аппаратуры и автома-

тически, попугайски, тиражируемыми так называемыми «меломанами». Среди этих затверженных стереотипов есть и разумные требования: например, коммутация мощных аналоговых сигналов ни в коем случае не может производиться электронными реле — только механическими контактами! Но вот искажения звукового воспроизводящего тракта в 0,5 % и ниже при обычных среднего класса колонках и, что еще важнее, в 15–20-метровой комнате современных бетонных многоэтажек практически невозможно заметить на слух. Это связано с тем, что при таком прослушивании основную долю искажений вносит акустическая система — как сама, так и в комплексе с характеристиками помещения, где она расположена.

Преувеличено и влияние на работу аппаратуры кабелей — в подавляющем большинстве случаев нет совершенно никакой нужды тратить на кабели из «рафинированной» меди стоимостью 100 долларов за метр. Медь в обычных проводах и без того «рафинированная», а разница в электропроводности между особо чистой и обычной электротехнической — в лучшем случае доли процента. О «серебряных» и тем более «золотых» кабелях вообще умолчим. Особенно забавно существование последних — с учетом того, что электропроводность золота примерно на 30 % хуже, чем у меди. А что касается серебра, то его 8 % преимущества в этом случае тоже оказываются практически незаметны. Поэтому, если у вас занозой в печенке сидит представление о том, что на проводах от усилителя к колонкам теряется какая-то часть напряжения, приводя к искажениям, — просто возьмите провод потолще, и все. Но на самом деле в бытовой аппаратуре мощностью до 50 Вт и этого совершенно не требуется, т. к. потери эти объективно настолько малы, что на субъективное восприятие могут оказывать еще меньшее влияние, чем упомянутые искажения — проще говоря, вообще никакого. Другое качество этих проводов — снижение их индуктивности за счет особого переплетения жил (так называемый *литцендрат*) — на звуковых частотах также не оказывает практически никакого влияния. Часто встречающееся возражение типа «но я же слышу, что с новыми кабелями стало лучше!» стоит отнести исключительно на счет психологического эффекта.

Самый смешной миф из джентльменского набора приемов для «разводки лохов» — направленность кабеля. Естественно, провод не может иметь никакой направленности — если, разумеется, разъемы у него на концах одинаковы. Абсолютно не имеет значения для звука и качество цифровых каналов — например, CD-читалка из карманного плеера справится со своей задачей ничуть не хуже, чем из навороченного музыкального центра, единственное условие при этом — чтобы при дальнейшей обработке цифровой сигнал не просачивался в звуковой тракт, что при грамотной — и ничуть не удорожающей систему — постановке дела есть вполне стандартное требование. Более подробно все эти вопросы освещены, например, в [8].



ГЛАВА 9

Правильное питание залог здоровья

О питании электронных устройств

Мы ежедневно просовываем ему через отдушину хлеб на вилах, а когда он требует, то и мясо, но — увы! — не хлеб и не мясо составляют главную его пищу.

А Дюма. Три мушкетера

О том, что трансформаторы вкупе с фильтрующими конденсаторами зачастую составляют основную часть массы и габаритов современных электронных устройств, известно всем. Реальных альтернатив обычным линейным трансформаторным источникам питания всего, в сущности, две (экзотику вроде солнечных батарей мы рассматривать не будем). Самую распространенную составляют электрохимические источники тока (батареи и аккумуляторы), с которых мы и начнем. Об импульсных источниках питания, получающих все большее распространение, мы кратко поговорим в конце главы.

Электрохимические элементы

Главное преимущество электрохимических (гальванических) элементов — мобильность, в чем им замены нет. Главный недостаток — они не обеспечивают долговременной эксплуатации для подавляющего большинства электронных устройств, за исключением специально спроектированных малопотребляющих либо редко используемых — таких, как наручные часы, пульта управления бытовой техникой или наши любимые мультиметры. В любом случае правильный выбор типа электрохимического источника — довольно важное дело.

Из всех электрохимических элементов для наших целей актуальнее всего щелочные пальчиковые батарейки. Вообще говоря, батарейками их называть неправильно — батарея, по определению, есть несколько элементов, соединенных в единый источник: так, батарейка типоразмера «Крона» — это действительно батарея, а пальчиковая АА-типа — всего лишь элемент (о типоразмерах и характеристиках различных гальванических элементов см. приложение 2). Но в быту их принято назы-

вать именно так, и мы тоже будем следовать традиции, употребляя вперемешку слова «элемент» и «батарейка».

Номинальное напряжение щелочных (alkaline) элементов — 1,5 В (у свежих элементов без нагрузки — 1,62 В). Для некоторых целей (например, в качестве резервных источников питания) в радиолюбительской практике используются литиевые батарейки-«монетки» с номинальным напряжением 3 В, но в качестве основных, кроме очень малопотребляющих устройств, их применять не рекомендуется из-за более высокой стоимости. Литиевые аналоги мощных щелочных элементов типов С или D на массовом рынке отсутствуют, а появившиеся в последнее время литиевые элементы типоразмера AA и AAA весьма неплохи, хотя пока и довольно дороги.

Основное отличие литиевых элементов от щелочных заключается в характере снижения напряжения по мере истощения — литиевые держат напряжение практически на номинальном уровне до последнего момента, после чего оно быстро падает до нуля (рис. 9.1). Литиевые элементы имеют исключительно низкий саморазряд (срок хранения в 12–15 лет для них типичен), высокую морозоустойчивость и могут быть рекомендованы для малопотребляющих или относительно редко включающихся устройств в жестких условиях эксплуатации. Следует также учесть, что из-за низкого внутреннего сопротивления литиевые лучше всего себя проявляют при работе на мощную или импульсную нагрузку. В таком режиме они покажут гораздо большее время работы, чем щелочные, и практически сравняются с последними по стоимости в расчете на каждый ватт-час, в то время как в низкпотребляющих приборах щелочные по емкости от них почти не отличаются, зато гораздо дешевле.

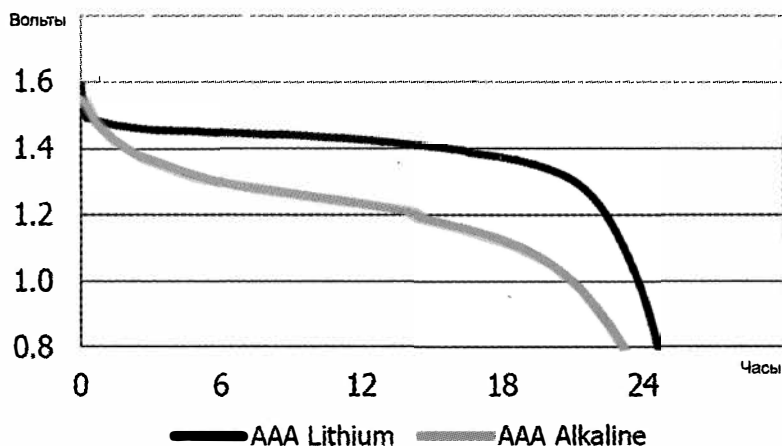


Рис. 9.1. Сравнительные разрядные характеристики литиевых и щелочных AAA-элементов при малых токах (по данным фирмы Energizer)

Важнейшей характеристикой электрохимических элементов является их *энергоемкость*. Для электрохимических источников ее традиционно измеряют в миллиампер-часах (мА·ч). Эта величина, умноженная на напряжение элемента или батареи,

даст энергию элемента в милливатт-часах, т. е. абсолютное количество энергии, запасенное в элементе (если дополнительно умножить на коэффициент 3,6, то получится энергия в привычных джоулях). Но в джоулях, милливатт-часах или ватт-часах для наших нужд энергию измерять неудобно, т. к. само напряжение элемента в процессе разряда меняется, и существенно (см. графики на рис. 9.2 и 9.3, пред-

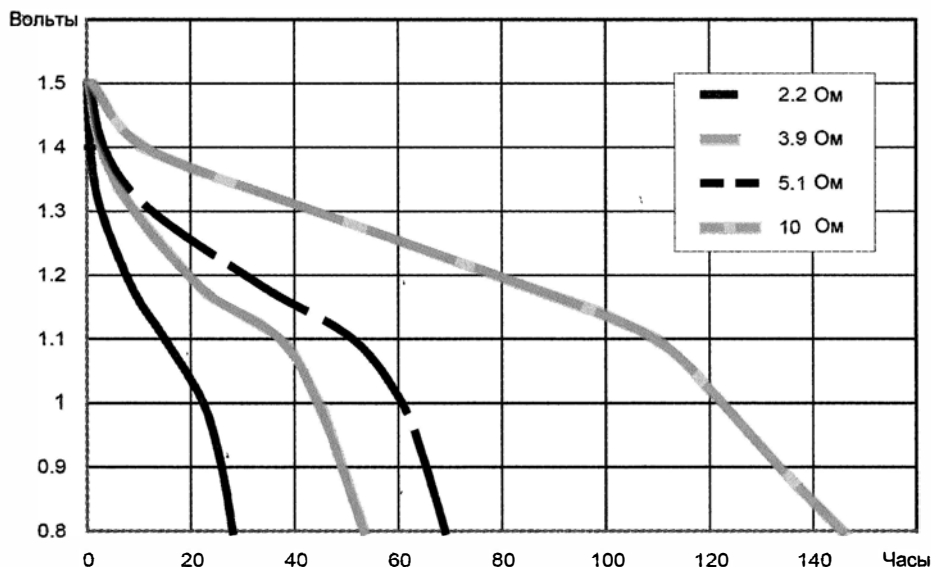


Рис. 9.2. Типовые разрядные кривые щелочного элемента типоразмера D при 20 °C и различных сопротивлениях нагрузки (по данным Duracell/Procter & Gamble)

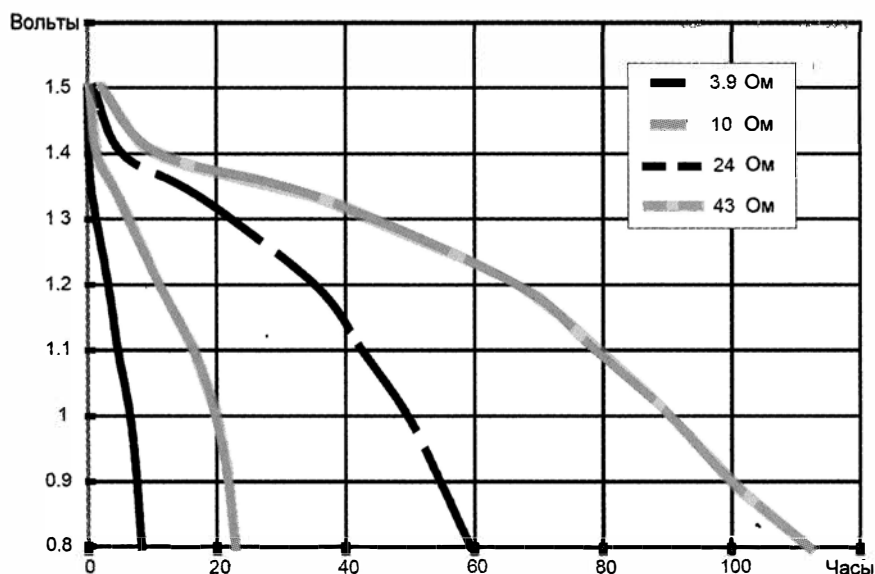


Рис. 9.3. Типовые разрядные кривые щелочного элемента типоразмера AA при 20 °C и различных сопротивлениях нагрузки (по данным Duracell/Procter & Gamble)

ставляющие процесс разряда во времени). Зато выраженная в миллиампер-часах энергоемкость легко поддается измерению и расчету — достаточно поделить эту величину на средний потребляемый устройством ток, и получится допустимое время работы устройства.

Некоторые типовые разрядные кривые для различных элементов и режимов показаны на рис. 9.1–9.3. Такие графики приводятся в документации, которую можно разыскать на сайтах производителей, и с их помощью уточнить энергоемкость. При необходимости подобные данные несложно получить и самостоятельно, замкнув элемент на нужное сопротивление в требуемых условиях и периодически отмечая напряжение. Для того чтобы получить из этих данных энергоемкость в миллиампер-часах (мА-ч), следует поделить среднее за время разряда значение напряжения на нагрузку в омах и умножить на время. Так, для элемента АА при разряде до 0,9 В и нагрузке 43 Ом время разряда равно 100 часам, среднее значение напряжения составит примерно 1,25 В, т. е. средний ток разряда будет около 30 мА. Итого энергоемкость при этих условиях приблизительно равна 3000 мА-ч. А вот при нагрузке 3,9 Ом (средний ток — примерно 320 мА) энергоемкость будет всего около 2200 мА-ч.

Ориентировочная удельная энергоемкость щелочных элементов — примерно 300 мА-ч на см³. Таким образом, энергоемкость батареек типоразмера АА — около 2200–2500 мА-ч, типоразмера ААА — 1000–1200 мА-ч, примерно столько же дают пальчиковые (NiMH) аккумуляторы тех же размеров (о них далее). Для щелочного элемента типоразмера D энергоемкость составит 15–18 А-ч, для типоразмера С — в половину меньше. Для аналогичных «обычных» батареек (их еще называют *солевыми*) — энергоемкость в три раза меньше, чем у щелочных. Для щелочных 9-вольтовых батареек типоразмера «Крона» энергоемкость составляет приблизительно 500–600 мА-ч, зато литиевый аналог (1604LC) имеет вдвое большую энергоемкость и, несмотря на дороговизну, может быть всячески рекомендован для устройств вроде тестеров, которые в основном хранятся без дела.

Однако эти ориентировочные цифры очень приблизительные вследствие того, что энергоемкость элемента сильно зависит от условий разряда, — так, если при разрядном токе 0,1 А считать емкость щелочного элемента за номинальную, то при разряде вдесятеро большим током (1 А) она может упасть в полтора-два, а то и в три раза (в зависимости от типа элемента), а при снижении тока до 1 мА, наоборот, возрастает на 30–50 %. Самый выгодный режим разряда для щелочных элементов — прерывистый: если батарейке периодически давать «отдохнуть», то даже при больших токах ее емкость почти не снижается. Кроме того, многое зависит от допустимого конечного напряжения. Например, если схема допускает минимальное напряжение питания 2,7 В, что при питании от трех щелочных элементов означает конечное напряжение 0,9 В на каждый элемент, то емкость окажется почти на четверть выше, чем при допустимом конечном напряжении 3,3 В (по 1,1 В на элемент). Надо также учитывать, что при снижении температуры до 0 °С энергоемкость щелочных элементов падает на величину от 25 до 50 % (а вот литиевые тот же результат показывают только при –20°).

При этом для щелочных элементов напряжение в начале разряда при постоянной нагрузке очень быстро падает с начальных 1,5–1,6 В до 1,3–1,4 В, а затем снижает-

ся уже более плавно (для литиевых падение в процессе разряда меньше, зато в конце они разряжаются до нуля почти скачком). Для батареек типоразмера «Крона» напряжение в конце разряда составляет приблизительно 5–6 В. Внутреннее сопротивление щелочных батареек составляет вначале порядка 0,12–0,17 Ом (для «Кроны» — до 1,7 Ом) и быстро растет по мере разряда.

По этим сведениям вы можете прикинуть необходимый тип питающих элементов для вашей схемы. Следует добавить, что при включении электрохимических элементов последовательно их энергоемкости, выраженные в миллиампер-часах, естественно, не складываются, а остаются теми же (при этом их энергии, выраженные в ватт-часах, суммируются). А параллельное включение электрохимических элементов практикуется только в исключительных случаях, если нет другого выхода. Из-за разброса параметров по технологическим причинам в этом случае они заметную часть времени будут работать друг на друга, особенно в конце разряда. У полностью разряженных щелочных элементов даже возможна переполусовка выводов (и такой режим опасен для сохранности устройства). Энергоемкость параллельно включенных элементов (естественно, одного типа и из одной партии) будет на четверть-треть меньше суммарной емкости тех же элементов по отдельности. Развязка таких элементов через диоды помогает обезопасить устройство от протечек электролита и деформации элементов при глубоком разряде, но зато вы будете терять драгоценные доли вольта падения на диодах (даже диоды Шоттки «съедают» не менее 0,3–0,4 В). В результате выигрыш окажется не настолько большим, чтобы отказаться от идеи просто поставить элемент побольше размером.

Аккумуляторы

У любых типов аккумуляторов, в отличие от одноразовых элементов, намного выше саморазряд при хранении, а в остальном характеристики современных пальчиковых (NiMH) аккумуляторов практически такие же, как у щелочных одноразовых батареек, разве что номинальное напряжение несколько ниже — 1,3 В против 1,5 В у щелочных. Но давайте немного разберемся, какие вообще бывают аккумуляторы, ибо они существенно различаются по свойствам, и каждый тип оптимален для применения в своей области.

Аккумуляторы встречаются кислотные, щелочные, никель-кадмиевые (NiCd), никель-металлгидридные (NiMH), литий-ионные (Li-ion), и еще попадаются литий-полимерные (Li-pol). Кроме перечисленных, существует еще море разновидностей аккумуляторов (в теории любая электрохимическая реакция обратима и может использоваться как для выработки электрического тока, так и для откладывания его «про запас»), но на рынке доминируют именно эти типы.

Кислотные аккумуляторы правильнее называть *свинцово-кислотными* (Lead-Acid, СКА), но других кислотных, кроме как на основе свинца, в быту вы не встретите. Это, вероятно, самая древняя разновидность аккумуляторов — первый работоспособный СКА был создан аж в 1859 году. В начале XX века выяснилось, что именно этот тип аккумуляторов неплохо подходит для того, чтобы крутить стартер автомобиля, и с тех пор их производят десятками миллионов.

Еще лет двадцать назад автомобильные аккумуляторы были весьма капризными и даже несколько опасными для здоровья — конструкторы никак не могли справиться с выделением газов, сопровождающим процесс заряда. Из-за этого СКА приходилось делать негерметичными, а электролитом в них, между прочим, служит серная кислота, которую периодически требовалось доводить до нужной плотности дистиллированной водой — занятие, мягко говоря, небезопасное. С тех пор СКА значительно облагородились, стали герметичными и необслуживаемыми, но в основе они все те же, что тридцать и пятьдесят лет назад. У них низкая удельная энергоемкость (30–50 Вт·ч/кг в самых лучших образцах), и они боятся глубокого разряда, отчего в процессе хранения их надо все время подзаряжать.

Зато у СКА высокая перегрузочная способность — стартерная батарея даже на морозе без особых усилий отдает ток в несколько сотен ампер, необходимый для того, чтобы прокрутить холодный двигатель. При этом СКА дешевы и относительно неплохо держат заряд — хороший автомобильный аккумулятор разряжается в среднем на 5 % в месяц или на 50 % за год. Именно этот тип аккумуляторов традиционно используется в источниках бесперебойного питания (ИБП). Так как там батареи пребывают в тепличных условиях (постоянно подзаряжаются), то срок службы аккумуляторов в ИБП может достигать 5–7 лет.

СКА заряжать довольно просто (они не очень боятся перезаряда), автоматические зарядники для автомобильных СКА доступны каждому. В радиолюбительской практике герметизированные СКА можно рекомендовать для питания мощных устройств (например, содержащих электродвигатели).

Для **никель-кадмиевых** (NiCd) аккумуляторов также характерна высокая нагрузочная способность (хотя и поменьше, чем для СКА), но есть у них и три капитальных недостатка. Первый: относительно малая удельная энергоемкость (хотя и несколько большая, чем у СКА) — 45–60 Вт·ч/кг. Второй: нелюбовь к зарядке не «с нуля» — так называемый *эффект памяти*. Третий: высокий саморазряд — до 10 % в первые сутки, потом около 10 % в месяц.

Правильный режим зарядки NiCd-аккумуляторов — сначала полная разрядка (формально — до напряжения 1 В на элемент), а потом уже полная зарядка. Потому для NiCd-аккумуляторов рекомендуется вырабатывать заряд до полного «умирания» устройства — редкие зарядные устройства позволяют себе тратить время на предварительную разрядку. «Фирменная» зарядка производится до достижения определенного напряжения с дополнительным контролем по температуре (так работают зарядники, например, к дорогому электроинструменту). Более простой способ — заряжать определенным током в течение конкретного времени. Это лишний аргумент для того, чтобы предварительно разряжать батарею, потому что иначе определить необходимое время затруднительно. Правда, и умеренной перезарядки NiCd-аккумуляторы боятся меньше, чем рассматриваемые далее NiMH.

NiCd-аккумуляторы традиционно используются там, где требуется высокая нагрузочная способность и большой кратковременный ток. В первую очередь это электроинструмент, снабжаются такими аккумуляторами и профессиональные ТВ-камеры, шахтерские фонари или мобильные радиостанции. Одно из крупных пре-

имущества NiCd — это единственный тип, который без последствий может храниться полностью разряженным.

Никель-металлгидридные (NiMH) — это все пальчиковые аккумуляторы, которые продаются в киосках. Номинальная емкость для элементов одного размера различается, и обычно написана на них большими буквами. Когда-то эту нишу занимали NiCd (они еще выпускались с этикетками на белом фоне, чтобы отличить от батареек), но «зеленые» настояли, и теперь NiCd можно приобрести лишь в специализированных точках продаж. Конечно, дело не только в загрязнении окружающей среды — NiMH-аккумуляторы имеют большую, чем NiCd, удельную емкость (60–120 Вт·ч/кг) и не склонны к «эффекту памяти», потому заряжать их можно не обязательно «с нуля». Зато они боятся глубокого разряда (хотя и не в такой степени, как СКА), и хранить их надо хотя бы частично заряженными. При этом они имеют самый высокий из всех типов саморазряд (вдвое больше, чем у NiCd) и страшно не любят перезарядки, потому что сильно нагреваются в конце процесса заряда (это, кстати, может служить одним из признаков того, что зарядку пора заканчивать). Типичные кривые зависимости напряжения от времени работы для таких аккумуляторов показаны на рис. 9.4.

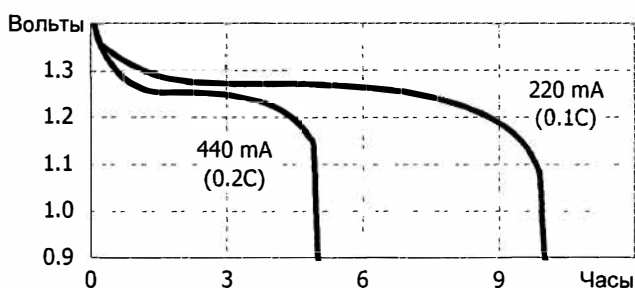


Рис. 9.4. Типовые разрядные кривые NiMH-аккумулятора типоразмера AA емкостью 2200 мА·ч при 20 °C (по данным Energizer Holdings, Inc.)

Как ни старались, но заставить NiMH отдавать большой импульсный ток при перегрузках не удалось. Тем не менее, NiMH-элементы сейчас наиболее распространены среди универсальных аккумуляторов для бытовой электронной аппаратуры, исключая только такую, где зарядное устройство целесообразно встроить в сам прибор или «бесплатно» прикладывать к нему. Дело в том, что Li-ion-разновидность, о которой пойдет речь далее, абы как заряжать решительно не рекомендуется, и лишь «фирменный» зарядник гарантирует, что все будет как надо.

Прежде всего отметим главную, и очень удобную черту **литий-ионных (Li-ion)** аккумуляторов — никакого «эффекта памяти» они не имеют, и вообще никакой профилактики (в виде специальной «тренировки» при хранении) не требуют. Но это мало помогает — Li-ion отличаются еще и тем, что портятся просто при хранении практически так же, как и во время эксплуатации. А вот будете ли вы их разряжать до конца или подзаряжать каждые полчаса — от этого почти ничего не зависит (допустимое число циклов заряд-разряд превышает 1000), причем частая

дозарядка для этого типа даже предпочтительнее, т. к. хранить их полагается в заряженном виде.

Li-ion-аккумуляторы отличаются большой энергоемкостью (110–160 Вт·ч/кг) и малым саморазрядом — менее 10 % в месяц, причем около трети этой величины обусловлено потреблением встроенных схем защиты. Схемы защиты нужны потому, что эти аккумуляторы совершенно не выносят перезаряда и при нарушении режима просто взрываются без предупреждения. Li-ion также плохо относятся к низким температурам. Все эти качества в совокупности и обусловили область применения Li-ion — для мобильных устройств с собственным зарядным устройством (сотовые телефоны, ноутбуки и т. п., в последнее время ими также стал снабжаться электроинструмент).

Литий-полимерные (Li-pol) аккумуляторы — разновидность Li-ion, которая отличается в худшую сторону тем, что совершенно не выносит низких температур (ниже 0 °С они отказываются работать) и имеет меньшую долговечность (100–200 циклов заряд-разряд). Зато они имеют «твердый» электролит, похожий на обычную пластиковую пленку, что позволяет делать батареи очень тонкими (до 1 мм), гибкими или имеющими произвольную форму. В силу этого обстоятельства аккумуляторы Li-pol нашли широкое применение, например, в планшетах.

Использования литий-ионных аккумуляторов в радиолюбительской практике мы здесь не будем касаться — это совершенно отдельная тема.

ЗАРЯДКА АККУМУЛЯТОРОВ

В радиолюбительской практике и в быту обычно приходится самостоятельно заряжать универсальные аккумуляторы: пальчиковые NiMH или, изредка, NiCd-разновидности. Самому соорудить для них зарядные устройства бессмысленно, проще и дешевле их приобрести. В любом случае лучше не использовать дешевый блок зарядки без автоматики, внутри которого всего только и есть, что диод да ограничивающий ток резистор. Взрываются такие аккумуляторы, скорее всего, не станут, а вот перезаряда они не любят и быстро от этого портятся (NiCd, в частности, имеют привычку при регулярной перезарядке вздуваться). Если все же вам жаль потратиться на приличный «интеллектуальный» зарядник фирмы AcmePower или Sony, то покупайте хотя бы такой, который имеет таймер для своевременного выключения. Правда, таймер обычно рассчитывается на «среднепотолочную» емкость, но в описании к заряднику должно быть указано, на какую емкость номинально он рассчитан.

Как правильно рассчитать время заряда, если у вас нет «умного» зарядника или емкость отличается от номинальной? Просто поделите энергоемкость аккумулятора (в мА·ч) на зарядный ток, который выдает ваше устройство (в мА), и вы получите время в часах, которое нужно умножить примерно на 1,3–1,4. Если величина тока не указана, то в инструкции обычно приводится таблица времени зарядки в зависимости от емкости, тогда ток можно ориентировочно подсчитать самостоятельно, можно и попытаться померить его мультиметром. Обычный «универсальный» режим заряда, который не может повредить никакому аккумулятору (кроме, конечно, литиевых), предполагает зарядку током в одну десятую от емкости — например, AA-тип емкостью 2000 мА·ч надо заряжать 13–14 часов током 200 мА. Разумеется, этот расчет относится к полностью разряженному аккумулятору, т. к. точный расчет времени при частичном разряде — задача практически нерешаемая.

Вторичные линейные источники питания

Остальные варианты источников питания мобильными не являются и носят общее название *вторичных источников питания* (ИВЭП — источники вторичного электропитания), потому что они преобразуют энергию бытовой электросети в нужное напряжение постоянного тока. Для малопотребляющих конструкций, вроде рассматриваемых в этой книге, используются обычные трансформаторные («линейные») источники в силу их простоты, надежности и дешевизны, к рассмотрению которых мы сейчас и перейдем.

Но перед этим упомянем еще об одной альтернативе, которая была весьма модной в радиолюбительских кругах в советские времена — бестрансформаторные источники питания от сети. Вы можете наткнуться на нечто подобное, если перелистаете старые журналы «Радио». В связи с этим следует сказать только одно:

***НИКОГДА НЕ СТРОЙТЕ ПРИБОРА,
РАБОТАЮЩЕГО ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА БЕЗ ТРАНСФОРМАТОРА!***

Это опасно для жизни — ваша схема будет всегда находиться под высоким напряжением относительно земли (земли без кавычек — т. е. водопроводных труб, батарей отопления и т. п.). Если схема предназначена для управления мощной сетевой нагрузкой, то это управление следует обязательно осуществлять через гальванически развязывающие элементы: реле, оптроны, электронные реле, трансформаторы и т. п.

Единственное исключение вы встретите в следующей главе, где будет идти речь об управлении мощной нагрузкой — там безопасность должна обеспечиваться конструктивными методами (изоляция корпуса, элементов управления и пр.).

Трансформаторы

Основой трансформаторных источников служит сетевой трансформатор. Независимо от конкретной конструкции, трансформаторы всегда устроены по одному принципу — на замкнутом каркасе из металлических пластин или ленты находятся несколько обмоток. Две самые распространенные разновидности трансформаторов — с Ш-образным и тороидальным сердечником — схематично показаны на рис. 9.5. Если есть выбор, то лучше предпочесть тороидальный трансформатор — у него меньшее магнитное поле рассеяния и, главное, в случае чего на него легко домотать недостающие обмотки или добавить витков к имеющимся. При выборе трансформатора следует предпочесть те, которые залиты компаундом (в старинных конструкциях употреблялся просто парафин). Или, по крайней мере, у трансформаторов с Ш-образным сердечником катушка с обмотками должна прочно, без люфта, держаться на стержне, а сами пластины должны быть обязательно плотно сжаты специальной скобой. Иначе трансформатор неизбежно будет во время работы гудеть.

Одна из обмоток называется *первичной* — т. к. мы рассматриваем сетевые трансформаторы, то она всегда рассчитана на сетевое напряжение. Найти ее, если характеристики обмоток неизвестны, не очень сложно — она всегда имеет наибольшее сопротивление из всех, причем для малогабаритных трансформаторов это сопро-

тивление может достигать сотен ом или даже нескольких килоом. Иногда она поделена на две, которые перед включением нужно соединить, а также может иметь отводы для более точной подгонки напряжений или для обеспечения возможности переключения 220/120 В. Сравнивая сопротивления выводов между собой, можно найти эти отводы. Другой способ нахождения первичной обмотки — она всегда намотана наиболее тонким проводом (вообще — чем толще провод, тем меньше напряжение на обмотке, как мы увидим далее). Исключение из этого правила представляют трансформаторы от старинной ламповой техники (там самым тонким проводом наматывают обмотку анодного напряжения), но для современных схем они не годятся (и хранить их «на всякий случай» не стоит даже завзятым бархольщикам).

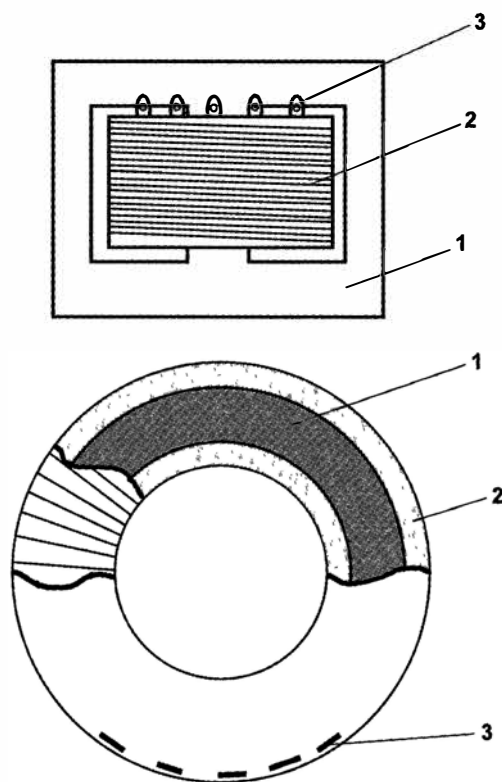


Рис. 9.5. Трансформаторы с Ш-образным и тороидальным сердечником:
1 — сердечник, 2 — обмотки; 3 — выводы обмоток

Остальные обмотки — *вторичные*, их можно соединять между собой в любой комбинации. Обмотки имеют начало и конец. Для суммирования напряжений обмоток надо соединять конец одной обмотки с началом другой. Смысл понятий начала и конца обмоток прост — где начинали мотать обмотку, там и начало. Если намотать следующую обмотку *в том же направлении* (а так всегда и поступают), то у нее начало будет с той же стороны, что и у первой. Если это фабричный трансформатор, и выводы у него нумерованы, то нечетные выводы принимаются за начала об-

моток, а четные — за концы, т. е. при соединении двух обмоток с нумерацией выводов 1–2 и 5–6 для сложения напряжений нужно соединить вывод 2 первой обмотки с выводом 5 второй (или вывод 1 первой с выводом 6 второй), а оставшиеся выводы 1–6 (или 5–2) будут, соответственно, началом и концом объединенной обмотки. Для серийно выпускающихся трансформаторов в торгующих ими организациях имеются справочники по типовым разновидностям с указанием характеристик обмоток и нумерации их выводов.

Расчет сетевого трансформатора

Я надеюсь, что вам никогда не придется самим мотать сетевые трансформаторы, но все же приведу полуэмпирическую, но проверенную практикой, методику для их расчета, т. к. некоторые из формул могут вам пригодиться для доработки серийных трансформаторов и определения характеристик трансформаторов, имеющихся в наличии. Кроме того, знание закономерностей расчета способствует правильному выбору при их приобретении.

Главное соотношение (можно назвать это *законом трансформатора*):

$$U_1/U_2 = n_1/n_2, \quad (1)$$

где:

- U_1 — напряжение первичной обмотки;
- U_2 — напряжение вторичной обмотки;
- n_1 — число витков первичной обмотки;
- n_2 — число витков вторичной обмотки.

Как видите, все необычайно просто. Если, скажем, первичная обмотка имеет 220 витков (это должен быть довольно мощный трансформатор, у маломощных число витков может составлять несколько тысяч), а вторичная — 22 витка, то при подключении к сети 220 В на вторичной обмотке будет 22 В. Токи находятся в обратном соотношении — если ток вторичной обмотки составляет 1 А, то первичная обмотка будет потреблять от сети 100 мА. Если вторичных обмоток несколько, то для определения потребления тока от сети их токи нужно пересчитать на первичную обмотку в отдельности (количество витков при этом знать необязательно, достаточно только напряжения), а затем сложить. Можно пойти и другим путем — суммировать мощности, потребляемые вторичными обмотками (которые равны произведениям токов на напряжения), а затем поделить полученную сумму на 220 — получим ток в первичной обмотке.

Кстати, из этого закона вытекает простой метод определения количества витков в обмотках готового трансформатора, если это зачем-то нужно — намотайте поверх имеющихся обмоток несколько витков любого провода, включите трансформатор и измерьте напряжение на этой импровизированной обмотке. Поделив количество намотанных витков на полученное значение напряжения, вы получите величину количества витков на один вольт, которая едина для всех обмоток, а далее пересчитать полученный результат уже не составляет трудностей.

При выборе напряжений вторичных обмоток учтите, что их нужно выбирать с запасом (это относится и к покупным трансформаторам) — под нагрузкой напряжение садится, и это просаживание тем больше, чем меньше мощность трансформатора. Поэтому, если вам задано минимально допустимое напряжение 7 В — выберите трансформатор с 9–10-вольтовой обмоткой, не ошибетесь.

Итак, сформулируем задачу: допустим, необходимо иметь трансформатор с двумя вторичными обмотками, рассчитанными на напряжение 27 В и ток 200 мА каждая, и еще одной обмоткой, рассчитанной на напряжение 9 В и ток до 3 А. Подсчитаем суммарную мощность: $27 \cdot 0,2 + 9 \cdot 3 = 37,8$ Вт, округляем до 40 Вт. Ток в первичной обмотке составит $40/220 = 0,18$ А, округляем до 0,2 А. Теперь у нас есть все исходные данные.

Сначала определяем сечение магнитопровода в см^2 (для Ш-образных трансформаторов это есть сечение центрального стержня, на котором находится катушка с обмотками, для тороидального — просто поперечное сечение тора). Это делается по формуле:

$$S = 1,15 \cdot \sqrt{P}, \quad (2)$$

где S — сечение в см^2 ; P — мощность в Вт. Получаем $7,3 \text{ см}^2$ — уже можно выбрать магнитопровод. Они стандартизированы, так что выбираем из справочника подходящий с округлением в большую сторону. По этой формуле также всегда можно определить неизвестную мощность имеющегося в наличии трансформатора — достаточно измерить сечение его магнитопровода.

Затем нужно подсчитать требующееся при такой мощности количество витков первичной обмотки:

$$n_1 = 50 \cdot U_1 / S, \quad (3)$$

где n_1 — число витков, U_1 — напряжение (220 В), S — рассчитанное ранее сечение в см^2 . Получаем 275 витков. Рассчитать теперь количество витков вторичных обмоток — дело техники, только не забывайте всегда округлять в большую сторону.

И, наконец, рассчитываем необходимый диаметр провода в мм^2 для каждой обмотки:

$$d_i = 0,8 \cdot \sqrt{I_i}, \quad (4)$$

где d_i — диаметр провода в i -й обмотке, а I_i — ток в этой обмотке. Получаем для первичной обмотки диаметр 0,36, для 27-вольтовых также 0,36, а для 9-вольтовой — 1,4 мм.

Все, расчет закончен. Формулу (4) стоит запомнить, т. к. она может пригодиться, если придется доматывать витки к имеющимся в наличии трансформаторам — сначала по приведенной ранее методике определяется количество витков на вольт, из чего определяется необходимое количество витков, а затем по формуле (4) — нужный диаметр провода.

Учтите, что закон трансформации (1) справедлив для всех видов трансформаторов, а вот все остальные соотношения, за исключением разве что (4), годятся только для расчета сетевых трансформаторов, работающих на частоте 50 Гц. Ни для каких

других трансформаторов (согласующих с ферритовыми сердечниками) эта методика не действует.

Ну, а теперь перейдем к более интересным вещам.

Простейший нестабилизированный однополярный источник питания

Схема простейшего источника питания приведена на рис. 9.6. Именно по такой схеме устроены почти все распространенные ныне блоки питания, встроенные в сетевую вилку. Иногда в них вторичная обмотка имеет несколько отводов и присутствует ползунковый переключатель, который коммутирует эти отводы, меняя выходное напряжение. Так как эти блоки весьма дешевы, то в случае, когда вам не требуется большой мощности, спокойно можно покупать такой блок, разбирать его и встраивать в ващу аппаратуру (или даже не встраивать — хотя, на мой вкус, громоздкие надолбы на розетках отнюдь не украшают интерьер, все время хотят вывалиться и к тому же не во всякую розетку влезают). Нужно только обратить внимание на допустимый ток нагрузки, который указан на корпусе блока. Что касается номинального напряжения, то этот вопрос мы сейчас рассмотрим.

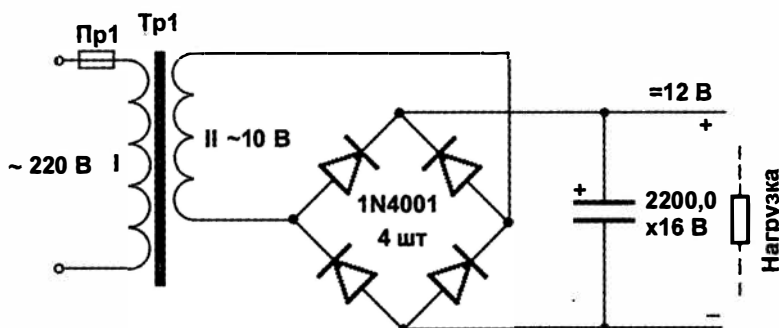


Рис. 9.6. Простейший нестабилизированный однополярный источник питания

Как работает эта схема? Здесь переменный синусоидальный ток со вторичной обмотки трансформатора (II) подается на конструкцию из четырех диодов, которая называется *диодным мостом* и представляет собой простейший двухполупериодный выпрямитель (есть и другие способы двухполупериодного выпрямления — см. далее рис. 9.14 и пояснения к нему). В мосте могут быть использованы любые типы выпрямительных диодов, лишь бы их предельно допустимый ток был не меньше необходимого (для указанных на схеме диодов 1N4001 это 1 А), а предельно допустимое напряжение — не меньше половины амплитудного значения входного переменного напряжения (т. к. в данном случае это всего 7 В, то здесь этому требованию удовлетворяют вообще все выпрямительные диоды на свете). Такие мосты выпускаются уже в сборе, в одном корпусе, на котором иногда даже нарисовано, куда подключать переменное и откуда снимать постоянное напряжения. Их, конечно, тоже можно и нужно использовать.

Проследим за работой моста. Предположим, что на верхнем по схеме выводе вторичной обмотки в данный момент переменное напряжение, поступающее с обмотки, больше, чем на нижнем. Тогда ток в нагрузку (она обозначена пунктиром) потечет через правый верхний диод моста, а возвратится в обмотку через левый нижний. Полярность на нагрузке, как видим, соблюдается. В следующем полупериоде, когда на верхнем выводе обмотки напряжение меньше, чем на нижнем, ток через нагрузку потечет, наоборот, через левый верхний диод и возвратится через правый нижний. Как видим, полярность опять соблюдается.

Отсюда и название такого выпрямителя — *двухполупериодный*, т. е. он работает во время обоих полупериодов переменного тока. Форма напряжения на выходе такого моста (в отсутствие конденсатора) соответствует пульсирующему напряжению, показанному на рис. 4.5, *а*. Естественно, такое пульсирующее напряжение нас не устраивает — мы хотим иметь настоящее постоянное напряжение без пульсаций, потому в схеме присутствует сглаживающий (фильтрующий) конденсатор, который вместе с выходным активным сопротивлением трансформатора и сопротивлением диодов представляет собой не что иное, как известный нам по *главе 5* интегрирующий фильтр низкой частоты. Все высокие частоты отфильтровываются, а на выходе получается ровное постоянное напряжение. К сожалению, такая идиллия имеет место только в отсутствие нагрузки, к чему мы вернемся чуть далее, а пока попробуем определить, какова величина этого постоянного напряжения на выходе фильтра.

В отсутствие нагрузки конденсатор с первых же полупериодов после включения питания заряжается до амплитудного значения пульсирующего напряжения, которое равно амплитудному значению напряжения на вторичной обмотке за вычетом падения напряжения на *двух* диодах, стоящих на пути тока. Так как в установившемся режиме через эти диоды ток весьма мал (только для подпитки собственных токов утечки конденсатора), то и падение напряжения на них мало и в сумме составляет менее 1 В. Амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке равно $10\sqrt{2} = 14,1$ В, так что на холостом ходу напряжение на выходе источника составит чуть более 13 В.

При подключении нагрузки происходит сразу много событий. Во-первых, снижается напряжение на вторичной обмотке — трансформатор имеет конечную мощность. Во-вторых, увеличивается падение напряжения на диодах, которое может при максимально допустимом для них токе достигнуть 1 В на каждом. В-третьих, и в-главных, во время «провалов» пульсирующего напряжения нагрузка питается только за счет того, что через нее разряжается конденсатор. Естественно, напряжение на нем при этом каждый раз немного снижается. Поэтому график выходного напряжения при подключенной нагрузке представляет собой уже не ровную постоянную линию, а выглядит примерно так, как показано на рис. 9.7 (причем снижение входного напряжения за счет «просаживания» трансформатора здесь не учитывается). То есть выходное напряжение немного пульсирует — тем больше, чем больше ток в нагрузке, и тем меньше, чем больше емкость конденсатора. Именно поэтому в источниках применяют электролитические конденсаторы столь большой емкости. Наличие пульсаций также снижает постоянную составляющую выходного напряжения.

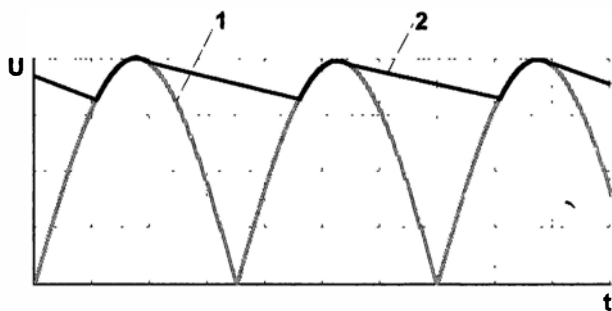


Рис. 9.7. Вид пульсаций на выходе нестабилизированного источника:

- 1 — исходное пульсирующее напряжение в отсутствие фильтрующего конденсатора;
2 — выходное напряжение при наличии фильтрующего конденсатора и нагрузки

В данной схеме избавиться от этих пульсаций полностью невозможно, как бы вы ни увеличивали емкость. Кстати, а как подсчитать нужную емкость? В принципе, это возможно, если задаться необходимым уровнем пульсаций, но мы здесь приведем только эмпирическое и весьма приблизительное правило — на каждый ампер нагрузки достаточно конденсатора от 1000 до 2200 мкФ. Первая величина ближе к тому случаю, когда на выходе такого источника предполагается поставить стабилизатор напряжения, вторая — если такого стабилизатора не предполагается.

Все указанные причины совместно приводят к тому, что под нагрузкой сверхмаломощные источники (вроде тех, что со встроенной вилкой) могут выдавать в полтора-два раза меньшее напряжение, чем на холостом ходу. Поэтому не удивляйтесь, если вы приобрели такой блок с указанным на шильдике номинальным напряжением 12 В, а мультиметр на холостом ходу показывает аж все 18!

Чтобы покончить с темой простейшего источника, нужно сказать пару слов об указанном на схеме предохранителе Пр1. В упомянутых блоках со встроенной вилкой предохранитель часто отсутствует, и это вызвано, кроме стремления к удешевлению блока, очевидно, тем обстоятельством, что маломощный трансформатор сам служит неплохим предохранителем — провод первичной обмотки у него настолько тонок и сопротивление его настолько велико, что при превышении допустимого тока обмотка довольно быстро сгорает, отключая весь блок (после чего его, естественно, остается только выбросить). Но в стационарных устройствах и, тем более, в устройствах большей мощности предохранитель должен быть обязательно. Обычно его выбирают на ток в два-четыре раза больший, чем расчетный максимальный ток первичной обмотки.

Приведем еще одну полезную схему нестабилизированного источника, на этот раз двуполярного, т. е. выдающего два одинаковых напряжения относительно средней точки — «земли» (рис. 9.8). Пояснений она не требует, потому что очень похожа на однополярную, только возврат тока в обмотки от обеих нагрузок происходит непосредственно через общую «землю», минуя диодный мост. В качестве упражнения предлагаю вам самостоятельно разобраться, как она работает. Вторичные обмотки (II и III) здесь, в сущности, представляют собой две одинаковые половины одной

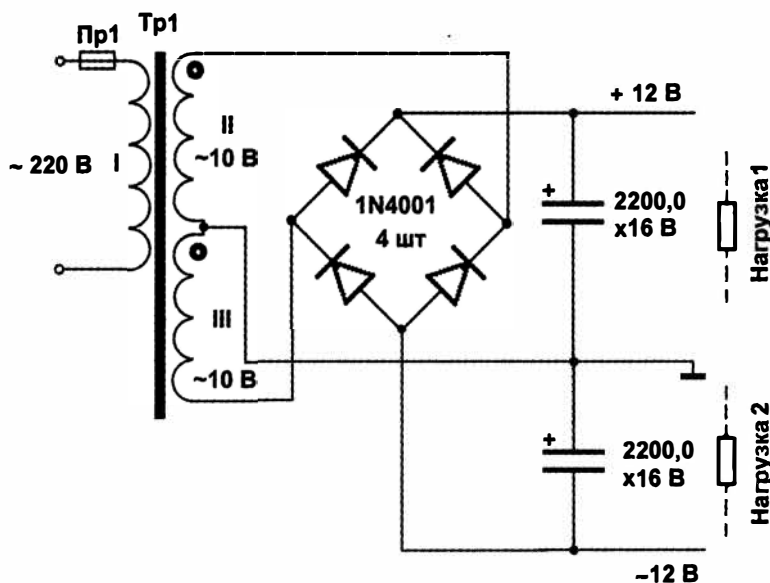


Рис. 9.8. Нестабилизированный двуполярный источник питания

обмотки. Жирными точками около вторичных обмоток обозначены их начала, чтобы не перепутать порядок их соединения.

Стабилизаторы

Простейший стабилизатор — это стабилитрон, который мы рассматривали в главе 7. Если параллельно ему подключить нагрузку R_n (рис. 9.9, а), то напряжение на ней останется стабилизированным до тех пор, пока ток через нее не будет слишком велик. Рассчитывается схема так, чтобы в отсутствие стабилитрона напряжение в средней точке делителя из $R_{ст}$ и R_n было не ниже номинального напряжения стабилизации стабилитрона $U_{ст}$, иначе при его подключении ток через него не пойдет, и стабилитрон не откроется. В результате максимальный ток, который мы можем получить в такой схеме, не превышает нескольких десятков миллиампер — в зависимости от мощности стабилитрона. Такой стабилизатор называют еще *параметрическим*.

Вы зададите вопрос — а зачем здесь конденсатор? Ведь в нестабилизированном источнике, который мы рассмотрели ранее, и откуда поступает напряжение на этот стабилизатор, один фильтрующий конденсатор уже имеется, не так ли? Ответ простой: на выходе всех типов стабилизаторов всегда ставится конденсатор, как и до них. Он позволяет сгладить наличие остаточных пульсаций, которые все равно просочатся на выход, потому что стабилитрон имеет свое дифференциальное сопротивление, и при изменении входного напряжения или тока в нагрузке напряжение на нем также будет меняться, хоть и в небольшой степени. Величина емкости здесь может быть значительно меньше, чем на выходе выпрямительного моста, но не жадничайте — стоимость конденсаторов нынче такова, что поставить здесь кон-

денсатор емкостью, к примеру, 470 мкФ ничто вам помешать не может, а по размерам и стоимости он будет мало отличаться от такого же, но емкостью 47 мкФ. Для интегральных стабилизаторов, которые мы будем рассматривать далее, конденсатор на выходе положен по рекомендациям производителя, но он может быть меньше, — обычно рекомендуется ставить керамический, емкостью 0,1–1 мкФ.

Значительно интересней схема на рис. 9.9, б. Здесь транзистор включен эмиттерным повторителем, который, во-первых, имеет высокое входное сопротивление (поэтому ток через стабилитрон мало зависит от изменений тока в нагрузке), во-вторых, служит усилителем тока (подробности см. в главе 6). То есть мощностные возможности здесь определяются только транзистором. Конденсатора здесь целых два: первый помогает сглаживать пульсации на стабилитроне, второй — оставшиеся пульсации на выходе транзистора.

При указанных на схеме параметрах она выдаст нам около 1 А. Статический коэффициент передачи тока для транзистора КТ815А равен (по справочнику) 40, поэтому базовый ток при 1 А на выходе должен составить не менее 25 мА, а ток через стабилитрон КС156А ни при каких условиях не должен быть меньше 3 мА (минимальное допустимое значение). Из этих соображений выбирается величина сопротивления $R_{CT} = 200 \text{ Ом}$.

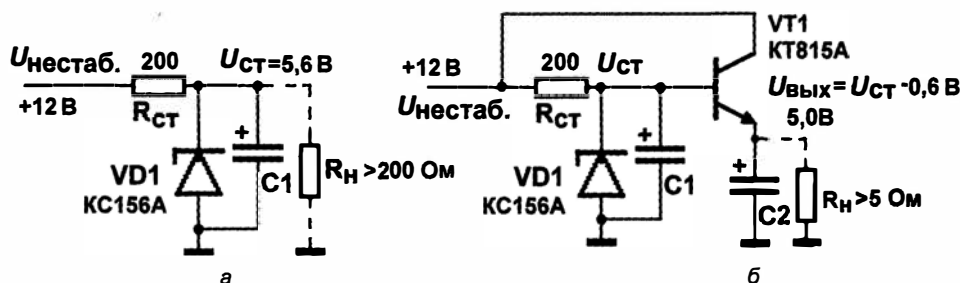


Рис. 9.9. Два стабилизатора для источников питания: а — самый простой на стабилитроне; б — с эмиттерным повторителем

Да, кстати, а какая мощность выделяется на «проходном» транзисторе VT1? Не такая уж и маленькая: $(12 \text{ В} - 5 \text{ В}) \cdot 1 \text{ А} =$ целых 7 Вт! То есть его явно надо ставить на радиатор, методику расчета которых мы будем рассматривать далее. Отсюда виден главный недостаток подобных аналоговых стабилизаторов — низкий КПД. В данном случае он всего около сорока процентов (проверьте!), остальное рассеивается в пространстве. Мы можем его несколько повысить, снижая входное напряжение, но только до определенного предела — здесь он равен примерно 8 В, иначе эта схема не справится. Помните, однако, что 8 В — это действительно нижний предел, а не среднее значение пульсирующего напряжения на выходе конденсатора фильтра, которое показывает вольтметр — если вы еще раз взглянете на рис. 9.7, то поймете, о чем я. В противном случае стабилизатор просто перестанет стабилизировать. Потому всегда следует иметь запас, и не слишком маленький.

Заменой *n-p-n*-транзистора на *p-n-p* с соответствующим изменением всех полярностей (в том числе переверотом конденсаторов и стабилитрона) на обратные, мы по-

лучим стабилизатор отрицательного напряжения. А для получения большего тока на выходе вместо обычного транзистора можно поставить транзистор с «супербейтой». Если мы заменим КТ815 на «дарлингтоновский» КТ829, то можем «выжать» уже до 10 А, только для сохранения значения выходного напряжения вместо КС156А придется использовать КС162А. И не забудьте, что и нестабилизированный источник тоже должен обеспечить такой ток, да и радиатор придется ставить существенно больший!

Идя по этому пути, мы можем построить недорогой двуполярный источник питания для нашего усилителя из главы 8. Если вы ее внимательно перечтете, то сообщите, что номинальная мощность источника для такого усилителя должна составлять не менее 100 Вт (пиковый ток в нагрузке может достигать 3,3 А при максимальной выходной мощности усилителя) или по 50 Вт на каждом из двуполярных напряжений по 15 В. Соответствующая этим условиям схема источника питания для усилителя, описанного в главе 8, приведена на рис. 9.10. Я привожу ее без пояснений, потому что всеми необходимыми сведениями, чтобы в ней разобраться, вы уже обладаете. Стабилитрон 1N4745А — достаточно мощный (ток стабилизации — до 57 мА), с напряжением стабилизации 16 В. Светодиоды (VD7, VD8) сигнализируют о наличии напряжения по обоим каналам.

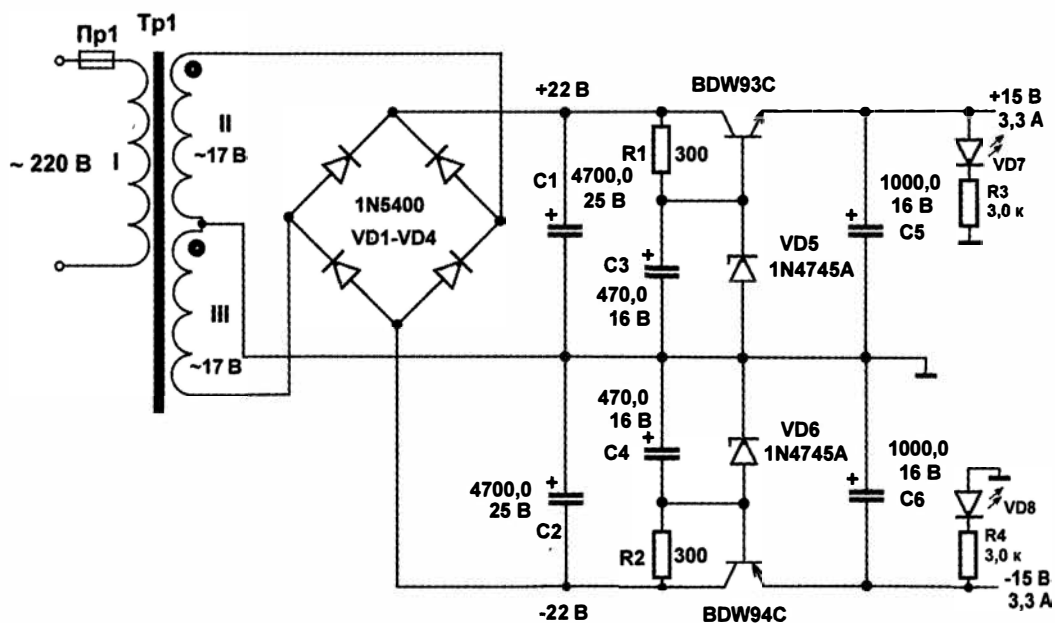


Рис. 9.10. Мощный двуполярный стабилизатор на ± 15 В, 4 А (для усилителя из главы 8)

Интегральные стабилизаторы

Совершенно естественным ходом было бы упаковать типовой узел, состоящий из стабилитрона, транзистора и резистора в одну микросхему. Однако выдающийся

схемотехник и разработчик аналоговых микроэлектронных устройств Р. Видлар, о котором мы еще вспомним в связи с изобретением интегрального операционного усилителя, рассудил несколько иначе.

Действительно, такая простейшая схема, как на рис. 9.9, б, обладает целым рядом недостатков, главным из которых является низкий коэффициент стабилизации. В зависимости от входного напряжения и от выходного тока напряжение на выходе может довольно сильно меняться и медленно отрабатывать быстрые изменения в нагрузке. Поэтому наилучшим выходом было бы использовать в стабилизаторах принцип отрицательной обратной связи, с которым мы уже отчасти познакомились, изучая работу звукового усилителя в главе 8. Далее мы более подробно рассмотрим стабилизатор с обратной связью, а пока заметим, что такую схему не особенно трудно построить и на дискретных транзисторах, но с повышением качества ее сложность и, соответственно, стоимость резко возрастают. А вот в производстве микросхем безразлично — три транзистора они содержат или тридцать. Кроме того, все транзисторы находятся на одном кристалле и имеют одинаковую температуру и близкие характеристики, что недостижимо в дискретных схемах. Видлар этим воспользовался и сконструировал микросхему $\mu A723$, которая и положила основу современным семействам интегральных стабилизаторов.

Наиболее широко распространена и доступна серия стабилизаторов LM78/79хх. Имейте в виду, что семейство LM содержит и другие типы микросхем, и это название не должно вас смущать. Выпускаются они очень многими производителями, вследствие чего буквы могут отличаться, но цифры остаются теми же. Цифры означают вот что: первые две — наименование серии (78 — стабилизатор положительного напряжения, 79 — отрицательного), вторые две — напряжение стабилизации (напр. 7805 — пятивольтовый стабилизатор положительного напряжения). Выпускаются аналоги этой серии и в России, однако принцип наименования у нас другой — это серия 142ЕНхх и др. Напряжения стабилизации в серии LM78/79 фиксированы, однако имеются и регулируемые типы (LM317, КР142ЕН12).

На рис. 9.11 приведена типовая схема включения такого стабилизатора и показано, как он может выглядеть внешне. В корпусе ТО-220, как на рисунке, такой стабилизатор может выдать ток до 2,4 А, если рассеиваемая мощность не превышает 20 Вт (с радиатором, естественно). Но есть большой выбор и других корпусов, включая корпуса для поверхностного монтажа. Особенно удобен маленький корпус ТО-92 (тогда в название вклинивается буква L, напр. 78L05) — он позволяет стабилизировать питание отдельных узлов независимо друг от друга, избежав таким образом их взаимного влияния. Выходной ток стабилизаторов LM78L/79L в корпусе ТО-92 — до 100 мА. Их, вообще-то, можно использовать и вместо стабилитронов в схемах по типу рис. 9.9, б, но выходное напряжение будет тогда ниже стандартного на величину падения напряжения U_{60} .

Разумеется, серия 78/79хх — не единственная в своем роде, есть и множество других, аналогичных по функциональности. Так, стабилизаторы серий LM2931 (5-вольтовый) или LP2950 (на напряжение 5 В, 3,3 В и 3 В) с выходным током до 100 мА отличаются сверхмалым собственным потреблением (несколько десятков

микроампер) и сверхнизкой разницей напряжений на входе и выходе, при которой стабилизатор еще выполняет свои функции (достаточно перепада в несколько сотен милливольт, только не забывайте про пульсации!).

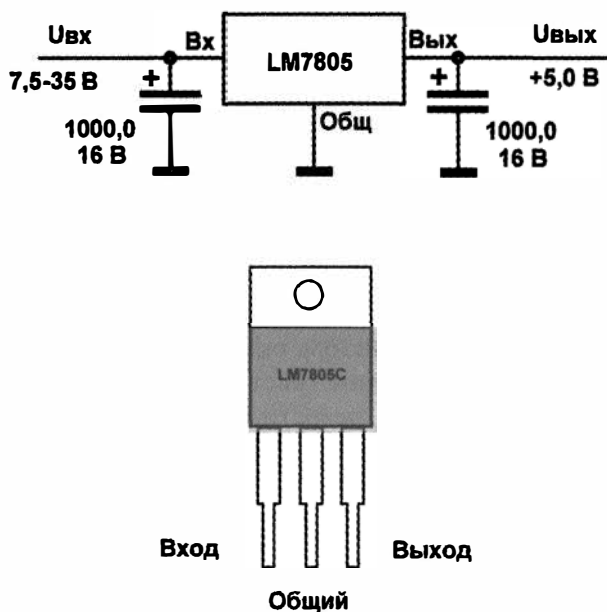


Рис. 9.11. Схема включения интегрального стабилизатора

Однополярный регулируемый источник питания

Схема на рис. 9.12 представляет собой лабораторный источник питания, который, как я обещал вам еще в *главе 2*, можно изготовить самим. Взглянув на эту схему, вы можете сначала слегка растеряться — настолько вам покажется все незнакомо. На самом деле там есть только одна вещь, которую мы еще «не проходили», — микросхема *операционного усилителя* (ОУ) DA1. Подробно с ОУ мы будем знакомиться в *главе 12*, а сейчас нам важно только вот что: ОУ всегда стремится сделать так, чтобы потенциалы входов, обозначенных «плюс» и «минус», были равны. Эти входы эквивалентны входам дифференциального усилителя, у которого, как вы помните, потенциалы входов тоже связаны между собой (на самом деле внутри микросхемы на входе ОУ действительно стоит дифференциальный каскад). Для того чтобы это осуществлялось на практике, ОУ включают с отрицательной обратной связью с выхода на тот вход, который обозначен знаком «минус». В схеме, показанной на рис. 9.12, такая связь осуществляется весьма заковыристым способом, и для того чтобы понять, как это происходит, давайте посмотрим на рис. 9.13, на котором изображена та же самая схема, но в предельно упрощенном варианте.

Предположим, что R_1 и R_2 на рис. 9.13 равны между собой. Какое напряжение будет на выходе, т. е. на эмиттере транзистора VT1? Определить это очень просто.

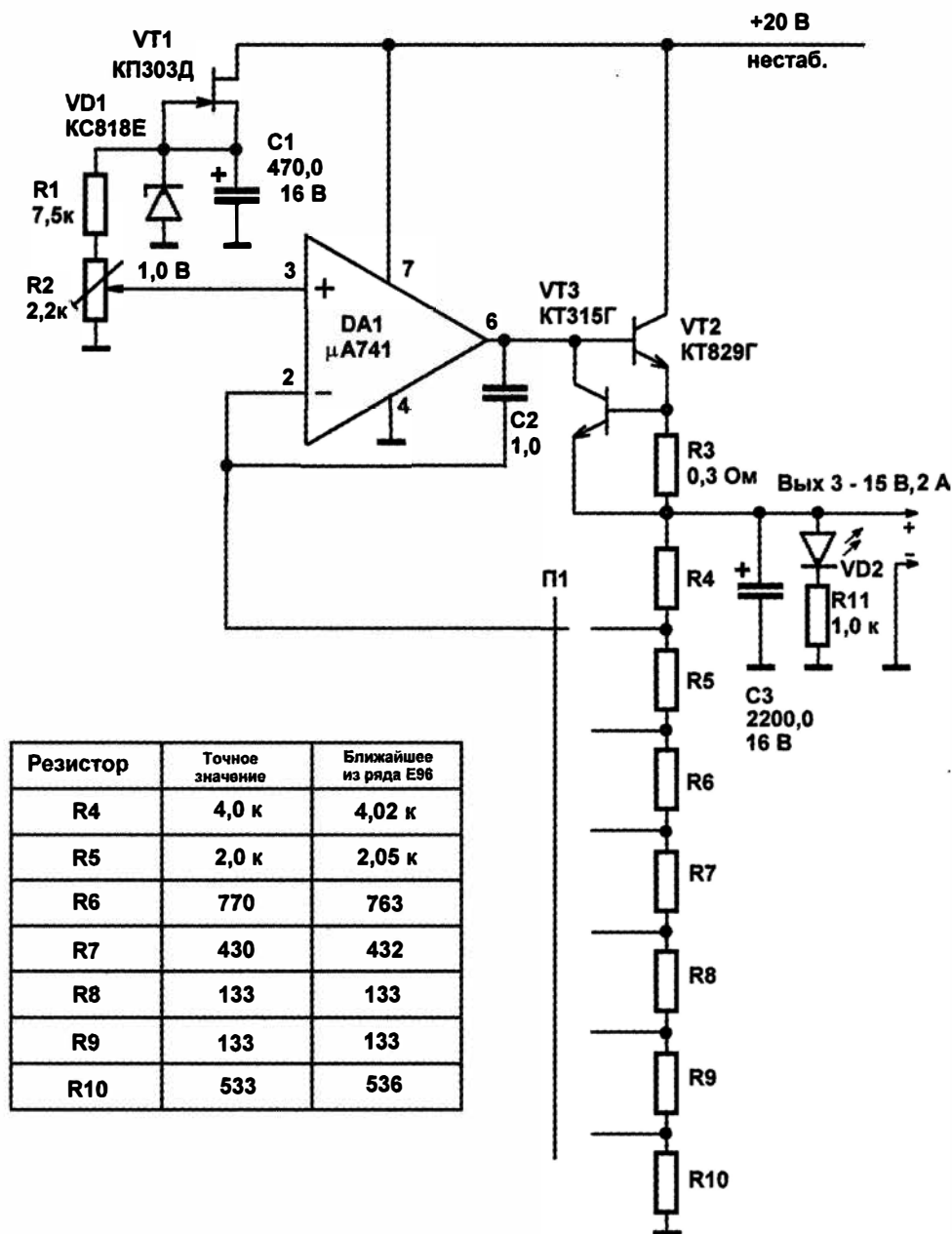


Рис. 9.12. Схема лабораторного источника питания

Если на «плюсовом» входе ОУ напряжение 1 В, как обозначено на схеме, то на минусовом тоже должен быть 1 В, как мы только что узнали. При каком условии это возможно? Только если на верхнем выводе R1, т. е. на выходе всей системы, будет 2 В — ведь R1 и R2 делят это напряжение пополам. То есть ОУ автоматически установит на базе транзистора VT1 такое напряжение, чтобы на его эмиттере было

ровно 2 В (можно даже догадаться, какое именно — на 0,6 В больше, чем на выходе, т. е. 2,6 В, но на самом деле это нас мало интересует). А если предположить, что R_1 в два раза больше, чем R_2 ? Повторив предыдущие рассуждения, мы обнаружим, что на выходе должно быть 3 В. Отсюда можно вывести некоторую закономерность: система, показанная на рис. 9.13, усиливает напряжение, поданное на «плюсовой» вход, ровно в $(R_1/R_2 + 1)$ раз.

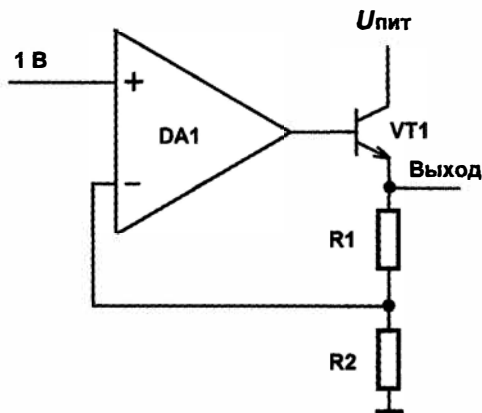


Рис. 9.13. Упрощенная схема лабораторного источника питания

Именно так и работает схема источника на рис. 9.12. Переключатель П1 имеет 6 положений, в каждом из которых он изменяет соотношение делителя в обратной связи таким образом, чтобы при напряжении 1 В на «плюсовом» входе на выходе получался некий ряд фиксированных напряжений. При указанных в таблице номиналах резисторов R_4 – R_{10} этот ряд будет следующим: 3; 5; 7,5; 10; 12 и 15 В, чего достаточно для большинства наших нужд.

Конечно, можно не возиться с переключателем и подбором сопротивлений, а просто поставить вместо цепочки R_5 – R_9 переменный резистор, равный сумме этих сопротивлений, по схеме потенциометра — эффект будет таким же, только напряжение станет меняться плавно: от 3 до 15 В. Однако иметь набор фиксированных напряжений намного удобнее — тут вы получите точно известное напряжение, а при плавной регулировке его каждый раз придется подгонять по вольтметру. Разумеется, бывают изредка ситуации, когда нужно получить напряжение, скажем, 4,75 вольта, но на этот случай лучше завести отдельный плавно регулируемый источник.

Делитель можно устроить совершенно по-разному — возьмите переключатель на 12 положений — получите переключение через 1 В. Пересчитать номиналы резисторов из описанного ранее общего соотношения несложно: так, если хочется вместо 10 В в приведенном ряду иметь 9 В, то номинал R_8 следует увеличить до 224 Ом, а R_7 — уменьшить до 205 Ом (при этом сумма сохранится, и остальные напряжения не изменятся). Можно добавить переменный резистор и плавно регулировать напряжение внутри каждого фиксированного диапазона. (Подумайте, как это сделать? Подсказка: переключатель должен быть на два направления.) Отме-

тим, что в этой схеме применять прецизионные резисторы С2-29В совершенно не обязательно — не те точности требуются. Поэтому можно требуемые номиналы просто подобрать из набора обычных, стараясь выдержать их как можно ближе к расчетным. Допускается также весь расчетный ряд умножить или поделить на любое число, лишь бы все значения изменились в одинаковой степени.

Границы, которыми следует при этом руководствоваться, — это нижний предел суммы всех резисторов в 1–2 кОм, а верхний — в пару десятков килоом.

Теперь перейдем к подробному рассмотрению остальных, вспомогательных узлов схемы. Монструозная конструкция с полевым транзистором наверху на самом деле всего лишь узел, который позволяет получить стабильное опорное напряжение ровно 1 В — от его стабильности точность шкалы выходных напряжений зависит напрямую.

В педагогических целях рассмотрим подробнее, как работает такая древняя схема. Полевой *n*-канальный транзистор VT1 включен источником тока, известным нам из главы 6 — когда потенциалы затвора и истока равны, то ток сток-исток мало зависит от напряжения на стоке. Этот ток питает прецизионный стабилитрон VD1 типа КС818Е, напряжение которого мало зависит от температуры (но очень даже зависит от тока). Если будете искать замену транзистору VT1, то в первую очередь надо смотреть на параметр, который называется *начальный ток стока* — именно такой ток будет протекать через стабилитрон в этой схеме, а стабилитрон Д818Е хорошо работает довольно в узком диапазоне токов: не менее 5 и не более 15 мА. Напряжение стабилизации стабилитрона равно 9 В, поэтому оно подается на делитель, составленный из большего постоянного (R1) и меньшего подстроечного (R2) резистора «под отвертку», с движка которого и снимается напряжение, равное 1 В.

Вместо всей этой конструкции, конечно, можно поставить небольшую микросхему — источник опорного напряжения или просто любой стабилизатор из серии LM, только сопротивление R1 придется пересчитать так, чтобы в среднем положении движка R2 на нем сохранилось около 1 В. Потенциометром этим можно плавно менять всю шкалу напряжений на выходе (но до определенного предела, ограниченного как снизу, так и сверху). Разумеется, эту цепочку вполне можно заменить двумя постоянными резисторами.

Теперь перейдем к транзистору VT3 вкупе с резистором R3. Эта простая и остроумная конструкция выполняет важнейшую функцию — она ограничивает выходной ток. Как это происходит? Обратите внимание, что весь выходной ток протекает через резистор R3, номинальное значение которого всего 0,3 Ом. В нормальном состоянии (например, на холостом ходу) падение напряжения на этом резисторе мало, поэтому транзистор VT3 закрыт, и весь этот фрагмент не оказывает никакого влияния на работу схемы. Когда же выходной ток достигает значения примерно 2 А, падение напряжения на нем достигает sacramентальных 0,6 В, транзистор VT3 приоткрывается и начинает шунтировать переход база-эмиттер силового транзистора VT2, прикрывая его. В результате схема приходит в равновесие — если бы VT3 приоткрылся еще больше, закрывая силовой транзистор, выходной ток бы упал, падение напряжения на R3 бы уменьшилось, VT3 бы приоткрылся, ну и т. д. — и все застывает на уровне 2 А выходного тока, даже при коротком замы-

кании на выходе! Как только избыточная нагрузка на выходе будет снята, схема автоматически вернется в нормальный режим. Если вместо резистора R3 поставить переключатель с набором сопротивлений, то можно регулировать уровень стабилизации выходного тока. Так, набор резисторов 0,3; 0,6; 1,2; 2,4; 6 и 62 Ом дадут ряд ограничений тока на уровне 2; 1; 0,5, 0,25 А, 100 и 10 мА.

Кстати, к следящему транзистору VT3 никаких требований не предъявляется — т. е., вообще никаких — можно взять любой кремниевый транзистор, только он должен быть маломощным (чтобы не шунтировать силовой транзистор токами утечки) и не составным по схеме Дарлингтона. А вот силовой транзистор, наоборот, должен быть именно дарлингтоновский, с «супербетой».

В этой схеме есть одно, однако большое НО. Заключается оно в том, что при коротком замыкании на выходе все напряжение питания будет падать на переходе коллектор-эмиттер транзистора VT2 — ему больше просто некуда деваться. То есть, выделяющаяся мощность на VT2 составит аж целых 40 Вт! И в нормальном режиме при маленьких установленных выходных напряжениях (3 или 5 В) и максимальной нагрузке эта мощность будет практически такой же. В этом и заключается главный недостаток рассматриваемой схемы, общий для всех линейных стабилизаторов — крайне низкий КПД.

Есть, впрочем, немало способов этот КПД повысить. Продаю идею простейшего из них, который годится именно для стабилизатора с дискретным набором выходных напряжений: надо взять трансформатор нестабилизированного источника, от которого питается вся эта схема, с несколькими обмотками на разное напряжение, а к переключателю делителя добавить еще одно направление переключения так, чтобы при снижении напряжения на выходе напряжение питания стабилизатора также снижалось (с учетом того, что минимальный перепад между входом и выходом здесь должен составить не менее 4–5 В, а если используется стабилитрон, как на рис. 9.12, то напряжение на входе должно быть не меньше 12 В). Есть и более изощренные способы — скажем, регулировать действующее значение выпрямленного пульсирующего напряжения перед фильтром с помощью тиристорного моста. Но в таком случае схема настолько усложняется, что проще просто взять и построить импульсный источник.

И, наконец, несколько слов про основного нашего героя — операционный усилитель. Здесь указан классический ОУ типа $\mu A741$, который выпускается уже много десятков лет, и приведена нумерация выводов (цоколевка) для него. У него есть и отечественный аналог — КР140УД7 (учтите на будущее, что отечественные аналоги западных микросхем не всегда имеют ту же цоколевку, так что это на всякий случай надо проверять). Вообще же можно взять почти любой ОУ широкого применения с надлежащим допустимым питанием — но эти подробности мы будем рассматривать уже в *главе 12*.

В заключение этой темы — еще два слова о регулируемом двухполярном лабораторном источнике. Нет никакого смысла изобретать его специально — надо просто взять два одинаковых однополярных источника, разместить их в одном корпусе (и даже запитать их от одного трансформатора, но обязательно от разных вторичных обмоток), и вывести наружу все четыре выходные клеммы по отдельности. Со-

единия «плюс» одного источника с «минусом» другого перемычкой, вы получаете общую «землю» двухполярного источника, убирая перемычку — имеете два раздельных однополярных.

Рассеивание тепла

Сразу скажем — теоретической методики для расчета охлаждающих радиаторов не существует. По этому поводу можно написать не одну диссертацию или монографию (и написаны, и много), но стоит изменить конфигурацию охлаждающих ребер или стержней, расположить радиатор не вертикально, а горизонтально, приблизить к нему любую другую поверхность снизу, сверху или сбоку — все изменится, и иногда кардинально. Именно поэтому производители микропроцессоров или процессоров для видеокарт предпочитают не рисковать, а снабжать свои изделия радиаторами с вентилятором — принудительный обдув, даже слабенький, повышает эффективность теплоотвода в десятки раз, хотя нередко это совершенно не требуется (но они поступают по закону «лучше перебдеть, чем недобдеть», и это правильно). Здесь мы приведем только пару эмпирических способов, которые оправдали себя на практике и годятся для того, чтобы рассчитывать пассивные (т. е. без обдува) радиаторы для усилителя из главы 8 или для линейных источников питания из этой главы.

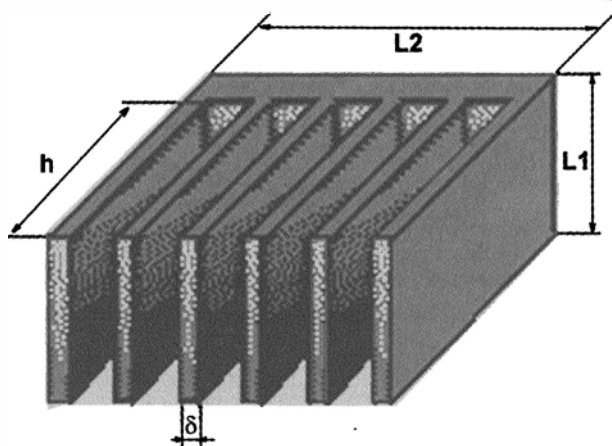


Рис. 9.14. Типичный пластинчатый радиатор

Сначала посмотрим, как рассчитывать площадь радиаторов, исходя из их геометрии. На рис. 9.14 схематично показан типичный пластинчатый радиатор. Для расчета его площади нужно к площади его основания прибавить суммарную площадь его ребер (также с каждой стороны). Если нижней стороной радиатор прижимается к плате, то лучше считать рабочей только одну сторону основания, но мы предположим, что радиатор «висит в воздухе» (как часто и бывает) и поэтому площадь основания удваивается: $S_{\text{осн}} = 2 \cdot L_1 \cdot L_2$. Площадь одного ребра (тоже с двух сторон): $S_p = 2 \cdot L_1 \cdot h$, но к этой величине нужно еще прибавить боковые поверхности ребра, площадь которых равна $S_{\text{бок}} = 2 \cdot h \cdot \delta$. Ребер всего 6, поэтому общая площадь радиа-

тора равна: $S = S_{\text{осн}} + 6 \cdot S_p + 6 \cdot S_{\text{бок}}$. Пусть $L_1 = 3$ см, $L_2 = 5$ см, $h = 3$ см, $\delta = 0,2$ см, тогда общая площадь такого радиатора 145 см^2 . Разумеется, это приближенный расчет (мы не учли, скажем, боковую поверхность основания), но для наших целей высокая точность и не требуется.

Вот два эмпирических способа для расчета рассеиваемой мощности в зависимости от площади поверхности, и пусть меня не слишком строго осудят за то, что никаких особенных научных выкладок вы здесь не увидите.

Способ первый и наипростейший — площадь охлаждающего радиатора должна составлять 10 см^2 на каждый ватт выделяющейся мощности. Так что радиатор с приведенными на рис. 9.14 размерами, согласно этому правилу, может рассеять 14,5 Вт мощности — как раз под наш усилитель с некоторым запасом. И если вас не жмут размеры корпуса, то вы вполне можете ограничиться этим прикидочным расчетом.

Если же хотите подсчитать поточнее, то вот один из более сложных способов, который годится для радиаторов средних размеров ($L_1 = 20\text{--}180$ мм, $L_2 = 40\text{--}125$ мм).

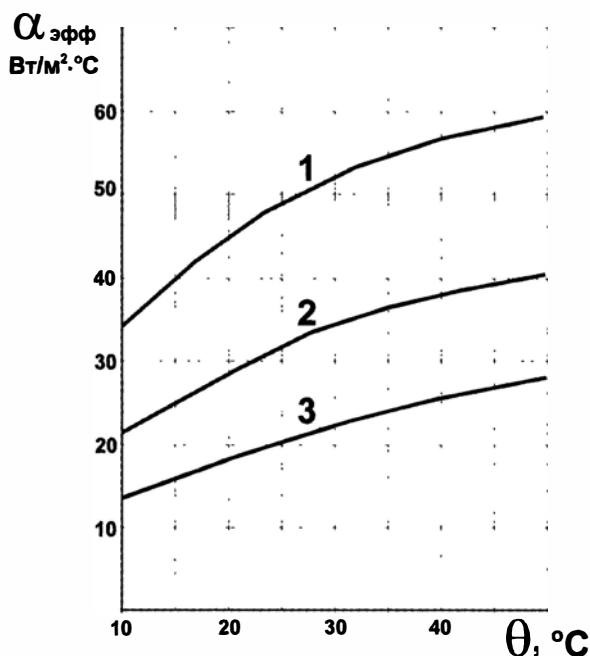


Рис. 9.15. Эффективный коэффициент теплоотдачи ребристого радиатора в условиях свободной конвекции при различной длине ребра:
1 — $h = 32$ мм; 2 — $h = 20$ мм; 3 — $h = 12,5$ мм

Для оценки тепловой мощности радиатора можно использовать формулу $W = \alpha_{\text{эфф}} \cdot \theta \cdot S$, где:

□ W — мощность, рассеиваемая радиатором, Вт;

□ $\alpha_{\text{эфф}}$ — эффективный коэффициент теплоотдачи, $\text{Вт/м}^2 \cdot ^\circ\text{C}$ (см. график на рис. 9.15);

□ θ — величина перегрева теплоотдающей поверхности, °C, $\theta = T_c - T_{oc}$ (T_c — средняя температура поверхности радиатора, T_{oc} — температура окружающей среды);

□ S — полная площадь теплоотдающей поверхности радиатора, м².

Обратите внимание, что площадь в эту формулу подставляется в квадратных метрах, а не сантиметрах.

Итак, приступим: сначала зададимся желательным перегревом поверхности, выбрав не слишком большую величину, равную 30 °C. Грубо говоря, можно считать, что при температуре окружающей среды 30 °C, температура поверхности радиатора составит 60 °C. Если учесть, что разница между температурой радиатора и температурой кристалла транзистора или микросхемы при хорошем тепловом контакте (о котором далее) может составить примерно 5 °C, то это приемлемо для практически всех полупроводниковых приборов. Высота ребер h у нас составляет 30 мм, поэтому смотрим на верхнюю кривую из графика на рис. 9.15, откуда узнаем, что величина коэффициента теплоотдачи составит примерно 50 Вт/м²·°C. После вычислений получим, что $W = 22$ Вт. По простейшему правилу ранее мы получили 14,5 Вт, а сейчас, проведя более точные расчеты, мы можем несколько уменьшить площадь, тем самым сэкономив место в корпусе. Однако повторим, если место нас не жмет, то лучше всегда иметь запас.

Радиатор следует располагать вертикально, и ребра также должны располагаться вертикально (как на рисунке), а поверхность его нужно покрасить в черный цвет.

Я еще раз хочу напомнить, что все эти расчеты очень приблизительны, и даже сама методика может измениться, если вы поставите радиатор не вертикально, а горизонтально, или ребра у него будут игольчатые вместо пластинчатых. К тому же мы никак не учитываем здесь тепловое сопротивление переходов кристалл-корпус и корпус-радиатор (просто предположив, что разница температур составит 5 °C).

Тем не менее, указанные методы дают хорошее приближение к истине, но если мы не обеспечим хороший тепловой контакт, все наши расчеты могут пойти насмарку. Просто плотно прижать винтом транзистор к радиатору, конечно, можно, но эффективно это будет только в том случае, если поверхность радиатора в месте прижима идеально плоская и хорошо отшлифована. Практически так никогда не бывает, поэтому радиатор в месте прижима покрывают специальной теплопроводящей пастой. Ее можно купить в магазинах, а иногда тюбик с такой пастой прикладывают к «кулерам» для микропроцессоров. Наносить пасту надо тонким, но равномерным слоем, не перебарщивать в количестве. Если на один радиатор ставятся два прибора, у которых коллекторы находятся под разным напряжением¹, то под корпус нужно проложить изолирующую прокладку, под крепежные винты — изолирующие пластиковые шайбы, а на сами винты надеть отрезок изолирующей кембриковой трубки длиной, равной толщине радиатора в месте отверстия (рис. 9.16).

¹ Транзистор надо изолировать от корпуса и в том случае, если радиатор с транзистором находится вне корпуса прибора.

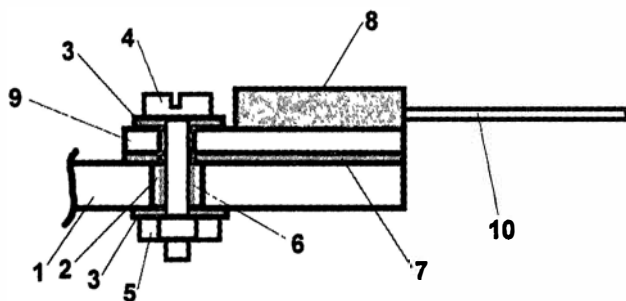


Рис. 9.16. Крепление транзистора в корпусе ТО-220 к радиатору при необходимости его изоляции:
 1 — радиатор; 2 — отверстие в радиаторе; 3 — изолирующие шайбы; 4 — стягивающий винт; 5 — гайка;
 6 — изолирующая трубка; 7 — слюдяная прокладка; 8 — пластмассовая часть корпуса транзистора;
 9 — металлическая часть корпуса транзистора; 10 — выводы транзистора

Самые удобные изолирующие прокладки — слюдяные, очень хороши прокладки из анодированного алюминия (но за ними надо внимательно следить, чтобы не процарапать тонкий слой изолирующего окисла) и из керамики (которые, впрочем, довольно хрупки и могут треснуть при слишком сильном нажиме). Кстати, за неимением фирменных прокладок можно использовать тонкую фторопластовую (но не полиэтиленовую, разумеется!) пленку, следя за тем, чтобы ее не прорвать. При установке на прокладку теплопроводящая паста наносится тонким слоем на обе поверхности: и на транзистор, и на радиатор.

Принудительное охлаждение и элементы Пельтье

Тема принудительного охлаждения слишком обширна, чтобы ее можно было сколько-нибудь подробно осветить в этой книге — тем более, что в радиолюбительской практике интенсивное охлаждение требуется редко. Потому мы опустим темы про обдув, про использование тепловых трубок и прочую экзотику, остановимся кратко лишь на применении *элементов Пельтье*. Эта тема заслуживает нашего внимания хотя бы просто как иллюстрация к принципу действия одного из самых интересных электронных приборов. Кстати, элементы Пельтье могут использоваться не только для охлаждения, но и для подогрева (простым изменением направления тока), т. е. с их помощью можно построить идеальный термостат, пригодный для любых условий внешней среды. И, что самое интересное, — они пригодны для выработки электроэнергии в небольших количествах, о чем несколько слов далее.

Эффект поглощения и выделения тепла в контакте из разнородных металлов при прохождении электрического тока был открыт в 1834 году французским часовщиком Жаном Пельтье. Интересно, что противоположный эффект (Зеебека, возникновения ЭДС в замкнутой цепи при контакте разнородных металлов, находящихся при различных температурах) был открыт на 13 лет раньше, но тогда еще физики не знали, что любой подобный эффект обратим, и предсказать эффект Пельтье не смогли. Как это было почти со всеми такими физическими явлениями (тензозф-

фект, пьезоэффект), вторую жизнь эффект Пельтье обрел с появлением полупроводников, где он проявляется гораздо сильнее. Современные элементы Пельтье изготавливаются из теллурида висмута с дозированными присадками селена и сурьмы.

Для того, чтобы правильно применять элементы Пельтье в системах охлаждения (или, неважно, подогрева), надо хорошо представлять себе, как они работают и каковы их ключевые характеристики. Потому давайте для начала проведем небольшой ликбез на эту тему.

Для тепловых насосов (к которым относится и домашний холодильник, и элемент Пельтье) понятие КПД неприменимо — отношение полезной работы к затраченной для них зависит от условий работы. Если кому будет понятней, можно провести такую аналогию — возьмите АА-батарейку и замкните контакты накоротко. Какой КПД у батарейки в таких экстремальных условиях? Очевидно, он равен нулю — потенциалы контактов равны, вся энергия расходуется на подогрев самой батарейки. Будет он равен нулю и в противоположном случае — когда батарейка просто лежит на столе, и тока в цепи нет (ну, или почти нет — какая-то часть энергии всегда уходит на саморазряд).

Для элементов Пельтье картина аналогичная, только в роли напряжения на контактах выступает разность температур, а в роли тока — количество переданного тепла. Если замкнуть между собой пластины элемента массивным куском меди, то разница температур будет равна нулю, а количество поглощаемого тепла — максимальным. Это максимальное количество тепла (*максимальная холодопроизводительность*) обозначается $Q_{\text{макс}}$ и служит одной из характеристик элемента. Если сделать наоборот — максимально изолировать пластины друг от друга и от внешней среды (например, поместив их в безвоздушное пространство), то количество переданного тепла будет равно нулю, а разность температур максимальна. Эта величина — тоже одна из главных характеристик элемента, и обозначается $T_{\text{макс}}$.

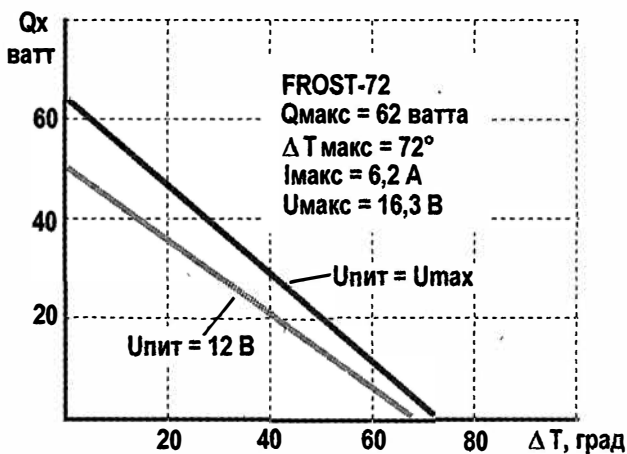


Рис. 9.17. Зависимость холодопроизводительности Q_x от разности температур пластин для элемента FROST-72

Типичный график в координатах температура-холодопроизводительность для реального элемента Пельтье размером 40×40 мм, поступающего в продажу под названием FROST-72, показан на рис. 9.17. Там же приведены максимальные значения электрических параметров этого элемента (для которых составлен верхний график). Как показывает нижняя линия, при меньших величинах напряжения питания прямая сдвинется вниз, т. е. тепловые показатели упадут. Из этих параметров можно подсчитать максимальную эффективность элемента (не путать с холодильным коэффициентом и, тем более, с КПД¹): потребляемая электрическая мощность составит $16,3 \times 6,2 \approx 100$ ватт, т. е. максимальная эффективность будет численно равна максимальной холодопроизводительности и составит 62 %.

Из этих данных легко рассчитать охладитель с элементом Пельтье, скажем, для компьютерного процессора. Если процессор в максимуме производительности выделяет, например, 50 ватт тепла, то единичный элемент типа FROST-72 с ним просто не справится, — при 12 вольтах питания он окажется близок к нулевому перепаду температур. В этом случае придется ставить два элемента, причем если их поставить параллельно рядом (теплораспределительная прокладка должна быть очень хорошей!), то на два следует умножать максимальное количество тепла, а если последовательно друг над другом, то удвоится максимальный перепад температур. Построив соответствующую прямую аналогично рис. 9.17, можно прикинуть, в каком режиме будут работать элементы и какой перепад температур они примерно обеспечат.

При этом стоит учитывать, что ошибиться в холодную сторону тоже не слишком хорошо — вспомните, что современные процессоры могут самостоятельно менять потребление в зависимости от нагрузки. И если вы рассчитали элемент на перепад температур, допустим, в 40 градусов при 40 ваттах отводимого тепла, то при снижении до 10 ватт температура у вас запросто залезет в минусовые значения. Кстати, это и необязательно — точка росы при среднемосковской влажности летом на улице в 70 % достигается уже при 12° тепла. И вы имеете большой шанс залить материнскую плату конденсатом из воздуха в совершенно нормальном режиме работы. Потому обязательным компонентом охлаждающей системы с элементом Пельтье будет отдельный контроллер, который следит за температурой и регулирует мощность, подводимую к элементу, — т. е. даже в таком простейшем случае мы приходим к конструкции термостата.

Заставить элемент Пельтье вырабатывать электричество теоретически тоже не сложно — для этого надо обеспечить нужный перепад температур (как можно больший и как можно более стабильный). На практике это условие, однако, может вырасти в серьезную проблему. Эксперименты показывают, что реальная выходная мощность, которую можно получить от подобной конструкции незапредельных габаритов и стоимости, составляет несколько ватт. Так что ноутбук запитать таким образом не получится, а вот подзарядить мобильник вполне реально.

¹ Для идеального холодильника, работающего по циклу Карно: $\text{КПД} = \Delta T / T_1$ (T_1 — абсолютная температура горячего источника), а холодильный коэффициент $= T_2 / \Delta T$ (T_2 — абсолютная температура холодного приемника), то есть холодильный коэффициент обычно больше единицы.

Импульсные источники питания

Главное преимущество *импульсных источников* — экономичность и значительно лучшие массогабаритные характеристики по сравнению с трансформаторными источниками. Поэтому практически все стационарные современные бытовые приборы снабжаются именно такими источниками: компьютеры, телевизоры, музыкальные центры и т. д. Главным же недостатком их является сложность конструкции и вытекающая отсюда высокая стоимость, из-за чего импульсные источники целесообразно применять для относительно мощных приборов, с энергопотреблением 50–100 Вт и выше. Если вы попытаетесь создать импульсный источник, рассчитанный на 10 Вт, то в габаритах вы, скорее всего, даже проиграете, а уж о стоимости и говорить нечего.

Базовая схема промышленного импульсного стабилизатора, подобного тем, что используются в источниках питания бытовой техники, приведена на рис. 9.18. Она слишком громоздка для того, чтобы воспроизводить ее в деталях, а для повторения «на коленке» не годится — неоправданно трудоемка. Однако в компьютерном блоке питания рано или поздно приходится ковыряться, наверное, каждому радиолюбителю, и для того, чтобы вы понимали, как это работает, опишем устройство этой схемы.

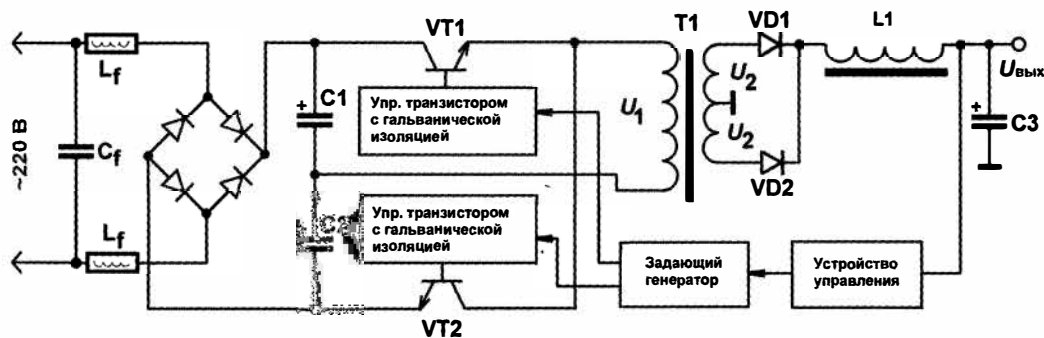


Рис. 9.18. Устройство промышленного импульсного стабилизатора

Здесь сетевое напряжение 220 В выпрямляется стандартным мостом, а затем делится пополам с помощью конденсаторов C1 и C2. Ключевые транзисторы VT1 и VT2 попеременно подключают обмотку высокочастотного трансформатора T1 на ферритовом сердечнике то к плюсу входного напряжения, то к минусу. Все эти элементы должны быть рассчитаны как минимум на половину амплитудного значения сетевого напряжения (т. е. на 160–170 В, если с некоторым запасом). Напряжение со вторичной обмотки выпрямляется по стандартной схеме двухполупериодного выпрямителя на двух диодах (сравните со схемой на рис. 9.8). Выходное напряжение сглаживается LC-фильтром. Оно поступает на устройство управления, где сравнивается с заданным. Устройство это управляет включением генератора импульсов, который, в свою очередь, управляет ключевыми транзисторами. В качестве гальванической развязки обычно используют малогабаритные трансформаторы.

Входной фильтр из двух дросселей L_f и конденсатора C_f служит для защиты внешней сети от помех.

Обычная частота работы таких устройств — 10–30 кГц (малогабаритные импульсные источники могут работать и на более высокой частоте). При такой частоте трансформатор на небольшом ферритовом кольце (30–40 мм в диаметре) может передать десятки ватт мощности. КПД таких источников может достигать 60–80 %, вход и выход гальванически изолированы. Основные потери обусловлены рассеиванием тепла на ключевых транзисторах из-за их недостаточного быстродействия, а при малых выходных напряжениях еще и потерями за счет прямого падения напряжения на диодах VD1 и VD2.

На рис. 9.19 приведена схема импульсного преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода, более пригодная для самостоятельного повторения. Он преобразует входное напряжение +9 В в два высоких напряжения ± 165 В. Я специально рассмотрел такой крайний случай — и далее покажу, как изменением всего нескольких параметров схемы получить на выходе практически любую пару симметричных напряжений. Общая максимальная мощность схемы — приблизительно 4 Вт (при данном выходном напряжении максимальный нагрузочный ток до 12 мА по каждому из выходов). Она может быть повышена, если малогабаритные MOSFET-транзисторы IRFD110 заменить более мощными (например, IRFZ44) и установить их на радиаторы.

Рассмотрим работу схемы. Единственный компонент, который мы еще не «проходили», — это логическая КМОП-микросхема 564ЛА7 в планарном корпусе, ее можно заменить на аналог в DIP-корпусе (K561ЛА7). О них пойдет речь в *главе 15*: При напряжениях питания, не превышающих 7 В, вместо K561/564ЛА7 лучше использовать более быстродействующую 74НС00, только разводка выводов будет немного иная (см. *главу 15*).

Генератор прямоугольных импульсов, который на этой микросхеме построен, будет рассмотрен в *главе 16*. На выходе элементов DD1/3 и DD1/4 образуются противофазные прямоугольные импульсы, которые поочередно с частотой примерно 30 кГц открывают транзисторные ключи. В результате на вторичных обмотках трансформатора образуется высоковольтное напряжение, которое дополнительно умножается вдвое на системе из диодов КД258, конденсаторов 4,7 мкФ и индуктивностей (дросселей) 390 мкГ.

Стабилизирующая часть схемы построена на оптроне 6N139, который имеет внутри довольно сложную конструкцию, но практически представляет собой транзисторный оптрон, — подавая на вход (выводы 2, 3) напряжение, мы открываем гальванически развязанный от входа транзистор, и тогда на выходе (вывод 6) получаем напряжение, практически равное нулю.

В результате все вместе работает так: если выходное напряжение схемы недопустимо повысилось, то ключ на транзисторе КТ605АМ открывается, на выходе оптрона появляется близкое к нулю напряжение, логические элементы DD1/3 и DD1/4 при этом запираются, и на ключи ничего не подается. Напряжение на выходе снижается, ключ КТ605АМ запирается, напряжение на выходе оптрона становится

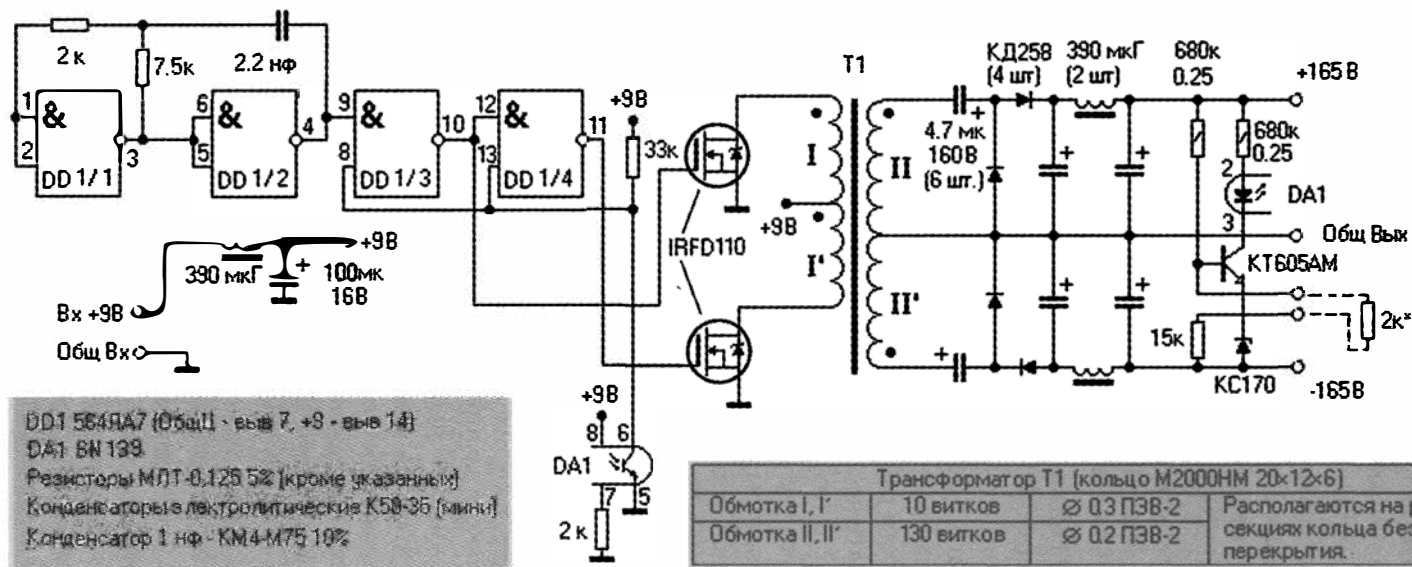


Рис. 9.19. Схема импульсного преобразователя с гальванической развязкой входа и выхода

близким к напряжению питания, и импульсы опять поступают на трансформатор. Вместо 6N139 без изменений в схеме можно использовать 6N135, 6N136 (эти даже лучше — они более быстродействующие) или 6N138.

Трансформатор намотан на ферритовом кольце с характеристиками, указанными на схеме. Мотаются обмотки медным обмоточным проводом ПЭВ-2 парами совместно, причем обратите внимание, что у входной пары обмоток соединен конец одной с началом другой, а у выходной — начала обеих обмоток. С помощью подбора дополнительного резистора 2 кОм (на схеме он помечен звездочкой и соединен пунктиром) выходное напряжение устанавливается более точно. Дроссель по питанию +9 В (390 мкГ) служит для защиты внешних сетей от помех. Учтите, что схема довольно заметно «фонит» в радиодиапазоне, потому ее надо заключать в металлический экран, который должен быть соединен со входной (обозначенной на схеме, как «Общ. Вх») «землей» в одной точке, вблизи входного контакта на плате.

К сожалению, сильно снижать входное напряжение в такой схеме нельзя (не будут работать транзисторные MOSFET-ключи), а вот повышать можно, особенно при установке более мощных транзисторов. Реально это устройство при указанных на схеме элементах работает приблизительно от 7 до 12 В входного напряжения (при этом выходное остается равным номинальному с точностью примерно 2,5 %). Что же касается возможности работы схемы при более низком напряжении питания, то, к сожалению, подобрать достаточно мощные полевые ключи с низким напряжением управления непросто (их выпускает, например, Diodes Inc., но они труднодоступны). Однако за счет увеличения потерь можно в этой схеме установить маломощные IGBT-транзисторы (так, ключи HGT1S14N36G3VLS фирмы Fairchild Semiconductor обеспечат работу схемы при снижении питания до 3,5 В, но около 1 В будет падать на промежутке коллектор-эмиттер). Можно также снизить входное напряжение до 4–5 В, если вместо MOSFET-транзисторов использовать обычные биполярные транзисторы (лучше включенные по схеме Дарлингтона), однако КПД при этом также снизится. При таких модификациях схемы не забудьте пересчитать витки первичной обмотки пропорционально снижению питания.

Для того чтобы изменить выходное напряжение, следует, прежде всего, изменить коэффициент резистивного делителя в базе ключа на КТ605АМ. При этом, конечно, надо снижать номинал верхнего по схеме резистора (680 кОм), а не повышать — нижнего (15 кОм). Например, при выходном напряжении ± 24 В номинал верхнего резистора должен составлять примерно 75–82 кОм. Но для хорошей работы преобразователя этого изменения недостаточно — для получения максимального КПД следует также изменить число витков во вторичных обмотках и, насколько возможно, увеличить толщину провода, из которого они наматываются. Рассчитывать обмотки следует так: желаемое выходное напряжение умножить на коэффициент 1,3, затем полученную величину поделить на 9 (входное напряжение) и умножить на 10 (число витков в первичной обмотке). Например, при ± 24 В выходного напряжения, число витков в каждой из вторичных обмоток должно быть равно 35. При пониженном выходном напряжении можно упростить схему, убрав умножитель напряжения (удалить последовательно включенные конденсаторы 4,7 мкФ, подключив диоды аналогично VD1 и VD2 на схеме рис. 9.13 и увеличив вдвое чис-

ло витков вторичной обмотки), при этом КПД повысится. Ток при выходном напряжении ± 24 В может составить до 120–150 мА, при $\pm 7,5$ В — до 500 мА по каждому из напряжений.

ПОДРОБНОСТИ

Зачем в схеме обсуждаемого преобразователя вообще умножитель напряжения? Если вы проанализируете процессы, происходящие в трансформаторе, то обнаружите, что действующее значение напряжения на первичной обмотке равно напряжению питания — т. е. 9 В. Соответственно, чтобы получить после выпрямления и фильтрации значение напряжения 165 В, нам понадобилось бы как минимум $10 \cdot 165 / 9 \approx 180$ витков в каждой вторичной обмотке, а с запасом на потери и регулирование примерно на 20–30 % больше — около 240. Такое количество витков (в сумме около 500) намотать на кольцо диаметром 20 мм физически сложно. А когда мы снижаем требования к напряжению, число витков уменьшается, и умножитель, который отрицательно сказывается на КПД устройства, можно убрать.

Главным недостатком рассматриваемой схемы с точки зрения КПД, однако, является не умножитель, а форма сигнала на первичных обмотках. Так как включение одного ключа и выключение другого совпадают во времени, существует момент, когда через обе обмотки течет сквозной ток. Это очень плохо сказывается на КПД и ведет к излишним потерям на нагревание транзисторов. Для небольших мощностей, как здесь, этим эффектом можно пренебречь, но для больших его приходится учитывать и разносить моменты включения одного ключа и выключения другого во времени. Это делается обычно с помощью специализированных микросхем для управления ключами, хотя несложно симитировать их на любом микроконтроллере.

Добавим, что по схеме, аналогичной рис. 9.19, построены многие фирменные усилители — преобразователи напряжения с развязкой входа и выхода. Такие готовые модули на самые различные напряжения (в том числе и с гальванической развязкой между входом и выходом), например, выпускает фирма TRACO. Фирмой RECOM выпускаются импульсные преобразователи-стабилизаторы напряжения — аналоги 78-й серии под названием R-78. Их КПД достигает 96 % при входном напряжении до 34 В, а единственный недостаток — рекомендованное минимальное потребление 10 мА, ниже этого значения стабилизатор может отказывать.

Как правильно питаться?

Мы уже слегка коснулись темы правильной разводки питания в *главе 8*, когда рассказывали об усилителе звуковой частоты. Сейчас мы сформулируем несколько общих принципов.

Стандартная схема грамотной разводки питания между источниками и потребителями в электронных устройствах приведена на рис. 9.20. На практике, если источник расположен в отдельном корпусе, то указанной на блок-схеме общей точкой соединения «земли» служит выходная клемма «минус» этого корпуса (кстати, поэтому лучше делать выходные клеммы источника не по одной, а, например, парами, чтобы можно было подключить как минимум две нагрузки к одной точке). Если

же вся конструкция — и источники, и нагрузки — представляет собой набор плат в едином корпусе, то за общую точку удобно выбрать минусовой вывод основного фильтрующего конденсатора.

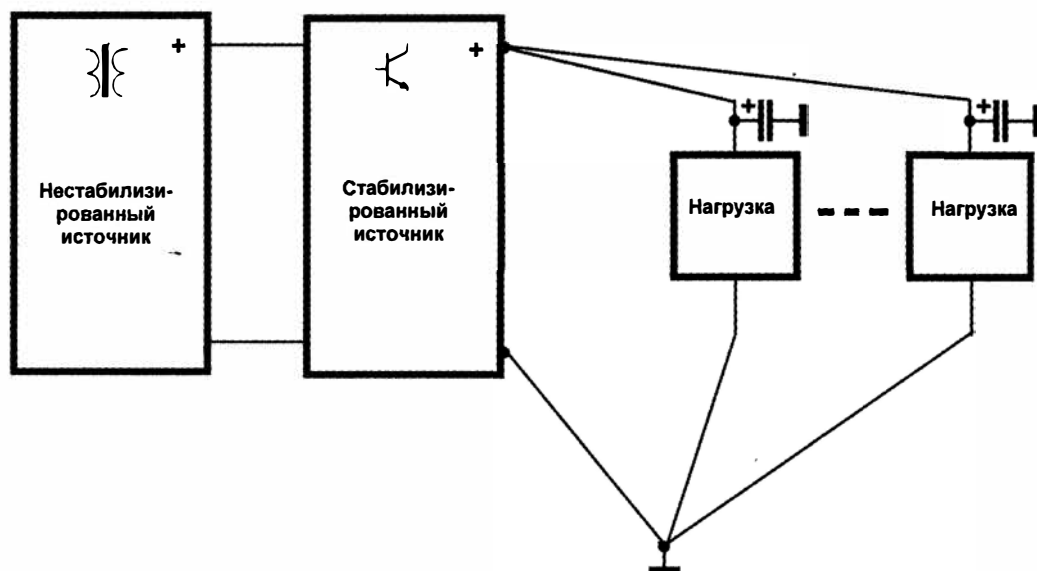


Рис. 9.20. Схема разводки питания между источниками и потребителями

Смысл такой разводки заключается в том, чтобы токи от разных потребителей не протекали по одному и тому же проводу — это может вызвать их взаимное влияние и всякие другие нежелательные явления. Характерное подобное явление под названием *захват частоты* можно наблюдать, если на двух разных, но с общим питанием, платах имеются генераторы, работающие на близких или кратных частотах, — вдруг по непонятным причинам они начинают работать на одной и той же частоте! Иногда от этого очень трудно избавиться, поэтому лучше сразу делать все правильно.

Обычно по каким-то причинам идеала по образцу рис. 9.20 достичь не получается. В этом случае помогут установленные как можно ближе к выводу питания так называемые *развязывающие* конденсаторы (они как раз и показаны на рис. 9.20). Причем если это отдельная плата, то их ставят на ней прямо около входного разъема, ни в коем случае не в дальнем конце платы! Кроме того, во всех случаях провода и проводники питания на плате должны быть как можно толще — если провод тонкий, то на нем самом за счет протекающего тока происходит падение напряжения, и разные потребители оказываются под разными потенциалами — как по «земле», так и по питанию.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Кстати, о «земле» — почему я ее все время заключаю в кавычки? Схемотехническую «землю» самое правильное называть *общим проводом*, просто термин прижился, да и звучит короче. Дело в том, что в электротехнике существует совершенно определен-

ное понятие «земли» — когда нечто находится под потенциалом земной поверхности, который принимается за истинный ноль напряжения. Под таким потенциалом по понятным причинам находятся, например, металлические водопроводные трубы или батареи отопления. Есть еще понятие *нулевого провода* (один из проводов в вашей домашней розетке всегда нулевой, второй называется *фазным*) — он теоретически находится тоже под потенциалом земли, но практически соединяется (возможно) с истинной землей только где-то на электростанции, а за счет несбалансированности протекающего по различным фазам тока потенциал его может «гулять», и довольно сильно. Поэтому правильно организованная бытовая электросеть всегда должна включать в себя третий провод, который есть истинное заземление. Если у вас такого третьего провода нет (печально, но в нашей стране до сих пор строили именно так, и только в последние годы положение начинает выправляться), то его можно организовать путем присоединения к металлической водопроводной трубе (СНиПы это допускают). Но это не только неудобно (представляете, сколько проводов придется растаскивать по всей квартире?), но иногда и опасно — в случае попадания фазного напряжения на такое заземление, до тех пор, пока сработает предохранитель, сопротивление между трубой и землей вполне может хватить, чтобы основательно потряхнуть кого-нибудь, кто будет в соседней квартире в этот момент мыть руки под краном.

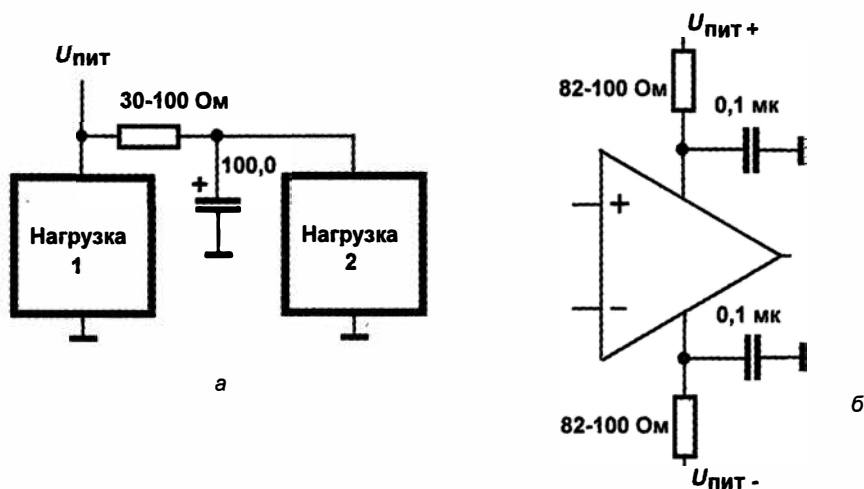
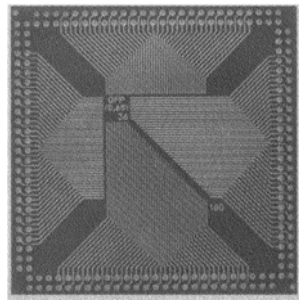


Рис. 9.21. Разводка питания: а — схема разделения нагрузок с помощью развязывающего фильтра; б — организация питания для быстродействующих и прецизионных усилителей

На рис. 9.21, а показана схема развязывающего фильтра для маломощной нагрузки в пределах одного электронного узла. Это может быть входной каскад усиления микрофонного усилителя, который особо чувствителен к качеству питания, и его требуется развязать от следующих более мощных каскадов. На рис. 9.21, б показана правильная организация питания с такими фильтрами для быстродействующих или прецизионных измерительных усилителей — в частности, в измерительных схемах, о которых мы будем говорить в следующих главах.

ГЛАВА 10



Тяжеловесы

Устройства для управления мощной нагрузкой

- Что вы делаете? — с удивлением воскликнула миледи
- Положите мне руки на шею и не бойтесь ничего
- Но из-за меня вы потеряете равновесие, и оба мы упадем и разобьемся

А Дюма Три мушкетера

Многие практические задачи состоят в том, чтобы маломощное управляющее устройство, например простой переменный резистор или схема управления, построенная на логических или аналоговых микросхемах, могло бы управлять мощной нагрузкой, как правило, работающей от бытовой электрической сети. Это одна из тех областей техники, где за последние полвека электроника совершила настоящий переворот.

Представьте себе работу, скажем, осветителя в театре еще в пятидесятые годы XX века. Для плавного регулирования яркости прожектора тогда использовался последовательно включенный реостат — проще говоря, регулирование осуществлялось по схеме, приведенной на рис. 1.4. Более экономичный, но и более дорогой и громоздкий вариант, — ставить на каждый прожектор по регулируемому автотрансформатору с ползунком, управляемым вручную. Иногда в таких автотрансформаторах для дистанционного вращения ползунка приспособляли моторчик, и вся система управления освещением с жужжащими трансформаторами, завывающими моторчиками и клацающими реле-пускателями начинала напоминать небольшой цех. То ли дело сейчас, когда осветитель сидит за клавиатурой вроде компьютерной (а иногда и просто за компьютерной) и управляет этим хозяйством легкими движениями пальцев. А нередко — как в массовых театрализованных представлениях — человек оказывается вообще не нужен, система управляется компьютером по заранее заданной программе. Все это стало возможным только лишь с появлением электронных устройств управления мощными нагрузками.

В главе 9 мы уже упоминали о том, что электронные устройства ни в коем случае нельзя строить по бестрансформаторной схеме — так, чтобы органы управления были напрямую связаны с сетью. При построении схем, управляющих сетевой нагрузкой, возникает непреодолимое искушение избавиться от трансформаторов питания и последующих устройств сопряжения — в самом деле, электричество

в конечном счете одно и то же, так, спрашивается, зачем возиться? Но не поленимся повторить: поступать так не следует, потому что это **опасно для жизни**. И не только вашей жизни, которая подвергнется опасности при отладке подобных устройств, но и для жизни тех, кто будет вашими устройствами пользоваться. Тем не менее, здесь вы найдете некоторые исключения из этого правила — они касаются случая, когда управление сетевой нагрузкой осуществляется в автоматическом режиме, и доступ людей к элементам схемы во время ее работы исключен.

Самая простая схема управления мощной нагрузкой — *релейная*. Она применима в тех случаях, когда нагрузку нужно просто включать и выключать. Мы не будем подробно останавливаться на этом случае, т. к. о реле достаточно сказано в *главе 7*. Однако отметим один существенный момент, о котором мы ранее не упоминали, — дело в том, что при релейном управлении сетевая нагрузка может отключаться и включаться, естественно, в произвольный момент времени. В том числе, этот момент может попадать и на самый пик переменного напряжения, когда ток через нагрузку максимален. Разрыв — или соединение — цепи с большим током, как мы уже знаем (см. *главы 5 и 7*), приводит к разного рода неприятностям. Во-первых, это искрение на контактах из-за выброса напряжения, что ведет к их повышенному износу, во-вторых, и в-главных, это создает очень мощные помехи, причем как другим потребителям в той же сети, так и электромагнитные помехи, распространяющиеся в пространстве. В моей практике был случай, когда включение мощного двигателя станка через пускатель приводило к тому, что в микроконтроллере, установленном в блоке управления на расстоянии пяти метров от станка, стиралась память программ! И это несмотря на то, что все стандартные меры по защите от помех по питанию были приняты.

Чтобы избежать такой ситуации, для коммутации мощной нагрузки лучше применять не обычные электромагнитные реле или пускатели, а оптоэлектронные. В них часто встроен так называемый *zero-детектор* — устройство, которое при получении команды на отключение или включение дожидается ближайшего момента, когда переменное напряжение переходит через ноль, и только тогда выполняет команду.

А теперь перейдем к более интересным вещам — к плавному регулированию мощности в нагрузке. Мы будем это делать, управляя действующим значением напряжения, которое на нее поступает.

Базовая схема регулирования напряжения на нагрузке

Для этой цели нам придется применить один электронный прибор, который мы до сих пор не рассматривали, — *тиристор*, представляющий собой управляемый диод и соединяющий в себе свойства диода и транзистора. По схеме включения тиристор несколько напоминает транзистор в ключевом режиме — у него тоже три вывода, которые работают аналогично соответствующим выводам транзистора (рис. 10.1, а). В обычном состоянии тиристор заперт и представляет собой бесконечное сопротивление, а для его открывания достаточно подать напряжение на управляющий

тиристор можно закрыть и подачей на управляющий электрод импульса противоположной полярности, но практически этим никто не пользуется (и возможность эта для обычных тиристоров относится к числу недокументированных), потому что и напряжение, и ток такого импульса должны быть сравнимы с напряжением и током в силовой цепи анод-катод.

Одиночный тиристор может обеспечить регулирование только положительного напряжения. В сети переменного тока в открытом состоянии он будет работать, как диод, отрезая отрицательную полуволну. Чтобы регулировать переменное напряжение в течение обоих полупериодов, нужен еще один тиристор, включенный наоборот. Так как тиристоры во всем, кроме управления, ведут себя подобно диодам, их можно включать встречно-параллельно. Для обычных диодов такое включение применяется только в схемах, подобных показанной на рис. 7.5, — они будут всегда открыты, так что, если не обращать внимания на падение напряжения в 0,6 В, при включении последовательно с нагрузкой такая схема просто ничего не делает. Иное дело тиристоры — если на управляющие электроды ничего не подавать, то нагрузка будет отключена, если же подавать управляющие импульсы в нужной фазе и полярности относительно питающего напряжения, то они будут открываться и подключать нагрузку.

Симметричные тиристоры, или *симисторы* (рис. 10.1, б), естественно, выпускаются и отдельно. На западный манер симистор называется *триаком*. В симисторе имеется один управляющий электрод, причем в общем случае знак управляющего напряжения должен совпадать с полярностью на аноде. Популярны в нашей стране симисторы КУ208 при положительном напряжении на аноде могут включаться импульсами любой полярности, подаваемыми на управляющий электрод относительно катода, а при отрицательном — импульсами только отрицательной полярности.

На осциллограммах (рис. 10.2) перед нами пример управления мощностью в нагрузке с помощью пары встречно-параллельно включенных тиристоров или сими-

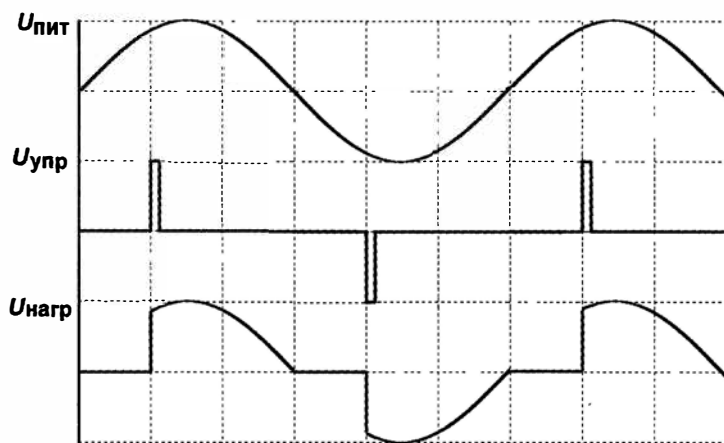


Рис. 10.2. Графики напряжения в схеме фазового управления с помощью тиристоров или симистора

стора. В начале каждого полупериода тиристор закрыт, управляющий импульс подается только через промежуток времени, равный трети длительности этого полупериода (т. е. со сдвигом фаз, равным $\pi/3$ относительно напряжения питания), и тогда тиристор открывается. Закрывается он, как уже говорилось, автоматически в момент перехода питающего напряжения через ноль.

В результате напряжение на нагрузке будет иметь необычный вид, показанный на графике (см. рис. 10.2 внизу). Каково будет действующее значение напряжения? Ясно, что оно будет меньше, чем в отсутствие тиристора, — или чем в случае, если бы управляющий импульс подавался в самом начале периода. Если же, наоборот, подавать управляющий импульс в самом конце, то действующее значение будет близко к нулю. Таким образом, сдвигая фазу управляющих импульсов, мы можем плавно менять мощность в нагрузке с достаточно высоким КПД.

Мощность в нагрузке при тиристорном управлении

А можно ли вычислить, чему будет равно действующее значение во всех этих случаях? Обычно такие расчеты не требуются, но в некоторых случаях, как мы увидим далее, полезно эту величину знать, т. к. стандартным цифровым мультиметром измерить ее невозможно — по причинам, указанным в *главе 4*, он покажет для напряжения такой формы все, что угодно, только не истинную величину. Для того чтобы рассчитать величину действующего значения для разных величин сдвига фазы, нужно взять интеграл от квадрата мгновенного значения напряжения в течение всего полупериода. Полученная в результате формула будет выглядеть так:

$$U_d = \sqrt{\frac{U_a^2}{\pi} \left(\frac{t}{2} - \frac{\sin 2t}{4} \right)},$$

где:

- U_d — действующее значение напряжения на нагрузке;
- U_a — амплитудное значение питающего напряжения;
- t — определяется по формуле $t = \pi - \varphi$, если сдвиг фазы φ выражать в радианах, или по формуле $t = \pi(180 - \varphi)/180$, если сдвиг фазы φ выражать в градусах.

При сдвиге фазы больше, чем половина периода (т. е. $\varphi > \pi/2$), полезно знать также максимальное значение напряжения на нагрузке U_{\max} , потому что от этого иногда зависит выбор элементов (при сдвиге фазы меньше половины периода максимальное значение попросту равно амплитудному значению питающего напряжения). Его можно рассчитать по простой формуле: $U_{\max} = U_a \sin(\varphi)$.

В табл. 10.1 приведены результаты расчета по этим формулам для синусоидального напряжения 220 В. В последней колонке таблицы указаны величины мощности, которая будет выделяться в нагрузке, в процентах от максимальной мощности, которая выделялась бы при прямом включении нагрузки в сеть или, что то же самое, при сдвиге фазы управляющего импульса, равной нулю.

Таблица 10.1. Действующие и амплитудные напряжения при тиристорном управлении

φ, град	φ, рад	$U_{\text{действ}}$	$U_{\text{ампл}}$	P, %
0	0.00	219.9	311.0	100.0
10	0.17	219.8	311.0	99.8
20	0.35	218.9	311.0	99.0
30	0.52	216.7	311.0	97.0
40	0.70	212.6	311.0	93.4
50	0.87	206.2	311.0	87.8
60	1.05	197.2	311.0	80.4
70	1.22	185.7	311.0	71.3
80	1.40	171.8	311.0	60.9
90	1.57	155.5	311.0	50.0
100	1.75	137.3	306.3	39.0
110	1.92	117.7	292.2	28.6
120	2.09	97.2	269.3	19.5
130	2.27	76.5	238.2	12.1
140	2.44	56.3	199.9	6.5
150	2.62	37.3	155.5	2.9
160	2.79	20.6	106.4	0.9
170	2.97	7.4	54.0	0.1
180	3.14	0.0	0.0	0.0

Анализ данных таблицы приводит нас к довольно интересным выводам. Зависимость действующего значения напряжения и мощности в нагрузке практически не меняется по сравнению с максимальной вплоть до сдвига фаз, равного 30° (в радианах $\pi/6$ или примерно 0,5) — помните из школьной тригонометрии правило: «синусы малых углов примерно равны самому углу»? Это оно и действует. Дальше значения мощности очень быстро падают вплоть до $150\text{--}160$ градусов, когда мощность становится уже исчезающе малой — но обратите внимание на величину амплитудного значения! При сдвиге фаз в 160 градусов, когда мощности практически никакой уже нет, амплитудное значение все еще равно аж целых 106 В — такое напряжение вполне способно вывести из строя, скажем, маломощные диоды, у которых допустимое обратное напряжение часто не превышает нескольких десятков вольт.

Самый важный вывод, который следует из анализа данных таблицы, — изменение мощности в нагрузке в зависимости от угла сдвига фазы происходит нелинейно. По этой причине при проектировании устройств регулирования не имеет смысла начи-

нать регулировку с малых углов сдвига фаз — реально ничего меняться не будет, и значительная часть хода регулировочного элемента будет холостой, практические изменения начнутся с углов в 30° и более.

Закончив на этом со скучной теорией, перейдем к практическим схемам.

Ручной регулятор мощности

Такое устройство будет незаменимо, скажем, в фотостудии, где используются мощные осветительные лампы: сначала вы уменьшаете яркость до половины, спокойно настраиваете освещение, не заставляя клиента щуриться и обливаться потом, затем выводите яркость на полную и производите съемку. Можно его также применить для плавного регулирования мощности нагревателя электроплитки или электродуховки и в других подобных случаях.

Так как устройство предполагает ручное управление, нам надо позаботиться о том, чтобы изолировать орган управления — это будет переменный резистор — от сетевого напряжения. Самое удобное было бы использовать для этого симисторную оптопару — к примеру, МС2А60-10 фирмы Motorola. Такая оптопара работает совершенно так же, как отдельный симистор, только вход у нее — не управляющий электрод симистора, а светодиод, подобно тому, как это делается в диодных оптронах и оптоэлектронных реле, описанных в главе 7. Сами электронные реле, особенно если они содержат упомянутый ранее zero-детектор, использовать в данной схеме невозможно, т. к. никакого фазового управления не получится.

Но мы попробуем построить схему самостоятельно. Основную управляющую часть будем питать прямо от сети, а вот регулировочный резистор изолируем от нее с помощью оптрона — только не симисторного, а простого диодного или резисторного, выходное сопротивление которого линейно зависит от входного тока. Обеспечить питание управляющей части схемы при этом можно от любого изолированного от цепи источника (хоть покупного выпрямителя со встроенной вилкой).

Схема регулятора представлена на рис. 10.3. Сначала представим себе, что вместо фотодиода оптрона у нас в схеме стоит обычный постоянный резистор. Узел, который включает этот резистор, транзисторы VT1 и VT2, конденсатор C1 и резисторы R3–R6, представляет собой так называемый *релаксационный генератор* на аналоге однопереходного транзистора с *n*-базой. Хитрая схема включения разнополярных транзисторов VT1 и VT2 и есть этот самый аналог. Подробно свойства однопереходного транзистора мы рассматривать не будем, потому что за все время моей практики единственное применение для них нашлось только вот в такой схеме релаксационного генератора, причем описываемый тут аналог работает лучше, чем настоящий однопереходный транзистор (КТ117).

Для нас достаточно знать, что такое устройство работает следующим образом: если напряжение на входе (т. е. на соединенных эмиттерах VT1 и VT2) меньше, чем на соединенных базе VT1 и коллекторе VT2 (т. е. на делителе R3–R4), то такой транзистор заперт. Если же напряжение на входе превысит напряжение на делителе R3–R4, то транзистор откроется, причем необычным образом — ток потечет от входа

к эмиттеру транзистора VT2 и создаст падение напряжения на резисторе R5. В открытом состоянии он будет, подобно тиристор, пребывать до тех пор, пока ток через него (напряжение на входе) не упадет до нуля. Резистор R6 нужен для более надежного запирания транзистора VT2.

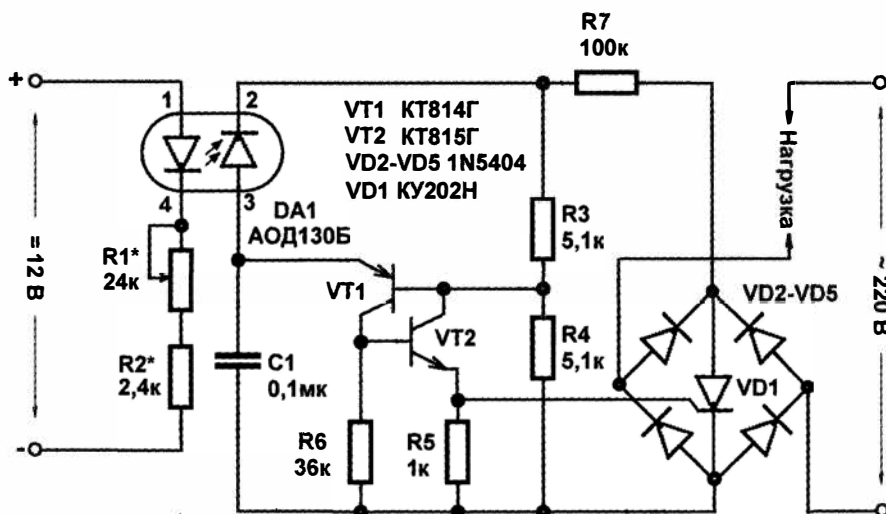


Рис. 10.3. Схема ручного регулятора мощности в нагрузке

Теперь понятно, как работает генератор: сначала конденсатор заряжается с постоянной времени, обусловленной его емкостью C и сопротивлением приемника фоторезистора (обозначим его R), и, когда напряжение на нем достигнет половины напряжения питания (что обусловлено одинаковостью резисторов $R3$ и $R4$), он очень быстро разрядится через открывшийся однопереходный транзистор, резистор $R5$ и подключенный параллельно с ним управляющий электрод тиристора, формируя импульс включения. Когда напряжение на конденсаторе станет малым, однопереходный транзистор закроется, и все начнется сначала — конденсатор начнет заряжаться и т. д. Частоту генератора можно оценить по формуле $f = 1/RC$.

А что тиристор? Он теперь останется открытым до очередного перехода сетевого напряжения через ноль, а затем будет ожидать следующего открывающего импульса. Меняя сопротивление фоторезистора, т. е. изменяя входной ток светодиода оптрона, мы можем менять промежуток между открывающими импульсами и тем самым сдвигать их фазу относительно периода сетевого напряжения.

Однако это еще довольно приблизительное описание того, что на самом деле происходит в этой схеме. Внимательный читатель давно заметил, что питание генератора осуществляется прямо от выпрямленного напряжения сети через резистор $R7$, величина которого подобрана таким образом, чтобы напряжение на элементах схемы даже на максимуме синусоиды не превышало бы примерно 30 В и не вывело бы элементы схемы из строя. Такое пульсирующее питание в данном случае вовсе не просто суровая необходимость — оно крайне полезно.

Все дело в том, что частота любых генераторов с времязадающей RC-цепочкой весьма нестабильна и зависит от множества причин. Если бы мы использовали для питания такого генератора отфильтрованное постоянное напряжение, то установленный нами промежуток между импульсами быстро бы «уехал», и ни о каком стабильном сдвиге фазы и речи бы не шло — напряжение на нагрузке менялось бы хаотически. В данном же случае, когда тиристор открывается, он шунтирует мост (ток ограничен током нагрузки), все падение напряжения сети теперь приходится на нагрузку, и напряжение питания генератора снижается почти до нуля (точнее — до утроенного значения падения на диоде). Когда это происходит, однопереходный транзистор, согласно описанному ранее алгоритму, откроется — ведь на входе у него напряжение, накопленное на конденсаторе, и оно рано или поздно превысит небольшое остаточное напряжение на делителе. Причем в конце концов это произойдет, даже если тиристор не откроется вовсе (в схемах без моста в цепи нагрузки, приведенных далее, работа тиристора не оказывает влияния на питание схемы), потому что в конце полупериода напряжение так или иначе упадет. Потому, независимо от того, насколько конденсатор заряжен, он к концу полупериода обязательно разрядится и к началу нового полупериода придет «чистеньким». В конце очередного полупериода тиристор запирается, и с началом следующего генератор опять начинает работать.

Это означает, что схема наша автоматически синхронизируется с частотой сети, и промежуток времени от начала очередного полупериода до возникновения запускающего тиристор импульса (фаза управляющего импульса) будет достаточно стабильна, независимо от внешних условий. Если вдруг вы захотите использовать в этой схеме вместо аналогового генератора микроконтроллер или просто логическую схему, то вам придется тоже обязательно синхронизировать его выходные импульсы с сетевым напряжением. В нашей схеме можно, как это часто делают, ограничить напряжение на элементах схемы управления с помощью стабилитрона (его следует включать параллельно делителю R3–R4), но ни в коем случае не следует дополнительно еще и включать сглаживающий конденсатор.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Подобрав управляющий резистор, у которого корпус и ручка надежно изолированы от контактов, можно упростить конструкцию, если питать управляющую цепочку все же от сети. Для этого следует последовательно с резистором R7 поставить любой маломощный диод (катодом к R7, как показано на рис. 10.6 далее), а последовательно с ним, параллельно всей управляющей цепочке, — стабилитрон на 10–15 В (например, Д814Г — учтите, что ток через него составит порядка 30 мА, так что стабилитроны в стеклянных корпусах не подойдут!), шунтированный электролитическим конденсатором емкостью 47–100 мкФ. Вообще-то можно обойтись и без стабилитрона (тогда конденсатор должен быть на напряжение не менее 35 В), но так схема станет работать надежнее. Однако будьте осторожны, особенно при отладке схемы! Корпус такого устройства обязательно должен быть из пластика, а не из металла.

Если вникнуть в описанный алгоритм работы поглубже, то станет понятно, что при малых углах регулирования (до половины полупериода) генератор может выдать (а в схемах, описанных далее — и выдаст) за полупериод несколько импульсов, но

это не должно нас смущать — тиристор запустится с первым пришедшим, а остальные просто сработают вхолостую.

Вот сколько тонкостей скрыто в такой, казалось бы, простой схеме!

Оптрон АОД130Б можно заменить на любой другой диодный оптрон, однако учтите, что отечественные оптроны старых моделей имеют очень небольшое пробивное напряжение изоляции (100–200 В). Впрочем, это критично только в том случае, если регулирующая схема (переменный резистор) гальванически соединена с потенциалом, связанным с сетью, — например, закорочена на корпус, который связан с настоящей землей. Поскольку это маловероятно, то в крайнем случае можно не обращать внимания на этот параметр, но все же использовать «нормальные» оптопары как-то спокойнее. Транзисторы КТ815Г и КТ814Г, вообще говоря, можно заменить любыми соответствующими маломощными транзисторами, скажем, КТ315Г/КТ361Г или КТ3102/КТ3107, потому что мощность транзистора тут большой роли не играет. Но с более мощными схема может работать стабильнее из-за того, что у них в открытом состоянии внутренние сопротивления переходов существенно ниже. Конденсатор С1, естественно, неполярный, керамический или с органическим диэлектриком.

Для больших токов нагрузки (превосходящих 1–2 А) тиристор придется поставить на радиатор 15–30 см². Крупным недостатком этой простой и надежной схемы является наличие моста, через который течет тот же ток, что и через нагрузку. При указанных на схеме диодах, рассчитанных каждый на ток до 3 А, и тиристоре с предельным током 10 А мощность в нагрузке может достигать 1,3 кВт (т. к. через каждый диод ток течет только в течение полупериода, то ток через него и выделяющаяся на нем мощность наполовину меньше, чем на тиристоре). Производители диодов из серии 1N54xx в описании их характеристик хвастаются, что даже при максимальном токе дополнительного теплоотвода для них не требуется. Однако если рассчитывать на максимальную мощность, и, тем более, если устройство предполагается установить в герметичном корпусе, где будет, несомненно, очень жарко, то их все же лучше поменять на такие, которые можно устанавливать на радиатор, например, из серии КД202 с буквами от К до Р (т. к. эти диоды рассчитаны на ток до 5 А, то можно выжать мощность уже 2 кВт). Естественно, можно использовать и готовый мост, скажем, импортный KBL04.

Отладку надо начинать со сборки всей схемы, исключая тиристор с мостом и резистор R7. Регулирующую цепочку R1–R2 на входе оптрона (вместо переменника R1 впаяйте пока постоянный резистор) следует подсоединить к тому источнику питания, который будет использоваться в реальном регуляторе (можно применить любой нестабилизированный источник со встроенной вилкой или только его внутренности, как указано в главе 9). Напряжение источника большого значения не имеет, оно может быть любым в диапазоне от 7 до 20 В. Питание остальной части схемы мы на период отладки обеспечиваем также от источника постоянного тока — можно от того же самого, что питает и регулирующую цепочку.

Затем постоянный резистор, заменяющий R1, перемыкаем накоротко с помощью проволочной перемычки, все включаем и смотрим осциллографом импульсы, кото-

рые должны появиться на резисторе R5. Если импульсов нет, это означает одно из двух: либо что-то неправильно собрано, либо вы их просто не видите, т. к. они достаточно короткие. Посмотрите тогда форму напряжения на конденсаторе C1 — там вы точно должны все поймать. Если конденсатор заряжается и разряжается как надо, попробуйте опять поймать импульсы, меняя длительность развертки и используя синхронизацию. После того как вы их поймаете, определите по сетке осциллографа и установкам времени развертки длительность промежутка между ними. Изменяя номинал резистора R2, это время нужно установить в пределах одной-полутора миллисекунд, меньше не надо — ранее мы уже узнали, что при малых фазовых сдвигах регулирования все равно никакого не будет (30° сдвига и соответствует примерно 1,5 мс для частоты 50 Гц). После этого снимаем перемычку с R1. При этом промежуток должен оставаться в пределах 10–11 мс. Если это не так, подберите величину резистора R1. Затем на его место следует впаять переменный резистор точно такого же номинала.

Наконец, отключаем осциллограф, подключаем резистор R6 и мост с тиристором, а в качестве нагрузки подсоединяем обычную бытовую лампочку накаливания. На счет мер предосторожности при работе с сетевым напряжением вам уже все, надеюсь, известно (если нет — перечитайте соответствующий фрагмент из главы 2). Не забудьте убедиться, что на макете не валяются обрезки выводов компонентов, которые могут замкнуть сетевое питание и устроить тем самым маленький атомный взрыв. Сначала включаете питание регулирующей цепочки, потом — сеть. При вращении движка резистора R3 яркость лампы должна плавно меняться от максимума до полной темноты. В последнем случае волосок не должен светиться совсем, даже темно-красным свечением. Чтобы убедиться в том, что регулирование происходит именно до максимума, надо просто временно переключить тиристор (Осторожно! Перемычку надо устанавливать только при выключенном сетевом питании) — это и будет номинальная яркость лампы. Если диапазон регулировки недостаточен или, наоборот, в начале или конце наблюдается значительный холостой ход — подберите резисторы R1–R2 поточнее.

На рис. 10.4 изображен улучшенный вариант только что рассмотренной схемы, который не требует мощного моста (управляющая оптроном цепочка не показана, она идентична предыдущему случаю) и обеспечивает через нагрузку не пульсирующее, а переменное напряжение (как на осциллограмме рис. 10.2 внизу). Для того чтобы получить напряжение в нагрузке в оба полупериода, используются два тиристора VD1 и VD1', включенные встречно-параллельно. Управление ими осуществляется через импульсный трансформатор T1, который представляет собой ферритовое кольцо марки 1000НН–2000НН диаметром от 10 до 20 мм. Обмотки намотаны проводом МГТФ-0,35. Первичная обмотка (I) содержит 20–30 витков, вторичные (II и III) наматываются вместе и содержат от 30 до 50 витков каждая. Обратите внимание на противоположную полярность включения вторичных обмоток — если она иная, то включение нагрузки будет только в один из полупериодов. Через мало-мощный мост КЦ407 питается схема генератора, работа которой не отличается от описанной ранее. Резистор R7 можно поставить и до моста в цепь переменного напряжения, тогда требования к предельно допустимому напряжению диодов моста снижаются.

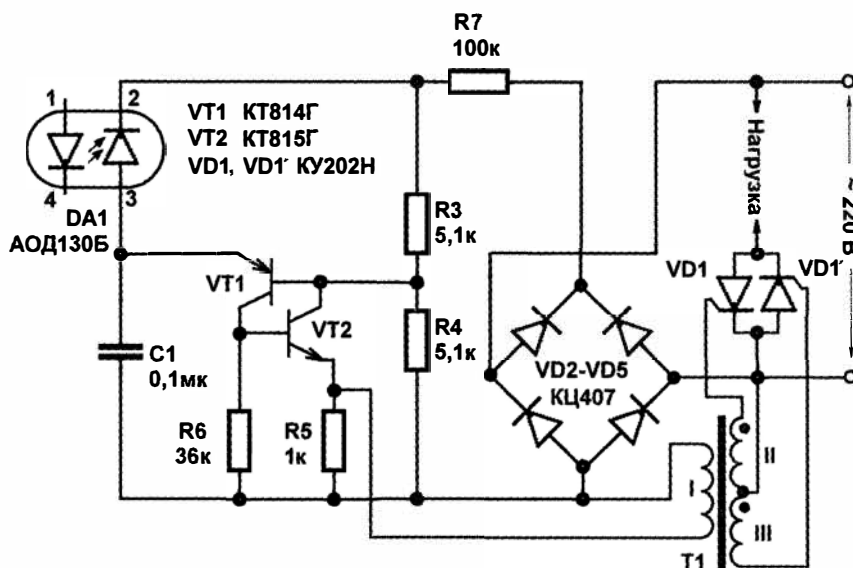


Рис. 10.4. Вариант регулятора с двумя встречно-параллельными тиристорами

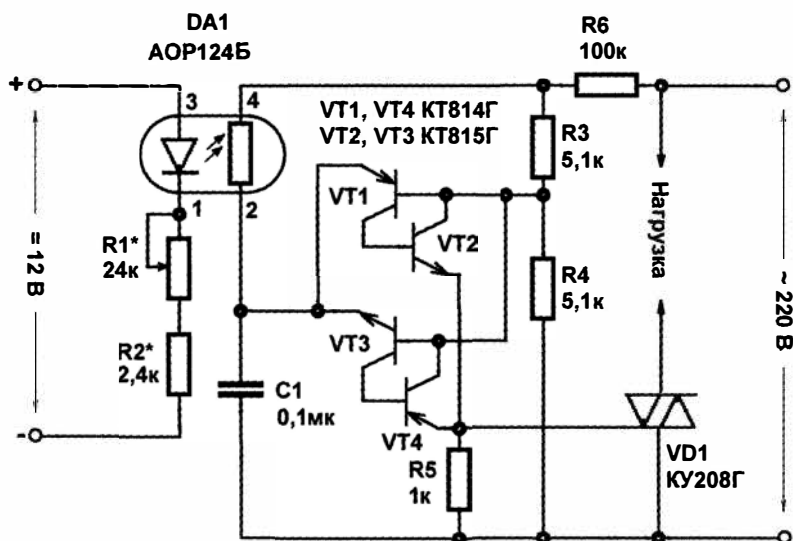


Рис. 10.5. Вариант регулятора с симистром вместо тиристора

Еще один вариант схемы, который позволяет вместо двух тиристоров использовать симистор (триак), показан на рис. 10.5. Отличается этот вариант тем, что генератор работает в обеих полярностях сетевого напряжения — в положительном полупериоде работает аналог однопереходного транзистора с n -базой на транзисторах VT1 и VT2, как и ранее, а аналог однопереходного транзистора противоположной полярности (с p -базой) на транзисторах VT3 и VT4 делает все то же самое, но в отрицательном полупериоде напряжения. Таким образом управление симистром обес-

печивается в обоих полупериодах. Это остроумное решение заимствовано с сайта <http://electrostar.narod.ru/>.

Однако, чтобы обеспечить здесь плавную регулировку, диодный оптрон не годится, т. к. он может работать только в определенной полярности, и приходится использовать резисторный оптрон АОР124Б. Его можно заменить любым другим резисторным оптроном (их не так-то и много разновидностей) или даже изготовить самостоятельно из светодиода и фотосопротивления (последних как раз в продаже достаточно). Для этого достаточно закрепить светодиод эпоксидной смолой в стоячем положении на фотосопротивлении так, чтобы он смотрел прямо «в лицо» последнему, а потом плотно закрасить оставшуюся часть окна фоторезистора густой темной краской или залепить черной липкой лентой. Единственный, но существенный недостаток этой схемы по сравнению с предыдущими вариантами — резисторный оптрон может вести себя не слишком стабильно, особенно при изменениях температуры. Поэтому такая схема, в силу своей простоты, может быть рекомендована для использования в схемах регулирования мощности с обратной связью, которая устраняет последствия неустойчивости регулятора, — например, в схемах термостатов (см. главу 12).

Устройство плавного включения ламп накаливания

Лампы накаливания практически всегда перегорают при включении. Это происходит потому, что сопротивление вольфрамового волоска, как и любого металла, зависит от температуры — с повышением температуры оно повышается, причем из-за огромного перепада температур (порядка 2000 градусов) сопротивление холодной лампы может быть в десятки раз ниже, чем горячей. Например, у лампы 100 Вт, 220 В рабочее сопротивление должно быть почти 500 Ом, однако измерение с помощью мультиметра у выкрученной из цоколя лампы покажет величину меньше 40 Ом. Большой начальный ток и приводит в выходу лампы из строя. Целесообразно при включении постепенно (в течение 0,5–1 с) повышать напряжение — это может продлить срок службы лампы в несколько раз.

Такое устройство — *триммер* — легко соорудить из схемы ручного регулятора в любом из ее вариантов путем небольшой переделки узла управления. Поскольку это устройство не будет содержать органов ручного управления, то его можно питать целиком прямо от сети без оговорок. Оптод, тем не менее, мы сохраним — как удобное устройство управления. Переделки сведутся к тому, что мы заменим цепочку R1–R2 узлом, показанным на рис. 10.6. Здесь конденсатор C2 (нумерация компонентов сохранена в соответствии с рис. 10.3) после включения питания заряжается через резистор R1 с постоянной времени RC . Так как изначально конденсатор разряжен, то тока через светодиод оптрона не будет, и генератор не работает — темновое сопротивление фоторезистора слишком велико. По мере заряда конденсатора напряжение на выходе эмиттерного повторителя будет возрастать, ток через оптод будет увеличиваться, и в течение примерно 1 с он возрастет настолько, что фаза управляющих импульсов сдвинется к самому началу полупериода, и яркость горения лампы станет максимальной. После выключения питания C2 разрядится

через цепочку переход база-эмиттер—R2—светодиод оптрона, и схема придет в начальное состояние. Питание управляющего узла должно быть положительным, поэтому мы его питаем через диод VD2.

Удобством в этой схеме является то, что особо тонкой настройки она не требует. Соберите ее при указанных номиналах и сразу включите в сеть. Если яркость растёт слишком быстро или, наоборот, медленно — подберите резистор R1. Если же она вообще не достигает максимальной, уменьшите значение резистора R2.

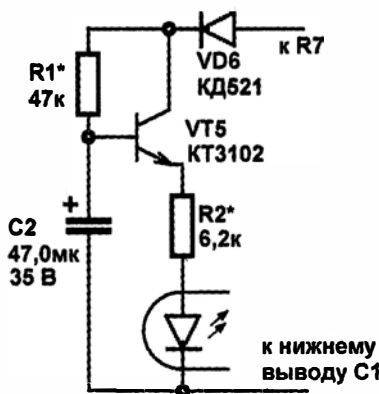


Рис. 10.6. Переделка узла управления для устройства плавного включения ламп накаливания

Подобных схем триммеров очень много в радиолюбительской литературе и в Сети (см., например, сайт Shema.ru), имеются и более компактные конструкции, в том числе такие, которые представляют собой двухполюсник и могут подключаться в разрыв цепи нагрузки. Естественно, схемы подобных регуляторов выпускают и в интегральном исполнении.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Набирающие популярность энергосберегающие лампы (как обычные люминесцентные, так и светодиодные) таким способом регулировать, конечно, нельзя. Тиристорные триммеры в цепи этих ламп попросту откажутся работать и могут даже вывести лампу из строя. Хотя и есть специальные системы включения таких ламп, совместимые с триммерными регуляторами, но, в общем случае, учитывая, что лампы эти питаются фактически постоянным напряжением, то и регулируются они совсем другим способом — с помощью изменения времени включенного состояния (скважности высокочастотных питающих импульсов). Городить для них самодельные регулирующие конструкции не имеет смысла — они все равно окажутся крупнее, дороже и хуже тех, что доступны в продаже.

Помехи

В заключение главы о мощной нагрузке нужно прояснить еще один момент, связанный с помехами. В начале главы я долго распинался по поводу того, что резко выключать мощную нагрузку в сети нельзя, и что оптоэлектронные реле даже имеют специальные средства для отслеживания момента перехода через ноль. Между

тем, все рассмотренные схемы с фазовым управлением именно это и делают. Пото­му, если вы включите такой регулятор напрямую в сеть, то помех не избежать — как электрических по проводам сети, так и электромагнитных, распространяющихся в пространстве, и чем мощнее нагрузка, тем больше эти помехи. Особенно чувствительны к этому делу АМ-приемники — мощный регулятор может давить передачи ВВС не хуже советских глушилок. Для того чтобы свести помехи к минимуму, необходимо, во-первых, заземлить корпус прибора, а во-вторых, на входе питания устройства вместе с нагрузкой поставить LC-фильтр. Это относится и к регуляторам в интегральном исполнении.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Внимательный читатель, несомненно, давно уже задает вопрос: если тиристор при отсутствии тока через него выключается, то как можно запустить тиристорную схему в момент перехода напряжения через ноль? Отвечаю: естественно, никак. Поэтому схема зего-коррекции на самом деле запускает мощный тиристор не точно в момент равенства анодного напряжения нулю, а тогда, когда ток через него уже достигает некоторой небольшой, но конечной величины. Практически это обеспечить несложно — надо дож­даться момента очередного перехода через ноль и сразу запустить генератор открывающих импульсов на достаточно высокой частоте. Тиристор «сам выберет» из последовательности импульсов тот, при котором «уже можно открываться».

Для заземления корпус, естественно, должен быть металлический или металлизированный изнутри. В выигрышном положении окажутся те, кто будет изготавливать корпуса самостоятельно из стеклотекстолита, по технологии, изложенной в главе 3, — у них уже есть прекрасный экран из медной фольги, достаточно только припаять провод заземления в любом удобном месте на внутренней стороне корпуса и присоединить его к желто-зеленому третьему проводу в сетевой вилке. Если же корпус пластмассовый, то его нужно изнутри оклеить алюминиевой фольгой потолще (предназначенная для применения в микроволновых печах, конечно, не подойдет). Надежно обеспечить контакт вывода заземления с таким экраном можно, приклеив зачищенный на несколько сантиметров провод широким скотчем или соорудив прижимной контакт из упругой бронзы (например, из контакта старого мощного реле).

На рис. 10.7 приведены два варианта построения развязывающего LC-фильтра. Второй вариант (на рисунке внизу) более «продвинутый». Для изготовления *дросселя* (так называют индуктивности, если они служат для фильтрации высоких частот в шинах питания и в некоторых других случаях) нужно взять ферритовое кольцо марки 600–1000НН диаметром 20–30 мм и намотать на него виток к витку провод МГШВ сечением около 1 мм² — сколько уместится. Во втором варианте фильтра дроссели L1 и L2 можно объединить, намотав их на одном кольце, — причем если помехи будут подавляться плохо, то надо поменять местами начало и конец одной из обмоток. Можно использовать и готовые дроссели подходящей мощности.

Если нагрузка совсем маломощная (до 20 Вт), то дроссели можно в крайнем случае заменить резисторами в 10–15 Ом мощностью не менее 2 Вт. Конденсаторы — любые неполярные на напряжение не менее 400 В, среднюю точку их во втором вари-

анте нужно подсоединить к настоящему заземлению (т. е. к уже заземленному корпусу). Если таковое отсутствует, то все равно надо присоединить эту точку к корпусу прибора, но без настоящего заземления работа фильтра заметно ухудшится — фактически он превратится в несколько улучшенный первый вариант.

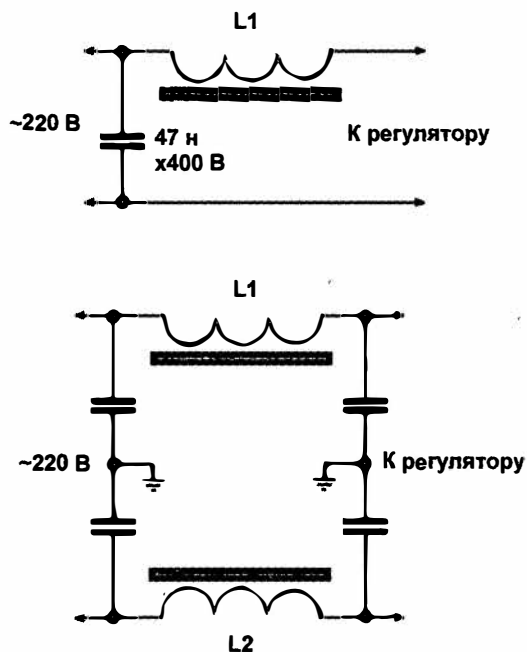
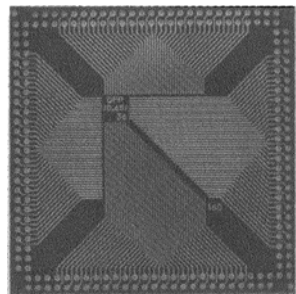


Рис. 10.7. Схемы фильтров сетевого питания для подавления помех

ГЛАВА 11



Слайсы, которые стали чипами

О микросхемах

Ему предстояло увидеть наяву тот заветный сундук, который он двадцать раз представлял в своих грезх

А Дюма Три мушкетера

Самые первые микросхемы были совсем не такими, как сейчас. Они изготавливались гибридным способом: на изолирующую подложку напылялись алюминиевые проводники, приклеивались маленькие кристаллики отдельных транзисторов и диодов, малогабаритные резисторы и конденсаторы, и затем все это соединялось в нужную схему тонюсенькими золотыми проволочками — вручную, точечной сваркой под микроскопом. Можно себе представить, какова была цена таких устройств, которые назывались гибридными микросхемами. К гибридным микросхемам относятся и некоторые современные типы — к примеру, оптоэлектронные реле — но, конечно, сейчас выводы отдельных деталей уже вручную не приваривают.

Ведущий специалист и один из основателей компании Fairchild Semiconductor Роберт Нойс позднее признавался, что ему стало жалко работников, терявших зрение на подобных операциях, и в 1959 году он выдвинул идею *микросхемы* — «слайса», или «чипа» (slice — ломтик, chip — щепка, осколок), где все соединения наносятся на кристалл прямо в процессе производства. Несколько ранее аналогичную идею выдвинул сотрудник Texas Instruments Джек Килби, однако опоздавший Нойс, химик по образованию, разработал детальную технологию изготовления (это была так называемая *планарная технология* с алюминиевыми межсоединениями, которая часто используется и по сей день). Спор о приоритете между Килби и Нойсом продолжался в течение десяти лет, и в конце концов победила дружба — было установлено считать Нойса и Килби изобретателями микросхемы совместно. В 2000 году Килби (Нойс скончался в 1990-м) получил за изобретение микросхемы Нобелевскую премию (одновременно с ним, но за достижения в области оптоэлектроники, ее получил и российский физик Жорес Алферов).

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR

Компания Fairchild Semiconductor в области полупроводниковых технологий стала примерно тем, чем фирма «Маркони» в области радио или фирма Хегох в области размножения документов. Началось все еще с ее рождением: восемь инженеров, уво-

лившихся в 1957 году из основанной изобретателем транзистора Уильямом Шокли компании Shockley Semiconductor Labs, обратились к начинающему финансисту Артуру Року — единственному, кому их идеи показались интересными. Рок нашел компанию из холдинга Шермана Файрчайлда, которая согласилась инвестировать основную часть из требуемых 1,5 миллиона долларов, и с этого момента принято отсчитывать появление нового способа финансирования инновационных проектов — *венчурных* (т. е. «рисковых») *вложений*, что в дальнейшем позволило родиться на свет множеству компаний, названия которых теперь у всех на слуху.

Следующим достижением Fairchild стало изобретение микросхем Робертом Нойсом, и первые образцы многих используемых и поныне их разновидностей были созданы именно тогда (например, в одном из первых суперкомпьютеров на интегральных схемах, знаменитом ILLIAC IV, были установлены микросхемы памяти производства Fairchild). А в 1963 году отдел линейных интегральных схем в Fairchild возглавил молодой специалист по имени Роберт Видлар, который стал «отцом» интегральных операционных усилителей, основав широко распространенные и поныне серии, начинающиеся с букв μ и LM (мы о нем уже упоминали в *главе 9* в связи с интегральными стабилизаторами питания). Логические КМОП-микросхемы (см. *главу 15*) изобрел в 1963 году также сотрудник Fairchild Фрэнк Вонлас, получивший на них патент № 3 356 858.

INTEL И AMD

В 1965 году знаменитый Гордон Мур, тогда — один из руководителей Fairchild, входивший вместе с Нойсом в восьмерку основателей, сформулировал свой «закон Мура» о том, что производительность и число транзисторов в микросхемах удваиваются каждые 1,5 года — этот закон фактически соблюдается и по сей день! В 1968 году Нойс с Муром увольняются из Fairchild и основывают фирму, название которой теперь знает каждый школьник: Intel. Инвестором новой компании стал все тот же Артур Рок. А другой работник Fairchild, Джереми Сандерс, в следующем, 1969 году основывает фирму почти столь же известную, как и Intel, — ее «заклятого друга» AMD.

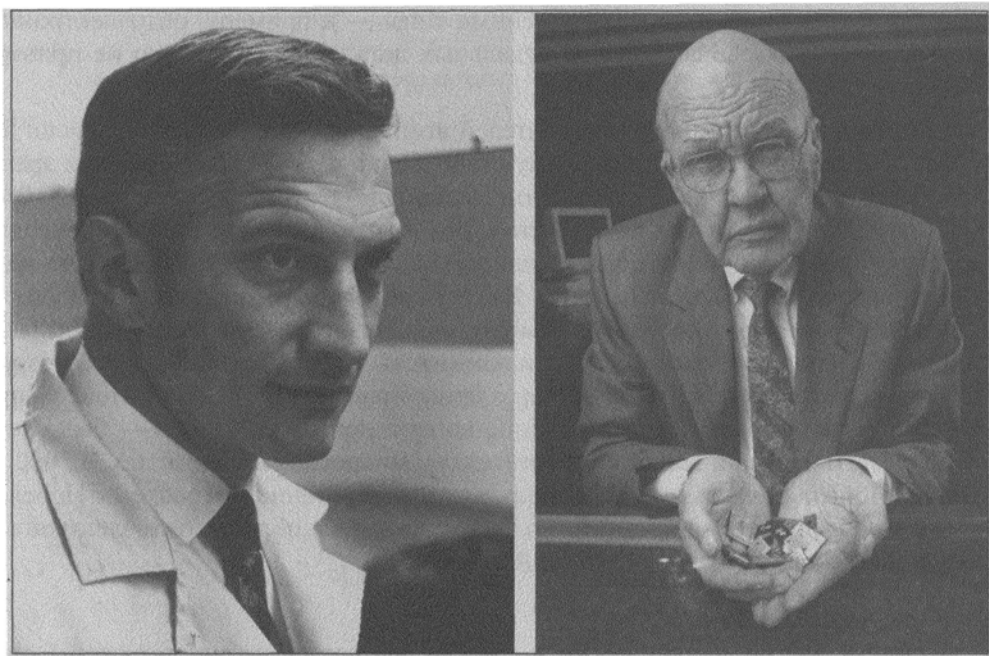


Рис. 11.1. Изобретатели микросхемы Роберт Нойс (Robert Noyce), 1927–1990 (слева) и Джек Килби (Jack St. Clair Kilby), 1923–2005

Что же дало использование интегральных микросхем, кроме очевидных преимуществ типа миниатюризации схем и сокращения количества операций при проектировании и изготовлении электронных устройств?

Рассмотрим прежде всего экономический аспект. Первым производителям чипов это было еще не очевидно, но экономика производства микросхем отличается от экономики других производств. Одним из первых, кто понял, как именно нужно торговать микросхемами, был уже упомянутый Джереми Сандерс (тогда — сотрудник Fairchild, впоследствии — руководитель компании AMD на протяжении более трех десятилетий).

Пояснить разницу можно на следующем примере. Если вы закажете архитектору проект загородного дома, то стоимость этого проекта будет сравнима со стоимостью самого дома. Даже если вы по этому проекту построите сто домов, то вы не так уж сильно выгадаете на стоимости каждого — стоимость проекта поделится на сто, но выгода ваша будет измеряться процентами, потому что построить дом дешевле, чем стоят материалы и оплата труда рабочих, нельзя, а они-то и составляют значительную часть стоимости строительства. В производстве же микросхем все иначе: цена материалов, из которых они изготовлены, в пересчете на каждый «чип» настолько мала, что она составляет едва ли единицы процентов от стоимости конечного изделия. Поэтому основная часть себестоимости чипа складывается из стоимости его проектирования и стоимости самого производства, на котором они изготавливаются, — фабрика для выпуска полупроводниковых компонентов может обойтись в сумму порядка 2–4 миллиардов долларов. Ясно, что в этой ситуации определяющим фактором стоимости микросхемы будет их количество — обычно, если вы заказываете меньше миллиона экземпляров, то с вами даже разговаривать не станут, а если вы будете продолжать настаивать, то один экземпляр обойдется вам во столько же, сколько и весь миллион. Именно массовость производства приводит к тому, что сложнейшие схемы, которые в дискретном виде занимали бы целые шкафы и стоили бы десятки и сотни тысяч долларов, продаются дешевле томика технической документации к ним.

Вторая особенность экономики производства микросхем — то, что их цена мало зависит от сложности. Микросхема простого операционного усилителя содержит несколько десятков транзисторов, микросхема микроконтроллера — несколько десятков или сотен тысяч, однако их стоимости по меньшей мере сравнимы. Эта особенность тоже не имеет аналогов в дискретном мире — с увеличением сложности обычной схемы ее цена растет пропорционально количеству использованных деталей. Единственный фактор, который фактически ведет к увеличению себестоимости сложных микросхем по сравнению с более простыми (кроме стоимости проектирования), — это процент выхода годных изделий, который может снижаться при увеличении сложности. Если бы не это, то стоимость Intel Core i7 не намного бы превышала стоимость того же операционного усилителя. Однако в Core i7, извините, несколько сотен миллионов транзисторов! Это обстоятельство позволило проектировщикам без увеличения стоимости и габаритов реализовать в микросхемах такие функции, которые в дискретном виде было бы реализовать просто невозможно или крайне дорого.

Кстати, выход годных — одна из причин того, что кристаллы микросхем такие маленькие. В некоторых случаях разработчики даже рады были бы увеличить размеры, но тогда резко снижается и выход. Типичный пример такого случая — борьба производителей цифровых фотоаппаратов за увеличение размера светочувствительной матрицы. Матрицы размером с пленочный кадр (24×36 мм) и на момент первого издания этой книги, и сейчас имеют только лучшие (и самые дорогие) модели профессиональных фотокамер.

Но, конечно, тенденция к миниатюризации имеет и другую причину: чем меньше технологические нормы, тем меньше потребляет микросхема и тем быстрее она работает. Простые логические микросхемы КМОП серии 4000В (см. главу 15) выпускали в процессе с технологическими нормами 4 мкм, микропроцессор i8086 — по технологии 3 мкм, и работали они на частотах в единицы, в лучшем случае — десятки мегагерц. Процессор Pentium 4 с ядром Willamette (нормы 0,18 мкм) имел тепловыделение до 72 Вт, а Pentium 4 с ядром Northwood (нормы 0,13 мкм) — уже 41 Вт. В настоящее время большая часть микропроцессоров выпускается по нормам 0,032–0,045 мкм, освоен порог в 0,022 мкм (22 нм), проектируются процессы 14 и даже 10 нм. Вспомните, что диаметр единичного атома имеет порядок 0,2–0,3 нм, так что по ширине дорожки на кристалле, изготовленном с такими нормами, укладывается всего полсотни атомов кремния!

Еще одна особенность микросхем — надежность. Дискретный аналог какого-нибудь устройства вроде аналого-цифрового преобразователя содержал бы столько паяк, что какая-нибудь в конце концов обязательно оторвалась. Между тем, если вы эксплуатируете микросхему в штатном режиме, то вероятность ее выхода из строя измеряется миллионными долями единицы. Это настолько редкое явление, что его можно практически не учитывать на практике, — если у вас сломался какой-то прибор, ищите причину в контактах переключателей, в пайках внешних выводов, в заделке проводов в разъемах — но про возможность выхода из строя микросхемы забудьте. Разумеется, это, повторяю, относится к случаю эксплуатации в штатном режиме — если вы подали на микрофонный вход звуковой карты напряжение 220 В, конечно, в первую очередь пострадает именно микросхема. Но сами по себе они практически не выходят из строя никогда.

Некоторые типовые узлы микросхем и особенности их эксплуатации

Наконец, для схемотехников микросхемы обладают еще одним бесценным свойством — все компоненты в них изготавливаются в едином технологическом процессе и находятся при этом в строго одинаковых температурных условиях. Это совершенно недостижимо для дискретных приборов — например, пары транзисторов, для которых желательно иметь идентичные характеристики, ранее приходилось подбирать вручную (такие подобранные пары специально поставлялись промышленностью) и иногда даже ставить их на медную пластину, чтобы обеспечить одинаковый температурный режим.

Рассмотрим типичный пример такого случая — так называемое *токовое зеркало* (рис. 11.2). Эта схема работает следующим образом. Левый по схеме транзистор представляет собой фактически диод, т. к. у него коллектор соединен с базой. Из характеристики диода (см. рис. 6.1 в главе 6) видно, что при изменении прямого тока на нем несколько меняется и падение напряжения (оно не равно точно 0,6 В). Это напряжение без изменений передается на базу второго, ведомого транзистора, в результате чего он выдает точно такой же ток — но только при условии, что характеристики транзисторов согласованы с высокой степенью точности. То есть если току 1 мА через первый транзистор соответствует напряжение на его переходе база-эмиттер, равное, к примеру, 0,623 В, то такому же напряжению на переходе второго транзистора должен соответствовать такой же ток. Мало того, это соответствие должно сохраняться во всем диапазоне рабочих температур! Естественно, столь высокая идентичность характеристик практически недостижима для дискретных приборов, а для транзисторов, входящих в состав микросхемы, она получается сама по себе, без дополнительных усилий со стороны разработчиков.

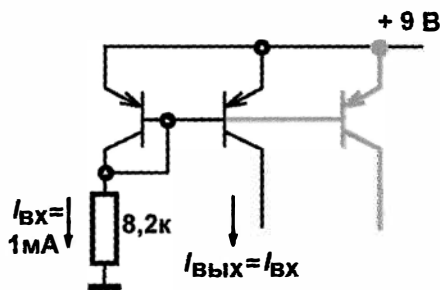


Рис. 11.2. Токовое зеркало

Схемы подобных токовых зеркал получили широкое распространение в интегральных операционных усилителях (ОУ) в качестве нагрузки входного дифференциального каскада, что значительно лучше, чем использование простых резисторов. Их применение вместо резисторов гарантирует повторяемость характеристик ОУ в широком диапазоне питающих напряжений. Отметим также, что ведомых транзисторов может быть много (на рис. 11.2 второй такой транзистор показан серым цветом), их количество ограничивается только тем обстоятельством, что базовые токи вносят погрешность в работу схемы, отбирая часть входного тока на себя. Впрочем, и с этим обстоятельством можно успешно бороться.

Кстати, резисторы в микросхемах в некритичных случаях все равно предпочитают делать из транзисторов — сформировать обыкновенный резистор, как проводник с заданным сопротивлением, в процессе производства микросхем значительно труднее, чем соорудить, скажем, полевой транзистор с заданным начальным током стока. По этой причине, если точных значений номиналов резисторов согласно функциональным особенностям микросхемы не требуется, то они имеют большой разброс — скажем, сопротивление «подтягивающих» резисторов портов микроконтроллеров AVR может колебаться в пределах от 35 до 100 кОм. Ну, а если все же точные или хотя бы согласованные номиналы резисторов иметь необходимо (как,

к примеру, в микросхемах ЦАП и АЦП, которые мы будем рассматривать в *главе 18*), то после изготовления микросхемы их приходится специально подгонять с помощью лазера, что значительно удорожает производство.

На рис. 11.2 соединение баз транзисторов не случайно показано необычным способом — в реальности они действительно представляют собой одну структуру, на которую «навешиваются» коллекторы и эмиттеры отдельных транзисторов. В микросхемах могут использоваться такие разновидности транзисторных структур, которые в обычной дискретной жизни не имеют аналогов, — скажем, многоэмиттерные или многоколлекторные транзисторы. Для примера на рис. 11.3 приведена схема входного каскада микросхемы транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), осуществляющей логическую функцию «ИЛИ» (подробно об этом рассказано в *главах 14 и 15*). В этой схеме замыкание любого из трех эмиттеров (или двух, или всех вместе — потому функция и называется «ИЛИ») на общий провод питания приведет к тому, что транзистор откроется и обеспечит ток через нагрузку.

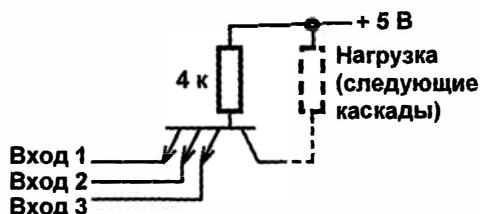


Рис. 11.3. Входной каскад элемента ТТЛ

Кратко рассмотрим общие особенности эксплуатации различных типов микросхем (более подробно о конкретных типах будет рассказываться в соответствующих главах). Вы, возможно, слышали о том, что микросхемы боятся статического электричества. Действительно, потенциал заряда, накапливающегося при ходьбе на нейлоновом халатике симпатичной монтажницы, одетой к тому же в синтетические юбочку, кофточку и колготки, может составлять тысячи вольт (правда, сама величина заряда невелика). И необязательно носить синтетическую одежду — достаточно походить по полу, покрытому обычным линолеумом или недорогим ковровым покрытием, чтобы накопить на себе вполне достаточный заряд (в дорогих покрытиях это чаще всего предусмотрено, и зарядам накапливаться не дают). Такое напряжение, конечно, может вывести из строя микросхемы, и не только микросхемы — особенно чувствительны к нему полевые транзисторы с изолированным затвором. Поскольку заряду на выводе затвора у них стекать некуда, то все накопленное на вас напряжение будет приложено к тоненькому промежутку между затвором и каналом, и не исключено, что изолирующий слой окисла кремния не выдержит такого надругательства.

Поэтому при монтаже всегда следует соблюдать несколько правил: не носить синтетическую одежду и не использовать синтетические покрытия для пола и монтажного стола (профессиональные монтажные столы вообще покрывают заземленным металлическим листом). Неплохую гарантию дает заземление корпуса паяльника, но на практике это осуществить непросто, учитывая, что заземление, как таковое, в наших домах отсутствует.

Можно также привести еще несколько рекомендаций:

- ❑ не хвататься руками за выводы микросхем без нужды, при необходимости их формирования взять ее в левую (для левшей — в правую) руку так, чтобы пальцы касались выводов питания;
- ❑ первыми всегда следует припаивать выводы питания микросхемы (для дискретных транзисторов — эмиттер или исток);
- ❑ перед началом монтажа, особенно если вы только что переодевались, подержаться руками за заземленный металлический предмет (водопроводный кран);
- ❑ при стирке рабочей одежды обязательно использовать антистатик.

Хорошую защиту также дает метод, при котором вы не впаиваете микросхему в плату непосредственно, а устанавливаете ее на панельку. Панельку, естественно, можно совершенно безопасно монтировать любым паяльником, а микросхема устанавливается в самый последний момент. Правда, такой метод снижает надежность конструкции (см. далее).

Однако случаи выхода микросхем из строя от статического электричества, все же, довольно редки, т. к. производители эту опасность учитывают и для критичных случаев принимают меры по защите выводов. Самой распространенной мерой является установка защитных диодов — по два на каждый вывод так, чтобы один из них был присоединен катодом к плюсу питания, а другой — анодом к минусу (рис. 11.4). Если напряжение на выводе не выходит за пределы питания, то такие диоды не оказывают никакого влияния на работу схемы (или почти никакого, см. далее). Если же напряжение на выводе выходит за эти пределы, то оно замыкается через соответствующий диод либо на шину питания, либо на общую шину.

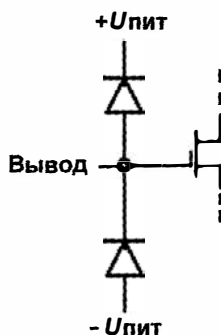


Рис. 11.4. Защита выводов микросхем от перенапряжения

Кстати, подобный прием позволяет иногда защитить микросхему и от неправильного включения питания — если плюс и минус питания на схеме рис. 11.4 поменять местами, то весь ток пойдет через диоды, и питание упадет до двойного падения напряжения на диоде. В этих целях иногда ставят и еще один отдельный защитный диод — прямо от питания до питания. Правда, тут весь вопрос в том, насколько долго диоды могут выдерживать прямой ток от источника. В моей практике бывали случаи, когда и выдерживали. Иногда в технических характеристиках

указывают максимальный ток, который могут выдержать защитные диоды без повреждения.

Наличие защитных диодов следует учитывать. Скажем, микросхемы с комплементарными полевыми транзисторами (КМОП), которые мы будем подробно изучать в *главе 15*, в статическом режиме и на низких частотах потребляют настолько малый ток, что вполне могут питаться и через защитный диод от входного сигнала, даже если напряжение питания вообще не подключено. Правда, при этом с выходным сигналом творятся всякие чудеса, однако выглядит это довольно эффектно. Конечно, обычные КМОП-микросхемы никто в таком режиме не использует, но иногда в микросхему специально встраивают небольшой конденсатор по питанию, который накапливает заряд от входного сигнала и позволяет ей некоторое время работать — скажем, ответить на запрос по последовательному интерфейсу. По этому принципу устроены, например, цифровые полупроводниковые датчики температуры фирмы Maxim/Dallas — они могут соединяться с показывающим прибором по интерфейсу, который так и называли: *1-wire* («однопроводной»), где передается только сигнал, тащить питание отдельно не требуется.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

С другой стороны, наличие защитных диодов может приводить к неприятностям — наиболее распространенная ошибка разработчиков электронных схем состоит в том, что при переходе на резервное питание они в целях экономии отключают питание всех узлов, кроме центрального контроллера, или, к примеру, генератора часов реального времени, забывая при этом отключить у них внешние соединения. Тогда схема начинает потреблять даже больше, чем она потребляла в нормальном режиме: если на выходе контроллера есть напряжение, а микросхема, ко входу которой этот выход подсоединен, обесточена, то указанный выход оказывается фактически замкнутым накоротко через защитный диод на шину питания. Мне могут возразить, что на шине питания при выключенном источнике потенциала нет, и току течь некуда — действительно, если питание оборвано, то плюсовая и минусовая шины вроде бы никак не связаны между собой, и плюс питания обязан «висеть в воздухе»... Однако это рассуждение справедливо только в теории. На практике шины питания связаны между собой как минимум фильтрующими конденсаторами большой емкости, которые для маломощного сигнала все равно что проволочная перемычка (если помните, мы в *главе 5* об этом говорили — в момент начала процесса заряда конденсатор равносителен короткому замыканию).

В некоторых случаях защитные диоды не ставят — они все же имеют хотя и очень небольшой, но конечный ток утечки, который может быть важен, скажем, в случае так называемого *зарядового усилителя*, т. е. устройства, которое измеряет величину накопленного заряда. Часто не ставят их и в микросхемах для обработки высокочастотных сигналов. Так что на всякий случай, особенно если вы не уверены в наличии защитных диодов, меры предосторожности при монтаже следует соблюдать.

Некоторые характерные типы корпусов микросхем приведены на рис. 11.5 и 11.6. Вверху слева на рис. 11.5 показан пример панельки («сокета») для корпусов типа DIP, которая позволяет не впаивать микросхему в плату. Внизу на рис. 11.6 показана аналогичная панелька для корпусов типа PLCC (пример самого корпуса выше на рисунке). Корпуса PLCC специально разработаны на такой случай — их легко вынимать и вставлять обратно, не опасаясь повредить выводы. Подобные панельки

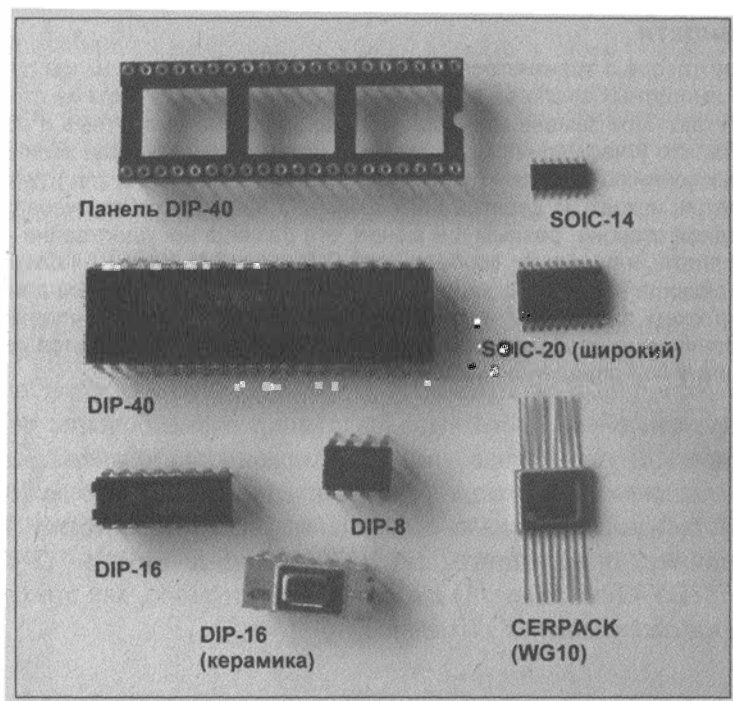


Рис. 11.5. Некоторые распространенные корпуса микросхем.
Вверху слева — панелька для корпусов типа DIP

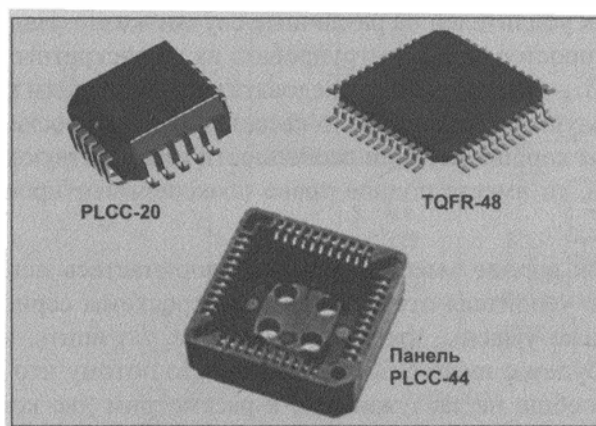


Рис. 11.6. Некоторые особые типы корпусов для микросхем: слева вверху PLCC, внизу — панелька для такого типа микросхем; справа вверху одна из разновидностей корпусов для микросхем с большим количеством выводов

особенно удобны в макетах, а также их всегда применяют в случаях, если микросхеме нужно иногда извлекать из устройства для ее перепрограммирования. Понятно, что механические контакты в панельке понижают надежность конструкции, и если извлечение микросхемы не предполагается, то, все же, лучше панельку не использовать, а если без нее все-таки не обойтись, то тип PLCC предпочтительнее, чем DIP.

ПОДРОБНОСТИ

Как и в разговоре о транзисторах, для отечественных микросхем мы приводим наименования импортных аналогов корпусов, ибо отечественная система столь сложна, что только путает. При замене отечественных аналогов на импортные и обратно следует учитывать, что у нас шаг между выводами метрический и кратен величине 2,5 мм (для планарных корпусов — долям от нее, т. е. 1,25 мм, 0,625 мм и т. п.). У импортных шаг вычисляется, исходя из десятой доли дюйма (2,54 мм). Для корпусов с числом выводов по одной стороне, равным 8 и менее, эта разница незначительна — взаимозаменяемы и платы, и панельки, особенно для DIP-корпусов. А вот для планарных, где шаг мельче, разница начинает сказываться уже для пяти-семи выводов по одной стороне. Для микросхем с большим числом выводов простая замена импортных микросхем отечественными и наоборот оказывается невозможна — приходится заранее рассчитывать плату под определенный шаг выводов.

Имейте в виду, что очень часто выводов в микросхеме больше, чем требует ее функциональность. В этом случае существует правило: *незадействованные выводы никуда не присоединять!* В западной документации специально даже принято для таких незадействованных выводов обозначение NC (no connected). Будет грубой ошибкой, например, присоединить *незадействованные выводы* 13 и 16 КМОП-микросхемы 561ПУ4 (см. главу 15) к «земле» или питанию, как это следует делать со входами *незадействованных элементов*.

Звуковые усилители на микросхемах

В качестве первого примера использования микросхем мы попробуем построить несколько звуковых усилителей на различные случаи жизни. Надо сказать, что дело это намного более простое, чем конструировать их из дискретных компонентов, что мы делали в главе 8, — нужно только следовать рекомендациям разработчика, и все гарантированно получится. Это правило касается всех микросхем без исключения. Разумеется, если вы хорошо изучили особенности соответствующей разновидности интегральных схем, то имеете полное право поэкспериментировать, но — на свой страх и риск.

Такой страх и риск вполне уместен, если вы попытаетесь использовать для построения звукового усилителя отечественные микросхемы серии К174 — характеристики их настолько ужасны, что попробовать их улучшить, как говорится, сам бог велел. Мы не будем с ними разбираться, просто потому что они, по большому счету, внимания вообще не заслуживают, а рассмотрим две конструкции на доступных импортных микросхемах.

Мощный УМЗЧ

Первой мы рассмотрим стандартную схему усилителя мощности низкой частоты (УМЗЧ) на популярной микросхеме TDA2030 производства фирмы ST Microelectronics. Схема обладает примерно такими же характеристиками, как усилитель, описанный в главе 8. Производитель гарантирует при выходной мощности 14 Вт на нагрузке 4 Ом искажения сигнала не более 0,5 % (что заведомо лучше нашей самодеятельной конструкции). Если снизить требования к величине искажений, то при

наших ± 15 В питания из микросхемы можно выжать и те же самые 21 Вт. Предельно допустимое значение напряжения питания для TDA2030 достигает ± 18 В, но, разумеется, при таком питании ее эксплуатировать не рекомендуется. Увеличение искажений при повышении выходной мощности, вероятно, связано с тем, что в чип встроена защита от перегрева выходных транзисторов, которая ограничивает выходной ток, когда температура корпуса повышается.

Кроме уровня искажений, эта схема обладает и рядом других преимуществ перед нашей дискретной конструкцией. Производитель гарантирует такие характеристики, как широкий диапазон частот, которые передаются с заданным коэффициентом усиления и при заданных искажениях сигнала (40 Гц–15 кГц), или подавление влияния нестабильности источника питания на качество выходного сигнала (в 100–300 раз, что позволяет спокойно использовать наш простейший источник, описанный в главе 9). Гарантируется устойчивость усилителя при использовании рекомендуемых номиналов резисторов и конденсаторов и даже приводятся рекомендации по размерам охлаждающего радиатора. Выход микросхем, как мы уже сказали, защищен от короткого замыкания в нагрузке (точнее, ограничен выходной ток).

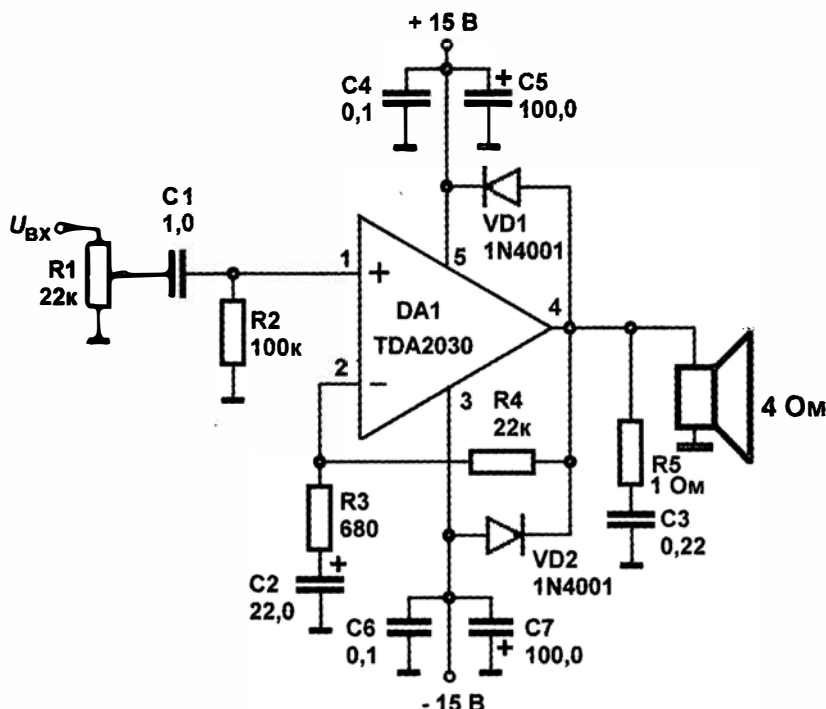


Рис. 11.7. Основная схема усилителя мощности звуковой частоты на микросхеме TDA2030

От перечисления весьма греющих душу свойств этой конструкции перейдем, наконец, к рассмотрению ее схемы (рис. 11.7). Собственно усилитель включает саму микросхему DA1, конденсаторы C1, C2 и резисторы R1–R4. Если внимательно присмотреться, то мы увидим, что структурно она ничем не отличается от нашей схемы из главы 8. Мало того, здесь даже установлен с помощью обратной связи тот

же самый коэффициент усиления, примерно равный 30. Как будто взяли нашу схему и упаковали ее в отдельный корпус, обеспечив вывод наружу входов дифференциального усилителя, выхода двухтактного (push-pull) каскада усиления мощности и, естественно, выводов питания.

На самом деле так оно и есть — подавляющее большинство УМЗЧ имеет приблизительно одинаковую структуру, отличающуюся лишь в частности, касающихся обеспечения качества или повышения эффективности работы. Скажем, в микросхеме TDA2030 коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой цепи обратной связи, согласно уверениям производителя, равен примерно 30 000, а у нас он не более 2000–2500. Что, конечно, значительно увеличивает линейность усиления «фирменной» схемы и уменьшает уровень искажений (почему это так, мы узнаем в *главе 12*).

Остальные элементы схемы — вспомогательные. Конденсаторы C4–C7 — развязывающие по питанию (в нашей схеме тоже рекомендовалось их устанавливать), причем заметьте, что в целях лучшей защиты от помех и повышения устойчивости схемы здесь рекомендуется установить неполярные (например, керамические) конденсаторы (C4 и C6) параллельно с электролитическими (C5 и C7). Цепочка R5–C3, которой у нас не было, здесь обеспечивает повышение линейности усилителя при работе на индуктивную нагрузку. Диоды VD1–VD2 служат для предотвращения возможного выхода из строя выходных каскадов микросхемы при индуктивных выбросах напряжения, например, при включении питания (ох, до чего же нежные эти западные транзисторы!). Все электролитические конденсаторы должны быть рассчитаны на напряжение не менее 16 В.

В случае если усилитель все же «загудит» (хотя прямо об этом в тексте фирменной инструкции не сказано), здесь рекомендуется параллельно резистору обратной связи R4 установить цепочку из последовательно включенных резистора и конденсатора, которые ограничат полосу частот. При указанных на схеме номиналах всех остальных компонентов резистор должен быть равен 2,2 кОм, а конденсатор — не менее 0,5 нФ. Увеличение емкости конденсатора сверх этой величины ведет к ограничению полосы частот, но и к повышению устойчивости схемы.

Сама микросхема TDA2030 выпускается в корпусе TO220, знакомом нам по мощным транзисторам, только здесь он имеет не три вывода, а пять. Разводка выводов приведена на схеме, а для того чтобы определить расположение выводов, надо положить микросхему маркировкой вверх — тогда вывод номер 1 будет находиться первым слева (в однорядных корпусах микросхем и транзисторов ключ для определения начала отсчета выводов часто отсутствует, но первый вывод всегда расположен именно так).

Рекомендованная в инструкции площадь охлаждающего радиатора для выходной мощности 14 Вт должна составлять 350–400 см², однако, на мой взгляд, эта величина завышена, как минимум, вдвое. Впрочем, подобное заключение я могу подтвердить, кроме весьма приблизительной методики расчета из *главы 8*, лишь личным опытом, и оно не должно быть воспринято, как руководство к действию — это совет из той самой серии «на ваш страх и риск». Скорее всего, разработчики из фирмы ST Microelectronics взяли двукратный запас специально: во-первых, ориентиру-

ясь на наихудший случай, когда радиатор будет стоять горизонтально в каком-нибудь тесном непрветриваемом пространстве (ведь мы говорили, что все расчеты радиаторов очень приблизительны!), и, во-вторых, чтобы уменьшить уровень искажений при больших мощностях из-за встроенного механизма тепловой защиты, о котором мы упоминали ранее.

На рис. 11.8 показано, как можно построить усилитель с удвоенной выходной мощностью при тех же напряжениях питания и используемых деталях. Это так называемая *мостовая схема*, которая представляет собой два идентичных усилителя, работающих на одну нагрузку в противофазе: когда на выходе одного усилителя положительный максимум напряжения, на другом — отрицательный. Таким образом, амплитуда и действующее значение напряжения на нагрузке возрастает ровно в два раза, соответственно растет и мощность, которая здесь составит при условии неискаженного сигнала почти 30 Вт.

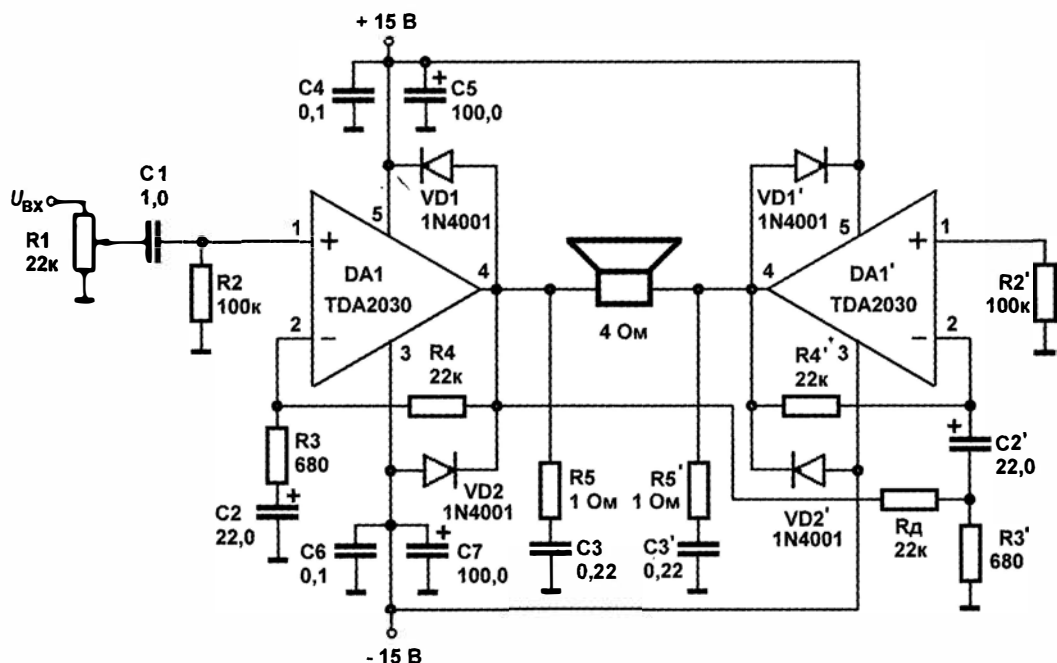


Рис. 11.8. Схема мостового усилителя звуковой частоты

Для того чтобы усилители работали именно так, как указано, обычный (неинвертирующий) вход второго усилителя заземляется, а входной сигнал для него поступает на другой (инвертирующий) вход, туда же, куда и заведена его обратная связь. Сам этот входной сигнал берется с того места, куда поступает сигнал от первого усилителя (с левого по схеме вывода динамика), и ослабляется в той же степени, в которой оно было усилено первым усилителем, — вследствие равенства резисторов цепи обратной связи R_4 – R_3 , задающей коэффициент усиления первого усилителя, и делителя R_d – R_3' . То есть на вход 2 второго усилителя поступает фактически то же самое входное напряжение, но так как вход имеет противоположную поляр-

ность, то на выходе второго усилителя повторится сигнал на выходе первого, только в противофазе, чего мы и добивались. Отметим, что для такого усилителя придется соорудить более мощный источник питания, чем тот, что описан в главе 9.

Микроусилитель мощности

Не так уж редко возникает задача вывести звуковой сигнал на маломощный динамик или на головные наушники. Кроме очевидных применений вроде воспроизведения музыки, такой усилитель пригодился бы, скажем, в многочисленных конструкциях металлоискателей (их полно в Сети и радиолюбительской литературе), в иных сигнальных устройствах. Такие усилители применяют и в различных звуковых модулях, ориентированных на управление от Arduino.

Существует, естественно, масса типов микросхем от разных производителей, которые осуществляют усиление звукового сигнала с возможностью выхода на низкоомную нагрузку, мы же остановимся на одной из самых когда-то популярных — MC34119 (изготавливается не только фирмой Motorola, как можно было бы заключить из названия, но и другими фирмами, возможно, с другими буквенными префиксами). Микросхема выпускается в обычном корпусе всего с восемью выводами (DIP-8) и никаких радиаторов не требует.

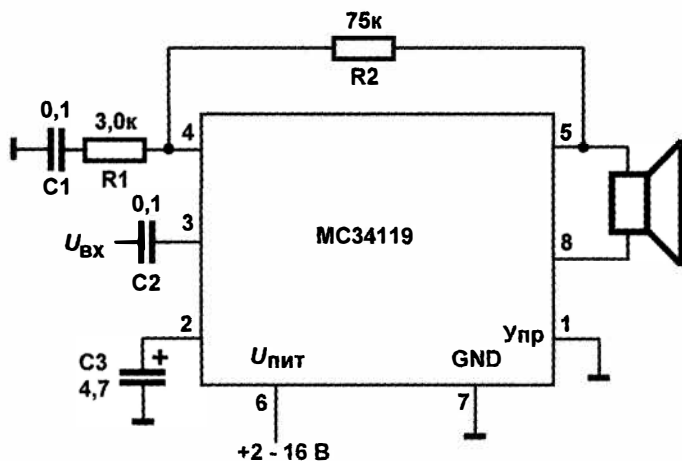


Рис. 11.9. Схема включения микросхемы MC34119

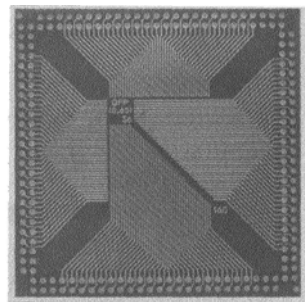
Микросхема обладает весьма неплохими характеристиками, основные из которых таковы:

- ☐ напряжение питания: 2–16 В (однополярное);
- ☐ сопротивление нагрузки: 8 Ом (минимальное);
- ☐ частота единичного усиления: 1,5 МГц;
- ☐ выходная мощность при напряжении питания 6 В и нагрузке 32 Ом: 250 мВт (коэффициент гармоник 0,5–1 %);
- ☐ время готовности после включения питания — не более 0,36 с.

Самое главное — не надо ни о чем думать, все уже придумано за вас. Вариант типовой схемы включения приведен на рис. 11.9. Коэффициент усиления задается двумя резисторами: R_1 и R_2 и равен их отношению R_2/R_1 , т. е. в данном случае 25. Максимально возможная мощность в нагрузке (0,5 Вт) достигается при питании 12 В и нагрузке 32 Ом (головные наушники). В других сочетаниях нагрузки и питания такая мощность при допустимом уровне искажений не достигается. Обратите внимание, что динамик не имеет соединения с «землей» (что естественно для схемы с однополярным питанием). Имеется также интересная возможность выключения усилителя с помощью сигнала от логических микросхем (например, от микроконтроллера) — если подать на вывод 1 напряжение более 2 В, микросхема выключится и будет потреблять ток не более нескольких десятков микроампер (правда, сопротивление по этому входу не очень велико — 90 кОм, что создаст дополнительное потребление).

Другие схемы УМЗЧ на микросхемах вы, без сомнения, найдете в достаточном количестве в литературе и в Сети, а мы, наконец, вплотную займемся самыми универсальными аналоговыми микросхемами — операционными усилителями.

ГЛАВА 12



Самые универсальные Обратная связь и операционные усилители

Нам нужны надежные исполнители наших поручений не только для того, чтобы добиться успеха, но также и для того, чтобы не потерпеть неудачи

А Дюма Три мушкетера

Классическое определение гласит: операционным усилителем называется дифференциальный усилитель постоянного тока (УПТ) с большим коэффициентом усиления. Наличие в этом определении слов «постоянного тока» не означает, что ОУ усиливают только сигналы частотой 0 Гц, — здесь имеется в виду, что они могут усиливать сигналы, начиная с частоты 0 Гц. Слова «с большим коэффициентом усиления» означают, что он действительно большой, — хороший ОУ имеет коэффициент усиления порядка нескольких сотен тысяч или даже миллионов (куда там микросхеме TDA2030 с ее 30 тысячами!).

Название *операционный* закрепилось за такими усилителями исторически, потому что во времена господства ламповой техники они использовались в основном для моделирования различных математических операций (интегрирования, дифференцирования, суммирования и пр.) в так называемых *аналоговых* вычислительных машинах. Других применений у тех ОУ практически не было и быть не могло, потому что для достижения приемлемых характеристик не годилась не только ламповая, но и дискретно-транзисторная схемотехника. Настоящий переворот произошел только в середине 1960-х годов после пионерских работ по конструированию интегральных ОУ неоднократно уже упоминавшихся на этих страницах Робертом Видларом (рис. 12.1).

Разумеется, практически использовать ОУ можно только в схемах с отрицательной обратной связью (за одним исключением, описанным далее). Огромный коэффициент усиления приведет к тому, что без обратной связи такой усилитель будет находиться в состоянии, когда напряжение его выхода равно (или, как мы увидим дальше, почти равно) одному из напряжений питания, положительному или отрицательному — такое состояние еще называют, по аналогии с транзисторами, *состоянием насыщения выхода*. В самом деле, чтобы получить на выходе напряжение 15 В, ОУ достаточно иметь на входе сигнал в несколько десятков микровольт, а

такой сигнал всегда имеется — если это не наводка от промышленной сети или других источников, то достаточно и внутренних причин, о которых мы еще будем говорить.

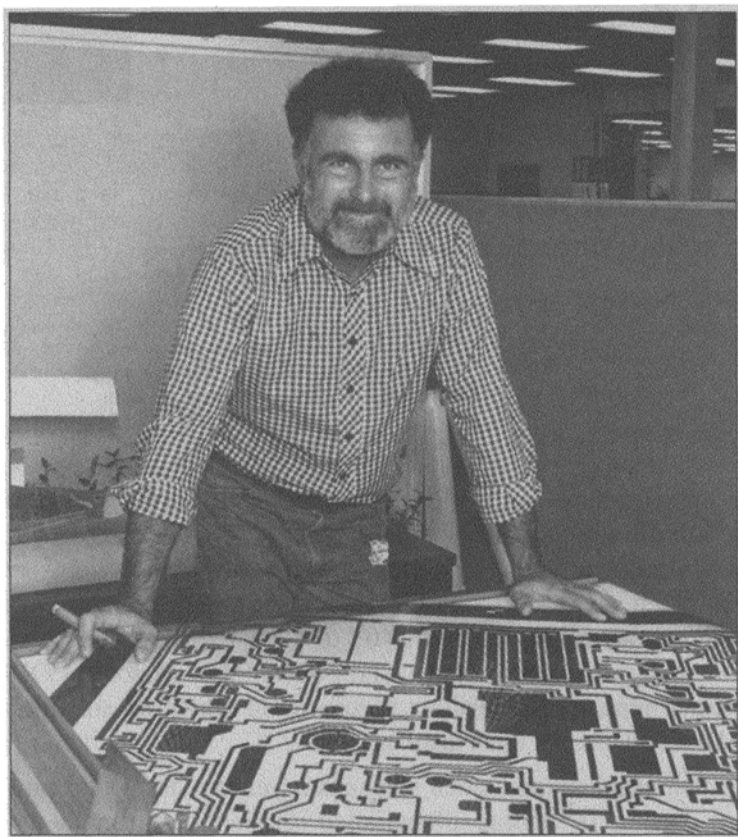


Рис. 12.1. Роберт Видлар (Robert J. Widlar), 1937–1991

Впрочем, есть и исключение — так называемые *компараторы* представляют собой ОУ, которые предназначены для использования без отрицательной обратной связи и иногда даже наоборот, с положительной обратной связью. К компараторам мы еще вернемся в этой главе, а пока рассмотрим некоторые общие принципы построения стандартных схем на ОУ.

Опасные связи

Согласно определению, отрицательная обратная связь — это связь выхода со входом, при которой часть выходного сигнала вычитается из входного. В противоположность отрицательной, в случае положительной обратной связи часть выходного сигнала со входным сигналом суммируется. Эти определения справедливы не только для усилителей и других электронных устройств, но и во всех других случаях, когда обратная связь имеет место. В общем случае можно воздействие обратной

связи на некую систему описать так: наличие отрицательной обратной связи повышает ее устойчивость, наличие положительной — наоборот, ведет к неустойчивости.

ПРИНЦИП ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Впервые использовать принцип обратной связи в электронных усилителях с целью повышения их линейности, устойчивости и других эксплуатационных характеристик предложил американский инженер, сотрудник Лабораторий Белла (Bell Labs) Харольд Блэк в 1927 году. О сложности предмета говорит тот факт, что первый патент Блэка с описанием его усилителя имел объем целых 87 страниц, а всего он получил 347 патентов. Построение общей теории обратных связей было завершено математиком Хендриком Ваде Бode к 1945 году. В 1948 году Норберт Винер в своей знаменитой «Кибернетике» впервые показал, как использовать принцип обратной связи при рассмотрении любых систем: технических, биологических, социальных и пр.

Принцип действия обратных связей можно пояснить, скажем, на примере классической взаимосвязи спроса и предложения в экономике. Предположим, у нас имеется некая фирма, которая состоит из производственных структур и каналов сбыта. На входе такой системы — задание на производство, на выходе — объем произведенной продукции. Сколько нужно производить товара? Естественно, столько, сколько его могут потребить. В идеальной системе происходит следующее: фирма производит один экземпляр товара и, как только его покупают, немедленно выдает на прилавок следующий экземпляр. Если фирма произведет два экземпляра, и один из них на прилавке задержится, то производство приостанавливается до тех пор, пока этот экземпляр не купят. Здесь мы наблюдаем типичное действие отрицательной обратной связи, роль которой играет спрос, — лежащий на прилавке экземпляр товара как бы вычитается из задания на производство, и оно приостанавливается. Такая система очень устойчива и к тому же обладает множеством приятных свойств: не имеет перерасхода энергии и материалов, не приводит к перепроизводству или, в пределах мощности производства, наоборот, к дефициту. Объем перепроизводства может составить максимум один экземпляр, который придется выбросить, если спрос на него упал до нуля. Интересно, что примеры таких близких к идеалу производств можно встретить и в реальной жизни — это, скажем, торговля горячей выпечкой, когда следующий пирожок изготавливается только, если предыдущий уже купили.

Но в большинстве случаев в реальной жизни все обстоит гораздо сложнее: и прямых, и обратных связей существенно больше одной, реакция на спрос не может быть мгновенной, да и система не изолирована от всей остальной экономики. Посмотрим, например, что произойдет с нашей идеальной системой, если производство не может остановиться и возобновить работу мгновенно, или, что то же самое, сведения об изменении спроса поступают не сразу, а с некоторым запаздыванием. Предположим, фирма делает 10 экземпляров товара в день, и указанное запаздывание составляет также 1 день. Допустим, в какой-то из дней спрос упал на 2 штуки. Из-за запаздывания реакция на изменение спроса в этот день фирма произведет по-прежнему 10 штук, так что на следующее утро на прилавке их окажется 12. Если в этот день спрос по-прежнему будет составлять 8 штук, то к следующему утру на прилавке окажутся те же 12 экземпляров (8 произведенных — фирма отреагировала

на изменение, плюс 4 оставшихся от предыдущего дня). Согласно реакции предыдущего дня и в этот день фирма также произведет всего 8 экземпляров. Но предположим, что в этот день спрос внезапно возрос и составил 12 экземпляров, т. е. все имеющиеся оказались раскуплены. На следующее утро на прилавке будет лежать 8 штук (произведенных накануне), и если спрос сохранится, то 4 из 12 гипотетических клиентов уйдут неудовлетворенными. Им предложат зайти через два дня, и на следующий день фирма вынуждена будет произвести $4 + 12 = 16$ экземпляров товара! Легко сообразить, что будет происходить дальше с производством и удовлетворением спроса, — система станет раскачиваться все сильнее и сильнее, пока в дело не вступят естественные ограничения: объем производства не может быть меньше нуля и больше фактической мощности производства (в случае электронных систем роль таких ограничений выполняет напряжение питания или достижимая мощность выходного каскада усиления). Работоспособность системы будет полностью нарушена — отрицательная обратная связь превратилась в положительную.

Поскольку реальные системы не могут иметь нулевое запаздывание по цепям прямой и обратной связи, возникает вопрос — какие меры нужно принять для того, чтобы система не раскачивалась все сильнее и сильнее? Обсуждение теории устойчивости систем с обратной связью в общем случае (скажем, известного метода Найквиста) увело бы нас слишком далеко, однако практические меры в простых системах не так уж и сложны. В основном они сводятся к тому, чтобы ограничить коэффициент усиления исходной системы и/или глубину обратной связи на таких частотах, когда отрицательная обратная связь начинает превращаться в положительную. Иными словами, чтобы фазовый сдвиг части выходного сигнала, поступающей обратно на вход, относительно самого входного сигнала не достигал бы близких к 180° величин при сравнимой или даже большей входного сигнала амплитуде этой части (поглядите на графики суммирования синусоидальных сигналов в главе 4, чтобы лучше понять, в чем тут дело).

Грубо эти частоты можно оценить следующим образом: если задержка сигнала в ОУ составляет 1 мкс, то (при мгновенной обратной связи, как это имеет место в случае ее осуществления с помощью резистивного делителя) при подаче сигнала частотой около 1 МГц с выхода на вход усилителя фазовый сдвиг составит ровно 180° , и усилитель будет раскачиваться неограниченно. Значит, нужно сделать так, чтобы усиление самого усилителя без обратной связи еще задолго до достижения указанной частоты падало и становилось равным единице ровно на частоте, соответствующей задержке. Это и есть так называемая *коррекция усилителей*. Причем, чем выше установленный с помощью обратной связи коэффициент усиления (т. е. чем меньше глубина обратной связи), тем выше допустимый порог по предельной частоте исходного усилителя — это обусловлено тем, что на вход при росте этого коэффициента передается меньшая часть выходного сигнала. Разница между фазой входного сигнала ОУ после суммирования и 180 градусами называется *запасом по фазе* — если он невелик, то при прохождении через усилитель, скажем, сигнала прямоугольной формы на выходе могут наблюдаться выбросы или даже небольшие колебания по фронту и по спаду выходного напряжения.

Наибольшую опасность несет в себе режим с установленным коэффициентом усиления, равным единице (т. е. использование ОУ в качестве *повторителя*). Роберт

Видлар был сторонником того, чтобы переложить заботу о коррекции ОУ на плечи пользователей, и первые его конструкции ОУ (например, $\mu A702$, выпускавшийся в нашей стране под названием 140УД1, или получивший широкую известность $\mu A709$) имели специальные выводы для коррекции с помощью внешних резисторов и конденсаторов. Разработчик мог в некоторых пределах выбирать ширину полосы пропускания частот в зависимости от установленного коэффициента усиления. Практически же этим никто не пользовался (подобно тому, как подавляющее большинство пользователей компьютерных программ работают с установками, введенными в них разработчиками по умолчанию), и такая возможность только приводила к необходимости введения в схему лишних компонентов. Так что в настоящее время выводы для внешней коррекции сохранились лишь для некоторых моделей высокочастотных ОУ, где полоса частот — действительно критичный фактор.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Кстати, а каковы в свете всего изложенного могут быть рекомендации нашим предпринимателям из производственной фирмы? Они совершенно аналогичны методам для обеспечения стабильности ОУ — нужно ограничить глубину обратной связи и коэффициент усиления на высоких частотах. Проще говоря, им следует при наличии запаса пытаться реагировать на каждый проданный или непроданный экземпляр, а выпускать некое среднее количество товара в сутки, изменяя его только, когда изменился средний объем продаж за промежуток времени, значительно больший времени реакции производства, — это равносильно ограничению усиления на высоких частотах. Если вы попытаетесь повторить рассуждения про нашу фирму, введя время реакции производства, скажем, на среднее за неделю количество проданных в сутки экземпляров, а не реагируя на продажи за каждые сутки, как ранее, то увидите, что система стала значительно устойчивее, хотя на ее выходе и могут наблюдаться некоторые высокочастотные колебания — т. е. количество товаров на прилавке может колебаться с частотой несколько экземпляров в день, но в среднем будет примерно следовать за колебаниями спроса.

Кстати, по всем этим причинам большинство ОУ представляют собой низкочастотные приборы — обычная частота единичного усиления f_1 (т. е. частота, на которой собственный коэффициент усиления снижается до 1) для распространенных типов не превышает 1–3 МГц. Например, для использованного в схеме лабораторного источника (см. главу 9) древнего $\mu A741$ эта частота равна 0,8 МГц. Для некоторых моделей ОУ, специально предназначенных для усиления постоянного тока и медленно меняющихся сигналов, частота f_1 еще меньше — скажем, для очень хорошего прецизионного ОУ MAX478/479 она равна всего 60 кГц. С другой стороны, есть и быстродействующие ОУ, для которых f_1 достигает десятков МГц. С частотой единичного усиления тесно связана другая характеристика ОУ — скорость нарастания выходного сигнала.

Не забудем также, что в реальных системах часто могут иметь место многочисленные так называемые *паразитные* обратные связи, учет которых весьма затруднен, если вообще возможен. Именно наличие таких связей приводит к «гудению» УМЗЧ даже в том случае, если с основными связями все в порядке, и в том числе именно для борьбы с этим явлением ставят развязывающие конденсаторы по питанию.

Основные свойства системы с отрицательной обратной связью

Отрицательная обратная связь в усилителях не только позволяет точно установить коэффициент усиления, как мы уже знаем из примеров в главах 8 и 11, но и приводит еще ко многим приятным улучшениям схемы. Попробуем разобраться, почему это так и каково влияние характеристик реальных ОУ на параметры схемы.

На рис. 12.2 приведена обобщенная схема некоторой системы, охваченной отрицательной обратной связью. Коэффициент усиления K основной системы обычно больше единицы — в случае ОУ это и есть его собственный коэффициент усиления, который может достигать сотен тысяч и миллионов. Коэффициент передачи по обратной связи β обычно, наоборот, меньше единицы (хотя ничего, кроме вышеуказанных частотных ограничений, не мешает нам сделать его и больше единицы — просто вся система тогда будет не усиливать, а ослаблять сигнал). Круг с плюсом в нем означает устройство для суммирования сигналов — *сумматор*.



Рис. 12.2. Обобщенная схема системы с отрицательной обратной связью

Если разорвать петлю обратной связи, то сигнал на выходе $U_{\text{вых}}$ был бы равен $K \cdot U_{\text{вх}}$ (разумеется, в реальной системе напряжение питания его было бы ограничило, но для наших рассуждений это неважно). Однако при действии обратной связи это не так. На вход выходной сигнал передается с коэффициентом ослабления β , и сигнал после сумматора, т. е. на входе основной системы, будет равен $U_{\text{вх}} - \beta U_{\text{вых}}$ (минус, т. к. обратная связь отрицательная). Этот сигнал передается на выход с коэффициентом K , т. е. $U_{\text{вых}} = K(U_{\text{вх}} - \beta U_{\text{вых}})$, или $U_{\text{вых}} = K \cdot U_{\text{вх}} / (1 + K\beta)$. Поскольку коэффициент передачи $K_{\text{ус}}$ всей системы по определению есть $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$, то в результате для него получаем следующую формулу:

$$K_{\text{ус}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}} (1 + K\beta)} = \frac{K}{1 + K\beta}. \quad (1)$$

Отсюда следует интересный вывод: если K много больше 1 (а в случае ОУ это действительно так с огромной степенью точности), то единицу в формуле (1) можно не принимать во внимание, и коэффициент передачи будет выражаться простым соотношением

$$K_{yc} = 1/\beta. \quad (2)$$

Формула (2) и означает, что коэффициент передачи входного сигнала на выход будет определяться только параметрами обратной связи и никак не зависит от характеристик системы. Причем, чем выше собственный коэффициент усиления системы K , тем точнее соблюдается это положение (мы об этом упоминали в *главе 11* при сравнении характеристик УМЗЧ, построенных на фирменной микросхеме и на дискретных элементах по схеме из *главы 8*).

Введение отрицательной обратной связи приводит также еще к некоторым последствиям. Для практических целей достаточно их просто запомнить, не углубляясь в математические выкладки:

- входы ОУ не потребляют тока (входное сопротивление ОУ практически равно бесконечности, точнее — увеличивается по сравнению с ОУ без обратной связи в $K\beta$ раз);
- ОУ с отрицательной обратной связью всегда стремится установить потенциалы на его входах равными между собой.

Характеристики конкретной схемы определяются соотношением собственного коэффициента усиления ОУ и коэффициента передачи системы с замкнутой обратной связью — чем выше это соотношение, тем ближе схема к идеалу. Интересно, что если на практике для обеспечения фактической независимости коэффициента усиления схемы от характеристик ОУ достаточно было бы иметь собственный коэффициент усиления всего в несколько тысяч (что и демонстрируют нам схемы УМЗЧ), то для того чтобы получить, например, действительно высокое входное сопротивление (измеряемое гигаомами и более), приходится увеличивать K до величин в сотни тысяч и более.

Отметим также, что использование обратной связи в указанной ранее степени уменьшает и выходное сопротивление всего усилителя, которое становится очень близким к нулю — точнее, примерно равным $R_{вых}/(1 + K\beta)$, где $R_{вых}$ — это собственное выходное сопротивление ОУ, лежащее обычно в диапазоне сотен ом. Так что выходное сопротивление получается порядка 1 миллиома. Только не забывайте, что мощность выходного каскада ограничена, и если вы его перегрузите, то от падения напряжения на нагрузке вас уже никакая обратная связь не спасет.

Для общего развития попутно заметим, что в системе, представленной на рис. 12.2, ничего не изменится, если схему перевернуть: считать за усилитель узел обратной связи, за узел обратной связи для него — сам усилитель, за входной сигнал — выходной и наоборот. Типичный пример такой двойственности мы увидим в схеме простейшего термостата далее. Все зависит только от терминологии, которая есть лишь вопрос удобства. Это хорошо иллюстрирует то философское положение, что мы слишком часто оперируем реальными вещами в зависимости от того, как мы их *назвали*, в то время как на самом деле их поведение совершенно от этого не зависит.

Базовые схемы усилителей на ОУ

Схема неинвертирующего усилителя (рис. 12.3, а) нам хорошо знакома — именно она составляет основу лабораторного источника питания из главы 9 (см. рис. 9.12). Анализ ее элементарно прост и исходит из рассмотренных ранее правил: $U_{oc} = U_{вх}$, т. е.:

$$U_{вх} = U_{вых} \cdot R_2 / (R_1 + R_2).$$

Тогда коэффициент усиления:

$$K_{yc} = U_{вых} / U_{вх} = (R_1 + R_2) / R_2 = 1 + R_1 / R_2,$$

каким мы его и предполагали в главе 9.

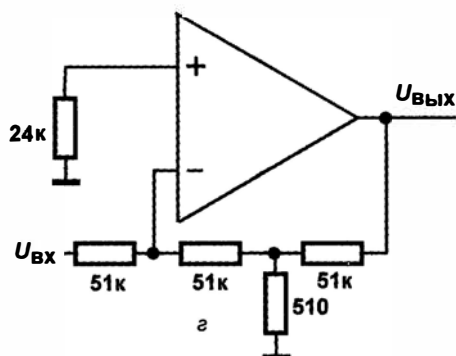
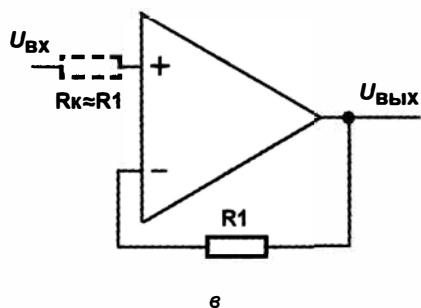
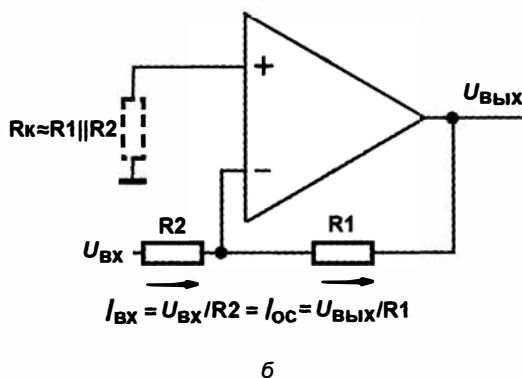
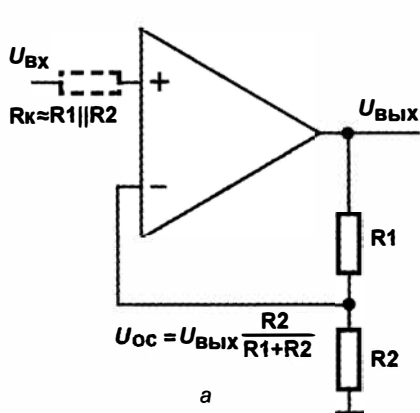


Рис. 12.3. Базовые схемы на ОУ: а — неинвертирующий усилитель; б — инвертирующий усилитель, в — повторитель; г — инвертирующий усилитель с высоким коэффициентом усиления

Единица, которая плюсуется к отношению сопротивлений резисторов обратной связи в выражении для коэффициента усиления, — очень важное дополнение, потому что если убрать в схеме неинвертирующего усилителя резистор R_2 (т. е. принять его равным бесконечности), то отношение сопротивлений станет равным нулю, а K_{yc} — равным 1. Соответствующая схема показана на рис. 12.3, в и носит название *повторителя*. Зачем она нужна, если ничего не усиливает? Эта схема об-

ладает одним бесценным свойством: ее входное сопротивление равно практически бесконечности, а выходное — практически нулю (в пределах, конечно, мощности выходного каскада, как мы уже говорили). Поэтому повторитель очень часто используют в случаях, когда нужно согласовать источник сигнала с высоким выходным сопротивлением с низкоомным приемником, и мы еще увидим примеры такого согласования.

В неинвертирующем усилителе обратная связь носит название *обратной связи по напряжению*. В отличие от него, в инвертирующем усилителе (рис. 12.3, б) обратная связь имеет характер *обратной связи по току*, и вот почему. Так как здесь неинвертирующий вход имеет потенциал «земли», то и инвертирующий тоже *всегда будет иметь такой же потенциал*. Следовательно, от входа через резистор R2 потечет некий ток ($I_{вх}$). А раз мы договорились, что сам вход ОУ тока не потребляет, то этот ток должен куда-то деваться, и он потечет через резистор R1 на выход ОУ. Таким образом, входной ток ($I_{вх}$) и ток обратной связи ($I_{ос}$) — это один и тот же ток. Причем потенциал выхода ОУ вынужденно станет противоположным по знаку потенциалу входа — иначе току некуда будет течь. Чему равен коэффициент усиления? Поскольку $U_{вх}/R2 = U_{вых}/R1$, то $K_{ус} = U_{вых}/U_{вх} = R1/R2$. Обратите внимание, что в этом случае, в отличие от неинвертирующей схемы, единицу прибавлять не нужно. Поэтому R2 в данном случае есть необходимый элемент схемы и не может равняться ни нулю, ни бесконечности, за исключением того случая, когда источник сигнала сам по себе представляет источник тока, а не напряжения, — тогда R2 из схемы можно (и нужно) исключить и подать токовый сигнал прямо на вход ОУ.

Похожее на приведенные соотношения уравнение для коэффициента усиления мы получали при рассмотрении транзисторного усилительного каскада в главе 6, где оно было равно отношению коллекторной нагрузки к сопротивлению в эмиттерной цепи. Это обусловлено тем, что в транзисторном каскаде также имеет место обратная связь.

Отметим, что подавать именно нулевой потенциал на неинвертирующий вход совершенно необязательно — скажем, если вы используете однополярный источник питания, то на неинвертирующий вход подается потенциал «искусственной средней точки», как это было сделано в схеме УМЗЧ из главы 11. Можно и любой другой, и мы еще будем этим широко пользоваться.

Максимальное значение выходного напряжения ОУ не всегда может равняться положительному или отрицательному напряжению питания — как правило, оно меньше его на величину порядка 0,5–1,5 В (простейшим примером для понимания того, почему это так, служит наш звуковой усилитель из главы 8). То же самое относится и к входным напряжениям — как правило, достигать значений питания не разрешается. Однако многие современные типы ОУ это все же позволяют, и выходное/входное допустимое напряжение у них достигает значений питания (чаще — только одно выходное). Это свойство в западной технической документации обозначается как *Rail-to-Rail* (т. е. «от шины до шины»), и на него нужно обращать внимание при выборе ОУ. При этом следует учитывать, что выходное напряжение может достигать напряжения питания только на холостом ходу, а с подключением нагрузки оно снижается.

Мы сейчас ведем речь об ОУ общего применения, к которым относятся старички $\mu A741$ (K140УД7), отечественные 140УД6, 140УД8 (последний — с полевыми транзисторами на входе) или счетверенный LM324 (который поддерживает Rail-to-Rail по входу и, частично — в отношении потенциала «земли», — по выходу), но, конечно, есть и более современные типы, многие из которых упоминаются далее. Как выбрать подходящий ОУ из всего разнообразия, имеющегося на рынке? Кроме очевидных характеристик, таких как ток потребления и допустимое напряжение питания, следует учитывать параметры, которые характеризуют неидеальность ОУ.

Неидеальность ОУ, ее последствия и борьба с ними

Если входное сопротивление неинвертирующего усилителя равно практически бесконечности, то инвертирующего почти в точности равно R_2 . Почти — по ряду различных причин, на которых мы не будем останавливаться, потому что эта разница не существенна для практических нужд. Важнее другое — входы реального ОУ все же потребляют ток, называемый *током смещения*, хотя и очень небольшой. Ток смещения на инвертирующем входе (в любой из двух схем) создаст падение напряжения на резисторе обратной связи, и оно воспринимается как входной сигнал. Если этот ток равен, к примеру, 0,2 мкА (казалось бы — так мало!), как у нашего любимого $\mu A741$, то при сопротивлении $R_1 = 1$ МОм напряжение на выходе при отсутствии напряжения на входе достигнет 0,2 В.

Как обычно, в большинстве случаев важно не само по себе смещение, а его нестабильность. Борьба с этим явлением может вестись в трех направлениях: во-первых, не следует использовать в цепочке обратной связи сопротивления большого номинала, стандартный диапазон их — от килоом до десятков килоом. Если же при необходимости сохранить достаточно высокое входное сопротивление инвертирующего усилителя при большом коэффициенте усиления применение высокоомных резисторов желательно, то следует использовать схему, показанную на рис. 12.3, *з*. В данном случае вся цепочка в обратной связи работает, как один резистор с номинальным сопротивлением 5,1 МОм, и коэффициент усиления равен 100 при входном сопротивлении 50 кОм.

Во-вторых, в схему следует вводить компенсирующий резистор R_k (на рис. 12.3, *а-в* он показан пунктиром) — падение напряжения от тока смещения по неинвертирующему входу на нем отчасти компенсирует падение напряжения по входу инвертирующему. Тогда будет уже не столь важен сам ток смещения, сколько разница токов смещения, потребляемых по каждому из входов усилителя, которая определенно меньше каждого из токов.

В-третьих, если наличие именно тока смещения критично, то можно выбрать ОУ с малыми токами смещения — например, с полевыми транзисторами на входе. Так как сами токи там исчезающе малы, то их разница, естественно, вообще может не приниматься во внимание.

Правда, в ОУ с полевыми транзисторами еще больше, чем в обычных ОУ, проявляется другая напасть — *входное напряжение сдвига*¹, которое есть величина разности напряжений между входами, при котором выходной сигнал ОУ в точности равен нулю. Возникает оно вследствие нестрогой идентичности транзисторов входных каскадов, и для разных типов ОУ имеет довольно большой разброс: от десятков микровольт у прецизионных ОУ до единиц и даже десятков милливольт у ОУ с полевыми транзисторами. Естественно, оно, как и токи смещения, зависит от температуры. Борьбаться с напряжением сдвига гораздо сложнее, чем с токами смещения. Во многих типах ОУ традиционно имеются специальные выводы, присоединив к которым переменный резистор, можно регулировать смещение нуля на выходе. Однако пользоваться этой возможностью я не рекомендую (ничего хорошего в перекосе входного дифференциального каскада внешним вмешательством нет), и практических схем, где ей пользуются, я не встречал — подобно тому, как никто не пользуется возможностью внешней коррекции частотной характеристики, предусмотренной Вилларом. Потому у большинства современных ОУ таких выводов нет.

В критичных случаях проще выбрать прецизионный ОУ с минимальным сдвигом, которых сейчас предлагается довольно много, — укажем на упоминавшиеся уже MAX478 (сдвоенный) и MAX479 (счетверенный), отличающиеся, кстати, исключительно широким диапазоном допустимых напряжений питания: от $\pm 2,2$ до ± 18 В при очень небольшом потреблении — не более 25 мкА на каждый усилитель при максимальном напряжении питания. Правда, они довольно медленные (полоса усиления — десятки кГц), но для схем по постоянному току быстродействие не имеет значения.

ПОДРОБНОСТИ

К сожалению, усилители MAX478, которые мы будем в этой книге широко применять, фирмой MAXIM более не выпускаются (фирма, по моим наблюдениям, отходит от производства прецизионных ОУ). Без изменений в схеме и в погрешностях они могут быть заменены, например, на модели фирмы Analog Devices OP193/OP293/OP493 (соответственно, одинарный/сдвоенный/счетверенный) или на OP2177/OP4177 (питание от $\pm 2,5$ до ± 15 В) или, с некоторым увеличением погрешности, на OP290/OP490 (питание от $\pm 0,8$ до ± 18 В). Очень хороший прецизионный усилитель — OP97 с питанием до ± 20 В, смещением всего 20 мкВ и вдесятеро большим быстродействием, чем у MAX478, только он имеет повышенное потребление 0,6 мА и выпускается лишь в одинарном корпусе, а не сдвоенным/счетверенным. Если не жадничать и ограничиться питанием до ± 5 –6 В (как и будет в большинстве схем с ОУ далее), то малопотребляющих прецизионных ОУ можно найти больше: для примера укажем OP196/OP296/OP496 (питание до ± 6 В, потребление 60–80 мкА, Rail-to-Rail по входу и, практически, по выходу). Только при выборе учтите, что в характеристиках часто указывают суммарное напряжение питания (так, если указано, что максимальное напряжение питания может составлять 6 В, то двухполярное должно составлять, соответственно, не более ± 3 В, таких типов сейчас выпускается больше всего). Ориентироваться нужно на напряже-

¹ Я употребляю термин *напряжение сдвига* вслед за авторами [5], но часто используется и термин *напряжение смещения*. В любом случае здесь идет речь о напряжении, приведенном ко входу усилителя, — если смещение измерено на выходе, как это обычно и делается, то его надо поделить на коэффициент усиления схемы.

ние смещения (Input Offset Voltage) не более 100–200 мкВ, и учитывать возможности размаха напряжения по выходу и по входу (в большинстве случаев они ограничены). Если в схеме еще критично и потребление, то из кажущегося разнообразия типов останется не так уж и много вариантов.

Укажем — до кучи — еще один довольно экзотический, но, тем не менее, использовавшийся на практике до самого последнего времени способ борьбы со всеми этими сложностями — в случаях, требующих особой точности, всю схему вместе с ОУ попросту размещали в термостате! Как проектировать термостаты, мы узнаем в конце главы, а пока вернемся на землю.

Из тех ситуаций, когда требуется особо точное усиление некоего сигнала постоянного тока, все же имеется выход без использования подобной экзотики. Во-первых, это так называемые МДМ-усилители (от «модулятор-демодулятор», подобно «модему»). Их широко применяли еще в ламповые времена, т. к. тогда усилители постоянного тока с более-менее приемлемыми характеристиками строить было больше не из чего. В основе МДМ-усилителей лежит довольно остроумная идея — модулировать входным сигналом некое переменное напряжение относительно высокой частоты, усилить полученное переменное напряжение с меняющейся амплитудой, что значительно проще, потому что при этом все неприятные сдвиги смещения остаются за бортом, после чего опять детектировать, выделив постоянную составляющую.

К сожалению, и здесь есть свои подводные камни (низкая предельная частота, невысокий коэффициент усиления, вероятность просачивания модулируемой частоты на выход, наконец, дороговизна), поэтому большее распространение получили так называемые *операционные усилители, стабилизированные прерыванием* (chopper stabilized amplifiers). Внутри таких ОУ автоматически производится периодическая компенсация смещения входных параметров. Для разработчика — это просто обычный ОУ, имеющий весьма высокие характеристики: типичное напряжение сдвига составляет 5–10 мкВ, коэффициент усиления — более 10^6 , очень маленький входной ток смещения (порядка долей наноампера, как у ОУ с полевыми транзисторами) и т. п., при полосе единичного усиления порядка сотен килогерц или единиц мегагерц. К ним относятся отечественные 140УД21 и 149УД24, а также MAX420, MAX430/432, ICL7652, AD8629/AD8630, AD8638/AD8639 и др.

Дифференциальные усилители

Кроме всего прочего, ОУ имеют замечательное свойство подавлять синфазный входной сигнал. *Синфазный сигнал*, в отличие от обычного, дифференциального — то напряжение, которое действует на оба входа сразу. Это свойство приводит не только к возможности выделять полезный сигнал на фоне значительных наводок, но и, что иногда еще важнее, к подавлению нестабильности источника питания — ведь изменение напряжения питания равносильно действию синфазного входного сигнала.

На рис. 12.4, а показана схема простейшего дифференциального усилителя. ДелиТЕЛЬ R3–R4 по неинвертирующему входу служит сразу двум целям: во-первых, он выравнивает входные сопротивления по входам (нетрудно показать, что так как

потенциалы самих входов ОУ равны, то равны и входные сопротивления, — естественно, при указанном на схеме равенстве соответствующих резисторов), во-вторых, что еще важнее, он делит входной сигнал ровно в такой степени, чтобы коэффициенты усиления по инвертирующему и неинвертирующему входам сравнялись между собой. Именно при этом условии коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) будет максимальным. Для того чтобы получить действительно высокий КОСС (ослабление синфазного сигнала тысяч в десять раз и более), согласование сопротивлений должно быть как можно более точным, и в такой схеме следует применять прецизионные резисторы из ряда с погрешностью, по крайней мере, не превышающей 0,1 %, причем лучше всего их еще и дополнительно подбирать по строгому равенству. Тогда вы действительно сможете без проблем выделить полезный сигнал в 1 мВ на фоне наводки в 1 В.

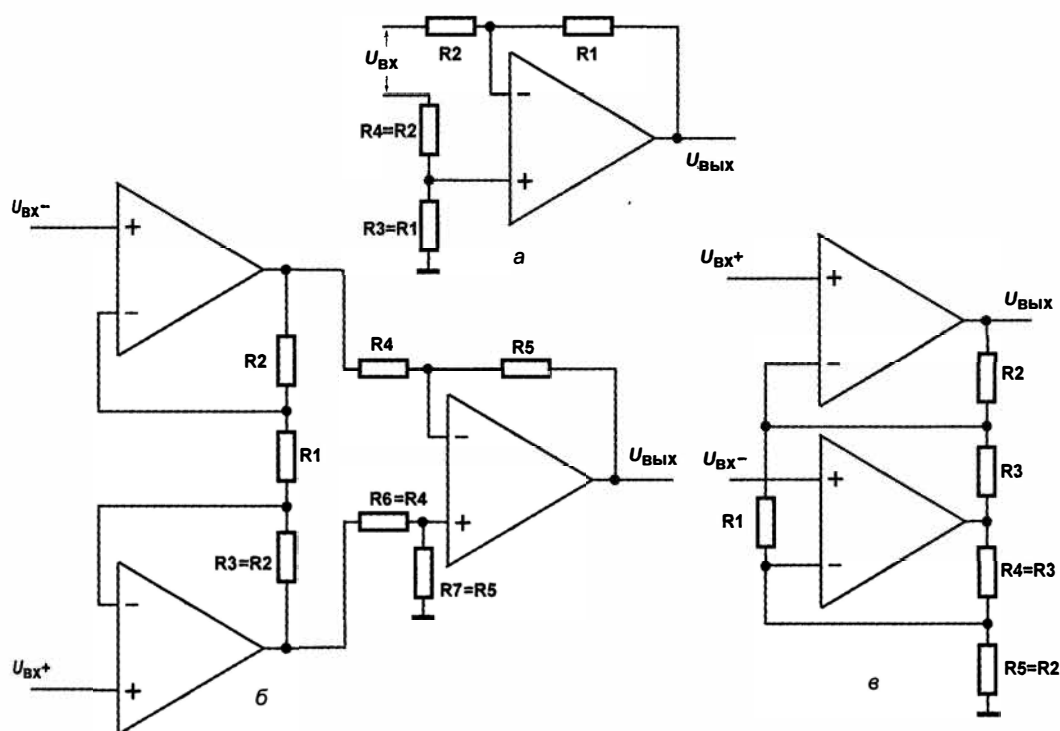


Рис. 12.4. Схемы дифференциальных усилителей: а — простой дифференциальный усилитель; б — классический инструментальный усилитель; в — упрощенный инструментальный усилитель

Понятно, что заниматься подобными извращениями при массовом производстве не с руки, да и входными сопротивлениями наш простейший дифференциальный усилитель отличается не в лучшую сторону, потому на практике эту схему применяют редко. Ко всему прочему, в ней еще и почти невозможно изменять коэффициент усиления в процессе работы, если вдруг это понадобится, — тогда потребуются менять одновременно два резистора, а куда денется в таком случае наше согласование?

Для того чтобы увеличить входное сопротивление, целесообразно добавить еще пару ОУ по каждому входу, включенных повторителями. Причем к раздуванию габаритов схемы это практически не приводит, т. к. специально для таких целей выпускают упоминавшиеся сдвоенные (dual) и счетверенные (quad) ОУ в одном корпусе. В результате получаем (рис. 12.4, б) классическую схему так называемого *инструментального усилителя*, в которой усиление можно менять одним резистором R_1 , не нарушая ничего в работе усилителя.

Коэффициент усиления такого усилителя определяется по формуле (при указанных на схеме соотношениях резисторов):

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх}+} - U_{\text{вх}-}) \frac{R_5}{R_4} \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Кстати, резисторы компенсации тока смещения здесь не нужны — токи эти по общим для системы инвертирующему и неинвертирующему входам взаимно компенсируют влияние друг друга, тем более если ОУ расположены на одном кристалле.

Если мы люди не гордые, и большой КОСС нам не требуется (т. е. в случае, когда помеха мала по сравнению с полезным сигналом), можно упростить схему инструментального усилителя. За исключением КОСС, схема на рис. 12.4, в обладает всеми достоинствами классической, но содержит на один ОУ меньше (значит, можно использовать сдвоенный, а не счетверенный чип), да и резисторов там поменьше. При указанных на схеме соотношениях резисторов выходное напряжение такого усилителя будет равно:

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх}+} - U_{\text{вх}-}) \left(2 \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + 1 \right).$$

Естественно, в этих усилителях решительно не рекомендуется подгонять ноль выходного напряжения с помощью нарушения баланса резисторов (например, R_4/R_5 и R_6/R_7 в схеме рис. 12.4, б). В то же время иногда установка нуля необходима, т. к. начальное смещение выхода может быть, например, отрицательным (и не только вследствие смещения самих ОУ, но и по причине начального смещения у источника сигнала), и в случае, если весь диапазон изменения выходного напряжения должен располагаться в положительной области (скажем, при подаче его куда-нибудь на вход аналого-цифрового преобразователя, отрицательных напряжений не «понимающего»), вы можете потерять заметный кусок диапазона. Иногда для установки нуля рекомендуют воспользоваться корректирующими выводами одного из входных ОУ, но в сдвоенных и счетверенных вариантах эти выводы обычно отсутствуют, просто вследствие элементарной нехватки контактов корпуса, и это дополнительно удержит нас от такой глупости. В действительности установку нуля лучше осуществлять со стороны входов — подмешивая к одному из входных напряжений через развязывающий резистор небольшой ток коррекции. Как это осуществляется на практике, мы увидим, рассмотрев еще несколько типовых схем на ОУ.

Другие распространенные схемы на ОУ

В начале главы я упоминал о том, что операционные усилители получили свое название потому, что применялись для моделирования математических операций. Схема *аналогового сумматора* (рис. 12.5, а) есть одна из таких классических схем. Представляет собой она обычный инвертирующий усилитель, на который подается несколько входных напряжений, — каждое от своего источника. Легко сообразить, что в этой схеме коэффициент усиления будет для каждого из входов определяться соотношением резистора обратной связи R_1 и соответствующего входного резистора — так, как если бы остальных входов и не существовало. Потому сигнал на выходе будет равен (усиленной) сумме сигналов на входе (с противоположным знаком).

В простейшем случае, если все резисторы (включая и R_1) равны между собой, то выходное напряжение будет равно просто сумме входных. Если же значения резисторов варьировать, то можно получить так называемую *взвешенную сумму* — когда каждый из входных сигналов вносит вклад в общее дело в соответствии с заданным ему коэффициентом. Кстати, если взять схему простого дифференциального усилителя (см. рис. 12.4, а) и заменить в ней резистор R_4 такой же многовходовой цепочкой, то получится неинвертирующий сумматор. А если то же самое проделать еще и на инвертирующем входе, то получим сумматор, в котором весовые коэффициенты могут иметь разные знаки. Сумматор был неотъемлемой частью систем моделирования дифференциальных уравнений, для решения которых операционные усилители в составе аналоговых машин изначально и использовались.

Второй необходимой составляющей таких машин был *интегратор* на ОУ, схема которого приведена на рис. 12.5, б. Этот интегратор, в отличие от интегрирующей RC-цепочки из главы 5, действительно осуществляет операцию интегрирования в корректной форме. Например, если подать на его вход постоянное напряжение (отрицательное), то напряжение на выходе будет линейно возрастать со скоростью $U_{\text{вх}}/RC$ вольт в секунду (интеграл от константы есть прямая линия). Входной сигнал можно подать и на неинвертирующий вход, заземлив резистор R — получим неинвертирующий интегратор. Можно также объединить интегратор с сумматором — тогда интегрирование будет осуществляться по сумме входных напряжений с соответствующими весовыми коэффициентами. Интеграторы, как и сумматоры, используются и по сей день в различных схемах.

На рис. 12.5, в приведена любопытная схема, которая в зависимости от состояния ключа K меняет знак напряжения на выходе. Если K замкнут, то это инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным 1.

Если же ключ разомкнут, то схема превращается в *повторитель* — ведь потенциалы во всех точках схемы в этом случае должны быть равны. В качестве ключа очень удобно использовать, скажем, транзистор или малогабаритное электронное реле — тогда такая схема может пригодиться для автоматического изменения знака усиления при необходимости отобразить отрицательную часть диапазона напряжений на входе в положительную область. Подобная задача может возникнуть,

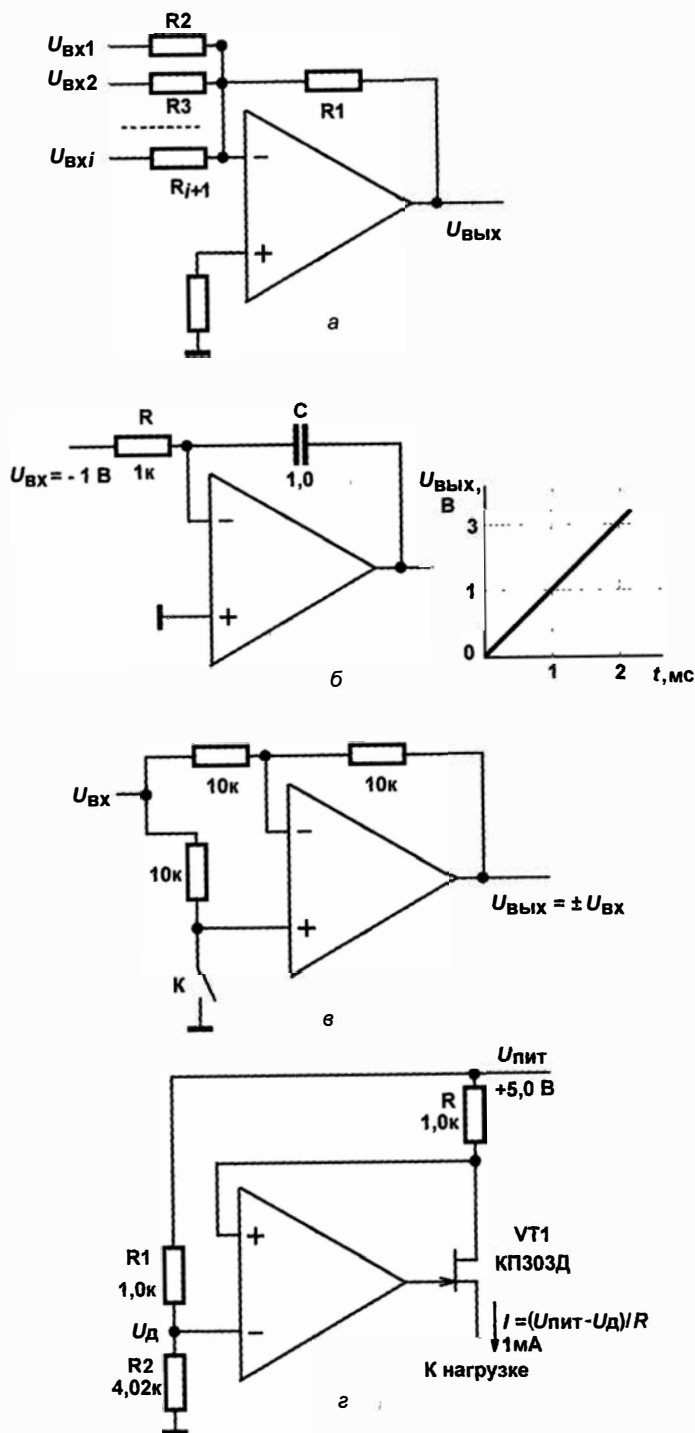


Рис. 12.5. Распространенные схемы на ОУ: а — аналоговый сумматор, б — интегратор, в — повторитель/инвертор; г — источник тока

скажем, для датчиков, показывающих температуру, — и выше нуля градусов Цельсия, и ниже его характеристика должна быть возрастающей, т. к. абсолютное значение величины температуры возрастает в обоих случаях, в то время как сам сигнал с выхода датчика меняется линейно в одну сторону.

Еще одна давно обещанная и очень полезная схема (рис. 12.5, з) представляет собой почти идеальный источник тока с выходным сопротивлением, равным бесконечности. Здесь может использоваться однополярное питание, что и показано на схеме. Ток можно задавать как соотношением резисторов делителя R_1 – R_2 , так и резистором R . Обратите внимание, что отрицательная обратная связь подается на неинвертирующий выход ОУ, — поскольку здесь применен полевой транзистор с n -каналом, и стабилизируется его стоковое напряжение, которое есть инверсия напряжения на затворе. Если взять транзистор с p -каналом, то его в этой схеме нужно подключить наоборот — стоком в направлении нагрузки, а обратную связь, снимаемую с истока, подавать нормально, на инвертирующий вход.

Для высокой стабильности тока в этой схеме требуется столь же высокая стабильность напряжения питания, поэтому если важна абсолютная величина тока, то резисторы приходится питать от отдельного прецизионного стабилизатора (не только делитель R_1 – R_2 , но и цепь резистора R). От характеристик транзистора стабильность тока почти никак не зависит, единственное требование — чтобы начальный ток стока превышал установленный выходной ток схемы. Если применить не полевой, а биполярный транзистор, то будет иметь место некоторая зависимость выходного тока от изменений базового тока транзистора (ибо коллекторный ток отличается от эмиттерного на величину тока базы), потому чаще в таких источниках применяют полевые транзисторы.

Аналоговый генератор

Еще в *главе 2* я обещал, что нами будет построен генератор для домашней лаборатории. Вообще-то их нам требуется два: цифровой (выдающий прямоугольные импульсы) и аналоговый (генератор синусоидальных колебаний). Объединять их в одной конструкции, как это чаще всего делают, неудобно, потому что синусоидальный генератор должен выдавать переменное напряжение с амплитудой в минус и в плюс, а цифровой — однополярное пульсирующее, т. е. от нуля до плюса питания. Поэтому цифровым генератором мы займемся в *главе 16*, после изучения двоичных счетчиков, а пока сделаем аналоговый.

Принципиальная схема его приведена на рис. 12.6. Она выполнена по широко распространенной схеме генератора Вина — Робинсона. Для того чтобы генератор выдавал именно синусоидальные колебания, коэффициент усиления ОУ должен быть в этой схеме равен ровно 3 — если он меньше, то генератор просто не запустится, если больше — верхушки синусоид начнут обрезаться, и в пределе выходные колебания станут прямоугольными.

Разумеется, подбором компонентов установить коэффициент усиления с нужной точностью невозможно. Поэтому применяют хитрый метод — в обратную связь ставят элемент, сопротивление которого зависит от среднего значения напряжения

на нем. Проще всего оказалось использовать для этой цели термозависимые резисторы. В нашем случае используется термистор, у которого зависимость сопротивления от выделяющейся мощности имеет отрицательный наклон. В результате при увеличении амплитуды напряжения на выходе генератора его сопротивление падает, и нужный коэффициент устанавливается автоматически. Можно использовать также обычную маломощную лампочку для карманного фонарика — только наклон зависимости у нее положительный, потому ее следует ставить вместо резистора R2, а R1 тогда оставить постоянным. Для того чтобы обратная связь с лампочкой работала, от ОУ может понадобиться достаточно большой выходной ток, и тогда следует добавить к нему умуощняющий выходной каскад на транзисторе (например, как в лабораторном источнике на рис. 9.12). Есть и более тонкие способы стабилизации коэффициента усиления (скажем, с использованием полевого транзистора в обратной связи, см. [19]), но опыт показывает, что и этот старинный рецепт, еще времен господства ламповой схемотехники, прекрасно работает.

Схему по рис. 12.6 можно собрать всю сразу. Здесь можно использовать любой ОУ общего применения. Показанный на схеме сдвоенный ОУ типа 140УД20 представляет собой два знакомых нам $\mu A741$ (140УД7), размещенных в одном корпусе. С ними генератор будет приемлемо работать до частот в несколько десятков кГц. Напряжения питания могут составлять от ± 5 до ± 20 В, удобно выбрать напряжение около ± 7 –8 вольт, т. к. большие амплитуды практически никогда не требуются. Термистор может быть любого типа, но не слишком большой по размерам, чтобы он разогревался малыми токами (например бусиновый отечественный СТ1-19, СТ3-19 или импортный каплевидный B57861-S близкого номинала).

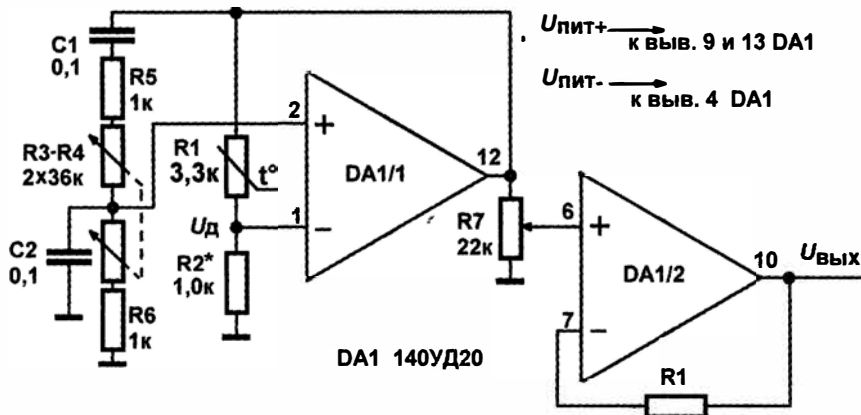


Рис. 12.6. Схема лабораторного генератора синусоидальных колебаний

Наладка будет заключаться в подборе резистора R2 под конкретный экземпляр термистора. Его нужно подобрать так, чтобы сигнал на выходе был чисто синусоидальным, без искажений. Частота регулируется сдвоенным резистором R3–R4. При указанных на схеме номиналах минимальная частота получится около 30 Гц, а максимальная — около 1 кГц. Чтобы расширить диапазон частот, придется поставить сдвоенный переключатель на несколько положений и изменять им емкости конден-

саторов. Удобно, например, подобрать сопротивление резисторов R_5 и R_6 так, чтобы диапазон частот составлял 30–330 Гц, тогда, меняя с помощью переключателя емкости конденсаторов в десять раз (0,1 мкФ, 0,01 мкФ, 1 нФ), вы будете иметь перекрывающиеся диапазоны 30–330, 300–3300 и 3000–33 000 Гц. Обратите внимание, что никакой особой подгонки по равенству номиналов резисторов и конденсаторов не требуется, схема будет работать при любых (в разумных пределах) соотношениях номиналов, и равенство здесь выбрано только из соображений удобства расчета. Амплитуда сигнала на выходе регулируется потенциометром (R_7 на схеме), а чтобы иметь низкое выходное сопротивление, добавлен повторитель на втором ОУ из корпуса.

Немало других интересных применений ОУ вы можете найти в многочисленной литературе, например, в классических трудах [4, 11]. А мы на этом с рассмотрением принципов использования ОУ закончим и займемся конструированием практических схем.

Конструируем термостаты

Термостат, т. е. устройство для поддержания температуры, — простейшее техническое устройство из класса *гомеостатов*, т. е. систем, которые автоматически поддерживают значение некоей величины на заданном уровне. Яркий пример хорошо всем знакомого гомеостата — наш собственный организм, в котором непрерывно с высочайшей точностью поддерживаются оптимальные значения таких величин, как температура, концентрация кислорода в крови, уровень адреналина и прочих параметров, причем практически независимо от вашей воли. Эти системы продолжают работать до тех пор, пока вы живы. Многие болезни есть следствие или причина расстройств гомеостатических функций организма, типичный случай — простуда, при которой в том числе работа термостатирующей системы сдвигается таким образом, что температура начинает расти.

Ключевой особенностью всех гомеостатов является обязательное наличие отрицательной обратной связи, на что обратил внимание еще отец кибернетики Норберт Винер. Поэтому любой гомеостат можно в принципе свести к обобщенной блок-схеме по рис. 12.2. На примере термостатов можно научиться создавать несложные регуляторы любой физической величины — все зависит от датчика и исполнительного механизма, — причем особо не вникая в сложнейшую теорию автоматического регулирования и управления.

Конструировать термостаты одновременно и просто, и сложно. В частности, со схемотехнической точки зрения термостаты конструировать проще, чем регуляторы других величин. Процесс нагревания очень инерционен, и любой нагревательный элемент, кроме уж совсем миниатюрных (вроде нагревателей в головках термопринтеров), является естественным фильтром низких частот, как мы видели в предыдущем разделе. Поэтому при конструировании термостатов, как правило, не возникают какие бы то ни было проблемы, связанные с фазовыми сдвигами и возможным переходом всей системы в автоколебательный режим, не нужно возиться

со сложными схемами дифференциальных или интегральных регуляторов (для других величин это может быть далеко не так). Зато это же самое свойство процесса нагревания заставляет внимательнее относиться к собственно конструкции термостата — стоит расположить датчик в неподходящем месте или не обеспечить равномерное распределение тепла, и качество регулирования резко падает, вплоть до полной неработоспособности устройства.

Термостат вообще

На рис. 12.7 приведена типовая структурная схема термостата. Следует отметить, что для полноты картины в приведенной структурной схеме не хватает одного компонента — холодильного устройства. Термостат, который показан на схеме, может поддерживать температуру только выше температуры окружающей среды — в чем, впрочем, большинство практических задач в области техники и заключается. Введение холодильного агрегата не представляет никаких трудностей теоретически, но есть не всегда тривиальная задача практически, т. к. холодильник — сами знаете, насколько это громоздкая конструкция. Сейчас мы рассмотрим работу схемы без охлаждения, а затем поглядим, с какого бока туда можно пристроить холодильник, если вдруг это понадобится.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Интересно, что схема на рис. 12.7, кроме всего прочего, служит ярким примером упомянутого ранее положения о двойственности систем с обратной связью: за объект, подлежащий регулированию (на рис. 12.2 — верхний квадратик), здесь естественно принять среду, в которой мы поддерживаем температуру. В этом случае элементами обратной связи становится усилитель и остальные компоненты схемы. Но ничто нам не мешает — и с технической точки зрения это гораздо логичнее — рассматривать в качестве регулируемого объекта усилитель, и тогда наоборот, все остальное есть лишь элементы обратной связи для него! В том, что и тот, и другой подходы равнозначны, вы убедитесь далее.

Итак, мы имеем некий объект регулирования (1), который условно показан на схеме, как бак с водой. Пусть сначала — сразу после включения системы — температура в нем ниже необходимой. Предположим, что датчик температуры (4) имеет характеристику с положительным наклоном — т. е. сигнал на нем увеличивается с увеличением температуры. Выходной сигнал этого термодатчика представляет собой напряжение в некотором диапазоне, которое поступает на инвертирующий вход операционного усилителя (7). Конечно, не все датчики температуры выдают непосредственно напряжение на выходе, чаще у них от температуры зависит какой-нибудь физический параметр (например, сопротивление), но преобразовать этот параметр в напряжение обычно несложно, и мы еще этим будем заниматься.

Усилитель сравнивает сигнал датчика с сигналом, поступающим с *задающего устройства* (8), — так называется устройство, которым мы можем устанавливать нужную нам температуру в системе. В простейшем случае это переменный резистор, включенный по схеме потенциометра, с которого можно снимать напряжение в таком диапазоне, чтобы его крайние значения соответствовали сигналу с датчика при крайних значениях нужного нам диапазона температур.

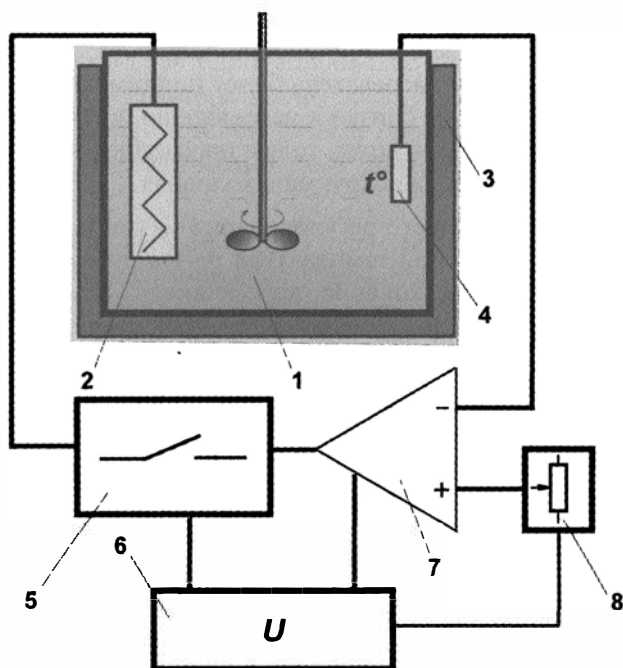


Рис. 12.7. Обобщенная схема термостата 1 — объект регулирования; 2 — нагреватель, 3 — теплоизоляция, 4 — датчик температуры; 5 — исполнительное устройство, 6 — источник питания; 7 — усилитель; 8 — задающее устройство

Поскольку в начальный момент температура, как мы договорились, меньше заданной, то напряжение с термодатчика ниже напряжения сигнала с задающего устройства, и на выходе усилителя будет большое положительное напряжение насыщения выхода ОУ (меньшее напряжение поступает на инвертирующий вход, потому выход положителен). Это напряжение приведет в действие исполнительное устройство, которое на схеме условно показано в виде контактов реле, — в простейшем случае это и есть реле, электромеханическое или электронное, которое своими контактами подает напряжение от источника питания (например, прямо от бытовой сети) на нагреватель.

Обратная связь для усилителя замыкается через сам объект: когда нагреватель достаточно прогреет воду в баке, сигнал с термодатчика превысит установленный с помощью задающего устройства уровень, напряжение на выходе усилителя упадет до нуля (или даже станет отрицательным — если питание усилителя двухполярное), исполнительное устройство снимет питание с нагревателя, и вода начнет остывать, пока температура датчика вновь не достигнет заданного значения — теперь уже «сверху», т. е. со стороны больших значений температуры, чем заданная.

Вы не поверите, сколько подводных камней кроется в такой, казалось бы простой и понятной системе! Начнем с того общего положения, что *термостат всегда поддерживает температуру в той, и только в той точке, в которой установлен датчик*. Поэтому если вода в нашем баке плохо перемешивается, то обязательно возникнет ситуация локального перегрева — вплоть до того, что вокруг нагревате-

ля вода может уже закипеть, а датчик так и останется холодным. Датчик при этом еще может быть установлен «не в том месте», например, слишком близко ко дну, в то время как теплая вода от нагревателя будет подниматься вверх. А если датчик установить, наоборот, слишком близко к нагревателю и, тем более, прямо над ним, в потоке поднимающейся теплой воды, то все произойдет наоборот — система срабатывает слишком рано, когда вода вокруг еще холодная.

Поэтому первое условие хорошего регулирования — как можно более интенсивное перемешивание среды, в которой температура регулируется. На рис. 12.7 для этой цели изображена мешалка, но, конечно, перемешивать можно и другими способами. Во многих случаях — когда это возможно — бак следует также укутывать теплоизоляцией, а стенки для более равномерного распределения температур делать металлическими. Обратите внимание, что системы климат-контроля в автомобилях, которые устроены в принципе точно так же, как описано (только среда — воздух, а не вода), для эффективной работы требуют минимума притока внешнего воздуха (фактически та же теплоизоляция) и интенсивного его перемешивания.

Но и это далеко не все — напомним, что тепловые процессы крайне инерционны. И нагреватель, и датчик, и масса воды, и стенки бака обладают некоей теплоемкостью и, соответственно, тепловой инерцией, которая на много порядков превышает время срабатывания электронных устройств. Процессы нагревания и остывания протекают во времени примерно так же, как процесс заряда-разряда конденсатора через резистор (см. рис. 5.7), соответственно эти процессы также можно охарактеризовать аналогом постоянной времени RC — она так и называется *тепловой постоянной времени*. В данном случае наибольшая постоянная времени будет у системы «стенки бака — вода». Но нас даже больше интересует тепловая постоянная нагревателя (тепловую инерцию датчика пока учитывать не будем — обычно она много меньше остальных).

Что будет происходить в реальной системе? Когда температура, по мнению датчика, достигла заданной, электронные компоненты послушно выключат питание нагревателя. Но он еще некоторое время будет греть воду, отдавая туда тепло, запасенное за счет его собственной теплоемкости. Чем массивнее нагреватель, тем дольше будет длиться этот процесс. Мало того, это остаточное время также зависит от мощности нагревателя — чем он мощнее, тем также количество лишнего отданного тепла будет больше, потому что выше будет начальная температура внутри нагревателя. Произойдет перерегулирование — нагреватель давно выключен, а температура некоторое время продолжает расти. В точности то же самое, но в обратную сторону, повторится при остывании системы — нагреватель включится, но ему нужно некоторое время, чтобы прогреться, и все это время температура будет продолжать падать.

Отсюда второе условие хорошего регулирования — масса нагревателя и его мощность должны быть минимально возможными, т. е. такими, чтобы при наихудших условиях (при максимальной разнице между установленным значением температуры и окружающей средой) только-только суметь «победить» потери тепла через стенки бака и через поверхность воды. На самом деле это положение в полной мере действительно только в нашей простейшей схеме релейного регулирования (нагреватель или выключен, или включен полностью).

Можно ослабить требования, если регулировку производить другим способом — плавным изменением мощности пропорционально разнице температур. Схема такого пропорционального регулятора значительно сложнее простой релейной, но и требуется такой подход лишь в особо точных профессиональных термостатирующих устройствах. В быту практически всегда можно обойтись релейным регулированием.

Естественно, само по себе регулирование будет происходить только в определенных пределах температуры окружающей среды. Если температура среды выше или равна установленной, то бак никогда не остынет, а нагреватель никогда не включится, и система будет просто иметь температуру окружающей среды. Наоборот, при очень низкой температуре среды у нас может не справиться нагреватель — потери тепла превзойдут его мощность.

Холодильник в этой системе может понадобиться, если нам нужно поддерживать температуру ниже температуры окружающей среды или независимо от нее (в рассмотренном случае роль холодильника играет окружающая среда). Как же его сюда при необходимости пристроить? Это несложно — достаточно разместить охлаждающий агрегат в баке, а включать его, например, в противоположной фазе с нагревателем: когда нагреватель включен, холодильник выключен, и наоборот. Но холодильник всегда имеет очень большую инерционность, и плавное регулирование мощности (холодопроизводительности) для него недоступно. Поэтому чаще поступают иначе: холодильник нередко не выключают вовсе, а мощность нагревателя подбирают так, чтобы он в любом случае «побеждал» холодильник. При этом, увы, подавляющая часть потребляемой энергии уходит на взаимную «борьбу» холодильника и нагревателя, т. е. с точки зрения целевого назначения совершенно впустую. Зато качество регулирования оказывается на высоте.

Если же вообще нагреватель убрать, а холодильный агрегат включать через регулятор по рис. 12.7 (естественно, где-то инвертировав фазу — холодильник должен включаться при превышении заданной температуры, а не при снижении ее), мы получим в точности схему обычного домашнего холодильника — он ведь и предназначен для того, чтобы поддерживать температуру всегда ниже, чем температура окружающей среды, и точно так же перестанет что-либо регулировать, если эта температура выйдет за пределы диапазона регулировки. Если холодильник выставить на мороз, то он никогда не нагреется, а если поставить в горячем цеху (или просто открыть дверцу), то никогда не выключится.

Вооружившись таким пониманием процессов, происходящих в термостатах, приступим к практическому их проектированию.

Простой термостат для аквариума

Простые конструкции термостатов, как мы говорили, используют релейный принцип регулирования — «включено-выключено». Иначе такие регуляторы еще называют *позиционными*. ОУ здесь удобно включать по схеме *компаратора* (от англ. *compare* — сравнивать) — т. е. без собственной обратной связи. Поскольку коэффициент усиления его в таком включении огромен, то он и будет находиться в од-

ном из двух состояний: если сигнал с задающего устройства больше сигнала датчика, на выходе ОУ будем иметь практически положительное напряжение питания, если меньше — отрицательное (или ноль, если питание однополярное).

На рис. 12.8 приведена практическая схема терморегулятора для аквариума. Устроена она, как видите, довольно просто. Датчик температуры R_t представляет собой *термистор*¹, т. е. элемент, сопротивление которого падает с увеличением температуры, и сигнал на инвертирующем входе ОУ также будет падать (конденсатор C_1 обеспечивает сглаживание наведенных помех). С этим связан один нюанс — в рассмотренной ранее обобщенной схеме сигнал датчика возрастал, но включен он был также в инвертирующий вход.

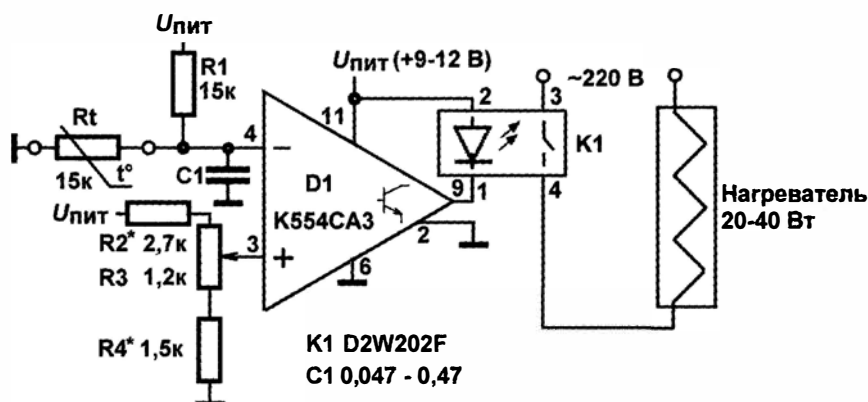


Рис. 12.8. Принципиальная схема терморегулятора для аквариума

Все дело тут в необычном устройстве выходного каскада компаратора 554CA3 (импортный аналог — LM311 в 14-выводном DIP-корпусе). У него в качестве оконечного усилителя используется довольно мощный *n-p-n*-транзистор (напряжение коллектор-эмиттер до 40 В и ток коллектора до 50 мА), который соединяется с остальной схемой внутри корпуса только базой, а эмиттер и коллектор выведены наружу (эмиттер — вывод 2, коллектор — вывод 9). На самом деле напрямую выведен только коллектор, а эмиттер подключен несколько сложнее, но это для нас не имеет значения. Если мы присоединим эмиттер к «земле», то получим так называемую *схему с открытым коллектором*, и именно так и делается в большинстве практических применений компаратора. Заметим, что в техническом описании компаратора LM311 фирмы National Semiconductor приведено большое количество типовых схем таких применений.

Чтобы получить на выходе напряжение, при этом следует в коллекторную цепь установить нагрузку — в простейшем случае это резистор, но можно подсоединить и обмотку реле или, скажем, лампочку. У нас нагрузкой служит входной светодиод оптоэлектронного реле — токоограничивающий резистор для него устанавливать не требуется, т. к. у данного типа (D2W202F) он уже имеется внутри реле. При на-

¹ Подробнее о термисторах см. главу 13.

личии датчика с положительным наклоном (например, обычного медного терморезистора, мы их будем изучать в *главе 13*) следует поменять местами либо R1 и Rt, либо входы компаратора 3 и 4.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Возникает вопрос — при таком выходном каскаде какой смысл приобретут понятия «инвертирующий» и «неинвертирующий» входы компаратора? Эти наименования были присвоены с учетом того, что одно из основных назначений такого типа компараторов — преобразование аналогового сигнала в логические уровни. При этом выходной транзистор включается обычным способом, с общим эмиттером и нагрузкой в цепи коллектора. Тогда названия входов обретают следующий смысл: при превышении напряжением на инвертирующем входе напряжения на неинвертирующем, на выходе (т. е. на коллекторе выходного транзистора) будет логический ноль (транзистор открыт), и наоборот. Если мы применим это рассуждение к нашему случаю, то увидим, что выходной транзистор откроется, когда температура станет *ниже* необходимой (т. е. когда сопротивление термистора велико). А нам это и надо — при этом реле включится и подключит нагреватель. При увеличении температуры сопротивление термистора упадет, и когда напряжение на делителе R1–Rt станет меньше, чем на делителе R2–R3–R4, то транзистор закроется и отключит через реле нагреватель.

В данном случае целесообразно использовать именно термистор, потому что у него высокая (3 4 %/°C) крутизна, отчего и чувствительность, и помехоустойчивость системы возрастают. А характерная для термисторов нелинейность нас не волнует — в диапазоне температур для аквариума изменение крутизны датчика можно вообще не принимать во внимание, а в более широком диапазоне (как далее в схеме термостата для водонагревателя) крутизна уменьшится примерно в полтора раза при увеличении температуры на 60–70°, что просто означает некоторое уменьшение чувствительности.

Здесь можно использовать термистор любого типа (например, классический ММТ-1 или подробно описанный в *главе 13* B57164-K) с номинальным (при 20 °C) сопротивлением от нескольких килоом до нескольких десятков килоом. При этом сопротивление резистора R1 должно быть примерно равно номинальному сопротивлению термистора при 20 °C или несколько меньше этого значения (чем оно меньше, тем хуже для термистора, т. к. он может перегреваться питающим током, однако, чем оно больше, тем меньше рабочий диапазон напряжений).

Сам датчик можно изготовить следующим образом (рис. 12.9): термистор с припаянными к нему достаточно длинными выводами помещается в металлическую или пластмассовую трубку и заливается эпоксидной смолой. Для того чтобы смола не вытекала, пока не затвердеет, нужно временно залепить нижнюю часть трубки пластилином. Одновременно в трубке с одного конца закрепляется «ухо» для крепления датчика, которое можно изготовить просто из проволоочной петельки. Чтобы исключить выщелачивание вредных веществ из эпоксидной смолы во время эксплуатации датчика, нужно дополнительно покрыть датчик водостойким лаком. Подойдут уретановые лаки для лакирования печатных плат, автомобильные эмали горячего отверждения (или, в крайнем случае, обычная олифа, которая имеет очень высокую водостойкость, но, к сожалению, сохнуть может при комнатной температуре неделями). Операции окраски можно избежать, если использовать вместо

эпоксидной смолы силиконовый герметик, которым, однако, аккуратно заполнить внутреннюю полость трубки значительно сложнее (трубка при этом должна быть, естественно, либо пластиковая, либо нержавеющая).

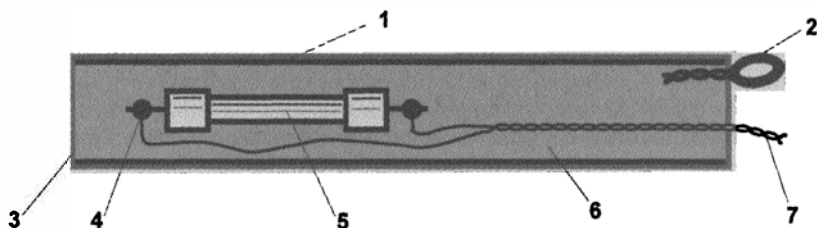


Рис. 12.9. Датчик для терморегулятора по рис. 12.8: 1 — металлическая или пластмассовая трубка; 2 — «ухо» для крепления; 3 — слой водостойкого лака; 4 — место пайки вывода термистора; 5 — термистор; 6 — эпоксидная смола; 7 — выводы

Электронное реле типа D2W202F (фирмы CRYDOM) можно заменить на любое другое подобное реле или даже на простое электромеханическое, только в последнем случае нужно учитывать то, что написано далее одребезге контактов.

Настройка регулятора сводится к тому, чтобы подобрать сопротивления R_2 и R_4 под конкретный экземпляр термистора. Сначала мы подсоединяем вместо них переменные резисторы, выводим движок потенциометра R_3 в верхнее положение по схеме, погружаем датчик в воду с температурой $18\text{ }^{\circ}\text{C}$ (это будет нижний предел диапазона регулировки температуры) и, изменяя величину R_2 , фиксируем момент срабатывания реле (можно просто подсоединить к его контактам тестер в режиме «прозвонки», но удобнее временно вместо нагрузки подсоединить маломощную лампочку накаливания). Далее погружаем датчик в воду с температурой $32\text{ }^{\circ}\text{C}$ (верхний предел), выводим R_3 в нижнее положение и подбираем R_4 до срабатывания реле. При этом у нас нижний предел также «уедет», поэтому придется сделать несколько итераций, чтобы добиться нужного результата, и при этом нужно следить за температурой воды — она в обоих случаях не должна меняться от раза к разу. Чтобы не устраивать столь долгую «песню», можно просто измерить напряжение на делителе R_1 – R_t при нужных температурах и рассчитать величины сопротивлений R_4 и R_2 заранее, а затем при необходимости их подкорректировать (хотя этого обычно не требуется — какая разница, будет у нас нижний предел 18 или $17\text{ }^{\circ}\text{C}$? Главное, чтобы мы его знали).

В окончательной конструкции регулировочный резистор R_2 снабжается шкалой, по которой мы будем устанавливать поддерживаемую температуру. Следует учесть, что при использовании термистора шкала эта будет неравномерная — к концу промежутки между делениями будут короче, т. к. чувствительность термистора с температурой падает. Поэтому шкалу следует изготовить эмпирическим методом: полностью отлаженный термостат подключается к небольшой емкости с водой (чтобы нагревание и остывание шли не слишком долго), а затем отмечаются углы поворота движка резистора R_2 , которые соответствуют различным установившимся температурам — именно установившимся, а не температурам в момент срабатывания реле, т. к. они могут отличаться. Эта процедура носит название *калибровки*.

Кстати, а как же здесь быть с теплоизоляцией и перемешиванием, о необходимости которых «так долго говорили большевики»? Теплоизоляцией, естественно, придется пожертвовать, но при столь небольших перепадах температур между водой и окружающей средой она и не требуется. А вот насчет перемешивания «большевики» совершенно правы — без него ничего не выйдет. Поэтому терморегулятор в аквариуме можно использовать только в сочетании с аэратором воды, который очень хорошо ее перемешивает, причем рассеиватель аэратора должен быть размещен на самом дне аквариума. При этом датчик подвешивают на половине высоты аквариума, а нагреватель — также вблизи дна.

Нагреватель указанной мощности лучше всего купить в магазинах для аквариумистов, но можно и изготовить его самостоятельно из мощного остеклованного резистора типа ПЭВ сопротивлением около 1 кОм. Мощность резистора может быть не более 5–10 Вт — в воде коэффициент теплоотдачи возрастает во много раз. Только не забудьте, что такой нагреватель, подобно обычному кипятильнику, нельзя включать на воздухе. Выводы следует тщательно изолировать: сначала они покрываются лаком, потом изолируются термоусадочным кембриком, затем поверх него также покрываются в несколько слоев водостойким лаком или силиконовым герметиком. После изготовления качество изоляции следует проверить: погрузите нагреватель в теплый раствор соли и измерьте сопротивление между выводами и раствором — на *всех* пределах измерения сопротивления мультиметр должен показывать полный разрыв цепи.

Подчеркнем еще раз — если температура воздуха в помещении сама достигнет заданной и превысит ее, то терморегулятор наш перестанет включаться, и температура воды окажется равной температуре воздуха (точнее, она всегда будет несколько ниже ее — из-за испарения с поверхности). Описанный термостат предназначен только для подогрева воды и стабилизации ее температуры на некотором уровне, заведомо более высоком, чем температура окружающей среды. И его использование наиболее актуально зимой, когда отопление в наших квартирах работает сами знаете как.

О гистерезисе

Во всем этом деле есть еще один нюанс. Что будет происходить в момент, когда напряжения на входах компаратора сравняются? Чувствительность у компаратора огромная, а как в сигнале датчика, так и на выводе задающего делителя всегда присутствует хоть маленькая, но помеха, и конденсатор С1 ее не устранил полностью — если даже все идеально заэкранировать, роль помехи сыграют собственные шумы компонентов схемы, которые имеются принципиально (если температура, конечно, отличается от абсолютного нуля). Поэтому в момент равенства напряжений на выходе компаратора появится «дребезг» — он будет быстро-быстро переключаться туда-сюда, переключая и реле тоже. В случаях, подобных нашему, при использовании в качестве исполнительного механизма электронного реле с зего-контролем (или, скажем, транзистора), на этот дребезг можно закрыть глаза. Отсутствует дребезг и в схемах с пропорциональным регулированием, пример которого

мы увидим далее. Но в других случаях нечеткое срабатывание приводит к разным неприятным последствиям: для обычного тиристорного реле (вроде самодельного из главы 22) это помехи, для электромеханических реле, сверх того, еще и быстрый износ контактов, да и просто далеко не улаждающий слух шум.

Для того чтобы избежать этого явления, в схему вводят так называемый *гистерезис* (от греческого *hysteresis* — отставание реакции от вызвавшего ее внешнего воздействия). На рис. 12.10 показана идея того, как это делается с помощью положительной обратной связи, охватывающей компаратор, хотя, как мы увидим далее, делать именно так необязательно. Напряжение питания всей схемы в данном случае однополярное. Пусть напряжение $U_{вх}$ ниже напряжения на делителе $U_{зад}$, тогда на выходе компаратора напряжение равно положительному напряжению питания (все компараторы поддерживают полный диапазон напряжений по выходу — Rail-to-Rail). В этом случае резистор R1 шунтирует R2, и напряжение $U_{зад}$ больше того значения, которое оно бы имело в отсутствие резистора R1, — при указанных на схеме номиналах и напряжении питания оно равно 5,24 В. Когда $U_{вх}$ увеличится и достигнет $U_{зад}$, компаратор переключится, и напряжение на выходе станет равным нулю. Резистор R1 теперь шунтирует R3, и напряжение на делителе $U_{зад}$ станет ниже — оно будет равно 4,76 В. Теперь небольшая помеха не страшна — чтобы переключиться обратно, напряжение на входе должно опуститься аж на целых 0,48 вольта. Состояние компаратора при переключении как бы фиксируется.

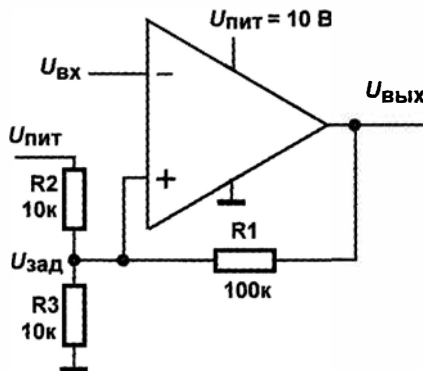


Рис. 12.10. Схема компаратора с гистерезисом

Величина разницы в порогах (0,48 В в данном случае) называется *зоной нечувствительности*. Естественно, наличие этой зоны усугубляет влияние тепловой инерции нагревателя — включение-выключение нагревателя происходит позже, чем надо бы, и перерегулирование растет. Поэтому величину этой зоны при необходимости качественного регулирования нужно выбирать очень аккуратно. Сложность введения гистерезиса таким, если можно так выразиться, «академическим» способом в реальных схемах обусловлена тем обстоятельством, что половинки входного делителя обычно не равны друг другу, к тому же чаще всего (как в нашем случае) делитель этот есть переменное сопротивление, и зона нечувствительности будет зависеть от положения движка потенциометра.

Должен сказать, что обычные электромеханические реле сами по себе имеют гистерезисную характеристику — как мы отмечали в *главе 7*, напряжение срабатывания у них может в несколько раз превышать напряжение отпускания. Так что простое снижение чувствительности компаратора (превращенного тогда в обычный ОУ с отрицательной обратной связью), казалось бы, могло бы нам в этом случае помочь. И все же оно не поможет, и дребезг будет появляться все равно, потому что выходное напряжение ОУ с наложенной на него помехой тогда станет нарастать очень медленно, и в момент достижения напряжения срабатывания реле начнет срабатывать очень неуверенно — несколько раз попытается сработать, но затем откатываясь назад, и издавая при этом характерное такое жужжание. Поэтому будет лучше и для нас, и для реле, если мы введем контролируемый гистерезис по всем правилам. Один из способов, как это можно сделать практически, сейчас мы и продемонстрируем.

Терморегулятор «для дома для семьи»¹

Обычное устройство для нагревания воды в условиях отсутствия центрального горячего водоснабжения (например, в дачном домике) состоит из бака на 5–20 л со встроенным электронагревателем (ТЭНом) мощностью 1–2 кВт. Использовать его без терморегулятора неудобно — приходится внимательно следить за тем, чтобы вода не закипела, да и получается она либо слишком горячая, либо наоборот — недогретая.

На рис. 12.11 изображена схема термостата на этот случай. Она только на вид кажется сложной, на самом деле отличается от схемы термостата для аквариума практически только тем, что в ней выбрано значительно более мощное электронное реле (до 10 А при естественном, без обдува, охлаждении) и введены дополнительные элементы (два маломощных электронных реле и два тумблера), в основном для обеспечения различных режимов работы. Режимы эти следующие:

- ☐ автоматический термостатирующий;
- ☐ автоматический однократный с отключением по достижении нужной температуры («режим электрочайника»);
- ☐ ручной с подключением ТЭНа напрямую к сети.

Сначала отвлечемся от режимов и посмотрим, как работает основная схема регулирования — в ней есть небольшое отличие от схемы на рис. 12.8, которое заключается в том, что в схему введен резистор R4 небольшого номинала, шунтированный контактами маломощного реле K2.

После включения питания, если температура еще ниже установленной, срабатывает не только основное мощное реле K1, но и реле K2 (встроенных токограничивающих резисторов в реле этого типа нет, и с этой целью установлены резисторы R6 и R7). Контакты его замкнуты, и резистор R4 не участвует в работе схемы. По мере увеличения температуры напряжение на датчике падает, и в какой-то момент времени

¹ Эта конструкция автора опубликована в журнале «Радио», 2004, № 9.

выходной транзистор компаратора разрывает цепь питания К1 — нагреватель обесточивается. Одновременно отключается реле К2 и резистор R4 включается в цепь делителя R2–R3–R4–R5, еще больше увеличивая разницу напряжений между выводами компаратора. По мере остывания воды напряжение на датчике повышается, и в какой-то момент компаратор снова срабатывает, подключая нагрузку через реле К1. Контакты К2 при этом опять шунтируют резистор R4, и это тоже увеличивает разницу напряжений, но теперь «в другую сторону».

Как видите, мы получили типичную гистерезисную характеристику — хотя мы здесь и используем электронное реле с зеро-коррекцией, но коммутирует оно мощную нагрузку, и слишком частые изменения тока в маломощной деревенской сети в момент включения и выключения реле нам совершенно ни к чему. Разумеется, наличие резистора R4 несколько увеличивает нестабильность поддержания температуры — при приведенных на схеме номиналах разница между температурой включения и выключения составит от 1 до 1,5 °C (например, при установленной температуре в 35 °C нагреватель включится, когда температура упадет до 34 °C, а выключится — когда она достигнет 35,5 °C), однако нам более высокая стабильность в данном случае совершенно не требуется.

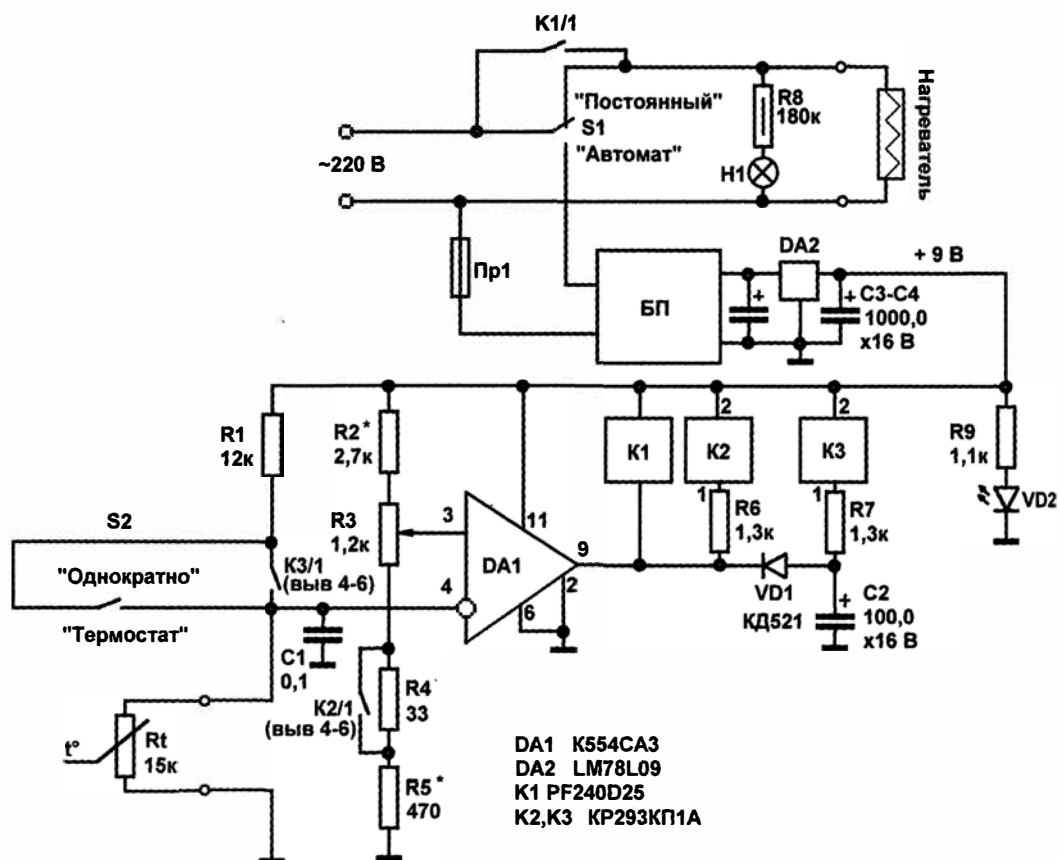


Рис. 12.11. Схема термостата для нагревания воды

Теперь разберемся с режимами. Сначала — с режимом электрочайника, для обеспечения которого в схему введено еще одно маломощное реле К3, включенное, как видите, довольно хитрым образом. Если тумблер S2 находится в положении «Термостат» (т. е. контакты его замкнуты и шунтируют контакты реле К3), то реле К3 никак не участвует в работе схемы. Если же его переключить в режим «Однократно», то в момент достижения нужной температуры, вместе с отключением основного реле К1, реле К3, ранее включенное через диод VD1 и резистор R7 в ту же коллекторную цепь выходного транзистора микросхемы, также отключается, контакты его размыкаются, и вывод 4 компаратора оказывается подключенным через датчик температуры к потенциалу «земли».

Такое состояние схемы устойчиво, и для возобновления работы в режиме стабилизации температуры необходимо либо на некоторое время отключить напряжение питания, либо тумблером S2 переключить схему в режим «Термостат». Конденсатор C2 вместе с диодом VD1 служат для «правильного» запуска схемы при включении питания. Если тумблер S2 разомкнут, то контакты реле К3 должны замкнуться сразу после подачи напряжения питания, иначе компаратор не сработает даже при низкой температуре, и все реле так и останутся разомкнутыми. При подаче напряжения питания, как мы знаем, конденсатор представляет собой короткозамкнутый участок цепи, поэтому реле К3 на небольшое время, пока конденсатор заряжается (примерно 100 мс), замкнет контакты. Диод VD1 на это время запирается и предохраняет от срабатывания реле К1 и К2. В случае, если температура воды в момент включения превышает установленную, такое срабатывание реле будет кратковременным — только на время зарядки конденсатора C2. Если же температура ниже требуемой, то компаратор успеет сработать, диод VD1 откроется, и все реле останутся в замкнутом состоянии до момента отключения нагрузки. Кстати, опыт эксплуатации подобного устройства показал, что наиболее популярен именно однократный режим (режим электрочайника), т. к. он позволяет экономить электроэнергию и не беспокоиться о том, что вы оставили включенный электроприбор без присмотра.

Ручной режим (резервный, на случай выхода автоматики из строя, чтобы не остаться вовсе без горячей воды) обеспечивается просто: тумблер S1 в положении «Постоянный» подает сетевое питание напрямую на нагреватель (контакты К1 при этом шунтируются, схема обесточивается, а вся система работает так, будто никакой автоматики и не существует). В положении «Автомат» сетевое напряжение переключается на блок питания автоматики, а нагреватель теперь может включаться только контактами реле. Тумблер S1, естественно, должен выдерживать рабочий ток ТЭНа. Здесь подойдет импортный переключатель B1011, рассчитанный на ток до 16 А при напряжении 250 В, или другой аналогичный. В крайнем случае можно использовать автомобильные переключатели от «Жигулей», которые выдерживают большие токи, но это не очень корректно, т. к. на напряжения до 300 В они не рассчитаны.

Когда сетевое напряжение поступает на нагрузку (неважно, через тумблер или контакты реле), горит включенная параллельно ей неоновая лампочка Н1, по которой можно контролировать работу схемы. Лампочка может быть любого типа, только

не забудьте, что резистор R8 должен иметь мощность не менее 0,5 Вт, т. к. работает при сетевом напряжении. Использованное симисторное реле PF240D25 (разводка его выводов на схеме не показана, все нарисовано прямо на его корпусе), вообще-то допускает ток до 25 А, однако без принудительного охлаждения достаточно сильно греется уже при 10 А. Поэтому возможную мощность ТЭНа лучше ограничить величиной 2 кВт, а в корпусе устройства сверху и снизу обязательно должны наличествовать вентиляционные отверстия. Неплохо также, если реле K1 в рабочем положении корпуса будет расположено выше остальных деталей.

Если вы хотите добиться большей мощности, то лучше использовать аналогичное реле типа D2425 с возможностью установки на дополнительный радиатор (не ставить же, в самом деле, вентилятор, как рекомендуют производители PF240D25). Использовать при таких нагрузках электромагнитное реле вместо оптоэлектронного довольно затруднительно — придется включать мощный пускатель через промежуточное реле, и он отнюдь не будет улаживать ваш слух своим грохотом и жужжанием. А вот реле K2 и K3 вполне можно заменить маломощными электромеханическими, например, типа РЭС-60 или РЭС-49. Естественно, резисторы R6 и R7 в этом случае не требуются, а вот у конденсатора C2, возможно, придется раз в два увеличить емкость для более надежного включения устройства.

В положении тумблера S1 «Автомат» сетевое напряжение поступает на простейший блок питания, сделанный по рис. 9.10. Как обычно, его можно извлечь из покупного блока со встроенной вилкой — мощности от него никакой не требуется (вся схема потребляет ток порядка 30 мА), поэтому можно выбирать любой на напряжение 10–15 В. Напряжение с него поступает на стабилизатор типа LM78L09 (в корпусе ТО-92, его можно заменить отечественным 142ЕН8Б), откуда стабилизированное напряжение +9 В подается на питание схемы. Светодиод VD2 сигнализирует о том, что автоматика включена — его лучше выбирать зеленого свечения, чтобы обеспечить контраст с неоновой лампочкой.

При указанных на схеме номиналах термостат обеспечивает установку температуры в диапазоне примерно 35–85 градусов. Настройка его и калибровка ничем не отличаются от таковых для аквариумного термостата, кроме диапазона температур. В процессе настройки основную нагрузку можно не подсоединять, т. к. момент срабатывания и отключения вполне можно контролировать по неоновой лампочке. Только следует учесть, что вовсе без нагрузки «неонка» может гореть даже при выключенном реле из-за токов утечки, и вам даже может показаться, что система не работает. Тогда придется все же подключить какую-то нагрузку — в качестве нее удобно взять лампочку накаливания или даже просто двухваттный резистор сопротивлением около 20 кОм.

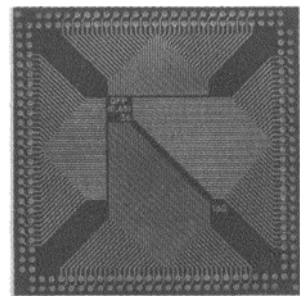
С перемешиванием/теплоизоляцией здесь ситуация обратная по сравнению с аквариумом — принудительное перемешивание тут обеспечить довольно сложно, но оно как раз и не очень требуется: во-первых, требования к точности поддержания температуры невысоки, во-вторых, нагреватель настолько мощный, что вода сама неплохо перемешивается за счет конвекции (естественной циркуляции нагретых водных масс). А вот теплоизолировать бак для воды я настоятельно рекомендую — просто обернув его старым ватным одеялом, вы можете экономить до 70 % элек-

троэнергии, причем это касается не только данной конструкции, но и вообще всех водонагревателей. Можно сделать и «фирменную» теплоизоляцию из упаковочного пенопласта.

В заключение отметим, что схемы для построения термостатов невысокого класса, подобных описанным, существуют, разумеется, и в интегральном исполнении. Обычно они при этом совмещены с полупроводниковым датчиком температуры, который часто имеет и отдельный выход, что обеспечивает возможность показа температуры. С такими устройствами все знакомы, например, по встроенным в компьютерные материнские платы системам контроля температуры процессора и регулирования оборотов вентилятора.

О цифровых методах регулирования температуры мы немного поговорим в конце книги, а пока краткий курс теплотехники будем считать законченным и перейдем к другой теме — измерению этой самой температуры.

ГЛАВА 13



Как измерить температуру?

Электронные термометры

— Господи, до чего же мне холодно! — вскричал Планше, как только господин его скрылся из виду
И, торопясь согреться, он немедленно постучался у дверей одного домика

А Дюма. Три мушкетера

Прежде чем познакомиться с методами измерения температуры, неплохо бы попытаться понять, что это такое — *температура*? Вопрос не совсем дурацкий, как это может показаться на первый взгляд, потому что понятие температуры лежит в одном ряду с такими физическими абстракциями, как время, энтропия или электромагнитное поле. В отличие от последних двух, температуру мы можем ощущать физически, подобно расстоянию или массе, но на самом деле ясности в понимании сути дела это не добавляет. Так, течение времени мы тоже ощущаем, но на вопрос «что такое время?» сможет внятно ответить далеко не каждый — если вообще кто-нибудь знает ответ. И время, и температуру в смысле их измерения постигла похожая судьба — научились это делать с достаточной точностью в исторических масштабах совсем недавно.

Основы термометрии

Определение гласит: *температура есть мера внутренней энергии тела*. Мельчайшие частицы (атомы и молекулы), составляющие физические тела, все время движутся либо по некоторым траекториям в пространстве (в жидкостях и газах), либо колеблются около своего положения (в твердых телах). Чем интенсивнее они движутся, тем выше температура. Если в твердом теле она достигает некоторого критического значения, то атомы-молекулы срываются со своих мест, структура тела нарушается, и оно плавится, превращаясь в жидкость. Если повышать температуру дальше, то связи между частицами уже не могут победить возросшую интенсивность их движения, и жидкость начинает испаряться, превращаясь в газ. При высокой температуре нарушаются уже связи внутри молекул и образуется так называемая *холодная плазма* (например, пламя), при очень высокой — и внутри атомов, и вещество превращается в высокотемпературную плазму.

В реальности на эту упрощенную модель накладываются некоторые нюансы. Скажем, вещество может существовать при одних и тех же условиях в нескольких состояниях, например, как твердое тело в равновесии с жидкой и газообразной фазой — это так называемая *тройная точка*. Но нам сейчас важнее другое — из нарисованной картины следует, что должно быть такое состояние вещества, когда движения нет, все частицы стоят на месте и, следовательно, внутренняя энергия равна нулю. Это состояние существует и носит название *абсолютного нуля температуры*. Чему она равна при этом, вычислил теоретически еще в середине позапрошлого века ученый-физик лорд Кельвин. Оказалось, что абсолютный ноль, он же ноль абсолютной температурной шкалы (шкалы Кельвина), отстоит от точки замерзания воды на $-273,15\text{ }^{\circ}\text{C}$. При этом градусы в шкале Кельвина ($^{\circ}\text{K}$) равны градусам в привычной шкале Цельсия ($^{\circ}\text{C}$), где за ноль принята точка замерзания воды. Так что перевод очень прост — чтобы получить температуру в градусах Цельсия, надо из градусов Кельвина вычесть величину 273. Чтобы подчеркнуть разницу между $^{\circ}\text{K}$ и $^{\circ}\text{C}$, первые часто обозначают большой буквой T , а вторые — маленькой t . В англоязычных странах в быту традиционно используют шкалу Фаренгейта (обозначается заглавной F), в которой и ноль другой, и градусы меньше, поэтому пересчет относительно сложен:

$$^{\circ}\text{C} = \frac{5}{9} (^{\circ}\text{F} - 32).$$

ПОДРОБНОСТИ

Так как на практике измерить внутреннюю энергию саму по себе невозможно, температуру измеряют по каким-то ее внешним проявлениям. Логично для этого использовать точки фазового перехода (плавления и кипения) химически чистых веществ. Эти точки стабильны и хорошо воспроизводятся. В настоящее время принята международная практическая температурная шкала, уточненная последний раз в 1990 году (МПТШ-90), в которой около двух десятков таких реперных (опорных) точек, охватывающих диапазон от $-259,34\text{ }^{\circ}\text{C}$ (тройная точка водорода) до $1084,62\text{ }^{\circ}\text{C}$ (точка плавления меди). Точки замерзания и кипения воды, которые часто применяются для калибровки термометров на практике, ранее также относились к основным реперным точкам, но в МПТШ-90 они вошли с оговорками¹. Между опорными точками температуру в этой шкале определяют платиновым термометром, имеющим сопротивление ровно 100 или 10 Ом при температуре $0\text{ }^{\circ}\text{C}$. Сопротивление платины при повышении температуры возрастает с наклоном $0,39250\text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$, и, хотя зависимость эта не очень линейна, она весьма хорошо воспроизводится. По методике МПТШ изготавливают эталоны температуры: национальные, первичные, вторичные и т. д. Средства измерения, сертифицированные путем непосредственного сравнения с эталоном, называют *образцовыми*.

Все пользовательские измерительные инструменты (и не только температуры), поступающие на прилавок, на каком-то этапе сравнивались с образцовыми средствами. Сравнение вновь изготовленного измерителя с каким-либо средством измерения, которое мы принимаем за образцовое, называется *градуировкой* или *калибровкой*. Строго говоря, это одно и то же, однако под *градуировкой* чаще понимают создание градуировочной таблицы или формулы, по которой показания прибора пересчитываются

¹ Множество подробностей о различных средствах и методиках измерения температуры, включая и сведения об устройстве международной шкалы температуры, можно найти на сайте Temperatures.ru.

в соответствующую физическую величину, а под *калибровкой* — подстройку самого прибора так, чтобы он непосредственно показывал эту физическую величину. С появлением компьютерных технологий разница между градуировкой и калибровкой практически исчезла. Процедура проверки уже готового средства измерения на соответствие образцовому средству измерения называется *поверкой*.

Датчики

На практике для измерения температуры электронными методами используют в основном две разновидности датчиков: металлические термометры сопротивления и полупроводниковые датчики. Термисторы (терморезисторы) для измерения температуры применяют редко, в некоторых специфических случаях, т. к. их единственное достоинство в этом плане — высокая чувствительность — не перевешивает многочисленные недостатки, среди которых в первую очередь нелинейность и, кроме того, невысокая стабильность. Правда, существуют специальные высокостабильные миниатюрные алмазные термисторы (выполненные на основе монокристаллов искусственного алмаза), которые могут работать при температурах до 600 °С, но их температурный коэффициент всего раза в полтора выше, чем у металлов, и они используются также в специфических случаях — например, в печках лазерных принтеров. Термисторы чаще применяют в схемах регуляторов температуры (см. главы 12 и 21), где их нелинейность не имеет значения.

Еще один способ очень точного измерения температуры предполагает использование специальных термочувствительных кварцевых резонаторов. О них мы еще будем говорить в главе 16, а здесь остановимся лишь на металлических и полупроводниковых датчиках, добавив вначале несколько слов про термисторы.

Термисторы

Для успешного применения термисторов стоит знать их основные свойства. Большинство так называемых *NTC-терморезисторов* (от английского Negative Temperature Coefficient) имеют падающую экспоненциальную зависимость сопротивления от температуры, которая с хорошей точностью описывается уравнением:

$$R_{T2} = R_{T1} e^{B(1/T2 - 1/T1)} \quad (1)$$

Здесь R_{T1} — номинальное сопротивление при температуре $T1$ (обычно при 25 °С), B — коэффициент, имеющий размерность °К, который приводится в характеристиках термистора для некоторого диапазона температур, например, для 25–100 °С. При отсутствии фирменного технического описания величину B несложно вычислить исходя из двух измеренных значений R_T , а для ориентировочных расчетов его можно принять равным в пределах 3500–4500.

График, соответствующий уравнению (1), построенный по данным для конкретного термистора B57164-K 103-J с номинальным сопротивлением 10 кОм при 25 °С, приведен на рис. 13.1, а числовые данные, по которым он построен, сведены в табл. 13.1. Из графика мы видим, что крутизна характеристики термистора с повышением температуры снижается (ее значения приведены в третьей колонке таб-

лицы). Эта нелинейность делает термисторы крайне неудобным средством для измерения температур, зато высокая величина крутизны (в среднем раз в десять большая, чем у металлов) очень удобна при использовании их в качестве датчика для регуляторов температуры. Температурный диапазон применения NTC-термисторов ограничен пределами работоспособности полупроводниковых материалов (т. е. диапазоном от -55 до 125 °C).

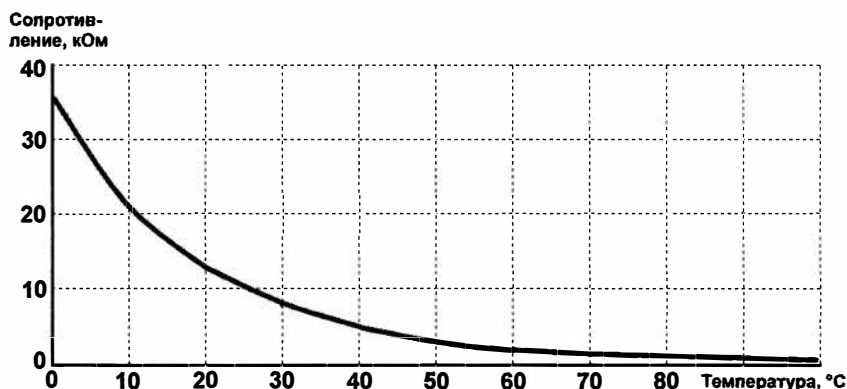


Рис. 13.1. Температурная характеристика NTC-термистора

Таблица 13.1. Теоретические значения сопротивления термистора B57164-K 103-J при разных температурах, кОм ($B_{25/100} = 4300$, из документации фирмы EPCOS AG)

Температура, °C	Сопротивление, кОм	Крутизна характеристики, %/°K
0,0	35,563	5,5
5,0	27,119	5,3
10,0	20,86	5,1
15,0	16,204	5,0
20,0	12,683	4,8
25,0	10,000	4,7
30,0	7,942	4,6
35,0	6,3268	4,5
40,0	5,074	4,3
45,0	4,1026	4,2
50,0	3,3363	4,1
55,0	2,7243	4,0
60,0	2,237	3,9
65,0	1,8459	3,8
70,0	1,5305	3,7

Таблица 13.1 (окончание)

Температура, °C	Сопротивление, кОм	Крутизна характеристики, %/°K
75,0	1,2755	3,6
80,0	1,0677	3,5
85,0	0,89928	3,4
90,0	0,76068	3,3
95,0	0,64524	3,3
100,0	0,54941	3,2

Еще одно свойство NTC-термисторов надо всегда иметь в виду при их практическом применении — из-за отрицательного температурного коэффициента, включение термистора в цепь питания напрямую, без резистора, ограничивающего ток, может спровоцировать лавинообразное возникновение эффекта положительной обратной связи. Нагрев термистора приводит к падению его сопротивления, отчего ток через него увеличивается, в свою очередь, увеличивая нагрев еще больше, и если ток не ограничен, то термистор в конце концов попросту расплавится. Потому напрямую к источнику питания термисторы подключать не рекомендуется, а предельная выделяющаяся мощность для обычных «таблеточных» конструкций должна быть ограничена на уровне нескольких десятков, максимум сотен милливатт.

Металлические датчики

Фирменные термометры сопротивления представляют собой обычный резистор из металлической — медной или платиновой¹ — проволоки. *Платиновые датчики* (ТСП, термометр сопротивления платиновый) наиболее стабильны и употребляются для высокоточных измерений, но они обладают заметной нелинейностью, поэтому значения температуры приходится рассчитывать по таблицам (см., например, [2]). Использование меди более практично — у нее зависимость сопротивления от температуры наиболее близка к линейной в широком диапазоне температур. В диапазоне от -50 до $+100$ °C погрешность за счет нелинейности в пересчете на температуру не превысит $0,1$ °C. Сопротивление датчиков промышленного изготовления точно подогнано под стандартные 10, 50 или 100 Ом. Платиновые датчики используют в диапазоне от -260 до $+1100$ °C, а медные (ТСМ) от -200 до $+200$ °C. Доступность меди приводит к искушению изготовить такой датчик самому, и в большинстве случаев это совершенно не возбраняется, хотя прецизионный термометр на самодельном датчике, конечно, не получится (это тот случай, когда структура металла имеет значение — в отличие от аудиокабелей, см. главу 8).

¹ Пусть вас слово «платиновый» не пугает — самой платины там так мало, что стоит такой датчик не дороже медного, тем более что в датчиках используют медь высокой степени очистки, которая ненамного дешевле драгметаллов.

Полупроводниковые датчики

Полупроводниковые датчики удобно использовать во всех случаях, когда не требуется высокая точность. Простейший полупроводниковый датчик температуры — обычный кремниевый диод или транзистор в диодном включении (когда коллектор соединен с базой). Пресловутое прямое падение напряжения на диоде, равное 0,6 В, имеет почти линейный отрицательный температурный коэффициент, равный приблизительно $2,3 \text{ мВ/}^{\circ}\text{С}$. Все промышленные полупроводниковые датчики тем или иным способом используют этот эффект.

Фирменные полупроводниковые датчики делятся на две разновидности: с аналоговым и цифровым выходом. Аналоговые датчики (DS60, MAX6605) имеют обычно три вывода (питание, общий и выход), а цифровые иногда всего два (DS1721), питаясь от сигналов запроса, поступающих с внешнего контроллера (см. главу 11). Следует особо отметить довольно точные датчики TMP35/TMP36/TMP37 фирмы Analog Devices (аналоги: LM135/235/335 фирмы ST Microelectronics или 1019EM1 отечественного исполнения), которые включаются подобно диоду, но несут третий вывод для подстройки температурного коэффициента, имеющего величину аж $10 \text{ мВ/}^{\circ}\text{С}$, причем с положительным наклоном.

Полупроводниковым датчикам, как правило, свойственны погрешности заводской установки порядка $1\text{--}2^{\circ}\text{С}$, и иногда встречающееся в характеристиках определение «прецизионный», видимо, относится к повышенной их стабильности — после соответствующей калибровки погрешности снижаются до порядка долей градуса. Впрочем, как показал опыт, специальные цифровые датчики со встроенным микроконтроллером, позволяющим выдавать «наружу» непосредственно физическую величину в градусах, довольно точны, и часто дополнительной калибровки не требуют (см. главу 22).

СРЕДСТВА КАЛИБРОВКИ

В домашней практике для поверки разрабатываемых самостоятельно приборов лучше всего использовать ртутный лабораторный термометр с делениями не крупнее одной-двух десятых градуса (погрешность таких термометров, однако, может быть выше и составлять 0,2 и даже $0,5^{\circ}\text{С}$). Основной диапазон — от 0 до 50°С , поэтому может потребоваться еще один термометр для диапазона до 100°С , а также в отрицательной области. Но за неимением таковых, конечно, можно обойтись и бытовыми спиртовыми или цифровыми термометрами (последние должны иметь выносной датчик), только не следует забывать про их достаточно высокую погрешность, которая может составлять $1\text{--}2^{\circ}\text{С}$.

Категорически не рекомендуется применять для калибровки бытовые металлические термометры расширения (с такой спиралькой, соединенной со стрелочкой, они всем знакомы по бытовым газовым или электрическим духовкам) — они могут ошибаться на десятки градусов. Если требуется калибровка при повышенных температурах, то лучше использовать термометры на основе термопары, которыми комплектуются некоторые мультиметры. Правда, последние решительно не годятся для обычного диапазона температур, по причине, которую мы рассмотрим далее.

Методы измерения сопротивления

Рассмотрим методы, с помощью которых можно измерять сопротивление металлических датчиков с точностью, достаточной для пересчета его в температуру. Обычный мультиметр тут не подойдет — рядовой прибор измеряет сопротивление с погрешностью порядка 1 % от всей шкалы. Поэтому, измеряя таким прибором, скажем, сопротивление медного датчика 100 Ом (с крутизной менее 0,4 Ом/°С) на пределе 200 Ом, мы получим погрешность в пересчете на температуру градусов в пять, что неприемлемо даже для самых непритязательных радиолюбителей (именно по этой причине термометры на основе мультиметров не годятся в качестве средств калибровки в малом диапазоне температур).

Изложим основную идею проведения измерений сопротивления металлических датчиков с приемлемой точностью (рис. 13.2). Она известна еще со времен английского физика Ч. Уитстона (1802–1875), чьим именем и названа показанная на рисунке конструкция из четырех сопротивлений. Такой *мостик Уитстона*, как мы увидим, в той или иной форме используется на практике и по сей день. Уитстон прославился еще своими работами в области телеграфии и рядом других достижений, но приведенная схема, без сомнения, самое выдающееся его изобретение.

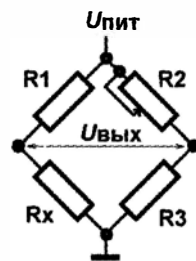


Рис. 13.2. Мостик Уитстона

Для того чтобы измерить величину сопротивления R_x , положение движка переменного сопротивления R_2 устанавливается так, чтобы напряжение в выходной диагонали моста ($U_{\text{вых}}$) было равно нулю. Если в этот момент измерить установленное значение R_2 (можно заранее проградуировать его ползунок в единицах сопротивления) и отношение сопротивлений резисторов R_1 и R_3 также известно, то неизвестное сопротивление определяется по формуле:

$$R_x = R_1 \frac{R_3}{R_2}.$$

Участвующие в схеме резисторы называются *плечами моста*. Можно также объединить R_2 и R_3 в один переменный резистор, включенный по схеме потенциометра ($U_{\text{вых}}$ тогда снимается с его движка, а за плечи R_2 и R_3 принимаются его части между движком и выводами).

Мостовой способ имеет ряд преимуществ. Во-первых, работа этой схемы в принципе не зависит от напряжения питания, потому что баланс определяется не абсолютными значениями падений напряжения на резисторах, а их соотношением. На практике некоторая зависимость будет иметь место (т. к. чувствительность схемы со снижением питания падает), но, тем не менее, в довольно широких пределах это положение соблюдается.

Во-вторых, обеспечить фиксацию момента равенства напряжения в диагонали моста нулю (при этом условии мост называется *сбалансированным*) несравненно про-

ще, чем измерить с достаточной точностью абсолютное значение напряжения или сопротивления. Для того чтобы настроить очень точно ноль вольтметра любого класса точности, никакого специального оборудования не требуется, достаточно замкнуть накоротко его входные клеммы. От вольтметра при этом требуется только одно — как можно более высокая чувствительность, потому что такие методы отлично работали еще в XIX веке, когда никаких прецизионных приборов еще не существовало.

Так что точность зависит только от сопротивлений. Постоянные резисторы можно подобрать очень точно (на практике используют катушки из манганиновой калиброванной проволоки или готовые сопротивления класса 0,05). В качестве резистора R2 обычно используют магазины сопротивлений, которые представляют собой по сути дела переменный резистор, составленный из множества постоянных, которые могут коммутироваться с помощью набора десятипозиционных переключателей, называемых *декадными*. Причем все устроено таким образом, что каждый переключатель связан с сопротивлениями в десять раз меньшего или большего номинала, чем соседний.

Очень точный ручной измеритель температуры

Принципиальная схема для ручного измерения сопротивления образцового датчика температуры сопротивлением 100 Ом (платинового или медного) с использованием таких средств приведена на рис. 13.3. Магазин сопротивлений на ней условно показан в виде переменного резистора Rm. Все резисторы, кроме, конечно, измеряемого сопротивления Rt и магазина Rm (а также, возможно, R1, который лучше подобрать из проволочных) — типа С2-29В. После ручного баланса моста с помощью магазина сопротивлений Rm (вольтметр на выходе должен показать ноль) измеряемое сопротивление Rt будет определяться по формуле:

$$R_t = R_1 \frac{R_x}{(R_m - R_x)},$$

где Rx есть величина нижней по схеме части сопротивления магазина. Сравнивая Rt с табличным значением [5], можно узнать измеряемую температуру.

ПОДРОБНОСТИ

Инструментальный усилитель на микросхеме DA1 здесь нужен для обеспечения достаточной чувствительности схемы. Его коэффициент усиления выбирается из следующих соображений: допустим, наш мультиметр имеет на самом маленьком пределе измерения напряжений (200 мВ) чувствительность один знак после запятой, т.е. 0,1 мВ (обычная разрешающая способность рядовых мультиметров). При коротком замыкании его щупов на шкале должны показываться все нули (ноль не сдвинут и не «гуляет»). Некоторую погрешность при измерениях будет вносить всегда наличествующая помеха, поэтому возьмем запас и примем чувствительность его равной 1 мВ. Ток через датчик при выбранных номиналах сопротивлений и напряжении питания будет составлять приблизительно 4,5 мА. Для того чтобы обеспечить необходимую разрешающую способность измерения температуры приборами, которые мы будем кон-

струировать (для большинства применений необходимая и достаточная величина ее составляет $0,1^{\circ}\text{C}$), нам надо обеспечить разрешающую способность нашего образцового термометра не менее, чем в два раза более высокую (т. е. $0,05^{\circ}\text{C}$ — большая точность не имеет смысла, см. далее). Зададимся на всякий случай еще меньшей величиной — $0,03^{\circ}\text{C}$. Датчик имеет сопротивление $100\ \Omega$, поэтому при крутизне его характеристики, равной примерно $0,4\ \%/^{\circ}\text{C}$ (величина справедлива и для платины, и для меди), изменение сопротивления будет численно равно этой величине — $0,4\ \Omega/^{\circ}\text{C}$. При указанном токе через измерительное плечо моста изменения напряжения на диагонали моста составит $1,8\ \text{мВ}/^{\circ}\text{C}$, т. е. при изменении температуры на $0,03$ градуса изменение напряжения составит $0,054\ \text{мВ}$. Нам желательно увеличить это напряжение разбаланса до установленного значения чувствительности мультиметра в $1\ \text{мВ}$, отсюда коэффициент усиления инструментального усилителя должен составить примерно 20.

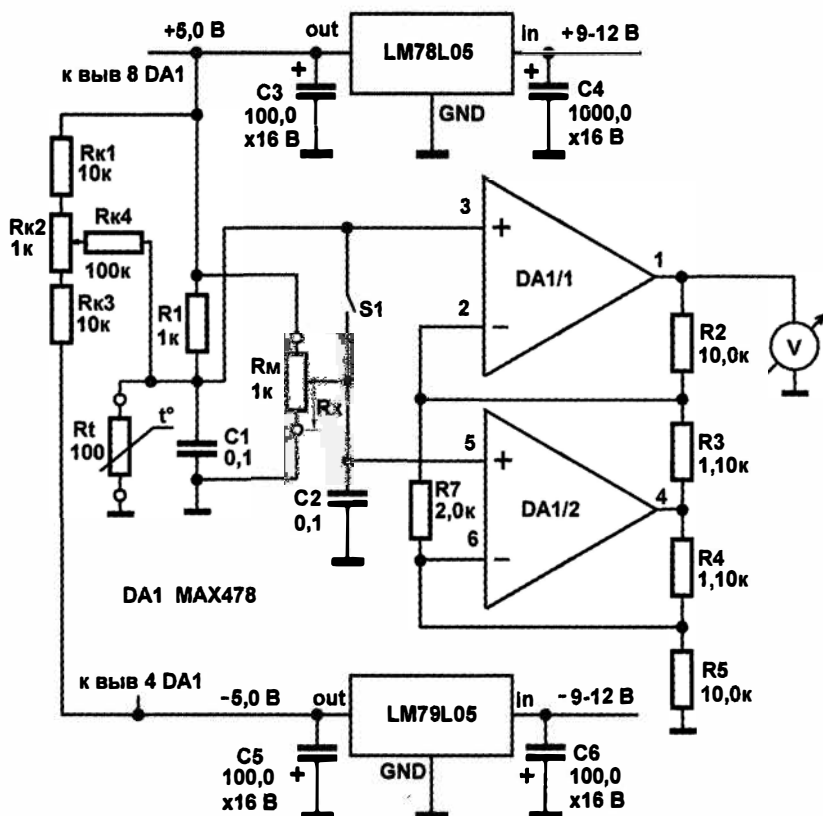


Рис. 13.3. Принципиальная схема измерителя сопротивления образцового датчика температуры

Диапазон значений измеряемой температуры для этого устройства практически ограничен только возможностями датчика. Подробно погрешности нашей схемы мы анализировать не будем, только укажем, что с точки зрения точности схема обладает одним недостатком — в ней некомпенсировано влияние соединительных проводов. Как такая компенсация выполняется, мы узнаем из главы 17. А здесь просто примем, что провода, соединяющие со схемой как датчик, так и магазин сопротивлений, должны быть минимально возможной длины и достаточно большой

толщины — сечением не менее 2 мм. Эта схема критична также, кроме точности резистора R1, к выбору ОУ, и при замене следует применять только ОУ с точностными характеристиками не хуже указанных, а также обратить внимание на возможность их работы при напряжении питания ± 5 В (см. главу 12).

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Схему можно украсить, если на выход усилителя параллельно вольтметру подсоединить двухцветный двухвыводной светодиод (с токограничивающим резистором порядка 300–510 Ом). Когда мост находится в разбалансе, светодиод будет гореть, причем цвет свечения будет зависеть от знака разбаланса, а яркость — от его степени. Когда на выходе установится ноль, светодиод погаснет. Разумеется, более-менее точно проконтролировать ноль можно все равно только по вольтметру, но это удобно при значительном уходе температуры — сразу видно, в какую сторону она ушла.

Схема на рис. 13.3 приведена скорее в иллюстративных целях, чтобы понять, как в принципе устроены измерители температуры. Можно ли автоматизировать работу такой схемы? Естественно можно, но на практике осуществить это весьма и весьма непросто — схемотехническое решение должно быть очень тщательно продумано. Теперь вы можете оценить, почему прецизионное оборудование стоит так дорого.

Простейшие электронные термометры на батарейке

Как ни странно, но такое распространенное устройство, как бытовой термометр, требует достаточно высокой точности — не хуже 0,1–0,2 °С, хотя бы по той причине, что не очень красиво, когда изобретенный вами прибор показывает +1 градус, в то время как лужи вокруг стойко покрылись льдом. Для обычного диапазона уличных термометров от –50 до +50 °С такая точность эквивалентна относительной погрешности в 0,1 %, что достаточно низкая величина для того, чтобы отнестись к ней со всем возможным уважением, — сравните с погрешностью не самых дешевых серийных мультиметров, лежащей в лучшем случае в пределах 0,5 %.

Легальный путь замаять проблему — не демонстрировать десятые градуса, как это делают на уличных табло, тогда допустимая погрешность повышается по крайней мере до 0,5 %. Однако мое убеждение состоит в том, что демонстрировать температуру без десятых градуса все равно, что делать наручные часы без секундной стрелки — вроде бы «по жизни» и не слишком требуется, но как-то... несолидно. Первое наше детское представление о температуре заключается в магическом числе «36,6», и три цифры эти навсегда переплетаются с самим понятием.

Но мы пока не знаем, как делать точные аналого-цифровые схемы, и окончательно освоимся в этой области только в главах 17 и 22. Поэтому здесь мы рассмотрим пару вариантов простейших реализаций электронного измерителя температуры, не обращая особого внимания на погрешности. Наши конструкции имеют свою изюминку, которая компенсирует нам факт их невысокой точности, — они малопотребляющие и будут работать от одной 9-вольтовой батарейки типа «Крона». В главах 21 и 22 вы узнаете, как просто реализовать подобные термометры на циф-

ровой платформе Arduino, а пока ради лучшего усвоения основ электроники остановимся на чисто аналоговых методах.

Электронный термометр со стрелочным индикатором...

Схема со стрелочным индикатором приведена на рис. 13.4. В качестве показывающего устройства здесь используется измерительная головка типа М903 с током полного отклонения 50 мкА. Можно использовать любую другую головку магнитоэлектрической системы, но если ток полного отклонения отличается от указанной величины, то придется пересчитать резистор R7. Головку придется доработать: с нее надо снять переднюю крышку со стеклом и очень аккуратно, чтобы не повредить весьма чувствительную стрелку с очень нежным поворотным механизмом, наклеить поверх имеющейся шкалы новую. Шкалу эту можно изготовить, напечатав ее на плотной бумаге с помощью струйного или лазерного принтера.

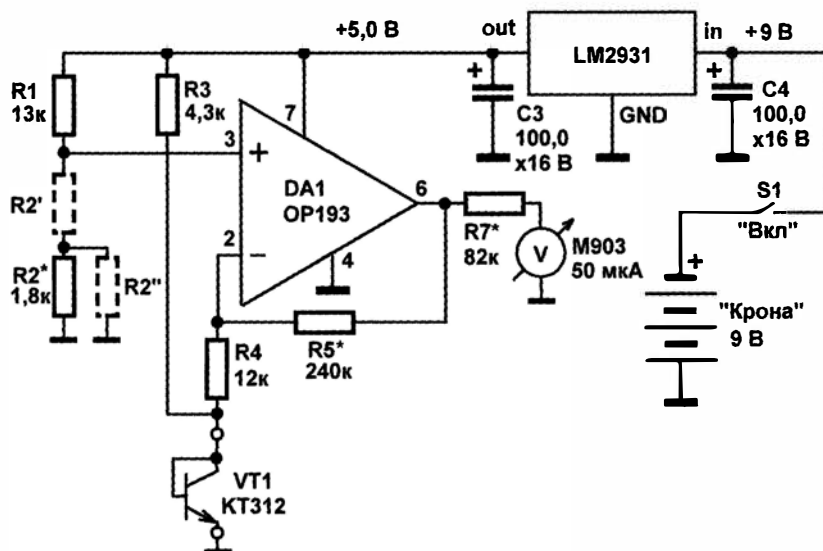


Рис. 13.4. Электронный термометр со стрелочным индикатором

Крайние деления на шкале должны совпадать с делениями на оригинальной шкале (положение ограничителей хода стрелки не должно совпадать с крайними делениями, у стрелки должен оставаться небольшой свободный ход за пределы шкалы). Крайнее левое деление будет соответствовать -50° , а крайнее правое $+50^\circ$, ноль в этом случае должен располагаться ровно по центру шкалы. Так как длина шкалы равна всего нескольким сантиметрам, то нанести разборчивые деления с шагом меньше, чем через 2 градуса, вряд ли получится, и именно этот параметр будет определять максимальную требующуюся точность — снижать погрешность ниже половины деления шкалы, т. е. в данном случае менее 1° , не имеет смысла. Заметим, что нет никаких проблем в том, чтобы отградуировать шкалу на любой другой

диапазон, скажем, от -30 до 70° или от 0 до 100° , — для этого нужно будет только подобрать величину резистора R_2 .

Датчиком температуры здесь служит транзистор в диодном включении. Можно использовать любой маломощный кремниевый n - p - n -транзистор (за исключением «супербета»-разновидностей), единственное, что желательно (но необязательно), чтобы он был в металлическом корпусе. Для изготовления датчика подбирают подходящую по диаметру пластмассовую трубку и заливают в нее эпоксидной смолой транзистор с заранее подпаянными выводами так, чтобы его металлический корпус соприкасался с окружающей средой, — чувствительность и скорость реакции термометра сильно возрастут в сравнении с заделкой его внутрь трубки. Можно использовать и кремниевый диод, но заделывать его придется способом, показанным на рис. 12.9, и прогреваться он будет значительно медленнее.

Ток через датчик будет равен примерно 1 мА , а падение напряжения на нем, естественно, около $0,6\text{ В}$. Наклон температурной характеристики отрицателен и равен примерно, как мы говорили, $2,3\text{ мВ}$ на один градус, поэтому общее изменение напряжения на датчике составит 230 мВ на диапазон 100°C . Выходное напряжение ОУ при максимальном сигнале мы хотим сделать как можно больше, чтобы минимизировать как ошибки, связанные с собственным падением напряжения на измерительной головке, так и погрешности схемы вообще. Максимум, что мы можем получить от ОУ в данной схеме — это напряжение несколько ниже напряжения питания, равного 5 В (именно из этого условия подбирается R_7), поэтому выбираем коэффициент усиления, приблизительно равный 20 (с округлением в меньшую сторону).

От ОУ здесь не требуется особо высокой точности, зато существенны малое потребление, низкое питающее напряжение и «умение» работать с выходными напряжениями, равными напряжению «земли». Кроме указанного ОР193, подойдут ОР196, МАХ406, МАХ409 (они даже совпадают по цоколевке) и многие другие типы.

Общее потребление схемы определяется здесь в основном потреблением цепи датчика, равным приблизительно 1 мА . Потребление стабилизатора, ОУ и делителя R_1 – R_2 добавят еще примерно $0,5\text{ мА}$, и суммарное потребление составит около $1,5\text{ мА}$. Емкость щелочной батарейки «Крона» составляет порядка $600\text{ мА}\cdot\text{ч}$, и наша схема сможет проработать от одного элемента в непрерывном режиме около 17 – 20 суток. Отметим, что если вместо стабилизатора LM2931 поставить обычный 78L05, то время работы резко уменьшится.

При отладке вместо резисторов R_2 и R_5 сначала устанавливаются подстроечные резисторы соответствующего номинала (R_5 — несколько больше указанного на схеме). Настройку схемы надо начинать с того, что погрузить датчик в среду с температурой 0°C (тающий снег или мелкоизмельченный лед в равновесии с водой — лучше всего поместить эту смесь в термос и в процессе работы периодически перемешивать) и установить с помощью резистора R_2 стрелку головки на 0° . После этого датчик переносится в среду с температурой 40 – 50° (вот тут пригодится термостат!) и путем изменения R_5 устанавливаются соответствующие показания стрелки.

Ноль градусов у нас тоже при этом «уйдет», потому указанную процедуру следует повторить несколько раз, перенося датчик из среды с температурой 0° в среду с более высокой температурой и обратно.

Точность калибровки будет тем выше, чем больше разница между температурами в калибровочных точках, однако одну из точек обязательно надо выбирать равной или близкой к нулю градусов, потому что это критичное для практики значение. После этого переменные резисторы выпаивают и помещают на их место постоянные резисторы с точно такими же номиналами, при необходимости составляя их из нескольких параллельно и/или последовательно включенных. Особую точность при этом надо соблюдать при подборе R2 (ноль градусов). На плате лучше заранее предусмотреть места для подключения параллельных и последовательных резисторов (показаны на схеме пунктиром для R2, аналогично следует поступить и для R5). Резисторы можно использовать обычные, типа МЛТ, прецизионных резисторов типа С2-29В здесь не требуется.

... и с цифровым

Схема другой конструкции — с цифровой индикацией — приведена на рис. 13.5. Внешний вид используемого в ней индикатора типа PMLCD фирмы Velleman показан на рис. 13.5 вверху. Он представляет собой фактически готовый вольтметр

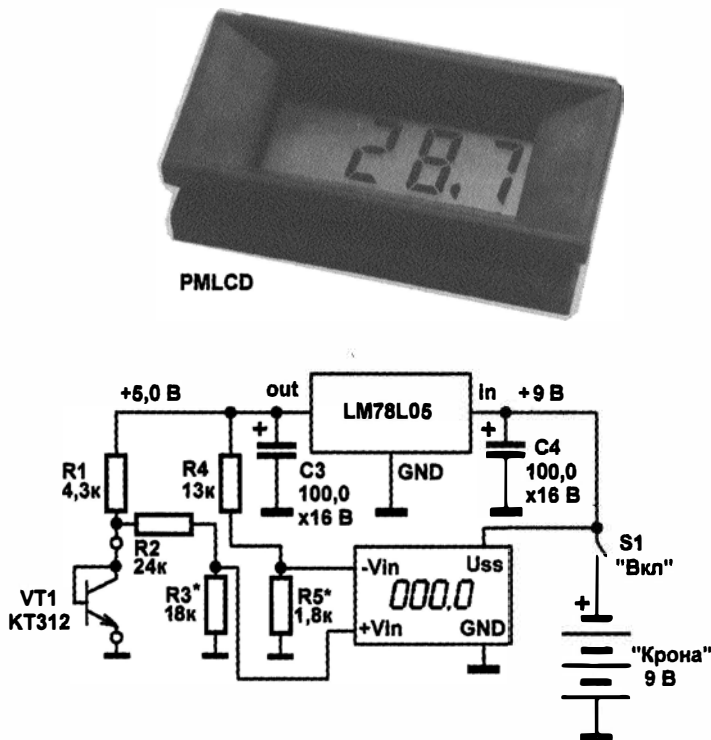


Рис. 13.5. Электронный термометр с цифровым индикатором

с диапазоном входного напряжения в пределах $\pm 199,9$ мВ (знак минус высвечивается автоматически). Соответственно входному диапазону, индикатор имеет четыре десятичных цифры, которые могут показывать число до 1999, причем положение запятой выбирается перестановкой джампера на самом индикаторе. Чтобы индикатор показывал именно градусы температуры, нам придется подогнать шкалу выходных напряжений так, чтобы диапазону в 50° соответствовала величина 50 мВ на выходе ОУ (тогда, при соответствующей установке джампера на головке, показания будут высвечиваться с десятками, как на рисунке). То есть, фактически нам придется ослабить напряжение с датчика более чем в два раза, при этом использовать ОУ окажется нецелесообразно — усиливать нечего.

Сам индикатор питается от нестабилизированного напряжения 7–11 В прямо с батарейки, ток потребления — около 1 мА. Отказаться от стабилизатора для измерительной части здесь нельзя — напряжение на *p-n*-переходе сильно зависит от тока. Общее потребление схемы здесь будет примерно вдвое выше, чем у стрелочного термометра.

Напряжение с датчика подается на делитель R2–R3, которым ослабляется в нужное количество раз, и подается на вход (+Vin) индикатора (разводка выводов индикатора на рис. 13.5 не приводится, т. к. все указано на его корпусе). Другой способ установки нужного наклона характеристики — изменение делителя в самой схеме индикатора (согласно примерам, приведенным в техническом описании индикатора), тогда от делителя R2–R3 можно избавиться. Ноль показаний (соответствующий нулю температуры) устанавливается с помощью делителя R4–R5. Таким образом, процедура калибровки здесь аналогична описанной ранее: вы устанавливаете на индикаторе ноль (подбирая резистор R5) и некоторое значение температуры (меняя резистор R3 или соотношение делителя индикатора), попеременно погружая датчик в воду с разной температурой.

Учтите, что сам индикатор имеет погрешность измерения напряжения порядка 0,5 %, так что отражение десятых долей градуса тут есть, в общем, чистая бутафория. Погрешность превысила бы градус, если бы не наша процедура калибровки, которая позволяет избавиться от систематической составляющей и снижает погрешность раза в два-три. Если же уменьшить входное напряжение еще в десять раз, избавившись от десятых, то часть погрешности, обусловленная индикатором, пропорционально возрастет — 0,5 % отчитывается от полной шкалы входных напряжений (200 мВ), и термометр начнет показывать ошибку уже в единицах градусов. Но в подобных конструкциях от погрешности не избавишься — надо делать все по-иному, чем мы и займемся в главе 17.

В заключение остановимся еще на одной проблеме, которая имеет решающее значение для корректных измерений температуры воздуха (для воды все несколько проще). Напомним основополагающий физический принцип, согласно которому температуру воздуха можно измерять только в тени — «температура воздуха на солнце» не имеет никакого физического смысла, о чем часто забывают даже телевизионные ведущие. Это обусловлено тем, что воздух прозрачен и лучами солнца не прогревается, зато термометр и окружающие его поверхности на солнцегреваются очень даже, и степень этого нагрева зависит от материала, который освещается.

щается солнечными лучами. Заверните при 20-градусном морозе термометр в черную ткань при полном безветрии, и вы получите «температуру воздуха на солнце» градусов в двадцать-тридцать тепла, что к действительности не имеет никакого отношения.

Поэтому место расположения датчика надо выбирать очень тщательно — он не только не должен сам подвергаться воздействию прямых солнечных лучей, но и не должен располагаться вблизи поверхностей, которые такому воздействию подвергаются (особенно под ними — скажем, в случае расположения под козырьком, но на освещенной стене дома, козырек только усугубит ситуацию из-за того, что под ним будет скапливаться поднимающийся теплый воздух). Практически выбрать место установки датчика бывает очень непросто, и именно поэтому уличные термометры-табло часто врут.

Немного о метрологии и ошибках аналоговых схем

Доступность цифровых измерений в современных реалиях породила явление массовой безграмотности в отношении таких сущностей, как *ошибки измерений*. В самом деле, уже не раз упоминавшаяся платформа Arduino (см. главы 21 и 22) для проведения аналоговых измерений фактически требует всего лишь одной строчки программного кода — вызова функции `analogRead()`. Это порождает мнимую уверенность в том, что все произойдет само по себе, и никаких знаний об погрешностях тут не требуется. Разумеется, это далеко не так, и данный раздел — лишь краткое введение в тему погрешностей электронных схем, изучение которой мы будем продолжать на протяжении всей книги.

Необходимость элементарных знаний в области метрологии для радиолюбителя можно пояснить на примере инструкции к мультиметру: пусть там записано, что погрешность измерения напряжения составляет 0,5 % на пределе 2 вольта. Если вы сходу правильно ответите на вопрос, насколько в абсолютных единицах (вольтах или милливольтмах) конкретная величина, показываемая прибором (например, «1,000 В») может отличаться от истинной, можете эту часть главы не читать (правильный ответ приведен в конце главы).

Другая типовая задача — построить градуировочную кривую и вычислить нужные коэффициенты пересчета для какого-либо датчика, чтобы прибор показывал физические величины, — также трудноосуществима без элементарных знаний в области метрологии. Кроме того, пытаться проектировать измеритель любой физической величины, не проведя хотя бы поверхностного анализа возникающих погрешностей, совершенно бессмысленно — даже при самых мягких требованиях к точности можно основательно «попасть», зря потратив и время, и деньги. Попытаемся очень кратко систематизировать сведения, которые необходимы для такого анализа.

Метрология — наука о том, как правильно проводить измерения. Все началось с того, что возникшая в середине прошлого тысячелетия рациональная наука поставила во главу угла принцип проверки теории экспериментом. Ясно, что это воз-

можно осуществить только в том случае, если эксперимент воспроизводим, т. е. может быть повторен любым другим человеком (это положение еще называют принципом «верификации»). Основная же проблема воспроизводимости состоит в том, что ни один эксперимент не обходится без ошибок. Поэтому метрология занимает очень важное место в современном мире. Без нее технический прогресс был бы вообще невозможен, потому что никто бы тогда не смог ничего сказать о достоверности полученных в эксперименте данных.

Если мы представим себе экспериментальную систему наподобие объекта регулирования, изображенного на рис. 12.2, то кроме входов (входных воздействий), которые контролируются исследователем, на систему действует еще множество различных факторов, которые можно поделить на несколько различных групп. Так, есть незначимые факторы — те, которые нам известны, но для простоты мы их влиянием пренебрегаем, — такие, как отклонения в свойствах реальных физических тел от идеализаций типа «абсолютно твердое тело» или «материальная точка» (типичный пример — влияние базового тока в транзисторе на величину эмиттерного, которое мы обычно не учитываем). Есть факторы вполне значимые, но мы не можем ими управлять и часто даже неспособны их контролировать, — скажем, разброс параметров электронных компонентов. Как бы все упростилось, если бы все транзисторы одного типа были бы совершенно одинаковыми! Наконец, во многих случаях могут быть и неизвестные нам факторы — содержание науки во многом состоит в том, чтобы такие факторы обнаруживать и влияние их исследовать.

Как же можно учитывать подобные воздействия? Тут на помощь приходит теория вероятностей — точнее, ее дочерняя прикладная дисциплина под названием *математическая статистика*. Основное ее предположение состоит в том, что все неучетные факторы можно рассматривать, как равномерный шум, приводящий к чисто случайному разбросу значений измеряемой величины. Излишне говорить, что довольно часто это предположение не совсем соответствует действительности, но все же в большинстве практических случаев (по крайней мере, в технических приложениях) оно обеспечивает неплохое приближение к истине, и применение методов математической статистики дает на удивление хорошие результаты. Только не следует забывать, что статистика не может повысить точность измерения, если прибор этого не позволяет, — она всего лишь дает нам сведения о том, чего мы достигли в действительности.

Точность и разрешающая способность

Несколько слов о том, насколько вообще целесообразно стремиться к высокой абсолютной точности измерений. Измерительные схемы характеризуются тремя основными параметрами: *точностью*, *разрешающей способностью* и *стабильностью* (временным дрейфом). Что такое точность или обратная ей величина — погрешность, понятно интуитивно. Разрешающая же способность (иногда говорят о чувствительности) — это попросту минимальная разница в значениях измеряемого параметра, которую мы еще можем различить. Для аналоговых приборов (стрелочных, или, например, ртутных термометров) это половина самого мелкого деления шкалы, а для цифровых — единица самого младшего разряда. Естественно, по-

вышать точность сверх разрешающей способности бессмысленно. А стабильность (дрейф) — самый сложный для оценки параметр, она характеризует уход показаний с течением времени. Подробнее на вопросах оценки дрейфа мы не будем здесь останавливаться.

Я вас могу удивить, но буду утверждать, что в большинстве практических случаев точное значение абсолютной величины — в определенных пределах, разумеется — не представляет особого интереса. При измерении температуры единственное исключение для бытовых приборов — точка замерзания воды, о чем мы говорили ранее. Но в других случаях обычно нам неважно, 9 градусов на улице или 11, главное — весна, и можно снимать шубу.

С другой стороны, обычно нет никакого смысла конструировать суперстабильные и высокоразрешающие, но неточные, приборы — просто потому, что обеспечение стабильности и точности во многом взаимосвязаны, причем первое еще и существенно сложнее. А если мы очень сильно увеличим разрешающую способность по сравнению с точностью, то рискуем попасть в ситуацию, когда десятые градуса просто будут мельтешить на дисплее, что еще хуже, чем если бы их не было вовсе. Но не забывайте, что абсолютная точность, кроме всего прочего, зависит от тщательности градуировки и используемого эталона, а разрешающая способность и стабильность — только от компонентов и конструкции.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Точность и погрешность — величины взаимодополняющие, что совершенно ясно по смыслу терминов. Поэтому, вообще говоря, произнести что-то вроде «точность в пределах 1 %» — некорректно, естественно, тут идет речь о погрешности, а точность в данном случае выражалась бы числом 99 %. Тем не менее, в повествовательной речи такое допустимо, и мы сами не раз прибегали к подобным оборотам — просто потому, что совершенно ясно, о чем идет речь, и запутаться невозможно. А вот в англоязычных странах почему-то вместо погрешности принят термин именно «ассигасу», что даже без обращения к словарю легко перевести, как точность (вместо отвечающего по смыслу «inassigasу»). Этот нюанс следует иметь в виду при чтении литературы на английском языке.

Систематические ошибки

Ошибки измерения делятся на случайные (тот самый шум, о котором шла речь ранее) и систематические. Прояснить, что такое *систематическая ошибка*, можно на следующем примере: предположим, мы немного изменим в схеме, собранной по рис. 13.4, сопротивление резистора R2. При этом у нас на определенную величину сдвинется вся шкала измерений: показания термометра будут соответствовать действительности, только если мы *прибавим* (или вычтем, неважно) некоторую константу к полученной величине: $t = t' + \delta$, где t — «правильное» значение температуры (оно все же отличается от истинного значения из-за наличия случайной ошибки); t' — показания термометра; δ — величина систематической ошибки из-за сдвига шкалы. Более сложный случай систематической погрешности — если мы оставим R2 в покое, а немного изменим R5, т. е. изменим наклон характеристики

термометра, или, как еще это называют, *крутизну преобразования*. Это равносильно тому, что мы *умножаем* показания на некий постоянный множитель k , и «правильное» значение будет тогда определяться по формуле: $t = k \cdot t'$. Эти виды ошибок носят название *аддитивной* и *мультипликативной* погрешностей.

О систематических погрешностях математическая статистика «ничего не знает», она работает только с погрешностями случайными. Единственный способ избавиться от систематических погрешностей (кроме, конечно, подбора прецизионных компонентов) — это процедуры калибровки (градуировки), о них мы уже говорили в этой главе ранее.

Случайные ошибки измерения и их оценка

Я предполагаю, что читатель знаком с таким понятием, как *вероятность*. Если же нет — для знакомства настоятельно рекомендую книгу [12], которая есть переиздание труда от 1946 года. Расширить кругозор вам поможет и классический учебник [13], который отличает исключительная внятность изложения (автор его, известный математик Елена Сергеевна Вентцель, кроме научной и преподавательской деятельности, также писала художественную литературу под псевдонимом И. Грекова). Более приближен к инженерной практике другой учебник того же автора [14], а конкретные сведения о приложении методов математической статистики к задачам метрологии и обработки экспериментальных данных, в том числе с использованием компьютера, вы можете найти, например, в [15]. Мы же здесь остановимся на главном — расчете случайной погрешности.

В основе математической статистики лежит понятие о *нормальном распределении*. Не следует думать, что это нечто заумное — вся теория вероятностей и матстатистика, как прикладная дисциплина в особенности, основаны на здравом смысле в большей степени, чем какой-либо другой раздел математики.

Не составляет исключения и нормальный закон распределения, который наглядно можно пояснить так. Представьте себе, что вы ждете автобус на остановке. Предположим, что автопарк работает честно, и надпись на табличке «интервал 15 мин» соответствует действительности. Пусть также известно, что предыдущий автобус отправился от остановки ровно в 10:00. Вопрос — во сколько отправится следующий?

Как бы идеально ни работал автопарк, совершенно ясно, что ровно в 10:15 следующий автобус отправится вряд ли. Пусть даже автобус выехал из парка по графику, но наверняка тут же был вынужден его нарушить из-за аварии на перекрестке. Потом его задержал перебегающий дорогу школьник. Потом он простоял на остановке из-за старушки с огромной клетчатой сумкой, которая застряла в дверях. Означает ли это, что автобус всегда только опаздывает? Отнюдь, у водителя есть план по выручке, и он заинтересован в том, чтобы двигаться побыстрее, потому он может кое-где и опережать график, не гнушаясь иногда и нарушением правил движения. Поэтому событие, заключающееся в том, что автобус отправится в 10:15, имеет лишь определенную вероятность, не более.

Если поразмыслить, то станет ясно, что вероятность того, что следующий автобус отправится от остановки в определенный момент, зависит также от того, насколько точно мы определяем этот момент. Ясно, что вероятность отправления в промежутке от 10:10 до 10:20 гораздо выше, чем в промежутке от 10:14 до 10:16, а в промежутке от 10 до 11 часов оно, если не возникли какие-то совсем уж форс-мажорные обстоятельства, скорее всего, произойдет наверняка. Чем точнее мы определяем момент события, тем меньше вероятность того, что оно произойдет именно в этот момент, и в пределе вероятность того, что любое событие произойдет *ровно* в указанный момент времени, равна нулю.

Такое кажущееся противоречие (на которое, между прочим, обращал внимание еще великий отечественный математик Колмогоров) на практике разрешается стандартным для математики способом — мы принимаем за момент события некий малый интервал времени δt . Вероятность того, что событие произойдет в этом интервале, уже равна не нулю, а некоей конечной величине δP , а их отношение $\delta P/\delta t$ при устремлении интервала времени к нулю для данного момента времени равна некоей величине p , именуемой *плотностью распределения вероятностей*. Такое определение совершенно аналогично определению плотности физического тела (в самом деле, масса исчезающе малого объема тела также стремится к нулю, но отношение массы к объему конечно), и потому многие понятия математической статистики имеют названия, заимствованные из соответствующих разделов физики.

Правильно сформулированный вопрос по поводу автобуса звучал бы так: каково распределение плотности вероятностей отправления автобуса во времени? Зная эту закономерность, мы можем всегда сказать, какова вероятность того, что автобус отправится в определенный промежуток времени.

Интуитивно форму кривой распределения плотности вероятностей определить несложно. Существует ли вероятность того, что конкретный автобус отправится, к примеру, позже 10:30 или, наоборот, даже раньше предыдущего автобуса? А почему нет — подобные ситуации в реальности представить себе очень легко. Однако ясно, что такая вероятность намного меньше, чем вероятность прихода «около 10:15». Чем дальше в обе стороны мы удаляемся от этого центрального наиболее вероятного срока, тем меньше плотность вероятности, пока она не станет практически равной нулю (то, что автобус задержится на сутки — событие невероятное, скорее всего, если такое случилось, вам уже будет не до автобусов). То есть распределение плотностей вероятностей должно иметь вид некоей колоколообразной кривой.

В теории вероятностей доказывается, что при некоторых предположениях относительно вероятности конкретных исходов нашего события эта кривая будет иметь совершенно определенный вид, который называется *нормальным распределением вероятностей* или распределением Гаусса. Вид кривой плотности нормального распределения и соответствующая формула показаны на рис. 13.6.

Далее мы поясним смысл отдельных параметров в этой формуле, а пока ответим на вопрос: действительно ли реальные события, в частности интересующие нас ошибки измерения, всегда имеют нормальное распределение? Строгого ответа на этот

вопрос в общем случае нет, и вот по какой причине. Математики имеют дело с абстракциями, считая, что мы уже имеем сколь угодно большой набор отдельных *реализаций* события (в случае с автобусом это была бы бесконечная таблица пар значений «плотность вероятности — время»). В реальной жизни такой ряд невозможно получить не только потому, что для этого потребовалось бы бесконечно долго стоять около остановки и отмечать моменты отправления, но и потому, что стройная картина непрерывного ряда реализаций одного события (прихода конкретного автобуса) будет в конце концов нарушена совершенно не относящимися к делу вещами: маршрут могут отменить, остановку перенести, автопарк обанкротится, не выдержав конкуренции с маршрутными такси... да мало ли что может произойти такого, что сделает бессмысленным само определение события.

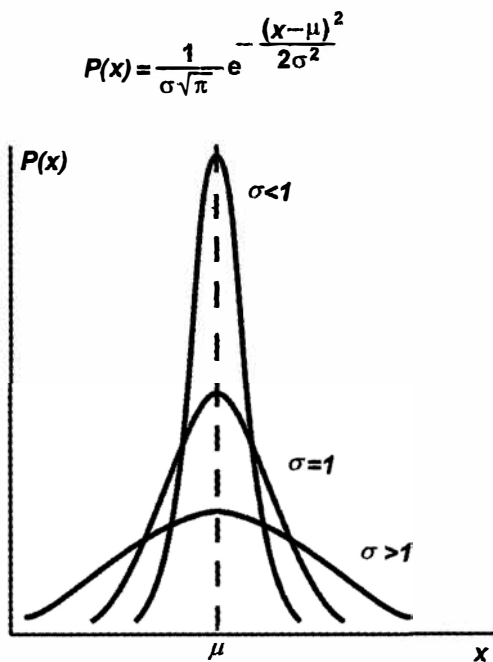


Рис. 13.6. Плотность нормального распределения вероятностей

Однако все же интуитивно понятно, что, пока автобус ходит, *какое-то*, пусть теоретическое, распределение имеется. Такой идеальный бесконечный набор реализаций данного события носит название *генеральной совокупности*. Именно генеральная совокупность при некоторых условиях может иметь, в частности, нормальное распределение. В реальности же мы имеем дело с *выборкой* из этой генеральной совокупности. Причем одна из важнейших задач, решаемых в математической статистике, состоит в том, чтобы, имея на руках две разные выборки, доказать, что они принадлежат одной и той же генеральной совокупности — проще говоря, что перед нами есть реализации одного и того же события. Другая важнейшая для практики задача состоит в том, чтобы по выборке определить вид кривой распределения и ее параметры.

На свете сколько угодно случайных событий и процессов, имеющих распределение, совершенно отличное от нормального, однако считается (и доказывается с помощью так называемой *центральной предельной теоремы*), что в интересующей нас области ошибок измерений, при большом числе измерений и истинно случайном их характере, все распределения ошибок — нормальные. Предположение о большом числе измерений не слишком жесткое — реально достаточно полтора-двух десятков измерений, чтобы все теоретические соотношения с большой степенью точности соблюдались на практике. А вот про истинную случайность ошибки каждого из измерений можно говорить с изрядной долей условности — неслучайными их может сделать одно только желание экспериментатора побыстрее закончить рабочий день. Но математика тут уже бессильна.

Полученные опытным путем характеристики распределения называются *оценками параметров*, и, естественно, они будут соответствовать «настоящему» значениям с некоторой долей вероятности — наша задача и состоит в том, чтобы определить интервал, в котором могут находиться отклонения оценок от «истинного» значения, и соответствующую ему вероятность. Но настало время все же пояснить — что же это за параметры?

В формуле на рис. 13.6 таких параметра два: величины μ и σ . Они называются *моментами нормального распределения* (аналогично моментам распределения масс в механике). Параметр μ называется *математическим ожиданием* (или моментом распределения первого порядка), а величина σ — *средним квадратическим отклонением*. Нередко употребляют его квадрат, обозначаемый как D или просто σ^2 , и носящий название *дисперсии* (или центрального момента второго порядка).

Математическое ожидание есть абсцисса максимума кривой нормального распределения (в нашем примере с автобусом — это время 10:15), а дисперсия, как видно из рис. 13.6, характеризует «размытие» кривой относительно этого максимума — чем больше дисперсия, тем положе кривая. Эти моменты имеют прозрачный физический смысл (вспомните аналогию с физическим распределением плотностей): математическое ожидание есть аналогия центра масс некоего тела, а дисперсия характеризует распределение масс относительно этого центра (хотя распределение плотности материи в физическом теле далеко от нормального распределения плотности вероятности).

Оценкой m_x математического ожидания μ служит хорошо знакомое нам со школы среднее арифметическое:

$$m_x = \frac{1}{n} \sum_i x_i \quad (2)$$

Здесь n — число измерений; i — текущий номер измерения ($i = 1, \dots, n$); x_i — значение измеряемой величины в i -м случае.

Оценка s^2 дисперсии σ^2 вычисляется по формуле:

$$s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_i (x_i - m_x)^2 \quad (3)$$

Оценка среднего квадратического отклонения, соответственно, будет:

$$s = \sqrt{s^2}. \quad (4)$$

Здесь $(x_i - m_x)$ — отклонения конкретных измерений от ранее вычисленного среднего.

Следует особо обратить внимание, что сумму квадратов отклонений делить нужно именно на $n - 1$, а не на n , как может показаться на первый взгляд, иначе оценка получится неверной. Второе, на что следует обратить внимание, — разброс относительно среднего характеризует именно среднее квадратическое отклонение, вычисленное по формулам (3) и (4), а не среднее арифметическое отклонение, как рекомендуют в некоторых школьных справочниках, — последнее дает заниженную и смещенную оценку (не напоминает ли вам это аналогию со средним арифметическим и действующим значениями переменного напряжения из главы 4?).

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Кроме математического ожидания, средние значения распределения вероятностей характеризуют еще величинами, называемыми *модой* и *медианой*. В случае нормального распределения все три величины совпадают, но в других случаях они могут оказаться полезными: мода есть абсцисса наивероятнейшего значения (т. е. максимума на кривой распределения, что полностью отвечает бытовому понятию о моде), а медиана выборки есть такая точка, что половина выборки лежит левее ее, а вторая половина — правее.

Этими формулами для расчета случайных погрешностей можно было бы ограничиться, если бы не один важный вопрос: оценки-то мы получили, а вот в какой степени они отвечают действительности? Правильно сформулированный вопрос будет звучать так: какова вероятность того, что среднее арифметическое отклоняется от «истинного» значения (т. е. математического ожидания) не более чем на некоторую величину δ (например, на величину оценки среднего квадратического отклонения s)?

Величина δ носит название *доверительного интервала*, а соответствующая вероятность — *доверительной вероятности* (или *надежности*). Обычно решают задачу, противоположную сформулированной, — задаются величиной надежности и вычисляют доверительный интервал δ . В технике принято задаваться величиной надежности 95 %, в очень уж серьезных случаях — 99 %. Простейшее правило для обычных измерений в этом случае таково: *при условии достаточно большого числа измерений (практически, более 15–20) доверительной вероятности в 95 % соответствует доверительный интервал в $2s$, а доверительной вероятности в 99 % — доверительный интервал в $3s$* . Это известное правило *трех сигм*, согласно которому за пределы утроенного квадратического отклонения не выйдет ни один результат измерения, но на практике это слишком жесткое требование. Если мы не поленимся провести не менее полутора десятков отдельных измерений величины x , то с чистой совестью можем записать, что результат будет равен:

$$x = m \pm 2s.$$

Регрессия и метод наименьших квадратов

Все сказанное относилось к случаю, когда мы измеряем одну величину, имеющую некоторую случайную погрешность. Однако на практике нам часто требуется по экспериментальным данным получить оценку некоторой функции $y(x)$ — фактически это задача построения кривой по результатам опытных данных, которую вам, несомненно, приходилось не раз решать, если вы обучались в техническом вузе.

Процесс проведения кривой через какие-либо точки (расчетные или экспериментальные) в общем случае называется *аппроксимацией*. Аппроксимацию следует отличать от *интерполяции* (когда по совокупности имеющихся значений функции и переменных рассчитывают значение функции в некоторой точке между ними) и *экстраполяции* (когда рассчитывают значения функции вне области, охваченной имеющимися значениями, в предположении, что там кривая ведет себя так же). На счет последней операции следует отметить, что полиномы, полученные регрессионным способом (см. далее), за исключением разве что прямой линии, обычно для проведения экстраполяции не годятся — т. к. не несут в себе физического смысла и вне экспериментальной области могут очень сильно расходиться с реальной картиной.

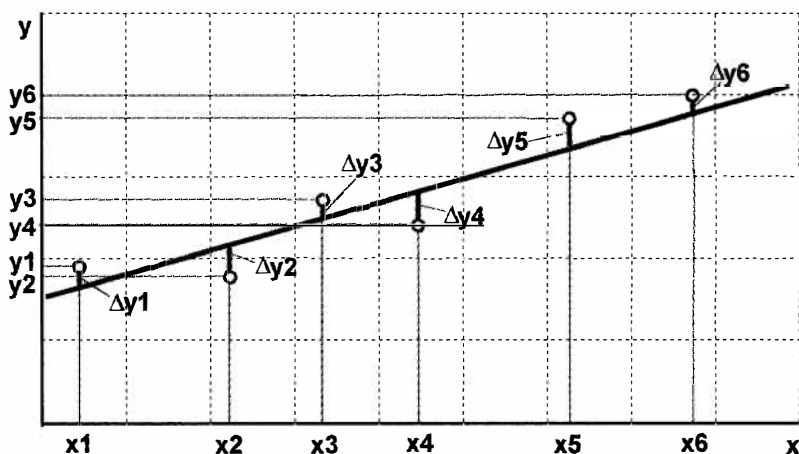


Рис. 13.7. Проведение аппроксимирующей прямой по экспериментальным данным

Провести кривую, аппроксимирующую опытные данные, можно от руки на миллиметровке, но как решать такую задачу «правильно»? Причем, как и в предыдущем случае, желательно бы иметь возможность оценить погрешности измерений.

Принцип такого построения при наличии случайных ошибок измерения иллюстрирует рис. 13.7. Разумно было бы проводить кривую (в данном случае — прямую) так, чтобы отклонения Δy_i были бы минимальными в каждой точке. Однако просто минимизировать сумму отклонений не получится — они имеют разный знак, и минимум получился бы при очень больших отрицательных отклонениях. Можно минимизировать сумму абсолютных значений отклонений, однако это неудобно по ряду чисто математических причин, потому используют уже знакомую нам сумму

квадратов отклонений, — только ранее это было отклонение от среднего арифметического одной величины x , а теперь это отклонение опытных данных от кривой $y(x)$:

$$\sum_i \Delta y_i^2 \Rightarrow \min.$$

Такой метод называется *методом наименьших квадратов*.

Кстати, а какую именно кривую выбрать? Ведь кривые бывают разные: прямая, парабола, экспонента, синусоида... Опыт показывает, что на практике можно ограничиться полиномом, соответствующим разложению функции в ряд Тейлора (в математике доказывается, что любую другую непрерывную функцию всегда можно представить в виде такого ряда):

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \dots \quad (5)$$

Это уравнение называется *уравнением регрессии*. Отметим, что здесь мы рассматриваем наипростейший случай — зависимость y от одного параметра x . В общем случае независимых переменных может быть несколько, но для наших целей простейшего случая достаточно. Еще отметим, что величины x_i считаются неслучайными — если в каждой i -й точке проводится несколько измерений, то надо брать среднее. Случайными считаются только величины y .

Итак, в качестве исходных данных у нас имеется некий набор значений x_i в количестве n штук. Надо провести кривую, соответствующую уравнению (5), так, чтобы сумма квадратов отклонений была минимальна:

$$\sum_i \Delta y_i^2 = \sum_i (y_i - a_0 - a_1x_i - a_2x_i^2 - \dots)^2 \Rightarrow \min. \quad (6)$$

Какой степени полином должен быть? Из элементарной геометрии известно, что через две точки можно провести прямую (полином первой степени), через три — параболу (второй степени) и т. д., т. е. максимально возможная степень полинома на единицу меньше, чем число экспериментальных данных. Однако через две точки можно провести только одну прямую, и мы никогда не сможем оценить погрешностей — т. е. узнать, насколько наша прямая отличается от того, что имеет место в действительности. Поэтому чем избыток точек больше, тем лучше (в идеале необходимы те же 15–20 точек, но на практике для линейной зависимости можно обойтись и тремя-пятью точками). Оптимальную же степень определяют так: строят несколько полиномов разной степени и смотрят на среднеквадратическое отклонение. Когда оно с увеличением степени полинома перестанет уменьшаться (или это уменьшение незначительно), то нужная степень достигнута.

Я не буду здесь вдаваться в подробности реализации метода наименьших квадратов — это бессмысленно, т. к. его обычно реализуют в виде готовой программы. Такую программу под названием RegrStat вы можете скачать с моей домашней странички по адресу <http://revich.lib.ru> из раздела **Программы**. Умеет строить простейшие регрессионные зависимости и Microsoft Excel, причем в том числе и как функцию от многих переменных, но только первого порядка (линейные полиномы). Ну, и конечно, существует множество специальных программных пакетов для этой цели.

Разновидности погрешностей

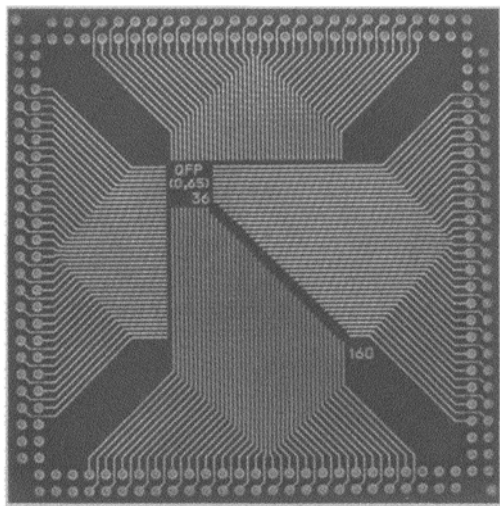
Мы в предыдущем изложении часто упоминали понятие погрешности, приводя его то в процентах, то в абсолютных величинах. Систематизируем эти представления и определим следующие три вида погрешностей:

- **абсолютная погрешность** — в единицах измеряемой величины;
- **относительная погрешность** — абсолютная, но выраженная в процентах от значения измеряемой величины;
- **относительная приведенная погрешность** — абсолютная, но выраженная в процентах либо долях от всего диапазона измерений.

Последняя величина, если она соответствует стандартному ряду (например, 1,0; 0,75; 0,5; 0,25; 0,1 и т. п.), еще называется *классом точности* и обычно указывается в технических описаниях приборов.

При определении относительной приведенной погрешности учитывают все ошибки (их абсолютные значения): и случайную, и аддитивную, и мультипликативную погрешности. Причем в последнем случае за величину погрешности принимают значение мультипликативной погрешности в конце шкалы — ведь она зависит от измеряемой величины. Отсюда видно, что если мультипликативная погрешность доминирует, то выгоднее как можно больше «ужимать» диапазон измеряемых значений. С другой стороны, аддитивная и случайная погрешности от диапазона не зависят, и уменьшение его приведет к тому, что их вклад увеличится, — в частности, именно поэтому мы старались в схеме на рис. 13.4 «раздуть» выходное напряжение ОУ до максимума, ограничивая максимальный ток значением резистора R7, а не величиной напряжения.

Теперь мы можем грамотно ответить на вопрос, поставленный в начале раздела: если погрешность мультиметра на пределе 2 В составляет 0,5 %, то любое показываемое им значение на этом пределе (в том числе указанное нами ранее значение 1,000 В) отклонится от истинного значения не более, чем на ± 10 мВ в 95 случаях из ста. А теперь оставим эти скучные материи и перейдем к куда более интересным вещам — к логическим микросхемам и цифровой электронике.

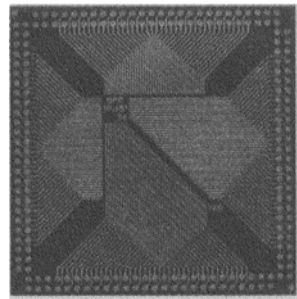


ЧАСТЬ III

Цифровой век

- Глава 14.** На пороге цифрового века
Математическая логика и ее представление в технических устройствах
- Глава 15.** Математическая электроника, или игра в квадратики
Устройство логических микросхем и двоичные операции
- Глава 16.** Устройства на логических схемах
Мультивибраторы, формирователи, триггеры, счетчики
- Глава 17.** Откуда берутся цифры
Цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи

ГЛАВА 14



На пороге цифрового века

Математическая логика и ее представление в технических устройствах

- Теперь давайте сочтем, сколько у нас всего. Портос?
- Тридцать экю.
- Арамис?
- Десять пистолей.
- У вас, д'Артаньян?
- Двадцать пять.
- Сколько это всего? — спросил Атос.
- Четыреста семьдесят пять ливров! — сказал д'Артаньян, считавший, как Архимед.

А Дюма Три мушкетера

Все началось, конечно, с Аристотеля, который жил в IV веке до нашей эры. Когда читаешь вступление к любой популярной книге, посвященной чему угодно: от изящных искусств до биологии, химии, физики и математики, — возникает впечатление, что Аристотель был каким-то сверхчеловеком. В самом деле, гении встречаются, но нельзя же быть гением настолько, чтобы разработать основы вообще всего, на чем зиждется современная цивилизация! Тем не менее, и авторы не врут, и Аристотель сверхчеловеком не был. Во-первых, знаний было тогда накоплено еще не очень много, и обозреть их все — задача вполне посильная для человека острого ума и выдающихся способностей. Во-вторых, Аристотель работал не один, его метод — коллективный мозговой штурм, это просто история донесла до нас фактически одно только его имя.

Но главное, пожалуй, в другом — древние рассматривали упомянутые нами дисциплины во взаимосвязи. Аристотель четко разделил только науку и ремесла («техно», по-гречески), наука же делилась на практические (этику и политику) и теоретические (физику и логику) дисциплины, но и они рассматривались как составные части единой науки. В чем древние, конечно, были более правы, чем мы, вынужденно поделившие области человеческой деятельности на множество автономных разделов.

Для нас важно, что главной составной частью науки считалась именно логика — искусство рассуждения. Вот она-то и послужила той основой, из которой выросла цифровая техника и все многообразие информационных технологий, которые окружают нас теперь на каждом шагу.

Выдвинутые Аристотелем законы логики, которые с его же подачи стали идентифицироваться с законами мышления вообще, неоднократно пытались привести в математическую форму. Некто Луллий в XIII веке попытался даже механизировать процесс логических рассуждений, построив «Всеобщий решатель задач» (несомненно, это была первая попытка построения «думающей машины»). Формализацией логики занимался Лейбниц, искавший универсальный язык науки, и в конце концов все сошлось в двух работах английского математика Джорджа Буля, который жил и работал уже в середине XIX века. Любопытно название второй из этих работ — «Исследование законов мышления», первая же работа называлась поскромнее, но без «мышления» и тут не обошлось, — в названии фигурировало слово «рассуждения». То есть и сам Буль, и еще сто лет после него, до середины XX века, и все его предшественники в течение двух с большим лишком тысяч лет, прошедших со времен Аристотеля, — никто так и не усомнился, что в основе мышления лежит именно та логика, которая называется «аристотелевой». И лишь в XX веке, после работ Геделя и Тьюринга, и особенно в связи с благополучно провалившимися (как и у Луллия за 700 лет до того) попытками создания «искусственного интеллекта», до ученых, наконец, начало доходить, что мышление вовсе не имеет логической природы, а логика есть лишь удобный способ сделать свои рассуждения доступными окружающим.

Главное же следствие возникновения математической логики выявилось совсем не в исследованиях мышления, где оно виделось Лейбницу и Булю. Его обозначил в своей магистерской диссертации от 1940 года великий Клод Шеннон (рис. 14.1) —

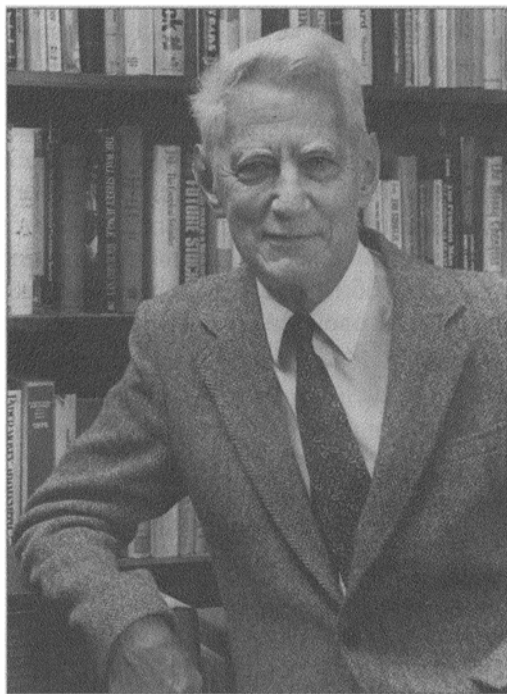


Рис. 14.1. Клод Элвуд Шеннон (Claude Elwood Shannon), 1916–2001
Фото Lucent Technologies Inc /Bell Labs

оказалось, что булевы законы в точности совпадают с принципами функционирования релейных электрических схем. Что самое поразительное — все компоненты, необходимые для моделирования законов логики с помощью электрических устройств (реле, выключатели), были известны еще до публикации Булем своих работ, но в течение еще почти ста лет никто не обращал на это внимания (Шеннон скромно утверждал, что случилось так, что до него просто никто не владел математикой и электротехникой одновременно). Не обратил на это внимание даже Чарльз Бэббидж, сконструировавший еще задолго до работ Буля механическую вычислительную («аналитическую») машину, — а ведь был знаком и с самим Булем, и с его работами!

Основные операции алгебры Буля

Булева алгебра имеет дело с абстрактными логическими переменными. Эти переменные можно интерпретировать по-разному, но интерпретацию мы пока отложим. Вне зависимости от интерпретации, для логических переменных определены некоторые операции, подчиняющиеся определенным правилам. Базовые операции такие:

- операция логического сложения двух операндов — операция объединения, операция «ИЛИ» («OR»), обозначается обычным знаком сложения;
- операция логического умножения двух операндов — операция пересечения, операция «И» («AND»), мы будем обозначать ее крестиком, чтобы отличить от обычного умножения;
- операция отрицания для одного операнда — операция «НЕ» («NOT»), обозначается черточкой над символом операнда.

В математике операция логического сложения (дизъюнкция) обозначается еще знаком \vee , а умножения (конъюнкция) — \wedge . Кроме того, операция умножения часто обозначается знаком $\&$, и это обозначение нам встретится, когда мы перейдем к микросхемам. Остальные операции могут быть записаны как сочетания этих трех основных.

Любая конкретная интерпретация булевых операндов — математическая или техническая — должна отвечать правилам булевой алгебры. Например, оказалось, что этим правилам отвечают множества (отсюда другие названия тех же операций: «пересечение» и «объединение»). Программисты имеют дело с логическими переменными 0 и 1, которые также есть одно из представлений булевых операндов. Следует отчетливо понимать, что вне зависимости от интерпретации (включая и напряжения в релейных цепях по Шеннону), любые булевы объекты ведут себя одинаково: так, операция пересечения множеств совершенно адекватна операции «И» с логическими переменными или соответствующей манипуляции с выключателями в электрической сети.

В булевой алгебре многое совпадает с обычной — например, справедливы правила типа $A + B = B + A$ или $A + (B + C) = (A + B) + C$, но для нас важны как раз отличия. Вот они: $A + A = A$ (а не $2A$, как было бы в обычной алгебре), а также $A \times A = A$

(а не A^2). Последнее уравнение в обычной алгебре, впрочем, имело бы решение, причем сразу два: 0 и 1. Таким путем обычно и переходят к интерпретации булевых операндов, как логических переменных, которые могут иметь только два состояния: 1 и 0 или «правда» (true) и «ложь» (false). В этом представлении мы действительно можем попробовать с помощью определенных ранее операций записывать некоторые высказывания в виде уравнений и вычислять их значения, что дает иллюзию формального воспроизведения процесса мышления.

Но сначала надо определить, как и в обычной алгебре, правила, которым подчиняются операции, — т. е. таблицу логического сложения и таблицу логического умножения. Они таковы:

$0 + 0 = 0$	$0 \times 0 = 0$
$0 + 1 = 1$	$0 \times 1 = 0$
$1 + 0 = 1$	$1 \times 0 = 0$
$1 + 1 = 1$	$1 \times 1 = 1$

Операция отрицания «НЕ» меняет 1 на 0 и наоборот.

Примеры записи логических выражений обычно приводят для каких-нибудь бытовых высказываний, но мы поступим нетрадиционно: приведем пример из области математики. Пусть высказывание состоит в следующем: « x меньше нуля или x больше 1 и y меньше 2». Как записать это высказывание? Введем следующие логические переменные: $A = (x < 0)$; $B = (x > 1)$; $C = (y < 2)$. Как мы видим, все они могут принимать только два значения: «правда» (если условие выполняется) и «ложь» (если не выполняется). Обозначим значение всего выражения через D . Тогда высказывание записывается так:

$$D = (A + B) \times C \quad (1)$$

Можно записать и так:

$$D = (A \text{ ИЛИ } B) \text{ И } C$$

Или так:

$$D = (A \text{ OR } B) \text{ AND } C$$

Или, наконец, так:

$$D = ((x < 0) \text{ OR } (x > 1)) \text{ AND } (y < 2)$$

Последняя запись хорошо знакома всем, кто изучал язык программирования Pascal. На языке C та же запись выглядит непонятнее:

$$D = ((x < 0) \parallel (x > 1)) \&\& (y < 2)$$

ПОДРОБНОСТИ

О великий и могучий язык C! В нем самую простую вещь можно запутать до полной потери смысла. В нашем случае то же самое выражение можно было бы записать, как $((x < 0) \mid (x > 1)) \& (y < 2)$, и ничего бы не изменилось. В этом языке (в отличие от Pascal) есть две разновидности логических операций: обычные («логическое И» $\&\&$, «логическое ИЛИ» \parallel) и поразрядные («поразрядное И» $\&$, «поразрядное ИЛИ» \mid). Есть

и, соответственно, «логическое НЕ» (!) и «поразрядное НЕ» (~). Термин «поразрядные» означает, что они применимы к многоразрядным двоичным числам. В результате их применения тоже получается многоразрядное двоичное число, необязательно ноль или единица, как в случае логических. Поскольку наши результаты операций сравнения содержат только один двоичный разряд (либо соблюдается, либо не соблюдается), то в данном случае логические и поразрядные операции оказываются идентичны, и можно писать и так, и так. А вот если в операциях участвуют обычные числа, то результат будет разный: «10&&7» равно «логической 1» (отличное от нуля значение всегда интерпретируется, как «правда»), тогда как «10&7» равно 2 (почему, будет рассказано далее). Как мы узнаем в главе 21, эти особенности играют большую роль в программировании микроконтроллеров на языке C.

Пусть $x = 0,5$, $y = 1$. Чему будет равно D в этом случае? Очевидно, что выражение $(A + B)$ примет значение «ложь» (0), поскольку x не удовлетворяет ни одному из условий A и B . Переменная C примет значение «правда» (1), но на результат это уже не повлияет, т. к. произведение 0 на 1, согласно таблице логического умножения, равно 0. То есть D в данном случае есть «ложь». Если же принять значение $x = -0,5$, оставив y равным 1, то D примет значение «правда».

Интересный оборот примут события, если вместо «OR» между A и B поставить «AND», — легко догадаться, что выражение в скобках тогда не будет «правдой» ни при каком значении x , поскольку условия « x меньше 0» и « x больше 1» взаимоисключающие. Потому результирующее условие D всегда будет принимать значение 0, т. е. «ложь». Но вот если мы изменим выражение следующим образом:

$$D = \overline{(A \times B)} \times C, \quad (2)$$

то есть инвертируем выражение в скобках с помощью операции «НЕ», то получим обратный результат: D всегда будет «правдой» (черточкой над символом или выражением как раз и изображается инверсия). Интересно, что тот же самый результат мы получим, если запишем выражение следующим образом:

$$D = (\overline{A} + \overline{B}) \times C. \quad (3)$$

Это свойство выражается в так называемых *правилах де Моргана* (учителя Буля):

$$\begin{aligned} \overline{A \times B} &= \overline{A} + \overline{B}, \\ \overline{A + B} &= \overline{A} \times \overline{B}. \end{aligned}$$

Отметим, что из таблиц логического умножения и сложения вытекает еще одно любопытное следствие. Дело в том, что ассоциация значения «ложь» с нулем, а «правды» с единицей (положительная логика), есть действие вполне произвольное — ничто не мешает нам поступить наоборот (отрицательная логика). Такая замена приводит к тому, что все операции «ИЛИ» меняются на «И» и наоборот (рассмотрите таблицы внимательно). А вот операция «НЕ» к такой замене индифферентна — 0 меняется на 1 в любой логике.

Далее приведены несколько соотношений, которые вместе с правилами де Моргана помогают создавать и оптимизировать логические схемы. Некоторые из них очевидны, иные же — совсем нет.

Ассоциативный закон умножения:

$$A \times B \times C = (A \times B) \times C = A \times (B \times C).$$

Ассоциативный закон сложения:

$$A + B + C = (A + B) + C = A + (B + C).$$

Другие формулы:

$$A \times A = A,$$

$$A + A = A,$$

$$A + \bar{A} = 1,$$

$$A \times \bar{A} = 0,$$

$$A \times 1 = A,$$

$$A + 1 = 1,$$

$$A \times 0 = 0,$$

$$A + 0 = A,$$

$$A \times (B + C) = A \times B + A \times C,$$

$$A + A \times B = A,$$

$$A + B \times C = (A + B) \times (A + C),$$

$$\bar{\bar{1}} = 0,$$

$$\bar{\bar{0}} = 1.$$

Булева алгебра на выключателях и реле

Для того чтобы представить булевы переменные и операции над ними с помощью технических устройств (то, что сделал Клод Шеннон в своей диссертации), надо придумать схемы, которые воспроизводили бы эти операции согласно изложенным правилам. Для этого осталось сделать только один шаг: пусть наличие напряжения (высокий уровень напряжения) в некоторой точке цепи представляет собой логическую единицу, а отсутствие напряжения (низкий уровень) — логический ноль. В этом случае логика носит название «положительной». Если принять за единицу низкий уровень, а за ноль — высокий, логика будет «отрицательной». Как мы уже знаем, переход с положительной логики на отрицательную означает замену всех «И» на «ИЛИ» и наоборот. В дальнейшем, если это специально не оговорено, мы всегда будем иметь в виду положительную логику.

Самые простые варианты схем, реализующих базовые логические операции в этом случае, показаны на рис. 14.2. Здесь операции «И» и «ИЛИ» выполняются обычными кнопками без фиксации. Каждая из них соответствует одной логической переменной, которая принимает значение 1, если контакты замкнуты, и 0 — если разомкнуты. На выходе значению 0 соответствует погасший светодиод, значению 1 — горящий. Легко понять, что работать эти схемы будут именно так, как указано в таблицах для соответствующих логических операций. Для технических устройств правила соответствия входов и выхода называются «таблицами истинности» (или «таблицами состояния») и показаны в табл. 14.1.

Однако если разобраться поглубже, то придется констатировать, что настоящими входными логическими переменными для таких схем являются движения пальца, нажимающего на кнопку. В частности, операция «НЕ» здесь будет означать нажа-

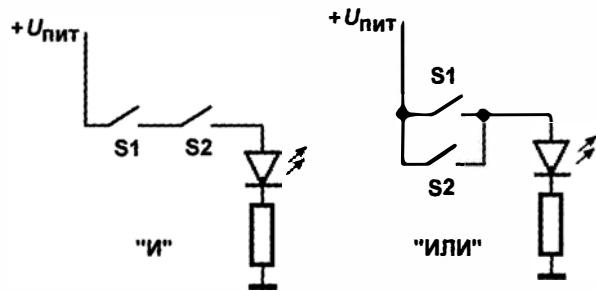


Рис. 14.2. Схемы реализации логических функций на кнопочных выключателях

Таблица 14.1. Таблицы истинности логических операций «ИЛИ» и «И»

«ИЛИ»			«И»		
Вх1	Вх2	Вых	Вх1	Вх2	Вых
0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	1	0
1	0	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1

тие на кнопку с замкнутыми контактами, а каскадное соединение таких схем для реализации сложных выражений предполагает наличие человека, транслирующего выходной сигнал одной схемы (состояние светодиода) во входной другой (состояние контактов). Логично поставить вместо такого человека, тупо выполняющего predetermineded действия, техническое устройство. И здесь помогут уже хорошо нам известные электромагнитные реле.

В схемах на рис. 14.3 как для входов, так и для выхода наличие напряжения соответствует логической 1, отсутствие его — логическому 0. (Можно для наглядности подключить к выходу светодиод или лампочку, но суть дела от этого не изменится.) Способ подачи входного сигнала не указан, т. к. предполагается, что источник входного напряжения может быть произвольным (разумеется, его мощность должна быть достаточной, чтобы заставить реле сработать) — в том числе и такая же схема на реле. Это иллюстрируется схемой на рис. 14.3 *справа*, где изображена схема составного элемента «И-НЕ» на трех реле, представляющего собой объединение элемента «И» (такого же, как на рисунке *слева*) и элемента просто «НЕ» (инвертора), который есть не что иное, как одиночное реле с выходом через нормально замкнутые, а не нормально разомкнутые контакты.

Таблица истинности для элемента «И-НЕ», показанная в табл. 14.2, будет инверсией, представленной в табл. 14.1, таблицы истинности для элемента «И». Легко видеть, что она не совпадает с таблицей для «ИЛИ», как могло бы показаться на первый взгляд. Аналогично составляется элемент «ИЛИ-НЕ» — из схемы «ИЛИ», показанной на рис. 14.3 посередине, и инвертора. Таблица истинности для него также представлена в табл. 14.2.

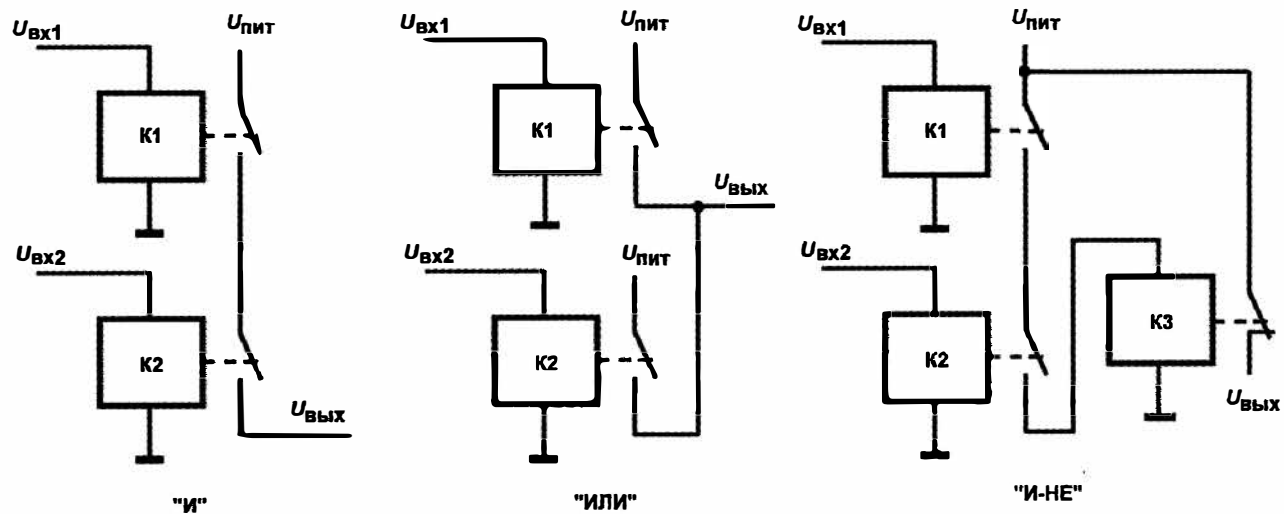


Рис. 14.3. Схемы реализации логических функций на реле

Таблица 14.2. Таблица истинности логических элементов «И-НЕ» и «ИЛИ-НЕ»

«И-НЕ»			«ИЛИ-НЕ»		
Вх1	Вх2	Вых	Вх1	Вх2	Вых
0	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	0
1	0	1	1	0	0
1	1	0	1	1	0

В большинстве современных применений логических микросхем используются именно элементы «И-НЕ» и «ИЛИ-НЕ», а не чистые «И» и «ИЛИ», — так удобнее и для разработчиков микросхем (где в качестве ключей служат транзисторы, которые инвертируют сигнал, см. далее), и для схемотехников. Для того чтобы было проще разбираться в логических схемах, не заучивая таблицы истинности, работу элементов можно запомнить следующим образом: элемент «И» дает единицу на выходе только, если на входах *одновременно* есть единица, элемент «ИЛИ» — если *хотя бы на одном* из входов единица. Возможно, вам еще проще будет запомнить так: элемент «ИЛИ» дает *единицу* на выходе, если на входах «хотя бы одна единица», а элемент «И» дает *ноль* на выходе, если на входах «хотя бы один ноль». Элементы с инверсией по выходу будут давать в тех же случаях обратные значения.

Интересно рассмотреть вопрос — а нельзя ли упростить схемы этих комбинированных элементов, исключив из них третье реле, выполняющее инверсию? В самом деле, большинство реле имеют перекидные контакты, так за чем же дело стало — меняем нормально разомкнутые контакты на нормально замкнутые, и все! Легко заметить, что такая замена не будет адекватной — мы инвертируем здесь не общий выход элемента, а выходы каждого реле в отдельности, что равносильно инвертированию входов. Если обратиться к правилам де Моргана, то мы увидим, что такое изменение схемы приведет к тому, что элемент «И» превратится в «ИЛИ-НЕ», а «ИЛИ», соответственно, в «И-НЕ». Я советую читателю посидеть над этими соображениями и вывести таблицы истинности самостоятельно, чтобы убедиться, что все сказанное — правда. Другое полезное упражнение состоит в том, чтобы попытаться самому построить трехходовые элементы, соответствующие уравнениям $A + B + C$ и $A \times B \times C$ (они будут состоять из трех реле).

Тем, кто не разобрался как следует в этом по необходимости кратком изложении, среди прочих источников особенно порекомендую обратиться к [16] — книге, написанной очень простым и понятным языком, ориентированной на неподготовленного читателя, но вместе с тем излагающей предмет во всех подробностях.

То же самое, но на транзисторах и диодах

Ясно, что использование реле для построения логических схем — метод, мягко говоря, несовременный. Хотя в истории и отмечены случаи построения целых компьютеров на основе реле (к ним принадлежали, в частности, легендарные Mark-I и

Mark-II Говарда Эйкена, запущенные в эксплуатацию в 1944 и 1947 гг., соответственно), но у них было слишком много недостатков: прежде всего, крайне низкие надежность и быстродействие, порядка 20–30 Гц (не килогерц и тем более не мегагерц, а именно герц). Конечно, по сравнению с электромеханическими ручными калькуляторами это было просто сказкой (типичное время операции сложения у Mark-I составляло 0,3 с, т. е. в десятки и сотни раз превышало «быстродействие» человека с механическим калькулятором), и машины эти широко использовались на практике. Тем не менее, такое быстродействие казалось уже тогда недостаточным, потому довольно быстро перешли к использованию ламп, что позволило достичь порогов в десятки и сотни килогерц, а затем и транзисторов, с которыми частота работы возросла до единиц и десятков мегагерц.

ЛЕГЕНДА О «БАГЕ»

С использованием реле в компьютерной технике связана легендарная история о возникновении термина «баг», как ошибки в программе. В буквальном переводе «bug» означает «жучок». В 1947 году между контактами одного из реле Mark-II застряла мошка, вызвав неисправность. Когда мошку извлекли, молодая сотрудница Эйкена Грейс Хоппер (позднее — крупнейший авторитет в программировании и единственная в истории женщина-адмирал флота США) приклеила ее между страницами лабораторного журнала с подписью: «первый случай выловленного бага». Страница эта сейчас хранится в музее Смитсоновского института.

Как же можно построить наши логические элементы на транзисторах? На рис. 14.4 показаны для примера схемы так называемой *диодно-транзисторной логики*, которая широко использовалась в производстве гибридных микросхем (т. е. еще до изобретения Нойсом и Килби твердотельной микросхемы, см. главу 11). В элементе «И-НЕ» (слева) в нормальном состоянии транзистор открыт, и на выходе его логический ноль, так что подача логической единицы на входы ничего не изменит. А подача логического нуля хотя бы на один из входов приведет к тому, что соответствующий диод откроется и станет шунтировать переход база-эмиттер, в результате чего транзистор закроется, и на выходе возникнет логическая единица, что соответствует функции «И-НЕ». Диод в эмиттере нужен для обеспечения надежного запираания транзистора.

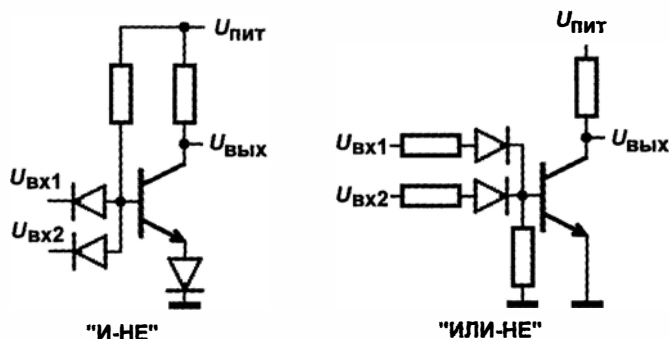


Рис. 14.4. Схемы реализации логических функций на диодах и транзисторах

На схеме справа наоборот, транзистор в нормальном состоянии заперт, и на выходе логическая единица, а подача хотя бы одной логической единицы на входы откроет соответствующий диод и через него — транзистор, на выходе тогда установится логический ноль, что соответствует функции «ИЛИ-НЕ». «Подпирающий» диод здесь не требуется, зато требуются токоограничивающие резисторы на входах. Схему инверсии «НЕ» специально рисовать не имеет смысла, т. к. любой транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, как мы знаем из главы 6, есть инвертор.

В случае необходимости обычные «И» и «ИЛИ» можно соорудить из этих схем, просто добавив к ним еще по одному транзисторному каскаду, но это снизит быстродействие и повысит потребление схемы. Отсюда понятно, почему разработчикам было удобнее проектировать микросхемы с инверсией, а не с «чистыми» булевыми функциями.

В этих схемах всплывает один вопрос, который для релейных схем был неактуален: с какого именно уровня напряжение считать логическим нулем, а с какого — единицей? В релейных схемах ноль — это полный разрыв цепи, а единица — полное ее замыкание. Здесь же не совсем так: на коллекторе открытого транзистора в левой схеме будет напряжение около 0,8–1 В, в то время как в правой — всего около 0,2–0,3 В. В то же время при закрытом транзисторе вроде бы напряжение логической единицы должно быть равно напряжению питания (токами утечки пренебрегаем). Однако оно тут же упадет, если мы нагрузим выход входом другой схемы типа «ИЛИ-НЕ», поскольку там требуется обеспечить определенный ток базы.

Поэтому для транзисторов и микросхем задают не точный порог изменения с нуля на единицу, который, как мы видим, непостоянен, а пределы: ниже определенного значения считают выход находящимся в состоянии нуля (для схем на рис. 14.4 подойдет значение 1,2–1,5 В), а выше другого определенного значения (например, при питании 5 В пусть это будет 3,5 В) — в состоянии логической единицы. В промежутке схему считают находящейся в нерабочем режиме (в зоне неопределенности). При этом приходится ограничивать число устройств, подключаемых одновременно к выходу (или потребляемый по выходу ток). Для того чтобы расширить возможности таких схем, в серию одинаковых по типу применяемой схемотехники микросхем вводят специальные чипы *буферов* — т. е. усилителей мощности сигнала, которые никакой логической функции не осуществляют, а просто усиливают сигнал по току. Иногда такие буферы совмещают с функцией инверсии.

Но прежде чем мы перейдем к логическим микросхемам, необходимо немного углубиться в теорию и терминологию и понять, что такое двоичные коды и как двоичная арифметика соотносится с булевой алгеброй.

О двоичной и других системах счисления

О том, что мы считаем в десятичной системе потому, что у нас десять пальцев на двух руках, осведомлены, вероятно, все. У древних ацтеков и майя в ходу была двадцатеричная система (вероятно потому, что закрытая обувь в их климате была

не в моде). Вместе с тем, история показывает, что привязка к анатомическим особенностям строения человеческого тела совершенно необязательна. Со времен древних вавилонян у нас в быту сохранились остатки двенадцатеричной и шестидесятеричной систем, что выражается в количестве часов в сутках и минут в часах или, скажем, в том, что столовые приборы традиционно считают дюжинами или полудюжинами (а не десятками и пятерками). Так что само по себе основание системы счисления не имеет значения — точнее, оно есть дело привычки и удобства.

Однако такое положение справедливо лишь для ручного счета — для компьютеров выбор системы счисления имеет большее значение. Попробуем ответить на вопрос — почему? Для этого нам придется сначала разобраться — как мы, собственно говоря, считаем, что при этом происходит, что такое вообще система счисления и ее основание.

Позиционные и непозиционные системы счисления. Десятичная система

Число — одна из самых удивительных абстрактных сущностей. Нет никаких сомнений, что число, количество предметов — есть вполне объективно существующая характеристика. В отличие, к примеру, от понятия цвета, она совершенно независима от самого факта наличия разума у считающего субъекта и даже от наличия самого субъекта. Тем не менее, материального воплощения числа не имеют — «количество», представленное в виде комбинации пальцев рук и ног, зарубок на палочке (вспомните, как Робинзон Крузо вел свой календарь), разложенных на земле веточек, костяшек на счетах или — что для нас самое главное! — черточек или значков на бумаге, есть всего лишь физическая модель некоего идеального абстрактного понятия «числа». Умение считать в уме, которое отличает цивилизованного человека от дикаря, и состоит в том, что мы можем оторваться от такой материальной модели и оперировать непосредственно с абстракцией.

Из понятия числа, как объективно существующей абстракции, вытекает, что его материальное представление может быть произвольным, лишь бы оно подчинялось тем же правилам, что и сами числа (совершенно аналогично булевым переменным). Проще всего считать палочками (и в детском саду нас учат именно такому счету) — в качестве которых могут выступать и пластмассовые стерженьки, и пальцы, и черточки на бумаге. Один — одна палочка, два — две палочки, десять — десять палочек. А сто палочек? Уже посчитать затруднительно, потому придумали сокращение записи: доходим до пяти палочек, ставим галочку, доходим до десяти — ставим крестик:

1	2	5	7	10	11
I	II	V	VII	X	XI

Узнаете? Конечно, это всем знакомая римская система, сохранившаяся до настоящих времен на циферблатах часов или в нумерации столетий. Она представляет собой пример *непозиционной* системы счисления — потому что значение определенного символа, *обозначающего* то или иное число, в ней не зависит от позиции

относительно других символов — все значения в записи просто *суммируются*. То есть записи «XVIII» и «IIIХV» в принципе должны означать одно и то же. На самом деле это не совсем так — в современной традиции принято в целях сокращения записи использовать и позицию: скажем, в записи «IV» факт, что палочка стоит перед галочкой, а не после нее, означает придание ей отрицательного значения, т. е. в данном случае единица не прибавляется, а вычитается из пяти (то же самое относится и к записи девятки «IX»). Если вы человек наблюдательный, то могли заметить, что на часах четверку часто обозначают как «III», а не как «IV» (см. рис. 14.5), что, несомненно, более отвечает духу непозиционной системы. Однако при всех возможных отклонениях главным здесь остается факт, что в основе системы лежит операция *суммирования*.

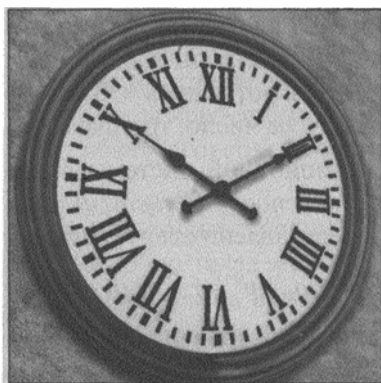


Рис. 14.5. Циферблат часов с римскими числами

Большие числа в римской системе записывать трудно, а еще сложнее осуществлять с ними арифметические действия. Поэтому еще в древнем Вавилоне придумали позиционную систему. Позднее в Европе позиционную систему переоткрыл (видимо) Архимед, затем от греков она была воспринята индусами и арабами, а на рубеже I и II тысячелетий опять попала в Европу¹ — с тех пор мы называем цифры арабскими, хотя по справедливости их следовало бы назвать индийскими. Это была уже современная десятичная система в том виде, в котором мы ее используем по сей день, у арабов отличается только написание цифр. С тем фактом, что заимствована она именно у арабов, связано не всеми осознаваемое несоответствие порядка записи цифр в числе с привычным для нас порядком следования текста: арабы, как известно, пишут справа налево. Поэтому значение цифры в зависимости от позиции ее в записи числа возрастает именно справа налево.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Еще один нюанс, дошедший до нас от древнегреческих времен, связан с тем, что греки и римляне не знали нуля. Именно поэтому первым годом нового тысячелетия считается 2001, а не 2000 год — год с двумя нулями относится к предыдущему столетию

¹ Перевод соответствующего трактата арабского ученого Мухаммеда ал-Хорезми на латынь относится к 1120 году. От его имени произошло слово «алгоритм», а от выражения «ал-джабр» из названия трактата — слово «алгебра».

или тысячелетию. Это происходит потому, что после последнего года до нашей эры («минус первого») идет сразу первый год нашей эры, а не нулевой. На самом деле древние греки были совсем не такими дураками и ноль игнорировали не по скудоумию. Дело в том, что в последовательности объектов, нумерованных от нуля до, например, девяти, содержится не девять предметов, а десять! Чтобы избежать этой путаницы, в быту обычно нумерацию производят, начиная с 1, тогда последний номер будет одновременно означать и *количество*. В электронике же и в программировании обычно принято нумеровать объекты, начиная с 0, и всегда следует помнить, что номер и количество различаются на единицу (так, байт, о котором далее, может содержать 256 возможных значений, но номер последнего значения равен 255). На всякий случай всегда следует уточнять, откуда ведется нумерация, иначе можно попасть в неприятную ситуацию (скажем, элементы строки в языке Pascal нумеруются с единицы, а в языке C — с нуля).

Позиционные системы, в отличие от непозиционных, основаны не на простом сложении входящих в них цифр, а на сложении их с учетом присвоенного им «веса» в зависимости от положения цифр в записи. Так, запись «3» и в римской системе, и в арабской означает одно и то же, а вот запись «33» в римской системе означала бы шесть, а в арабской — совсем другое число, тридцать три.

Для строгого определения позиционной системы сначала выбирается некоторое число p , которое носит название *основания системы счисления*. Тогда любое число в такой системе может быть представлено следующим образом:

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p^1 + a_0 p^0. \quad (4)$$

В самой записи числа степени основания подразумеваются, а не пишутся (и для записи основания даже нет специального значка), поэтому запись будет представлять собой просто последовательность $a_n \dots a_0$ (еще раз обратим внимание на то, что запись производится справа налево по старшинству, — обычная математическая запись выглядела бы наоборот). Отдельные позиции в записи числа называются *разрядами*. Например, в десятичной системе (т. е. в системе с основанием 10) полное представление четырехразрядного числа 1024 таково:

$$1 \cdot 10^3 + 0 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10^1 + 4 \cdot 10^0.$$

Ну а как можно представить число в системе счисления с другим основанием? Для любой системы с основанием p нужно ровно p различных *цифр* — т. е. *значков* для изображения чисел. Для десятичной системы их десять — это и есть известные всем символы от 0 до 9. Заметим, что выбор начертания этих значков совершенно произволен — так, у арабов и по сей день 1 обозначается, как и у нас, вертикальной палочкой, а вот цифра 2 — знаком ʿ, похожим на латинскую строчную «г».

Самые употребительные системы в настоящее время, кроме десятичной, связаны с электроникой и потому имеют непосредственное отношение к нашему повествованию. Это знаменитая двоичная система и менее известная широкой публике, но также очень распространенная шестнадцатеричная.

Двоичная и шестнадцатеричная системы

В двоичной системе необходимо всего два различных знака для цифр: 0 и 1. Это и вызвало столь большое ее распространение в электронике: смоделировать два со-

стояния электронной схемы и затем их безошибочно различить неизмеримо проще, чем три, четыре и более, не говоря уж о десяти. В середине прошлого столетия советский инженер Николай Петрович Брусенцов построил вычислительную машину, которая работала в троичной системе, и потом всю свою долгую жизнь доказывал ее неоспоримые преимущества. Но несмотря на это, его изобретение так и осталось единственным примером такого рода — слишком сложна реализация электронных элементов, работающих в троичной логике.

Еще важнее, что двоичная система прекрасно согласуется как с представленными ранее логическими переменными, так и с тем фактом, что величина, могущая принимать два и только два состояния и получившая названия *бит*, есть естественная единица количества информации. Это было установлено в 1948 году одновременно Клодом Шенноном и Норбертом Винером, отцом кибернетики, — меньше, чем один бит, информации не бывает. Разряды двоичных чисел (т. е. чисел, представленных в двоичной системе) также стали называть битами. Слово *bit* — по-английски означает «кусочек, частица чего-либо». Как термин для обозначения количества информации, слово «бит», говорят, возникло от сокращения **B**inary **digiT** — «двоичная цифра».

Представление двоичных цифр с помощью уровней напряжения, как это делается в электронных устройствах, если точно такая же модель числа, как раскладывание на земле палочек и проведение черточек на бумаге. В последних случаях мы оперируем с числами вручную, по правилам арифметики, а в электронных схемах это происходит в автоматическом режиме, без участия человека — вот и вся разница! Это понятие о «модели числа» — очень важный момент, который следует хорошо осмыслить, если вы действительно хотите вникнуть в суть работы цифровых электронных схем.

Итак, запись числа в двоичной системе требует всего двух цифр, начертание которых заимствовано из десятичной системы и выглядит, как 0 и 1. Число, например, 1101 тогда будет выглядеть так:

$$1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 13.$$

Чтобы отличить запись числа в различных системах, часто внизу пишут основание системы:

$$1101_2 = 13_{10}.$$

Если система не указана, то имеется в виду обычно десятичная, но не всегда — часто, когда из контекста понятно, что идет речь об электронных устройствах, не указывают не только основание два, но и под словом «разрядность» имеют в виду количество именно двоичных, а не десятичных разрядов (таков, скажем, смысл термина «24-разрядный цвет»).

Шестнадцатеричная система имеет, как ясно из ее названия, основание шестнадцать. Для того чтобы получить шестнадцать различных знаков, изобретать ничего нового не стали, а просто использовали те же цифры от 0 до 9 для первых десяти и заглавные латинские буквы от А до F для одиннадцатого-шестнадцатого знаков (часто вместо заглавных букв употребляют и строчные, с теми же значениями). Та-

ким образом, известное нам число 13_{10} выразится в шестнадцатеричной системе, как просто D_{16} . Соответствие шестнадцатеричных знаков десятичным числам следует выучить наизусть: A — 10, B — 11, C — 12, D — 13, E — 14, F — 15. Значения больших чисел вычисляются по обычной формуле, например:

$$A2FC_{16} = 10 \cdot 16^3 + 2 \cdot 16^2 + 15 \cdot 16^1 + 12 \cdot 16^0 = 40960 + 512 + 240 + 12 = 41724_{10}.$$

Перевод из одной системы счисления в другую

Как следует из изложенного, перевод в десятичную систему любых форматов не представляет сложности и при надлежащей тренировке может осуществляться даже в уме. Для того чтобы быстро переводить в десятичную систему двоичные и шестнадцатеричные числа, следует выучить наизусть таблицу степеней двойки до 16 (табл. 14.3) и представления некоторых чисел в двоичной и шестнадцатеричной формах (табл. 14.4).

Таблица 14.3. Степени двойки в десятичном виде

2^1	2^2	2^3	2^4	2^5	2^6	2^7	2^8
2	4	8	16	32	64	128	256
2^9	2^{10}	2^{11}	2^{12}	2^{13}	2^{14}	2^{15}	2^{16}
512	1024	2048	4096	8192	16384	32768	65536

Таблица 14.4. Числа в десятичном, двоичном и шестнадцатеричном представлении

Число	Десятичное (Дес)	Двоичное (Bin)	Шестнадцатеричное (Hex)
$2^1 - 1$	1	01	1h
2^1	2	10	2h
$2^2 - 1$	3	11	3h
2^2	4	100	4h
$2^3 - 1$	7	111	7h
2^3	8	1000	8h
$2^4 - 1$	15	1111	Fh
2^4	16	1 0000	10h
$2^5 - 1$	31	1 1111	1Fh
2^5	32	10 0000	20h
$2^6 - 1$	63	11 1111	3Fh
2^6	64	100 0000	40h
$2^7 - 1$	127	111 1111	7Fh
2^7	128	1000 0000	80h

Таблица 14.4 (окончание)

Число	Десятичное (Dec)	Двоичное (Bin)	Шестнадцатеричное (Hex)
$2^8 - 1$	255	1111 1111	FFh
2^8	256	1 0000 0000	100h
$2^9 - 1$	511	1 1111 1111	1FFh
2^9	512	10 0000 0000	200h
$2^{10} - 1$	1023	11 1111 1111	3FFh
2^{10}	1024	100 0000 0000	400h
$2^{11} - 1$	2047	111 1111 1111	7FFh
2^{11}	2048	1000 0000 0000	800h
$2^{12} - 1$	4095	1111 1111 1111	FFFh
2^{12}	4096	1 0000 0000 0000	1000h
$2^{13} - 1$	8191	1 1111 1111 1111	1FFFh
2^{13}	8192	10 0000 0000 0000	2000h
$2^{14} - 1$	16383	11 1111 1111 1111	3FFFh
2^{14}	16384	100 0000 0000 0000	4000h
$2^{15} - 1$	32767	111 1111 1111 1111	7FFFh
2^{15}	32768	1000 0000 0000 0000	8000h
$2^{16} - 1$	65535	1111 1111 1111 1111	FFFFh
2^{16}	65536	1 0000 0000 0000 0000	10000h

Буква *h* добавляется к шестнадцатеричному представлению числа, чтобы отличить его от десятичного, не используя индекса 16 (в разных языках программирования есть и другие способы, см. далее). На первое время достаточно запомнить только маленькие числа, а для образования двоичных и шестнадцатеричных чисел понять принцип, остальное выучится позже само.

Из табл. 14.4 видно, что из двоичной в шестнадцатеричную системы и обратно переводить совсем просто. Двоичное число достаточно разбить на тетрады (т. е. группы из 4-х цифр) и перевести каждую в отдельности. Например, число 59_{10} , т. е. $0011\ 1011_2$, будет равно $3Bh$. Еще проще обратный перевод — каждое шестнадцатеричное число заменяется группой из 4-х двоичных цифр. Соответственно, число $A2FC_{16}$ выразится так: $1010\ 0010\ 1111\ 1100_2$. Заметьте, что пробелы между тетрадами в двоичных числах введены просто для удобства восприятия, подобно пробелам между тройками разрядов (классами) в записи больших десятичных чисел, и никакой иной нагрузки не несут. При записи двоичных чисел в тексте программ, как ассемблерных, так и программ на языках высокого уровня, естественно, эти пробелы ставить запрещается. Обычно при этом для удобства ведущие нули нередко не опускаются (хотя в табл. 14.4 они и опущены) — число 15 чаще всего записывается в виде $0Fh$. Почему так удобнее, вы поймете далее.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Почему в табл. 14.4 приведены именно эти числа? Числа, на единицу меньшие степени двойки, имеют в электронике и в программировании большое значение. Если вы посмотрите в таблицу внимательно, то увидите, что наибольшее число с количеством разрядов, равным степени двойки, содержит единицы во всех разрядах, т. е. как раз и равно этой степени минус единица. При этом количество всех чисел с таким количеством разрядов равно степени двойки. Другими словами, память, содержащая ровно 256 (2^8) ячеек, будет иметь номер (адрес) последней ячейки, равный 255 , или FFh . Наибольшее число, до которого может досчитать 8-разрядный двоичный счетчик, также равно FFh , поскольку если подать на него еще один импульс (257 -й по счету), он обнулится, ибо 9-го разряда, где могла бы записаться старшая единица, у него не существует. Потому с такими числами приходится иметь дело очень часто, даже чаще, чем с собственно степенями двойки.

Сложнее переводить из десятичной системы, и для этого в учебниках рекомендуются устрашающая процедура, основанная на делении столбиком (см., например [17]). Я сейчас попробую вам показать модификацию этого способа, который позволяет переводить числа в двоичную систему несколько более простым методом, причем небольшие числа можно переводить даже в уме.

Для начала запомним, что разряды двоичного числа нумеруются с нуля — т. е., к примеру, разряд номер 3 окажется четвертым справа. Теперь пусть мы имеем, например, десятичное число 59. Подбираем наибольшую степень двойки из табл. 14.3, не превышающую этого числа: 32, что есть 5-я степень. Ставим 1 в 5-м разряде: 100000. Вычитаем подобранную степень из исходного числа ($59 - 32 = 27$) и подбираем для остатка также степень, его не превышающую: 16 (2^4). Ставим единицу в 4-м разряде: 110000. Повторяем процедуру вычитания-подбора: $27 - 16 = 11$, степень равна 8 (2^3), ставим единицу в 3-м разряде: 111000. Еще раз: $11 - 8 = 3$, степень равна 2 (2^1), так что 2-й разряд оказался пропущен, ставим в нем ноль, а единицу во 1-м разряде: 111010. Последнее вычитание дает 1, которую и ставим в младший (нулевой) разряд, окончательно получив $59_{10} = 111011_2$.

Байты

Слово «байт» (byte) представляет собой сокращение от **BinarY digiT Eight** — «восемь двоичных цифр». Другими словами, байт — это просто восьмиразрядное двоичное число. Соответственно, он имеет ровно два шестнадцатеричных разряда, или две двоичных тетрады. Такой байт был введен фирмой IBM в конце 50-х годов прошлого века, до этого (а в СССР — и после этого, вплоть до 1969 года) применялись байты с другим количеством разрядов: 5, 6 и 7.

Почему именно 8 разрядов? Да просто потому, что так удобно — число кратно степени двойки, т. е. легко масштабируется. Скажем, шестнадцатиразрядное число — просто два байта, записанные подряд, подобно тетрадам в самом байте. В то же время число в 8 разрядов — относительно невелико и одновременно достаточно емко: имеет 256 значений, которых с лихвой хватает, к примеру, для представления всех печатных знаков европейских алфавитов.

Поэтому в настоящее время байт — общепринятая единица измерения информации, т. к. основную единицу — бит — на практике применять неудобно из-за ее

мелковатости, числа получаются слишком большими. Применяют и меньшие единицы: кроме бита, это полубайт, или тетрада — одно шестнадцатеричное число. Для современной электронной техники характерны большие, чем байт, числа — двухбайтовые (65 536 значений), четырехбайтовые (32 двоичных разряда или 4 294 967 296 значений) и даже восьмибайтовые числа. Все они часто называются словами: «word». Так, в памяти современных персональных компьютеров минимальная ячейка памяти содержит 32 бита (или 4 байта), хотя измеряют объем памяти все равно в традиционных байтах.

О ЕДИНИЦАХ ИНФОРМАЦИИ

В однобуквенных сокращениях принято обозначать байт большой буквой (Б), чтобы отличить его от бита (б), но в критичных случаях во избежание разночтений следует писать полностью: «Мбайт», «Мбит». Тем более что отечественный ГОСТ 8.417-2002 предусматривает однобуквенное сокращение для байта (Б), но не предусматривает его для бита. С приставками также имеется некоторая путаница. В 1999 году Международная электротехническая комиссия (МЭК) с большим опозданием попыталась устранить неоднозначность в обозначениях кратности, введя специальные двоичные приставки киби (вместо «кило»), меби (вместо «мега») и гиби (вместо «гига»), означающие умножение на 1024 вместо 1000. Однако «килобайты» и «мегабайты» к тому времени настолько прижились, что эти не очень удачно звучащие обозначения так и не стали общепринятыми. Приставку «кило» в единицах информации, согласно тому же отечественному стандарту, следует писать с большой буквы (Кбайт), чтобы подчеркнуть, что речь идет об умножении на 1024, а не на 1000. Однако для приставок «мега» и «гига» (а также всех остальных) такого удобного приема уже нет, поэтому это правило на практике соблюдают редко (в этой книге я его также не придерживаюсь). На практике еще можно встретить обозначение единиц информации из одной буквы (например, «256 К памяти»), но пользоваться таким способом не следует, т. к. часто приходится гадать — идет ли тут речь о килобитах или килобайтах.

Впрочем, есть одна область, где традиционно употребляются именно биты (а также мегабиты и гигабиты), а не байты — это характеристики последовательных цифровых линий передач. К примеру, всем знакомая характеристика модемов в 56 К означает именно 56 кбит в секунду, а так называемые *широкополосные линии связи* имеют скорости передачи порядка мегабит в секунду. Это связано с тем, что передача именно восьмиразрядными пакетами битов там применяется редко — скажем, стандарт RS232, который мы будем еще рассматривать в этой книге, предусматривает восемь значащих разрядов (т. е. один байт), но помимо этого передаются, как минимум, еще два бита: стоповый и стартовый, итого 10. В компьютерных сетях пакеты и вовсе могут иметь переменную длину, поэтому байтами в сетях информацию считают только, когда речь идет об отправленной или принятой информации, но не о той, которая реально передается, — последняя может включать в себя достаточно много всяких служебных битов и целых байтов.

Кстати, часто употребляющийся термин «боды» не равносителен битам в секунду, как это часто ошибочно считают, бездумно записывая фразы вроде «скорость модема 56 бод». Бод — это количество посылок в секунду, где одна посылка может нести несколько битов. Так, базовая для телефонных модемов скорость передачи составляет 2400 бод, но при этом она может быть равна 4800 или 9600 бит/с, в зависимости от того, сколько бит содержится в посылке. Кроме того, скорость, выра-

женная в бодах, всегда представляет собой полную скорость канала, включающую все служебные поля и отдельные дополнительные биты (вроде бита четности), и потому количество реально передаваемой информации представляет плохо. По этим причинам единицей «бод» в повседневной практике лучше не пользоваться.

Запись чисел в различных форматах

Шестнадцатеричный формат записи часто еще обозначают как HEX (hexadecimal), двоичный — как BIN (binary), а десятичный — как DEC (decimal). Кроме этого, в ходу еще так называемый *двоично-десятичный формат* — BCD (binary-coded decimal), о котором далее. Дело в том, что с помощью матричных шрифтов на компьютерах с текстовыми дисплеями воспроизводить индексы было невозможно, и вместо того, чтобы обозначать основания системы цифрой справа внизу, их стали обозначать буквами: «B» (или «b») — означает двоичную систему, «H» (или «h») — шестнадцатеричную, отсутствие буквы означает десятичную систему:

$$13 = 00001101b = 0Dh.$$

Такая запись принята в языке ассемблера для процессоров Intel и стала общепринятой. Популярность языка C внесла в это дело некоторый разнобой: там десятичная система не обозначается никак, двоичная — буквой «b», а вот шестнадцатеричная — буквой «x», причем запись во всех случаях предваряется нулем (чтобы не путать запись числа с идентификаторами переменных, которые всегда начинаются с буквы):

$$13 = 0b00001101 = 0x0D.$$

Такая запись также принята в ассемблере для микроконтроллеров AVR, который мы будем изучать далее. Запись 0Dh ассемблер AVR не «понимает», зато «понимает» представление HEX-формата, принятое в языке Pascal: \$0D. Обратите внимание, что запись в HEX-формате обычно ведется в двухразрядном виде — даже если число имеет всего один значащий разряд, как в нашем случае, то в старшем пишется 0. То же самое относится и к двоичной записи, которая дополняется нулями до восьми разрядов. Таким образом подчеркивается, что речь идет о восьмиразрядных устройствах. А вот для десятичного представления ведущих нулей следует остерегаться — чтобы еще больше запутать пользователя, разработчики AVR-ассемблера приняли для представления редко употребляемых восьмеричных чисел запись просто с ведущим нулем, без букв: например, 77 означает просто десятичное 77, а вот 077 будет означать $7 \cdot 8 + 7 = 63_{10}$.

Несколько слов о двоично-десятичном формате BCD. Электронные устройства «заточены» под использование двоичных и родственных им систем счисления, потому что основой являются два состояния, т. е. двоичная цифра. Так что, соединив несколько устройств вместе с целью оперирования с многоразрядными числами, мы всегда будем получать именно двоичное число, и оперировать с ним оказывается значительно проще. Но для понимания человеком десятичный формат необходим — в десятичном виде числа приходится представлять всегда, когда речь идет о выво-

де, например, на цифровой дисплей. Для этой цели приходится преобразовывать двоичные/шестнадцатеричные числа в десятичные и хранить их в таких же байтовых регистрах или ячейках памяти.

Это можно делать двумя путями: в виде упакованного и неупакованного BCD. *Неупакованный* формат попросту означает, что мы тратим на каждую десятичную цифру не тетраду, как минимально необходимо, а целый байт. Зато при этом не возникает разночтений: $05h = 05_{10}$, и никаких проблем. Однако ясно, что это крайне неэкономично — байтов требуется в два раза больше, а старший полубайт при этом все равно всегда ноль. Потому BCD-числа при хранении и передаче по каналам связи всегда *упаковывают*, занимая и старший разряд второй десятичной цифрой, — скажем, число 59 при этом и запишется, как просто 59h. Однако 59h — это не 59! Ведь мы раньше установили, что записи 59h соответствует $5 \cdot 16 + 9 = 89$, что вообще ни в какие ворота не лезет.

Причина в том, что двоично-десятичная запись числа не совпадает с шестнадцатеричной. Поэтому в общем случае перед проведением операций с упакованными BCD-числами их распаковывают, перемещая старший разряд в отдельный байт и заменяя в обоих байтах старшие полубайты нулями. Иногда для проведения операций с BCD-числами в микропроцессоре или микроконтроллере предусмотрены специальные команды, так что «вручную» заниматься упаковкой-распаковкой не требуется. В качестве примера хранения чисел в упакованном BCD-формате можно привести значения часов, минут и секунд в микросхемах энергонезависимых часов RTC (о них см. главу 22).

Немного двоичной арифметики

Правила двоичной арифметики значительно проще, чем десятичной, и включают две таблицы: сложения и умножения — несколько похожие на те же таблицы для логических переменных:

$$0 + 0 = 0$$

$$0 + 1 = 1$$

$$1 + 0 = 1$$

$$1 + 1 = 10$$

$$0 \cdot 0 = 0$$

$$0 \cdot 1 = 0$$

$$1 \cdot 0 = 0$$

$$1 \cdot 1 = 1$$

Как мы видим, правила обычного умножения одноразрядных двоичных величин совпадают с таковыми для логического умножения. Однако правила сложения отличаются, поскольку при сложении двух единиц результат равен 2, и появляется перенос в следующий разряд. Учитывая, что умножение многоразрядных чисел сводится к сложению отдельных произведений, там придется этот перенос учитывать (как это делается на практике, мы увидим в главе 15).

Сложности начинаются, когда мы хотим в двоичной системе представить отрицательные и дробные числа, причем не выходя за рамки двух знаков «ноль» и «единица», ибо в электронной схеме другие знаки представлять нечем.

Отрицательные двоичные числа

Самый простой метод представления отрицательных чисел — отвести один бит (логичнее всего — старший) для хранения знака. По причинам, которые вы поймете далее, значение 1 в этом бите означает знак «минус», а 0 — знак «плюс». Что произойдет с нашим числом при таком представлении?

В области положительных чисел не произойдет ничего, кроме того, что их диапазон сократится вдвое, — например, для числа в байтовом представлении вместо диапазона 0...255 мы получим всего лишь 0...127 (0000 0000–0111 1111). А отрицательные числа будут иметь тот же диапазон, только старший бит у них будет равен 1. Все просто, не правда ли?

Нет, неправда. Такое представление отрицательных чисел совершенно не соответствует обычной числовой оси, на которой влево от нуля идет минус единица, а затем числа по абсолютной величине увеличиваются. Здесь же мы получаем, во-первых, два разных нуля («обычный» 0000 0000 и «отрицательный» 1000 0000), во-вторых, оси отрицательных и положительных чисел никак не стыкуются, и производство арифметических операций превратится в головоломку.

Поэтому поступим так: договоримся, что -1 соответствует число 255 (1111 1111), -2 — число 254 (1111 1110) и т. д. вниз до 128 (1000 0000), которое будет соответствовать -128 (и общий диапазон всех чисел получится от -128 до 127). Очевидно, что если вы при таком представлении хотите получить отрицательное число в обычном виде, то надо из значения числа (например, 240) вычесть максимальное значение диапазона (255) плюс 1 (256). Если отбросить знак, то результат такого вычитания (16 в данном случае) называется еще *дополнением до 2* для исходного числа (а само исходное число 240 — *дополнением до 2* для 16). Название «дополнение до 2» используется независимо от разрядности числа, потому что верхней границей всегда служит степень двойки (в десятичной системе аналогичная операция называется «дополнение до 10»).

Что произойдет в такой системе, если вычесть, например, 2 из 1? Запишем это действие в двоичной системе обычным столбиком:

$$\begin{array}{r} 00000001 \\ - 00000010 \\ \hline \end{array}$$

В первом разряде результата мы без проблем получаем 1, а уже для второго нам придется занимать 1 из старших, которые сплошь нули, поэтому представим себе, что у нас будто бы есть девятый разряд, равный 1, из которого заем в конечном итоге и происходит:

$$\begin{array}{r} (1)00000001 \\ - 00000010 \\ \hline 11111111 \end{array}$$

На самом деле девятиразрядное число 1 0000 0000 есть не что иное, как 256, т. е. то же самое максимальное значение плюс 1, и мы здесь выполнили две операции:

прибавили к уменьшаемому эти самые 256, а затем выполнили вычитание, но уже в положительной области для всех участвующих чисел.

А что результат? Он будет равен 255, т. е. тому самому числу, которое, как мы договорились, и представляет -1 . Получается, что вычитание в такой системе происходит автоматически правильно, независимо от знака участвующих чисел. Если хотите, можете потренироваться и проверить, скажем, что будет, если в этой системе вычесть 240 из 100.

Немного смущает только эта самая операция нахождения дополнения до 2, точнее, в данном случае, до 256 — как ее осуществить на практике, если схема всего имеет 8 разрядов? В дальнейшем мы увидим, что иногда ее осуществлять вовсе не надо — некоторые электронные схемы ведут себя так, что при осуществлении вычитания вся процедура осуществляется автоматически. Особенно наглядно это выглядит для двоичных реверсивных счетчиков, которые мы будем рассматривать в *главе 16*. В точности так же ведут себя и соответствующие команды в микропроцессорах — и если вы захотите произвести операцию вычитания числа 2 из содержимого восьмибитового регистра, содержащего число 1, то в регистре окажется число 255 (все единицы). А интерпретация результата — как отрицательного числа или как положительного — это уже ваши трудности.

В микропроцессорах есть обычно и команда, которая возвращает дополнение до 2, в большинстве ассемблеров она называется NEG, от слова «негативный», потому что меняет знак, если мы договариваемся считать числа «со знаком». А как ее можно было бы осуществить «вручную», не обращаясь в действительности к 9-му разряду? Вернемся к рассмотренным ранее примерам и выпишем столбиком исходные числа, результаты операции нахождения дополнения до 2 и результат еще одной манипуляции, которая представляет собой вычитание единицы из дополнения до 2, т. е., что то же самое, просто вычитания исходного числа из наивысшего числа диапазона (255):

2	0000 0010
$256 - 2 = 254$	1111 1110
$255 - 2 = 253$	1111 1101

Если мы сравним двоичные представления в верхней и нижней строках, то увидим, что они могут быть получены друг из друга путем инверсии каждого из битов. Эта операция называется нахождением *дополнения до 1* (потому что число, из которого вычитается, содержит все 1 во всех разрядах; для десятичной системы аналогичная операция называется *дополнение до 9*). Для нахождения дополнения до 1 девятый разряд не требуется, да и схему можно построить так, чтобы никаких вычитаний не производить, а просто переворачивать биты. То есть, для полного сведения вычитания к сложению надо проделать три операции:

1. Найти дополнение до 1 для вычитаемого (инвертировать его биты).
2. Прибавить к результату 1, чтобы найти дополнение до 2.
3. Сложить уменьшаемое и дополнение до 2 для вычитаемого.

Заметим, что все сложности с этими многочисленными дополнениями связаны с наличием нуля в ряду натуральных чисел — если бы его не было, дополнение было бы всего одно, и операция вычитания упростилась. Так может, греки все же были в чем-то правы?

В заключение обратим внимание на еще одно замечательное свойство двоичных чисел, которое часто позволяет значительно облегчить операции умножения и деления, а именно: умножению на 2 соответствует операция сдвига всех разрядов числа на один разряд влево, а операции деления на 2 — вправо. Крайние разряды (старший при умножении и младший при делении) в общем случае при этом должны теряться, но в микропроцессорах есть специальный бит переноса, в который эти «потерянные» разряды помещаются. Противоположные крайние разряды (младший при умножении и старший при делении) в общем случае замещаются нулями, но могут и замещаться значением бита переноса, что позволяет без лишних проблем делить и умножать числа с разрядностью больше одного байта. Как можно догадаться, умножению и делению на более высокие степени двойки будет соответствовать операция сдвига в нужную сторону на иное (равное степени) число разрядов.

Излишне говорить, что операцию сдвига разрядов в электронных схемах производить неизмеримо проще, чем операции деления и умножения. Есть и специальные схемы для этой операции — *сдвиговые регистры*, которые мы также будем «проходить» (в главе 16).

Дробные числа

Сразу заметим, что в некомпьютерной электронике дробными числами стараются не пользоваться. При необходимости их переводят в целые, умножая на соответствующую степень десяти (а чаще — даже на степень 2, что проще), при этом все остальные участвующие в расчетах величины также масштабируются в нужное число раз. Затем при выводе, к примеру, на цифровой дисплей, запятая просто устанавливается в нужном месте (иногда заранее, и без возможности изменения ее положения). То есть, для цифровой схемы не существует значения температуры, равного 30,81 градуса, а есть число 3081 в BCD-формате. Примерно те же действия мы производили, когда конструировали цифровой термометр в главе 13, — на самом деле он показывает целое число милливольт в нужном масштабе.

И все же — как мы можем при необходимости представить дробные числа, если двоичные разряды ничего о таковых «не знают» и могут воспроизводить только целые числа в соответствии с формулой (4)? Мы не будем рассматривать расширение этой формулы, включающее в себя представление в позиционной системе не только целых, но и всех действительных чисел «с плавающей запятой», т. к. в электронике такой вариант не хождения не имеет. В электронике и компьютерной технике используют другой способ представления действительных чисел — с помощью мантиссы и порядка, в так называемом *нормализованном виде*. При этом место запятой фиксируется:

$$0,0125 = 0,125 \cdot 10^{-1},$$
$$1254,81 = 0,125481 \cdot 10^4.$$

Разумеется, в электронных схемах все это лучше делать в двоичной форме, записывая порядок, как степень двух (скажем, операция выравнивания порядков при сложении таких чисел сведется просто к сдвигу мантиссы, как мы видели ранее).

Легко заметить, что и саму запятую, и основание степени тут можно опустить, записывая в память лишь мантиссу и порядок — конечно, если всегда помнить, что мы имеем в виду. Например, можно сделать так: отвести в памяти три байта, из которых первые два хранят цифры мантиссы, а третий отведен под порядок. Легко также подсчитать, каков будет диапазон чисел, могущих быть представленными таким образом, — число, которое представляет мантиссу, будет укладываться в диапазон от -32768 до 32767 , т. е. иметь от 4 до 5 значащих десятичных цифр. На практике операции с дробными числами можно производить несколько проще, и мы будем их осваивать в главе 20.

Коды, шифры и дешифраторы

По необходимости кратко коснемся темы кодирования и связанной с ней темы шифрования. Слово «код» (особенно в сочетании *двоичный код*) вы будете встречать очень часто, и следует понимать, что именно подразумевается под этим понятием в том или ином случае. Кроме того, сразу забежим немного вперед и покажем, как обращаться с реальными схемами на этом примере.

Код в общем случае — это совокупность правил (т. е. алгоритм) для представления информации в какой-либо форме. Процесс применения к информационному сообщению этих правил называется *кодированием*, при этом полученная группа знаков или сигналов также называется *кодом*. Обратная операция — восстановление сообщения по известному коду — носит название *декодирования*. Например, код Морзе позволяет записать с помощью двух знаков — точки и тире — любую букву или цифру. Закодированное таким образом сообщение можно передавать с высокой надежностью в различных средах, характеризующихся высоким уровнем помех (в виде звуковых сигналов, в том числе по радио, в виде вспышек света разной длительности, перестукиванием через стены и т. п.).

Понятие кода применимо к формам представления информации лишь в тех случаях, когда между содержанием сообщения и его представлением в какой-либо форме существует взаимно-однозначное соответствие, т. е. по данной записи смысл сообщения может быть восстановлен единственным образом (если не считать возможных искажений при передаче). В этом смысле понятие кода может быть лишь ограничено применимо, например, к письменной или устной речи, для которых характерна многозначность смысловых единиц. В гуманитарных дисциплинах, как правило, понятие кода используется в качестве метафоры (например, «смысловой код произведения искусства»).

Понятие кода нашло наиболее широкое применение для представления информации в цифровой форме. Самым распространенным цифровым кодом является дво-

ичный код (т. е. представление любого знака или числа в виде набора двоичных цифр 0 и 1). Двоичный код, в свою очередь, служит основой для различных кодов, представляющих конкретные разновидности информации. В информатике часто также говорят про *исходный код программ*, что означает текст программы, записанный на одном из языков программирования.

На рис. 14.6 приведены различные стандартные коды для первых девяти букв латинского алфавита. Следует отметить, что азбука Брайля — система письменности для слепых (где жирная точка соответствует наличию выпуклости, а «худая» — ее отсутствию) — в полной мере является двоичным кодом, мало того, из принципа ее построения было многое заимствовано в современных системах компьютерных кодировок. А вот код Морзе, хотя и состоит из точек и тире, двоичным кодом не является: в нем используется как минимум еще один знак — пауза. Зато код Морзе намного экономичнее обычных двоичных кодов, таких, как ASCII, поскольку имеет переменное число точек-тире для каждого символа, и часто встречающиеся буквы в нем короче, чем редко встречающиеся.

Буква	Азбука Морзе		Азбука Брайля	Коды ASCII	
	точка-тире	в двоичн. записи		прописная	строчная
A	•—	101100	⠁	0100 0001 (65)	0110 0001 (97)
B	—...•	1101010100	⠃	0100 0010 (66)	0110 0010 (98)
C	—•—•	11010110100	⠉	0100 0011 (67)	0110 0011 (99)
D	—••	11010100	⠔	0100 0100 (68)	0110 0100 (100)
E	•	100	⠑	0100 0101 (69)	0110 0101 (101)
F	••—•	1010110100	⠕	0100 0110 (70)	0110 0110 (102)
G	—•—•	110110100	⠗	0100 0111 (71)	0110 0111 (103)
H	••••	101010100	⠠	0100 1000 (72)	0110 1000 (104)
I	••	10100	⠏	0100 1001 (73)	0110 1001 (105)

Рис. 14.6. Некоторые коды первых латинских букв
Для кодировки ASCII в скобках дано десятичное значение

Понятие шифра, строго говоря, к электронике не относится. Шифр — это просто код, построенный специальным образом для обеспечения секретности при передаче сообщений, и занимается этим довольно сложная математическая дисциплина — криптография. Тем не менее, в электронике довольно часто употребляют наименование «дешифраторы» — для обозначения элементов, которые предназначены для преобразования одной разновидности кода в другую.

Типичным примером может служить микросхема К561ИД5 (рис. 14.7, а), которая преобразует двоично-десятичное число, подаваемое на входы X, в специальный код

для управления семисегментными индикаторами. Сам такой индикатор вместе с таблицей его состояний представлен на рис. 14.8. В этой таблице в колонке под заголовком «BIN» представлены двоичные числа, соответствующие входам X дешифраторов на рис. 14.7.

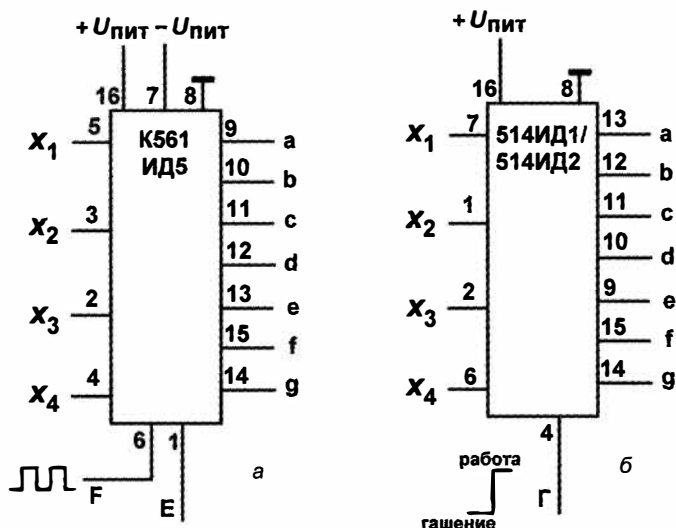
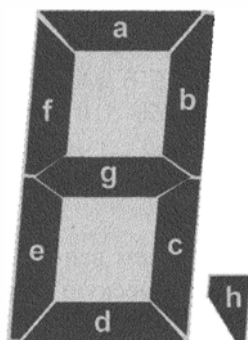


Рис. 14.7. Разводка выводов дешифраторов K561ИД5 (а) и 514ИД1/514ИД2 (б)



DEC	BIN	a	b	c	d	e	f	g
0	0000	1	1	1	1	1	1	0
1	0001	0	1	1	0	0	0	0
2	0010	1	1	0	1	1	0	1
3	0011	1	1	1	1	0	0	1
4	0100	0	1	1	0	0	1	1
5	0101	1	0	1	1	0	1	1
6	0110	1	0	1	1	1	1	1
7	0111	1	1	1	0	0	0	0
8	1000	1	1	1	1	1	1	1
9	1001	1	1	1	1	0	1	1

Рис. 14.8. Обозначения сегментов и таблица состояний семисегментного индикатора

Отметим, что K561ИД5 «заточена» под управление ЖК-дисплеями, и потому имеет двухполярное питание и содержит отдельный вход F, на который подаются прямоугольные импульсы частотой несколько десятков герц (иначе, как мы знаем из главы 7, сегмент ЖК-индикатора будет засвечен навсегда). Сигнал на входе E «зашелкивает» выход — если на нем логический ноль (напряжение «земли»), то коды на выходе не будут меняться независимо от состояния входов, в нормальном состоянии там должна быть логическая единица (напряжение питания).

Если нужно управлять светодиодными индикаторами, для которых двухполярное пульсирующее питание не требуется, то выходы отрицательного питания и «земли»

объединяют и на вход F подают напряжение «земли» (логического нуля). По выходам a–f при этом приходится ставить дополнительные ключевые транзисторы или эмиттерные повторители для управления сегментами индикаторов, т. к. выходной ток микросхем серии 561 для непосредственного управления светодиодами недостаточен.

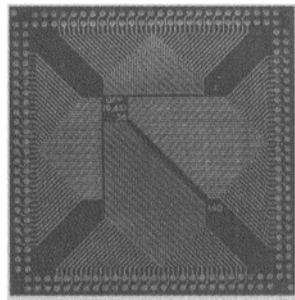
Микросхема К561ИД5 основана на так называемой *технологии КМОП*. А специально предназначенные для управления светодиодными индикаторами дешифраторы 514ИД1 и 514ИД2 (рис. 14.7, б) основаны на технологии ТТЛ и потому ограничены одним напряжением питания (максимум 5,5 В), зато выходы у них намного мощнее (подробнее о технологиях логических микросхем и их электрических характеристиках мы узнаем из главы 15).

Различаются 514ИД1 и 514ИД2 полярностью выхода — у первого наружу выведен эмиттер выходного транзистора, коммутирующий ток через сегмент на «землю», а у второго — на выходе открытый коллектор. Таким образом, 514ИД1 предназначен для управления сегментными индикаторами с общим катодом, который подсоединяется к «земле», а 514ИД2 — индикаторами с общим анодом, который подсоединяется к питанию. Другое отличие — у 514ИД1 имеются встроенные токоограничивающие резисторы номиналом приблизительно 1 кОм, т. е. при падении напряжения на сегменте примерно 1,8–2 В (стандартном для красного светодиода) выходной ток будет составлять около 3 мА.

У 514ИД2 таких резисторов не имеется, и их приходится ставить дополнительно, непосредственно к выходу дешифратора индикатор присоединять нельзя. Зато здесь можно гибко управлять яркостью свечения в зависимости от индивидуальных характеристик индикаторов — зеленые и желтые индикаторы при одинаковом токе имеют большее падение напряжения, чем красные (номинально 2,4 В против 1,8 В), и могут светиться тусклее. При токе через сегмент около 5–6 мА сопротивление токоограничивающего резистора должно быть в пределах 360–510 Ом. Большими по размеру индикаторами, где прямое падение напряжения на сегменте удвоенное, с помощью этих микросхем приходится управлять также через внешние ключи, подключенные к более высокому напряжению.

При подаче напряжения «земли» на вывод «Г» этих микросхем все сегменты оказываются погашенными. Это позволяет осуществлять динамическую индикацию — управление многоразрядными индикаторами, при котором в каждый момент времени светится только один десятичный разряд. В результате удастся сэкономить на количестве соединений (одноименные сегменты всех разрядов соединяются параллельно) и отчасти на потреблении схемы. Формально говоря, ток через каждый разряд при таком подключении должен увеличиваться пропорционально числу разрядов, чтобы сохранить ту же яркость — например, при четырех разрядах ток должен быть в четыре раза больше, т. к. каждый разряд горит лишь четвертую часть времени (но не забудьте, что у 514ИД2 есть предельное значение — 22 мА). Однако опыт показывает, что пропорциональное увеличение тока необязательно, визуально яркость сохраняется и при меньших значениях мгновенного тока через сегмент, что и позволяет немного сэкономить на питании. Более подробно мы будем говорить о динамической индикации при изучении микроконтроллеров, с помощью которых организовать ее гораздо проще и удобнее, чем с помощью обычных микросхем.

ГЛАВА 15



Математическая электроника, или игра в квадратики

Устройство логических микросхем и двоичные операции

Трактирщик отворил дверь большой комнаты, где совсем недавно вместо прежней дрянной печурки поставили прекрасный большой камин

А. Дюма. Три мушкетера

Типов элементарных логических (или цифровых — будем считать, что это синонимы) микросхем не так уж и много, и подавляющее большинство из них относится к одной из двух технологических разновидностей: ТТЛ (ТТЛ, Транзисторно-Транзисторная Логика) и КМОП (CMOS, Комплементарные [транзисторы] Металл-Оксид-Полупроводник). Различие между ними чисто технологическое, функционально одноименные элементы из этих серий делают одно и то же, и на схемах обозначаются одинаково. Мало того, «чистая» ТТЛ на практике уже почти и не применяется, потому что современные модификации КМОП догнали и перегнали эту технологию по скоростным параметрам, а в остальном КМОП гораздо удобнее, как мы увидим. Существуют еще некоторые специальные технологии, например, быстродействующая ЭСЛ-логика, но она вам на практике никогда не встретится, а как конкретно устроены большие интегральные схемы внутри — неважно, коли их выходы совместимы с КМОП.

На практике в наших устройствах мы станем пользоваться только КМОП-микросхемами, причем, как традиционными, так и современных быстродействующих разновидностей. Тем не менее, про ТТЛ мы будем тоже много говорить, потому что некоторые общепринятые параметры микросхем унаследованы именно от нее. Транзисторно-транзисторная логика, введенная в практику фирмой Texas Instruments в 1965 году, возникла раньше КМОП (первая КМОП-микросхема была выпущена в 1968 году фирмой National Semiconductor) и стала наследницей диодно-транзисторной логики (ДТЛ), примеры которой мы приводили в *главе 14* (см. рис. 14.4).

Сравнение основных характеристик ТТЛ и КМОП

Основной родовой признак ТТЛ — использование биполярных транзисторов, причем структуры только *n-p-n*. КМОП же, как следует из ее названия, основана на полевых транзисторах с изолированным затвором структуры МОП, причем комплементарных, т. е. обеих полярностей: и с *n*-, и с *p*-каналом. Схемотехника базовых логических элементов ТТЛ и КМОП приведена на рис. 15.1. На Западе их еще называют *вентильями* — чем можно оправдать такое название, мы увидим в конце главы.

ТТЛ

Входной многоэмиттерный транзистор ТТЛ мы уже рисовали в главе 11 (см. рис. 11.3) — он может иметь сколько угодно (на практике — до восьми) эмиттеров, и у элемента тогда будет соответствующее число входов. Если любой из эмиттеров транзистора VT1 замкнуть на «землю», то транзистор откроется, а фазорасщепляющий транзистор VT2 (с его работой мы знакомы по рис. 6.8) — закроется. Соответственно, выходной транзистор VT3 откроется, а VT4 — закроется, на выходе будет высокий логический уровень (уровень логической единицы). Если же все эмиттеры присоединены к высокому потенциалу (или просто «висят» в воздухе), то ситуация будет обратная — VT2 откроется током через переход база-коллектор VT1 (такое включение транзистора называется *инверсным*), и на выходе установится ноль за счет открытого транзистора VT4. Такой ТТЛ-элемент будет осуществлять функцию «И-НЕ» (логический ноль на выходе только при единицах на всех входах).

Выходной каскад ТТЛ-элемента представляет собой некое подобие комплементарного (*пушпульного*) каскада класса В, знакомого нам по аналоговым усилителям (см. рис. 8.2). Однако воспроизведение *p-n-p*-транзисторов оказалось для ТТЛ-технологии слишком сложным, потому такой каскад носит еще название *псевдокомплементарного*: верхний транзистор VT3 работает в режиме эмиттерного повторителя, а нижний — в схеме с общим эмиттером.

Кстати, заметим, что из-за упомянутой недоступности *p-n-p*-транзисторов воспроизведение схемы «ИЛИ» для ТТЛ-технологии оказалось крепким орешком, и ее схемотехника довольно существенно отличается от показанной на рис. 15.1 базовой схемы элемента «И-НЕ».

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

На заре транзисторной техники псевдокомплементарные каскады, подобные выходному каскаду ТТЛ, использовались — о ужас! — для усиления звука. Их структура дала основания для многочисленных попыток приспособить логические элементы, которые, в сущности, представляют собой усилители с довольно большим (несколько десятков) коэффициентом усиления, для усиления аналоговых сигналов. Излишне говорить, что результаты оказываются довольно плачевными, даже с КМОП-элементом, который построен куда более симметрично.

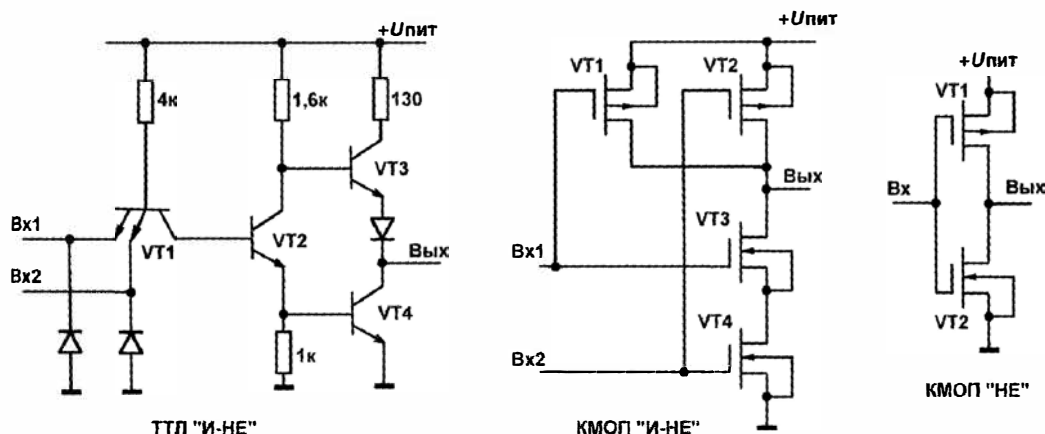


Рис. 15.1. Схемы базовых элементов ТТЛ и КМОП

Как видно из схемы, ТТЛ-элемент существенно несимметричен и по входам, и по выходам. По входу напряжение логического нуля должно быть достаточно близко к «земле», при напряжении на эмиттере около 1,5 В (при стандартном для ТТЛ питании 5 В) входной транзистор уже запирается. Причем при подаче нуля нужно обеспечить отвод довольно значительного тока база-эмиттер — около 1,6 мА для стандартного элемента, отчего для элементов ТТЛ всегда оговаривается максимальное количество одновременно подсоединенных к выходу других таких элементов (стандартно — не более десятка). В то же время логическую единицу на входы можно не подавать вовсе. Практически, однако, подавать ее следует — по правилам незадействованные входы ТТЛ должны быть присоединены к питанию через резисторы 1 кОм.

Еще хуже дела обстоят на выходе: напряжение логического нуля обеспечивается открытым транзистором и действительно довольно близко к нулю — даже при нагрузке в виде десятка входов других таких же элементов оно не превышает 0,5 В, а в нормах на сигнал ТТЛ оговорена величина не более 0,8 В. А вот напряжение логической единицы довольно далеко отстоит от питания и составляет при питании 5 В в лучшем случае (без нагрузки) от 3,5 до 4 В, практически же в нормах оговаривается величина 2,4 В.

Такое балансирование десятками вольт (напряжение нуля 0,8 В, напряжение порога переключения от 1,2 до 2 В, напряжение единицы 2,4 В) приводит к тому, что все ТТЛ-микросхемы могут работать в довольно узком диапазоне напряжений питания: практически от 4,5 до 5,5 В, многие даже от 4,75 до 5,25 В, т. е. $5 \text{ В} \pm 5\%$. Максимально допустимое напряжение питания составляет для разных ТТЛ-серий от 6 до 7 В, и при его превышении они обычно горят ясным пламенем. Низкий и несимметричный относительно питания порог срабатывания элемента приводит и к плохой помехоустойчивости.

Самым крупным (и даже более серьезным, чем остальные) недостатком ТТЛ является высокое потребление — до 2,5 мА на один такой элемент, и это без учета вытекающих токов по входу и потребления нагрузки по выходу. Так что приходится только удивляться, почему микросхемы ТТЛ, содержащие много базовых элемен-

тов, вроде счетчиков или регистров, не требуют охлаждающего радиатора. Все перечисленное в совокупности давно бы заставило отказаться от технологии ТТЛ вообще, однако у них до некоторого времени было одно неоспоримое преимущество — высокое быстродействие, которое для базового элемента в виде, показанном на рис. 15.1, может достигать десятков мегагерц.

В дальнейшем развитие ТТЛ шло по линии уменьшения потребления и улучшения электрических характеристик, в основном за счет использования так называемых *переходов Шоттки*, на которых падение напряжения может составлять 0,2–0,3 В вместо обычных 0,6–0,7 В (технология ТТЛШ, обозначается буквой S в наименовании серии, отечественные аналоги: серии 531 и 530). Базовая технология, которая составляла основу широко распространенной в 1960–70-х годах серии 74 без дополнительных букв в обозначении (аналоги — знаменитые отечественные серии 155 и 133), сейчас практически не используется. ТТЛ-микросхемы в настоящее время можно выбирать из вариантов, представленных малопотребляющими сериями типа 74LSxx (серии 555 и 533) или быстродействующими типа 74Fxx (серия 1531). Причем потребление последних практически равно потреблению старых базовых серий при более высоком (до 125 МГц) быстродействии, а для первых все наоборот — быстродействие сохранено на уровне базового, зато потребление питания снижено раза в три-четыре.

КМОП

КМОП-элементы намного ближе к представлению о том, каким должен быть идеальный логический элемент. Для начала, как можно видеть из рис. 15.1, они практически симметричны, как по входу, так и по выходу. Открытый полевой транзистор на выходе (либо *p*-типа для логической единицы, либо *n*-типа для логического нуля) фактически представляет собой, как мы знаем, просто сопротивление, которое для обычных КМОП-элементов может составлять от 100 до 300 Ом (под «обычными» или «классическими» КМОП мы подразумеваем здесь серию 4000А или 4000В, см. далее). Для дополнительной симметрии на выходе обычно ставят последовательно два инвертора, подобных показанному на рис. 15.1 *справа* (жалко, что ли, транзисторов, если потребление не растет?). Поэтому на выходе не сказывается то, что в нижнем плече для схемы «И-НЕ» стоят два таких транзистора последовательно.

Для схемы «ИЛИ» такие транзисторы будут стоять в верхнем плече — она полностью симметрична схеме «И», что тоже плюс технологии КМОП по сравнению с ТТЛ. Обратите также внимание, что выходной каскад инвертора построен не по схеме «пушпульного» каскада, т. е. это не истоковые повторители напряжения, а транзисторы в схеме с общим истоком, соединенные стоками, что позволяет получить дополнительный коэффициент усиления по напряжению.

На практике особенности построения элемента приводят к тому, что в КМОП-микросхемах:

- на ненагруженном выходе напряжение логической единицы практически равно напряжению питания, а напряжение логического нуля практически равно потенциалу «земли»;

- порог переключения близок к половине напряжения питания;
- входы практически не потребляют тока, т. к. представляют собой изолированные затворы МОП-транзисторов;
- в статическом режиме весь элемент также не потребляет тока от источника питания.

Из последнего положения вытекает, что схема любой степени сложности, построенная с помощью КМОП-элементов, в «застывшем» состоянии или при малых рабочих частотах, не превышающих десятка-другого килогерц, практически не потребляет энергии! Отсюда ясно, как стали возможными такие фокусы, как наручные часы, которые способны идти от малюсенькой батарейки годами, или sleep-режим микроконтроллеров, в котором они потребляют от 1 до 50 мкА на все десятки тысяч составляющих их логических элементов.

Другое следствие перечисленных особенностей — исключительная помехоустойчивость, достигающая половины напряжения питания. Но это еще не все преимущества. КМОП-микросхемы «классических» серий могут работать в диапазоне напряжений питания от 2 до 18 В, а современные быстродействующие — от 2 до 7 В. Единственное, что при этом происходит: при снижении питания довольно резко — в разы — падает быстродействие и ухудшаются некоторые другие характеристики. Но именно по причине широкого диапазона напряжения питания КМОП-микросхемы классических серий имеет смысл применять и сегодня.

Кроме того, выходные транзисторы КМОП, как и любые другие полевые транзисторы, при перегрузке (например, в режиме короткого замыкания) работают как источники тока — при напряжении питания 15 В этот ток составит около 30 мА, при 5 В — около 5 мА. Причем это может быть долгосрочный режим работы таких элементов. Единственное, что при этом надо проверить, — не превышает ли значение суммарного допустимого тока через вывод питания, которое обычно составляет около 50 мА. То есть, возможно, придется ограничить число выходов, одновременно подключенных к низкоомной нагрузке. Естественно, о логических уровнях в таком режиме уже речи не идет, только о втекающем или вытекающем токе.

И тут мы подходим к основному недостатку «классической» КМОП-технологии — низкому в сравнении ТТЛ быстродействию. Обусловлено оно тем, что изолированный затвор МОП-транзистора представляет собой конденсатор довольно большой емкости — в базовом элементе до 10–15 пФ. В совокупности с выходным сопротивлением предыдущей схемы такой конденсатор образует фильтр низких частот. Обычно рассматривают не просто частотные свойства, а время задержки распространения сигнала на один логический элемент. Задержка возникает из-за того, что фронт сигнала не строго вертикальный, а наклонный, и напряжение на выходе еще только начнет нарастать (или снижаться), когда напряжение на входе достигнет уже значительной величины (в идеале — половины напряжения питания). Время задержки могло достигать у ранних серий КМОП величины 200–250 нс (сравните — у базовой серии ТТЛ всего 7,5 нс). На практике при напряжении питания 5 В максимальная рабочая частота «классического» КМОП не превышает 1–3 МГц.

Попробуйте соорудить на логических элементах генератор прямоугольных сигналов по любой из схем, которые будут рассмотрены в *главе 16*, и вы увидите, что уже при частоте 1 МГц форма сигнала будет скорее напоминать синусоиду, чем прямоугольник.

Другим следствием наличия высокой входной емкости является то, что при переключении возникает импульс тока перезарядки этой емкости, — т. е., чем выше рабочая частота, тем больше потребляет микросхема, и считается, что при максимальных рабочих частотах ее потребление может сравниться с потреблением ТТЛ (по крайней мере, ТТЛ серии 74LS). Дело еще усугубляется тем, что из-за затянутых фронтов импульсов элемент достаточно длительное время находится в активном состоянии, когда оба выходных транзистора приоткрыты (т. е. возникает так называемый эффект *сквозного тока*). Это же затягивание фронтов в сочетании с высокоомным входом приводит к снижению помехоустойчивости при переключении — если на фронте сигнала «сидит» высокочастотная помеха, то это может приводить к многократным переключениям выхода, как это было у компаратора (см. *главу 13*).

Незадействованные входы элемента КМОП нужно обязательно подключать куда-нибудь: либо к земле, либо к питанию (резисторов при этом не требуется, т. к. вход тока не потребляет), либо объединять с соседним входом — иначе наводки на столь высокоомном входе полностью нарушат работу схемы. Причем в целях снижения потребления следует делать это и по отношению к незадействованным элементам в том же корпусе (но не ко всем незадействованным выводам, конечно). «Голый» вход КМОП из-за своей высокоомности может стать также причиной повышенной «смертности» чипов при воздействии статического электричества (хотя на практике входы всегда шунтируют диодами, как показано на рис. 11.4). Допустимый ток через эти диоды также оговаривается в спецификациях.

В современных КМОП, в отличие от «классических», большинство недостатков, связанных с низким быстродействием, удалось преодолеть (правда, за счет снижения допустимого диапазона питания).

Характеристики различных серий КМОП

Развитие КМОП было, естественно, направлено в сторону устранения или хотя бы сглаживания имеющихся недостатков. Оригинальная серия КМОП 4000 была не очень удачна — именно к ней относится значение задержек в 200 нс и более, напряжение питания для нее составляло от 5 до 15 В, нагрузочная способность выхода — не более 0,6 мА. Причем советские аналоги (серии К176 и 164) были еще хуже, т. к. требовали питания около 9 В (мне так и не удалось нигде узнать, с какими допусками). Для стыковки с ТТЛ таких микросхем пришлось придумывать специальные «преобразователи уровня», которые тянули большой вытекающий ток по входу ТТЛ-элементов и умели подгонять уровни при различном напряжении питания.

А вот серия 4000А (отечественные К561 в корпусе DIP и «военная» 564 в планарном корпусе SOIC или похожем на него SOP) и, особенно, 4000В (частично К561 и

вся K1561¹⁾ применяются и по сей день — в основном из-за неприхотливости и беспрецедентно широкого диапазона питающих напряжений — от 3 до 18 В, что позволяет без излишних проблем совмещать цифровые и аналоговые узлы в одной схеме. Задержки для этих серий составляют порядка 90–100 нс, предельная рабочая частота — до 10–15 МГц, а выходные токи без ущерба для логического уровня — до 1,6–9 мА (большее значение при большем напряжении питания). Отметим, что эти характеристики достигаются при достаточно высоком напряжении питания, при обычных для современной электроники напряжениях 3–5 В быстродействие существенно снижается: при 5 В рабочая частота уже не превышает 3–5 МГц.

В настоящее время доступны быстродействующие серии КМОП с крайне неудачным общим названием 74, совпадающим с ТТЛ (серия 54 — то же самое, но для военно-космических применений). Чтобы не запутаться, имейте в виду, что если в наименовании серии присутствует буква С, то это КМОП, а все остальные (менее многочисленные) представители семейства 74 есть ТТЛ-микросхемы. Самые популярные разновидности — серия 74НСхх (отечественный аналог — 1564 или КР1564) и 74АСхх (1554). Номер серии, обозначения и разводка выводов элементов, совпадающие с номером для ТТЛ, были, вероятно, первоначально выбраны из маркетинговых соображений, чтобы подчеркнуть быстродействие и совместимость с ТТЛ, однако по другим параметрам это совсем не ТТЛ. Серии 74НС и 74АС совмещают в себе многие удобства КМОП (симметричность уровней, отсутствие потребления в статическом режиме) и быстродействие ТТЛ, достигающее десятков мегагерц (у 74АС даже до сотни). Пожертвовать, как мы говорили, пришлось расширенным диапазоном питания: номинальное напряжение питания для всех КМОП из 74-й серии — 5 В, максимально допустимое — 7 В, поэтому серию 4000В они заменяют не полностью. Правда, нижний предел питания для почти всех микросхем 74АС и всех 74НС даже ниже, чем для 4000-й серии — 2 В.

В этой книге мы будем ориентироваться на наиболее популярные у нас и по сей день микросхемы 561-й серии, но учтите, что при напряжениях питания 5–6 В и менее их можно *почти* без ограничений заменять микросхемами серии 74НС или отечественными 1564. В некоторых случаях применение новых серий даже предпочтительнее, т. к. они формируют более крутые фронты сигналов.

«Почти» по отношению к взаимозаменяемости относится к потреблению — в покое все КМОП-элементы не потребляют тока, но с ростом частоты потребление быстродействующих растет быстрее. На рис. 15.2 показаны эмпирические графики потребления двух разновидностей КМОП-микросхем в расчете на один логический элемент в зависимости от частоты. Видно, что для «классической» 561-й серии потребление растет строго линейно с крутизной примерно 25 мкА на каждые 300 кГц увеличения частоты. Для элемента 74НС оно сначала быстро растет, затем темпы прироста снижаются, но в любом случае ток потребления остается как минимум вдвое больше, чем у «классического» элемента.

¹⁾ В дальнейшем букву К, означающую «бытовое применение», в наименовании серий мы будем часто опускать. Напомним также, что для названий корпусов отечественных микросхем приводятся импортные аналоги, но при замене следует учитывать разницу в шаге между выводами (см. главу 11).

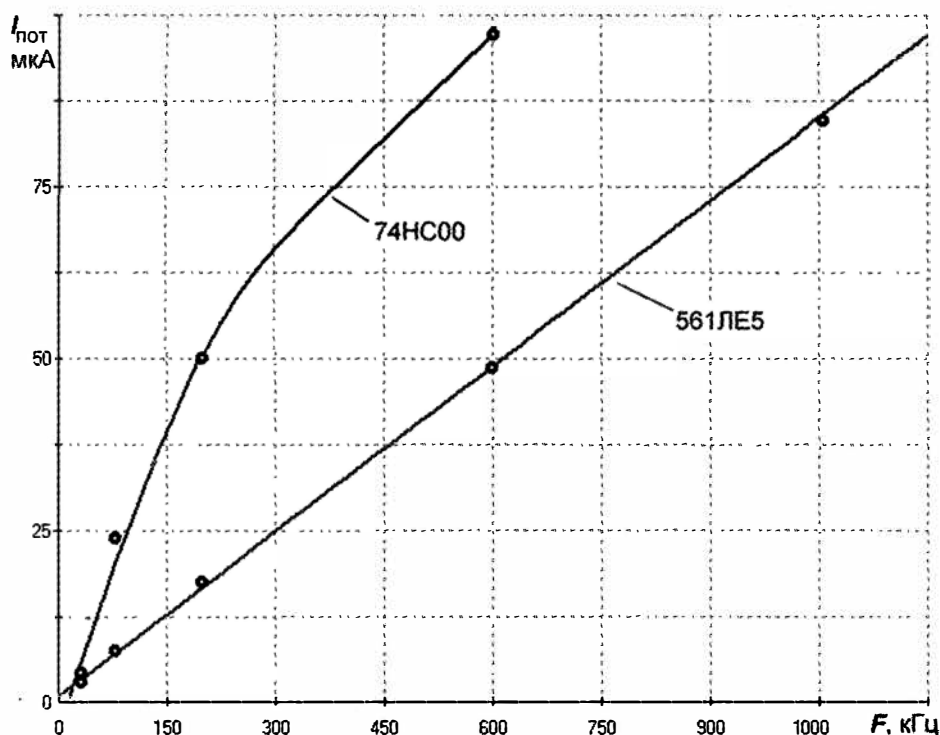


Рис. 15.2. Потребление КМОП-микросхем в расчете на один логический элемент в зависимости от частоты (напряжение питания 5 В)

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Как видите, в абсолютном выражении потребление всех КМОП-элементов достаточно мало, и на частотах в десятки кГц составляет единицы микроампер. Однако это потребление резко возрастает при увеличении напряжения питания — так, потребление схемы лабораторного генератора по рис. 16.14 составляет не более 150–200 мкА при 5 В, но при 15 В оно уже будет составлять порядка 1,5 мА. Отсюда общее правило для КМОП-микросхем: для уменьшения потребления снижение напряжения питания даст больший эффект, чем снижение рабочей частоты.

Серия 74АС еще мощнее, чем 74НС, и более быстродействующая (задержки порядка 5–7 нс против 10–20 нс у 74НС) — соответственно, при той же частоте она потребляет еще больше. Выходные максимально допустимые токи серии 74НС могут достигать 25 мА, а серии 74АС — аж 50 мА. Но в долгосрочном режиме такие токи гонять через выводы не рекомендуется: нормальный ток для выхода 74АС без нарушения логических уровней составляет 24 мА, а для 74НС — 4–8 мА, причем, напомним, что через вывод питания суммарный ток не должен превышать величины порядка 50 мА.

У разных производителей могут быть разные приставки (префиксы) к основному названию серии, как 4000В, так и серий 74, — так, у Fairchild Semiconductor микросхема будет называться CD4001В, у Texas Instruments — SN4001В, у Motorola — MC14001В (более подробно об этом рассказано в *приложении 4*). Самое же про-

тивное в применении этих микросхем — разноразной разводкой выводов для одних и тех же элементов из разных серий (в этом их отличие от ОУ, которые в большинстве своем имеют одинаковую разводку, хотя тоже не всегда). Правда, для выводов питания разработчики старались по мере возможности придерживаться единого принципа (это же касается и многих аналоговых микросхем): «земля» присоединяется к последнему выводу в первом ряду, а питание — к последнему во втором, т. е. к выводу с наибольшим номером для данного корпуса (скажем, для корпуса с 14-ю выводами это будут, соответственно, 7 и 14, для корпуса с 16-ю выводами — 8 и 16 и т. д.). Это правило действует далеко не всегда, но для многих стандартных микросхем малой степени интеграции (включая и некоторые аналоговые) питание разведено именно так.

Как мы уже говорили, наименования одинаковых по функциональности элементов для КМОП разных серий и ТТЛ различаются. Причем функциональные наименования у серий 1564 и 1554 соответствуют ТТЛ (если аналоги в «классических» сериях существуют), а не КМОП. Микросхема, содержащая в одном корпусе четыре элемента «И-НЕ», подобных показанным на рис. 15.1, в отечественном варианте КМОП носит имя 561ЛА7, ТТЛ носит название 155ЛА3, в западном варианте это 4011 в «классической» серии и 74хх00 в быстродействующих версиях как КМОП, так и ТТЛ. Подробнее функциональные наименования описаны в *приложении 4*.

На рис. 15.3 показаны условные обозначения основных логических элементов на электрических схемах, причем нельзя не согласиться, что отечественные обозначения намного логичнее, легче запоминаются и проще выполняются графически, чем импортные, поэтому их обозначения логических элементов у нас так и не прижились (как, кстати, и многие другие, — например, обозначения резисторов и электролитических конденсаторов). Крайний справа элемент под наименованием «Исключающее ИЛИ» нам еще неизвестен, но скоро мы его будем изучать.

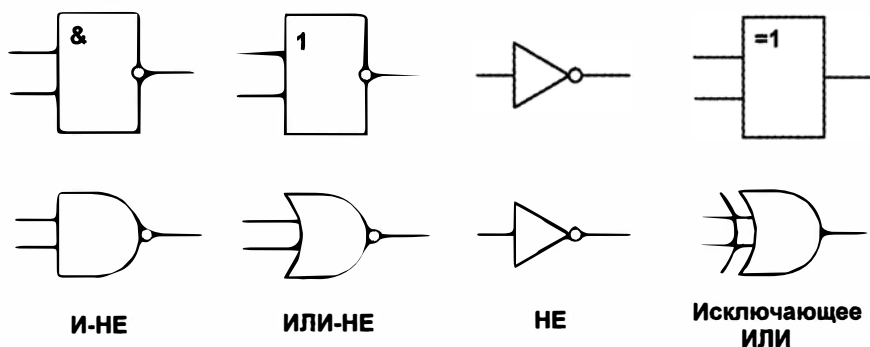


Рис. 15.3. Обозначения основных логических элементов на схемах: сверху — отечественные; внизу — импортные

В табл. 15.1 приведена разводка выводов микросхем, содержащих наиболее употребляемые одно- и двухвходовые логические элементы (для импортных указана маркировка фирмы Fairchild, но напомним, что у других изготовителей она отличается только префиксом). Как вы можете убедиться, в «классической» серии для

всех двухвходовых логических микросхем она одинакова (в том числе и для элементов «Исключающее ИЛИ» CD4030/4070, которые мы еще не проходили), а вот другие серии с универсализацией подкачали. Для ТТЛ всех разновидностей (в том числе и отечественных) разводка совпадает с 74АС/НС, чем подчеркивается, что они взаимозаменяемы. Естественно, все элементы в одном корпусе абсолютно идентичны и взаимозаменяемы, поэтому для таких микросхем, если даже и номера выводов корпуса на принципиальной схеме указаны, элементы можно заменять друг на друга в процессе изготовления платы. Нередко на схеме не указывают и расположение выводов питания.

Таблица 15.1. Разводка выводов КМОП-микросхем с одно- и двухвходовыми логическими элементами

Тип	Функция	Выводы							
CD4011, 561ЛА7 (DIP-14), 564ЛА7 (SOP-14)	4 двух- входовых элемента «И-НЕ»	1	2	3	4	5	6	7	
		Vx 1A	Vx 1B	Вых 1	Вых 2	Vx 2B	Vx 2A	Общ	
		8	9	10	11	12	13	14	
		Vx 3A	Vx 3B	Вых 3	Вых 4	Vx 4A	Vx 4B	+ U _{пит}	
CD4001, 561ЛЕ5 (DIP-14), 564ЛЕ5 (SOP-14)	4 двух- входовых элемента «ИЛИ-НЕ»	1	2	3	4	5	6	7	
		Vx 1A	Vx 1B	Вых 1	Вых 2	Vx 2B	Vx 2A	Общ	
		8	9	10	11	12	13	14	
		Vx 3A	Vx 3B	Вых 3	Вых 4	Vx 4A	Vx 4B	+ U _{пит}	
74НС00, 74АС00 (во всех корпусах)	4 двух- входовых элемента «И-НЕ»	1	2	3	4	5	6	7	
		Vx 1A	Vx 1B	Вых 1	Vx 2A	Vx 2B	Вых 2	Общ	
		8	9	10	11	12	13	14	
		Вых 3	Vx 3B	Vx 3A	Вых 4	Vx 4B	Vx 4A	+ U _{пит}	
74НС02, 74АС02 (во всех корпусах)	4 двух- входовых элемента «ИЛИ-НЕ»	1	2	3	4	5	6	7	
		Вых 1	Vx 1B	Vx 1A	Вых 2	Vx 2B	Vx 2A	Общ	
		8	9	10	11	12	13	14	
		Vx 3A	Vx 3B	Вых 3	Vx 4A	Vx 4B	Вых 4	+ U _{пит}	
561ЛН2, (DIP-14) 564ЛН2 (SOP-14)	6 одно- входовых элементов «НЕ»	1	2	3	4	5	6	7	
		Vx 1	Вых 1	Vx 2	Вых 2	Vx 3	Вых 3	Общ	
		8	9	10	11	12	13	14	
		Вых 4	Vx 4	Вых 5	Vx 5	Вых 6	Vx 6	+ U _{пит}	
CD4049, CD4050, 561ПУ4, 564ПУ4, 74НС4049, 74НС4050	6 одно- входовых элементов «НЕ» (4049), 6 буферов (остальн.)	1	2	3	4	5	6	7	8
		+ U _{пит}	Вых 1	Vx 1	Вых 2	Vx 2	Вых 3	Vx 3	Общ
		9	10	11	12	13	14	15	16
		Vx 4	Вых 4	Vx 5	Вых 5	NC	Vx 6	Вых 6	NC

Как видно из табл. 15.1, заимствованная у «классической» ТТЛ разводка для микросхем 74НС00 и 74АС00 удобнее других — при каскадном соединении двух элементов достаточно соединить идущие подряд выводы 3 и 4 (или 3, 4 и 5, если входы объединяются) и аналогично поступить с другой половиной микросхемы. Иные типы исторически получили не столь удобную разводку.

Специальные буферные элементы с мощным выходом применяют для того, чтобы усилить выходы КМОП: с инверсией — 561ЛН2 или без нее — 561ПУ4. Они содержат шесть таких инверторов или буферов в одном корпусе. Отметим, что точного импортного аналога микросхемы 561ЛН2 не существует, при копировании наши разработчики улучшили микросхему CD4049, избавившись от лишних контактов корпуса. Правда, они не пошли до конца и не сделали то же самое для микросхемы 561ПУ4, содержащей 6 буферных усилителей без инверсии. В результате у 561ПУ4, у ее аналога CD4050, как и у CD4049, плюс питания присоединяется нестандартно — к выводу 1, а выводы 13 и 16 — не задействованы (и, напомним, не должны никуда присоединяться, что обозначено буквами NC — No Connected).

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Объяснение этой кажущейся несуразице с лишними выводами одноходовых элементов простое — в первой серии 4000 (К176) существовали преобразователи уровня для перехода от 9-вольтовой КМОП-логики к 5-вольтовой ТТЛ (откуда и отечественное название ПУ). В этих преобразователях на вывод 16 подавалось еще одно напряжение питания 9 В. В сериях 4000А и 4000В необходимость в дополнительном питании отпала (они и сами чудесно работают при питании 5 В), а разводка выводов осталась.

Следует отметить, что по внутреннему устройству микросхемы с одноходовыми элементами, вероятно, самые простые из всех микросхем вообще. Элемент с инверсией (ЛН2, 4049) состоит всего из двух транзисторов (см. рис. 15.1 *справа*), а буферный элемент (ПУ4, 4050) — из двух таких инверторов, включенных последовательно. Однако у них есть один эксплуатационный нюанс, который также унаследован от времен, когда такие микросхемы служили для перехода от КМОП к ТТЛ. Он заключается в том, что нижний транзистор выходного каскада мощнее верхнего. В результате в состоянии логического нуля по выходу эти микросхемы могут принять большой втекающий ток без ущерба для логических уровней — 3–5 мА при питании 5 В, и до 40 мА при 15 В. А вот в состоянии логической единицы значения выходного тока у них стандартные для «классической» КМОП — 1,6 мА при 5 В и до 12 мА при 15 В питания. При практическом применении ЛН2 и ПУ4 эту несимметрию нужно учитывать.

В отличие от «классических», быстродействующие аналоги 74НС4049 и 74НС4050 (в АС-версии их не существует, там есть аналоги только с открытым истоком, см. приложение 5) полностью симметричны, допускают долговременный как втекающий, так и вытекающий выходной ток через каждый вывод до 25 мА (но не более 50 мА в сумме по всем выводам) и предпочтительны для использования при напряжениях питания 3–5 В.

Выходы обычных логических элементов можно объединять с целью умощнения — например, выход одного инвертора в составе микросхемы ЛН2 формально «тянет»

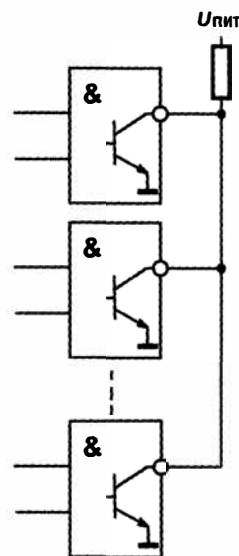
ток до 3,2 мА при 5 В питания (на самом деле гораздо больше, если выйти за пределы ограничений, накладываемых условием ненарушения логических уровней), а если соединить выходы всех шести входящих в состав микросхемы элементов, то можно подключать нагрузку до 20 мА, — главное, не превысить допустимый ток через вывод питания. Естественно, при этом необходимо также объединить и входы, превратив всю микросхему как бы в один мощный инвертор.

Есть, разумеется, и логические элементы с большим количеством входов. Я не буду приводить здесь разводку выводов других типов логических микросхем, чтобы не загромождать текст, т. к. наличие отдельного справочника по ним в любом случае обязательно. В качестве справочника, в котором приведены не только основные сведения и разводка выводов, но и подробно объясняется работа микросхем базовых серий с многочисленными примерами, я бы рекомендовал разыскать у букинистов или скачать из Сети книгу [18]. Это суперпопулярное пособие вышло в свое время несколькими изданиями и почти не устарело (правда, некоторых современных типов микросхем в нем нет). В Сети, разумеется, можно найти и другие подобные справочники.

Следующей широко употребляемой разновидностью логических микросхем являются элементы, имеющие выход с открытым истоком (с открытым коллектором для ТТЛ). Такой выход, как мы помним, имеет компаратор 521СА3 (см. главу 12). Есть такие элементы и с чисто логическими функциями: в КМОП-серии это CD40107 (561ЛА10, содержит два двухвходовых элемента «И-НЕ»), в быстродействующих КМОП это 74НС05 (шесть инверторов, аналог ЛА10 под названием 74НС22 снят с производства). Причем CD40107 может коммутировать значительный втекающий ток — аж до 136 мА при 25 °С и 10 В питания, и 70 мА при 5 В. 74НС05 скромнее, и коммутирует стандартные для этой серии 20 мА.

Эти элементы используют не только для коммутации мощной нагрузки, но и для объединения на общей шине в так называемое *проводное* или *монтажное* «ИЛИ» (рис. 15.4). Название это, на мой взгляд, несколько неудачное, ибо соответствует отрицательной логике — на общей шине логическая единица будет только тогда, когда выходы всех элементов установятся в 1, а если хотя бы один выход находится в нуле, то и на шине будет ноль, что в положительной логике соответствует операции «И».

Рис. 15.4. Объединение элементов с открытым коллектором по схеме «проводное ИЛИ»



Для объединения выходов могут служить и так называемые *элементы с третьим состоянием*. Это соответствует не логическому понятию состояния, а электрическому, — третье состояние в данном случае обозначает просто обрыв, отключение

выхода элемента от вывода микросхемы. Такие элементы имеются и в составе серий, но наиболее часто применяются в составе более сложных микросхем. Например, выводы многих микроконтроллеров или микропроцессоров имеют возможность переключения в третье состояние.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Мы часто будем усиливать выходы КМОП-микросхем с помощью отдельного ключевого транзистора, и схема его включения может представлять в данном случае исключение из того правила, что в ключевом режиме обязательно «привязывать» базу к «земле», как это было оговорено в главе 6 (см. рис. 6.4 и относящийся к нему текст). Дело в том, что подключенная к выходу логического элемента база транзистора всегда будет привязана через токоограничивающий резистор к какому-нибудь потенциалу, и в воздухе никогда не «повиснет», поэтому и запирающий резистор можно не ставить. Однако это не относится к случаю, когда база управляется от выхода ТТЛ-микросхемы через диод, включенный в прямом направлении, как это часто делают, чтобы обеспечить надежное запирающее транзистора (см., например, [3]). На мой взгляд, ставить такой диод совершенно не требуется, но если уж автор построил схему именно так, то нужно ставить и запирающий резистор, потому что при нулевом потенциале на выходе микросхемы диод запирается, и база тогда «повисает» в воздухе.

Двоичный сумматор на логических микросхемах

Заметим сразу, что схема этого устройства в том виде, в котором мы ее сейчас будем конструировать, сама по себе довольно бесполезна — если вы, конечно, не хотите повторить подвиг советского конструктора Михаила Александровича Карцева. Он создал в 1970-х годах на микросхемах малой степени интеграции (т. е. фактически на отдельных логических элементах) очень удачную ЭВМ под названием М-10, замечательную тем, что отдельные ее экземпляры в нашем оборонном комплексе продержались аж до начала нового тысячелетия. При желании повторить такой подвиг, учтите, что основная проблема, которую вам придется решать, состоит вовсе не в том, чтобы такую машину сконструировать схемотехнически — это не самая трудная часть работы. Самое трудное для подобных суперконструкций — решить проблему отвода тепла, выделяемого сотнями тысяч быстродействующих логических микросхем. Суперкомпьютеры Cray на отдельных логических элементах, выпускаемые в 1980-х годах, даже имели водяное охлаждение.

Наконец, если очень хочется, то готовый двоичный сумматор есть в интегральном исполнении (561ИМ1; есть сумматоры и помощнее). Зачем же мы тогда будем его конструировать? А затем, что его устройство очень хорошо иллюстрирует две вещи: во-первых, само применение логических микросхем, во-вторых — разве не любопытно знать, как устроен самый главный узел компьютера, арифметико-логическое устройство, АЛУ? Знание этого вам очень пригодится для лучшего понимания работы микроконтроллеров и принципов их программирования. Кроме того, мы на этом примере познакомимся еще с одним важным типом логических элементов.

Итак, вспомним, что нам, собственно, нужно делать — а именно: воспроизвести таблицу сложения двоичных чисел, которая была показана для одноразрядных чи-

сел в главе 14. Так как при сложении единиц получается двухразрядное двоичное число, то перепишем эту таблицу в двухразрядном представлении:

Вх1	Вх2	Вых
0	0	00
0	1	01
1	0	01
1	1	10

Теперь разобьем таблицу на две: одну для разряда собственно суммы, другую для значения переноса в следующий разряд:

Сумма		
Вх1	Вх2	Вых
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Перенос		
Вх1	Вх2	Вых
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Сравним вторую таблицу с таблицей состояний для базовых логических функций (я их повторяю, чтобы не пришлось листать книгу):

«ИЛИ»		
Вх1	Вх2	Вых
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

«И»		
Вх1	Вх2	Вых
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Для переноса имеем полное совпадение с функцией «И». То есть, для того чтобы обеспечить перенос, нам нужен всего лишь один логический элемент «И», который получается комбинированием стандартного «И-НЕ» с инвертором¹. Хуже с разря-

¹ Вообще-то, в различных сериях микросхем есть и непосредственно элементы «И» (как и «ИЛИ») без инверсии, но в «классической» КМОП их нет, и в целях унификации мы будем пользоваться только элементами «И-НЕ» и «ИЛИ-НЕ» (для КМОП это 561ЛА7 и 561ЛЕ5 соответственно).

дом суммы: первые три значения обеспечивает элемент «ИЛИ», однако при сложении единиц возникает несоответствие (логическое и арифметическое сложения, как мы говорили, не адекватны друг другу). Нужен специальный элемент, который мог бы получить название *элемент несовпадения*: в самом деле, у него логическая единица на выходе тогда, когда входы имеют разное состояние, а если они одинаковы — на выходе ноль. Для того чтобы его сконструировать, взглянем на таблицу истинности элемента «И-НЕ» (для наглядности я повторю и ее):

«И-НЕ»		
Вх1	Вх2	Вых
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Сравним таблицы «ИЛИ», «И-НЕ» и необходимой нам суммы: в первом случае мы получаем то, что надо, в верхних трех строках, во втором — в нижних. Как бы их объединить? Да очень просто — через функцию «И»:

Сумма				
Вх1	Вх2	Вых «ИЛИ»	Вых «И-НЕ»	«ИЛИ» × «И-НЕ» («Исключающее ИЛИ»)
0	0	0	1	0
0	1	1	1	1
1	0	1	1	1
1	1	1	0	0

Логический элемент с такой функцией «несовпадения» носит специальное название — «Исключающее ИЛИ». Существует и обратный элемент «совпадения», который представляет собой инверсию выхода «Исключающего ИЛИ» и носит название «Включающего ИЛИ».

Обозначение элемента «Исключающее ИЛИ» уже было показано на рис. 15.3. А как можно его составить из элементов «И-НЕ» и «ИЛИ-НЕ», показано на рис. 15.5. Верхний вариант полностью соответствует нашим рассуждениям и потребует двух корпусов микросхем, а нижний вариант — пример того, как можно построить «Исключающее ИЛИ» с использованием только одного типа элементов, в данном случае — «И-НЕ». Он более экономичен, т. к. потребует всего одного корпуса типа 561ЛА7. Попробуйте построить таблицу истинности для второго варианта, и вы убедитесь, что он работает «как заказывали» (есть и много других способов). От-

метьте, что в первом варианте специальных элементов-инверторов мы не используем, а с целью экономии корпусов микросхем образуем их из элементов «И-НЕ» или «ИЛИ-НЕ» путем объединения входов — обычно так и поступают.

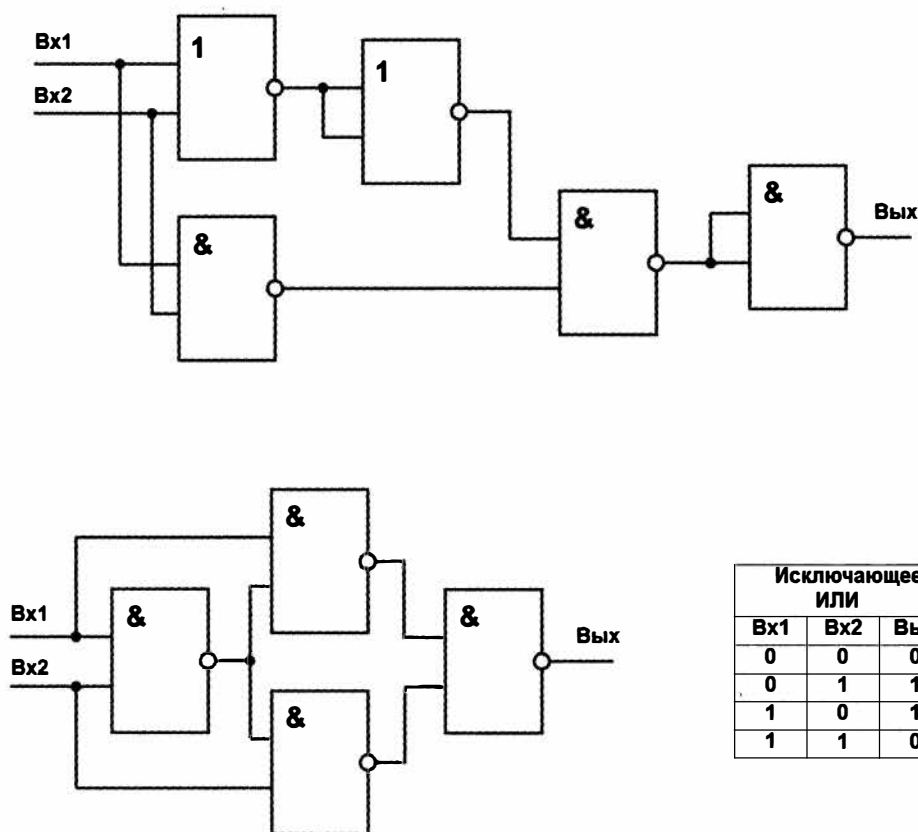


Рис. 15.5. Варианты реализации элемента «Исключающее ИЛИ» и его таблица истинности

В любой логической серии есть, разумеется, и специальные микросхемы «Исключающее ИЛИ» (561ЛП2). Элемент «Исключающее ИЛИ», помимо способности выдавать сумму одnorазрядных чисел, обладает многими интересными свойствами, к которым мы обратимся далее, а пока вернемся к сумматору.

На самом деле одnorазрядный сумматор мы уже построили. Его схема приведена на рис. 15.6 вверху. Внизу на рис. 15.6 мы обозначили все устройство одним квадратиком. Однако почему там написано «полусумматор»? Такой одnorазрядный сумматор носит название полусумматора, потому что он не «умеет» одной важной вещи, а именно: разряд переноса-то он выдает, а вот учесть перенос от предыдущего разряда не может. Поэтому, чтобы складывать многоразрядные числа по-настоящему, нужно в каждом разряде поставить по два таких полусумматора, причем объединить их выходы переносов через «ИЛИ» (рис. 15.7).

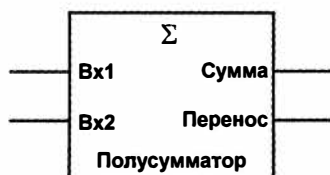
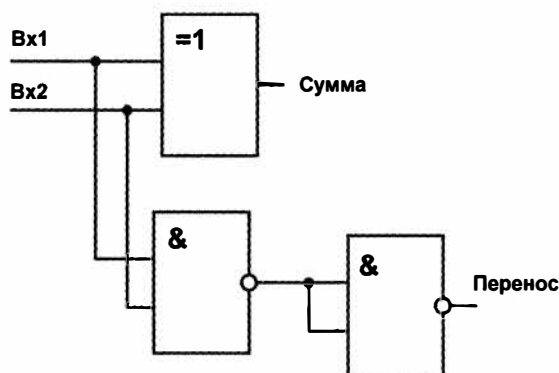


Рис. 15.6. Схема одноразрядного полусумматора

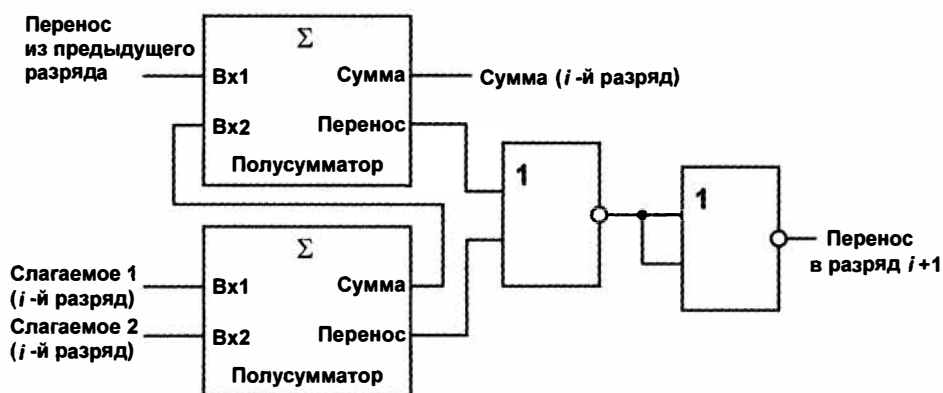


Рис. 15.7. Схема многоразрядного сумматора

Так мы получили одноразрядный полный сумматор. Объединением таких сумматоров несложно соорудить устройство для сложения чисел любой разрядности. Если вы попытаетесь нарисовать схему сумматора для, скажем, восьми разрядов полностью с использованием принципиальных схем логических элементов по рис. 15.1, то ужаснетесь — это же сколько транзисторов надо, чтобы построить такое устройство? Много — в восьмибитном КМОП-сумматоре их получается 480 штук (а современные микросхемы, бывает, содержат и больше транзисторов). И это без учета того, что в систему должны входить еще, как минимум, два регистра для хранения исходных чисел и результата (в целях экономии результат помещают в регистр одного из слагаемых, тем самым слагаемое это уничтожая), а также другие

логические схемы (для сдвига, для инверсии битов при манипуляции с отрицательными числами). То есть общее количество транзисторов составляет порядка тысячи.

Теперь понятно, почему микросхемы высокой степени интеграции содержат миллионы транзисторов и почему проблема отвода тепла стоит так остро! Один логический элемент КМОП из четырех транзисторов выделяет, согласно рис. 15.2, при частоте в единицы мегагерц всего-навсего полмилливатта тепла, но что будет, если таких элементов приходится ставить в количестве миллион штук? И еще при этом как можно больше повышать рабочую частоту?

Сумматоры, построенные по описанной схеме, выпускают, естественно, в интегральном исполнении (в «классической» КМОП это микросхема четырехразрядного сумматора 561ИМ1, есть и схема более универсального АЛУ — 561ИПЗ). В связи с многоразрядным сумматором возникает только один вопрос — а что делать с входом переноса самого первого, младшего разряда? Если мы просто складываем двоичные числа разрядности, соответствующей возможностям нашего сумматора (например, восьмиразрядные, т. е. длиной в один байт), то вход переноса младшего разряда присоединяется к логическому нулю. Соответственно, выход переноса старшего разряда остается «висеть в воздухе». Легко сообразить, что при этом, если складываются числа, в сумме составляющие более величины диапазона, старший разряд суммы «потеряется». Это явление при всей своей очевидности стоит того, чтобы рассмотреть его подробнее.

Предположим, у нас есть такой байтовый сумматор, и под числами мы имеем в виду обычные беззнаковые положительные числа, диапазон которых составит 0–255. Если мы сложим 128 (1000 0000) и 128 (1000 0000), то получим число 256 (1 0000 0000), которое имеет единицу в 9-м, отсутствующем у нас, разряде (заодно отметим этот результат как хорошую иллюстрацию к положению, гласящему, что умножение на 2 есть просто сдвиг всех разрядов влево на одну позицию). Таким образом, в разрядах сумматора мы получаем одни нули, что, конечно, есть результат некорректный. Для корректного сложения, к примеру, восьмибитовых чисел нам надо иметь 9 разрядов результата.

А как наращивать разряды, если, например, в микроконтроллере все регистры восьмиразрядные? Да очень просто — надо взять два таких регистра и соединить выход переноса одного со входом переноса другого. Тогда мы получим двухбайтовое число (или *слово*, как его чаще называют). В микропроцессорах, в том числе и в микроконтроллерах, мы, конечно, физически такое объединение сделать не можем — схема уже создана заранее, но в них зато есть специальный отдельный бит переноса (carry bit), в который автоматически помещается перенос в результате операций сложения, умножения и, кстати, вычитания и деления тоже.

Обработка двоичных сигналов с помощью логических элементов

В начале главы мы упоминали, что логические элементы носят еще название вентилей. На самом деле вентиль — это устройство для регулирования потока жидкости или газа. Каким же образом оправдано это название в приложении к нашим

схемам? Оказывается, если на один из входов логического элемента подавать последовательность прямоугольных импульсов (некую аналогию потока), а на другой — логические уровни, то в этом случае элемент будет себя вести совершенно аналогично вентилю настоящему.

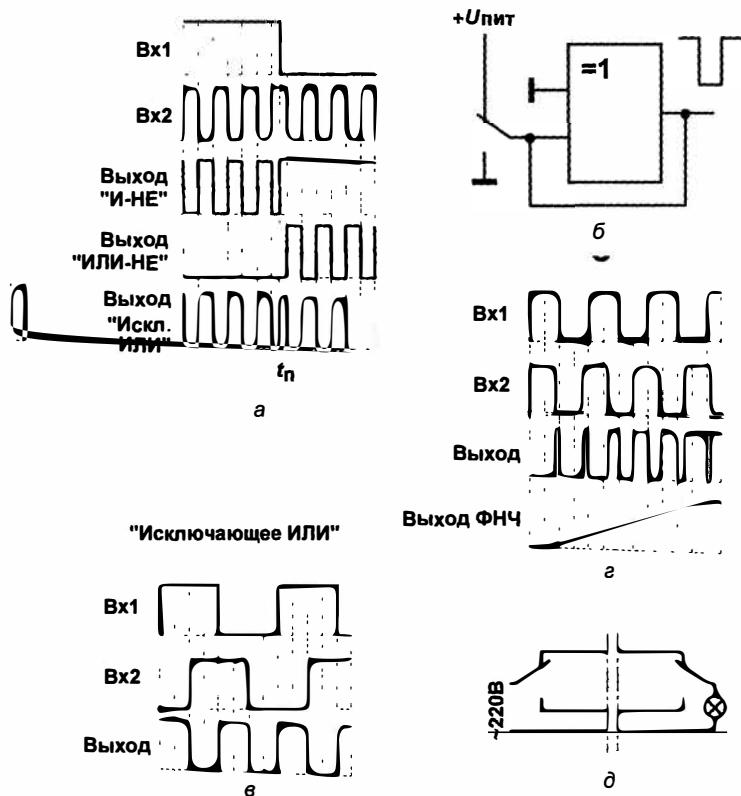


Рис. 15.8. Обработка цифровых сигналов при помощи логических элементов.

а — диаграммы прохождения сигналов через основные типы логических элементов;

б — «антидребезг» на основе элемента «Исключающее ИЛИ»;

в и г — использование элемента «Исключающее ИЛИ» для выявления разности фаз (в) и частот (г) сигналов; д — логический элемент «Исключающее ИЛИ» на двух переключателях

Соответствующие диаграммы показаны на рис. 15.8, а. Из них вытекают следующие правила:

- для элемента «И-НЕ» логический уровень 1 является «разрешающим», т. е. в этом случае последовательность на другом входе пропускается на выход без изменения (за исключением того, что она инвертируется, поскольку элемент у нас «И-НЕ», а не просто «И»). При логическом уровне 0 вентиль запирается, на выходе будет логическая 1;
- для элемента «ИЛИ-НЕ» ситуация полностью противоположна: «разрешающим» является логический уровень 0, т. е. в этом случае последовательность на

другом входе пропускается на выход (также с инверсией). При логическом уровне 1 клапан запирается, на выходе будет логический 0;

- для «Исключающего ИЛИ» все еще интересней — в зависимости от того, 0 на входе или 1, относительно другого входа элемент ведет себя, соответственно, как повторитель или как инвертор, что дает довольно широкие возможности для управления двоичными последовательностями.

На рис. 15.8, б показана интересная схема на основе элемента «Исключающее ИЛИ». Эта схема устраняет неизбежный дребезг механических контактов, который может вызвать (более того, вызывает обязательно) многократное срабатывание некоторых электронных схем — например, триггеров или счетчиков. При наличии свободного элемента «Исключающее ИЛИ» устранить дребезг, как видите, очень просто. Чтобы понять, как это работает, надо учесть, что подвижные контакты кнопки, тумблера или реле *никогда* не пролетают несколько раз расстояние от одного неподвижного контакта до другого — подвижный контакт только несколько (иногда до нескольких десятков) раз за короткое время оказывается «висящим в воздухе» (представьте себе, что он как бы подпрыгивает на неподвижном контакте, причем как при размыкании, так и при замыкании). При этом подачи напряжения, соответствующего *противоположному* логическому уровню, не происходит.

При этих условиях на схеме рис. 15.8, б происходит следующее: при наличии 0 на одном из входов элемент «Исключающее ИЛИ» работает как повторитель. Если контакт был замкнут (надежно) с потенциалом питания (логической единицей), то на выходе будет также единица. Когда контакт в процессе дребезга разомкнется и «повиснет в воздухе», то потенциал на выходе все равно останется равным единице, т. к. поддерживается обратной связью, замыкающей выход со входом. Сколько бы контакт ни дребезжал таким образом, потенциал останется равным единице до первого касания контактом «земли», когда элемент перебросится в другое состояние и будет в нем пребывать опять-таки независимо от того, дребезжит контакт или нет. Разумеется, можно и инвертировать сигнал, если присоединить второй вход к питанию, а не к «земле». Заметьте, что в схеме по рис. 15.8, б обязательно требуется именно перекидной контакт — для простой кнопки с двумя выводами нужно использовать иные способы антидребезга, и мы их еще будем рассматривать.

Однако самое интересное будет, если на входы «Исключающего ИЛИ» подать две последовательности импульсов с разными частотами и/или фазами. На рис. 15.8, в показано, что произойдет, если обе последовательности имеют одинаковую частоту, но фазы при этом сдвинуты на полпериода. На выходе при этом возникнет колебание с удвоенной частотой! Попробуйте изменить фазу — вы увидите, что скважность результирующего колебания будет меняться, пока фазы не совпадут, и тогда сигнал на выходе исчезнет, — одинаковые состояния выходов дают на выходе «Исключающего ИЛИ» всегда логический ноль. Это позволяет использовать такой элемент в качестве «фазового компаратора», что широко используется в фазовых модуляторах и демодуляторах сигнала.

Не менее интересный случай показан на рис. 15.8, г — здесь на входы подаются последовательности с *различающейся* частотой. Мы видим, что на выходе возник-

нет сигнал с изменяющейся скважностью, причем легко показать, что период изменения этой скважности от минимума к максимуму и обратно будет в точности равен периоду сигнала с частотой, равной *разности* исходных частот. Если при этом поставить на выходе элемента фильтр низкой частоты (если разность частот невелика в сравнении с исходными частотами, то достаточно простой RC-цепочки), то мы получим синусоидальное колебание с частотой, равной этой разности! Это колебание можно как-то использовать или, например, можно его подать в качестве сигнала обратной связи на генератор, управляемый напряжением (ГУН), который тогда изменит частоту одного из сигналов так, чтобы она в точности совпадала со второй (опорной). Таким образом, например, делают схемы умножителей частоты, получая целый набор точных частот с использованием одного-единственного опорного кварцевого генератора.

Наконец, на рис. 15.8, *д* показана очень простая, но полезная схема, которая реализует функцию «Исключающее ИЛИ» на двух выключателях с перекидными контактами. Если выключатели в этой схеме находятся в одном положении, то лампочка горит, если в противоположных — выключена. Если лампочка находится в прихожей, то один из выключателей располагается при входе с улицы, а другой — при выходе во внутренние помещения. Заходя в прихожую, вы включаете свет одним выключателем, покинув ее — выключаете либо вторым, либо тем же самым (смотря в какую сторону уходите), причем независимо от того, в какой последовательности это происходит. К сожалению, бытовые выключатели почти всегда имеют одну пару контактов, но некоторые клавишные конструкции несложно доработать так, чтобы они стали перекидными.

Другие, не менее интересные применения логических функций мы рассмотрим в следующих главах, а пока остановимся еще на одной важной разновидности логических элементов.

Мультиплексоры/демультиплексоры и ключи

Мультиплексоры/демультиплексоры — важный класс логических схем малой степени интеграции. Их довольно часто применяют и в современных схемах совместно с микроконтроллерами — для сокращения числа необходимых соединений. *Мультиплексором* называют схему, которая соединяет единственный входной вывод напрямую с одним из нескольких выходных (как правило, четырех или восьми), в зависимости от поданного на нее двоичного кода (схема « $1 \rightarrow 8$ »). Соответственно, *демультиплексор* осуществляет обратную операцию — пропускает сигнал с одного из нескольких выводов на единственный выходной (схема « $8 \rightarrow 1$ »). Фишка состоит в том, что в КМОП-версии они прекрасно коммутируют не только цифровые, но и аналоговые сигналы, причем в обе стороны!

Такие мультиплексоры/демультиплексоры делают на *ключах* — специальным образом включенных полевых транзисторах по технологии КМОП. Простейший такой ключ изображен на рис. 15.9, *а*. Выпускаются также и микросхемы, содержащие просто наборы отдельных ключей, — например, 590KN2 и аналогичные, мы еще с ними столкнемся. Такие ключи широко используются в составе микросхем сред-

ней и большой степени интеграции — в аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователях, например. Также они практически заменили механические переключатели в коммутаторах телевизионных каналов, используются в цифровых переменных резисторах, электронных реле и т. д.

На рис. 15.9, б приведена для примера схема разводки выводов микросхемы 561КП2, которая представляет собой восьмиканальный мультиплексор/демультиплексор (561КП1 делает то же самое, но содержит два четырехканальных мультиплексора). Эта микросхема коммутирует один из выводов, обозначенных как 0–7, к выводу Q, в зависимости от поданного на управляющие входы А–С двоичного кода. Очень важную функцию осуществляет вход Е (с инверсией, т. е. активный уровень на нем — низкий) — это вход разрешения, и если на нем присутствует высокий уровень, то все каналы размыкаются.

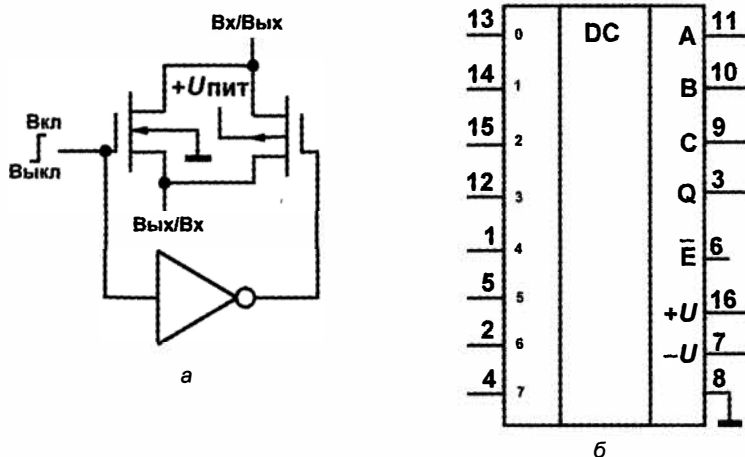
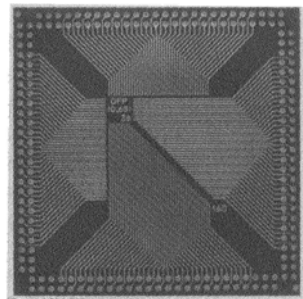


Рис. 15.9. Использование КМОП-ключей: а — простейший униполярный ключ, б — разводка выводов мультиплексора/демультиплексора 561КП2

Специально для коммутации переменных аналоговых сигналов у 561КП2 предусмотрено подключение отрицательного питания (вывод 7), в случае цифровых же сигналов этот вывод коммутируется просто на «землю». Размах питания между выводами 7 и 16 не может превышать предельно допустимого для однополярного питания 561-й серии значения 15–18 В, т. е. двухполярное питание возможно примерно до ± 8 В. Однако уровень сигнала управления (как по входам А–С, так и по Е) при этом отсчитывается от «цифровой земли», которая установлена потенциалом вывода 8. При этом аналоговый сигнал по амплитуде может достигать почти значений питания, только для получения минимума искажений коммутируемые токи также должны быть малы.

ГЛАВА 16



Устройства на логических схемах

Мультивибраторы, формирователи, триггеры, счетчики...

Сердце молодого гасконца билось так сильно, что готово было разорвать ему грудь. Видит бог, не от страха — он и тени страха не испытывал — а от возбуждения.

А Дюма Три мушкетера

Из описания устройства логических элементов в *главе 15* ясно, что любой логический элемент есть в сущности не что иное, как усилитель. Мы даже упоминали, что логические микросхемы иногда используют в качестве аналогового усилителя. В самом деле, с формальной точки зрения между простым многокаскадным усилителем без обратной связи и логическим инвертором разницы нет никакой. Правда, аналоговым усилителем логический элемент будет очень плохим — коэффициент усиления по напряжению у КМОП-элементов составляет всего несколько десятков, в отличие от сотен тысяч и миллионов у операционных усилителей и компараторов, и даже введение обратной связи не поможет получить качественный сигнал. Если кого-то интересует такое экзотическое использование логических микросхем, то в упоминавшейся книге [18] есть схема линейного усилителя на КМОП-элементах, можете поэкспериментировать.

Но зато логические микросхемы идеально приспособлены для работы в схемах, так сказать, «полуаналоговых» — т. е. схемах генераторов, формирователей и преобразователей импульсов. Ими мы сначала и займемся.

Генераторы

До сих пор мы рассматривали только два способа построения генераторов колебаний: один раз это был релаксационный генератор коротких импульсов на однопереходном транзисторе (см. рис. 10.3) для фазового управления тиристорами, второй раз — аналоговый генератор синусоидальных колебаний на ОУ (см. рис. 12.6). Был еще «зуммер» из реле, приведенный на рис. 7.3. Теперь рассмотрим релаксационные генераторы прямоугольных импульсов на логических микросхемах.

ПОДРОБНОСТИ

Релаксационными, в отличие от гармонических, называются колебания в системах, где существенную роль играет рассеяние энергии, или, как говорят физики, ее дисси-

пация. Типичными примерами систем с гармоническими колебаниями служат описанные в любом школьном учебнике физики колебательный контур или механический маятник. В них энергия непрерывно переходит из одной формы в другую, и если не учитывать потери на нагревание проводов в контуре или потери на трение в маятнике, то эти колебания могут продолжаться бесконечно без всякой подпитки извне. В отличие от таких систем, релаксационные генераторы без внешнего источника неработоспособны, в них энергия, запасенная в накопителе (например, конденсаторе), не переходит в другую форму, а теряется — переходит в тепло. Для возникновения релаксационных колебаний обязательно требуется наличие нелинейного порогового элемента, меняющего свое состояние скачком, а также определенный характер обратных связей (о чем далее). Релаксационные генераторы обычно выдают скачкообразный сигнал (прямоугольный, как в большинстве генераторов далее, или импульсный, как в генераторе на однопереходном транзисторе), но не всегда. Так, генератор синусоидальных колебаний из главы 12 также является релаксационным, но с помощью хитро подобранных характеристик цепей обратной связи сделано так, что форма сигнала меняется по синусоидальному закону.

Но сначала рассмотрим такой генератор на ОУ (рис. 16.1, *а*). Работает он следующим образом. Мы помним, что в первый момент времени заряжающийся конденсатор эквивалентен короткозамкнутой цепи. Поэтому после включения питания коэффициент усиления по инвертирующему входу окажется равен бесконечности, и на выходе ОУ будет фактически положительное напряжение питания. Конденсатор начнет заряжаться через резистор R_1 , но в силу большого коэффициента усиления ОУ напряжение на выходе останется вблизи напряжения питания, пока потенциал на конденсаторе не достигнет порога, заданного делителем R_2/R_3 , — в данном случае половины положительного напряжения питания. Тогда выход ОУ скачком перебросится в состояние, близкое к отрицательному напряжению питания, и конденсатор начнет разряжаться через тот же резистор R_1 . Напряжение на неинвертирующем входе станет равным половине отрицательного напряжения питания, и, чтобы привести схему в первоначальное состояние, конденсатору придется перезарядиться до этого напряжения. Затем все повторится сначала. Таким образом, на выходе мы получим меандр с периодом, который определяется параметрами RC-цепочки (см. формулу на рис. 16.1, *а*). На инвертирующем входе, между прочим, при этом будет напряжение, очень близкое к треугольной форме, которое можно где-нибудь использовать, если подключить потребителя через отдельный развязывающий повторитель на другом ОУ.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Отметьте, что если исключить из рассмотрения интегрирующую цепочку R_1C_1 , то оставшаяся часть схемы есть упрощенный вариант компаратора с гистерезисом, приведенного на рис. 12.10. Для того чтобы генератор работал от одного напряжения питания, придется неинвертирующий вход подключить в точности так же, как там — к искусственной средней точке. Подобные генераторы ранее были широко распространены, и поныне разными производителями выпускается специальная микросхема, которая известна под названием «таймер 555» и может служить как в качестве генератора, так и одновибратора, т. е. формирователя однократных импульсов, в том числе большой длительности.

Теперь посмотрим, что нужно сделать, чтобы построить такой генератор на логике. Сначала обратимся к зуммеру на рис. 7.3 и перерисуем его в виде рис. 16.1, *б*. В таком виде в схеме легко узнать релейный инвертор (см. рис. 14.3, крайний эле-

мент справа), у которого в данном случае выход управляет входом. Не получится ли выполнить тот же самый фокус, если замкнуть вход с выходом у обычного инвертора в интегральном исполнении? К сожалению, нет — такое включение просто выведет инвертор в линейный режим, при котором на выходе установится половина питания. А почему? А потому, что логические элементы, грубо говоря, слишком быстродействующие.

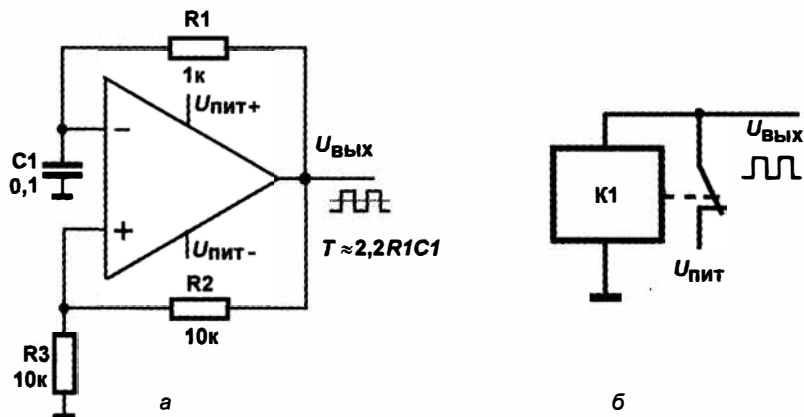


Рис. 16.1. Схема генератора на ОУ (а) и зуммера на реле (б)

Теория гласит, что для получения устойчивых колебаний необходимо, чтобы присутствовали обе разновидности обратной связи, причем действие отрицательной обратной связи (ООС) должно отставать от действия положительной (ПОС). Именно это и происходит и в схеме генератора на основе компаратора, за счет использования RC-цепочки, и в зуммере за счет механической инерции деталей. Действие только одной ПОС приведет к тому, что выход устройства «зависнет» в одном из крайних положений, а одной только ООС — к тому, что на выходе установится некое среднее состояние равновесия. Сравните поведение одновибраторов, рассмотренных в этой главе далее, в которых наличествует только ООС, и RS-триггеров (в конце главы), в которых присутствует только ПОС. А вот вместе они дадут то, что надо.

Существует огромное количество схем *мультивибраторов* — т. е. генераторов прямоугольных колебаний, реализующих эти теоретические положения. Если кому любопытно, то не менее десятка разнообразных схем можно найти только в одной книге [11], и этим их многообразие далеко не исчерпывается. Я приведу лишь одну из них, выбранную из многих из-за минимального количества задействованных компонентов, и два ее варианта, разница между которыми заключается в используемых элементах («И-НЕ» или «ИЛИ-НЕ»).

Схема на рис. 16.2, а базовая. При включении питания она начинает работать сразу и, как и остальные схемы подобного рода, выдает меандр с размахом от 0 до U_{пит}. Частота на выходе определяется параметрами R1 и C1: период $T \approx 2R_1 \cdot C_1$. Схема устойчиво работает при величине резистора R1 от нескольких килоом до 10 МОм, что составляет достаточный диапазон для того, чтобы избежать искушения при ма-

лых частотах использовать электролитические конденсаторы — напомним, что они очень нестабильны при работе во времязадающих цепях.

Резистор R2 в работе схемы почти не участвует и нужен только для того, чтобы ограничить защитные диоды микросхемы от перегрузки током разряда конденсатора C1. Величина его может изменяться от сотен ом до нескольких килоом, при условии, что он много меньше R1. Его можно и вообще исключить из схемы, отчего он показан пунктиром (о необходимости установки этого резистора мы будем говорить позже). Конденсатор C1 может применяться любой, с емкостью не меньшей нескольких десятков пикофард. Указанные параметры элементов позволяют получить частоты от сотых долей герца вплоть до верхней границы рабочей частоты «классических» КМОП-микросхем в 1–2 МГц. Для получения более высоких частот целесообразно использовать быстродействующие серии КМОП, а не ТТЛ, т. к. для последней ограничения гораздо жестче — например, резистор R1 не должен выходить за пределы 0,5–2 кОм.

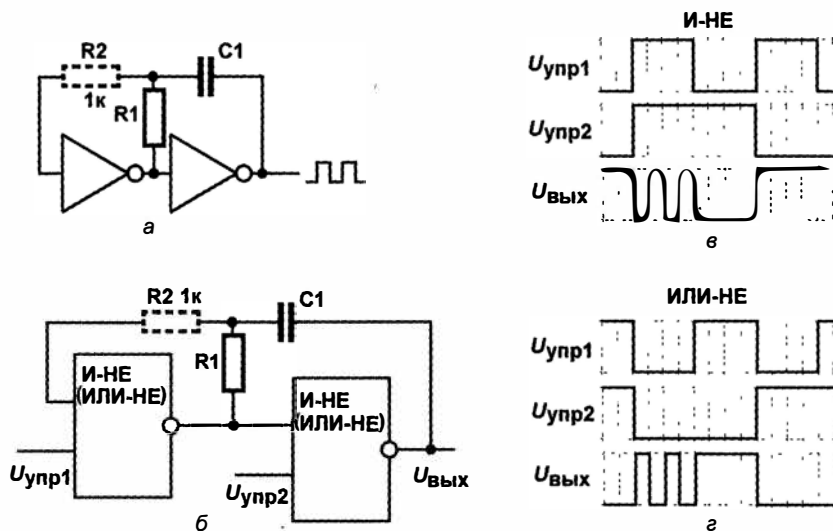


Рис. 16.2. Схемы мультивибратора на логических элементах. а — базовая схема на инверторах, б — схема на двухвходовых элементах с управлением; в — диаграмма состояний схемы на двухвходовых элементах «И-НЕ»; г — диаграмма состояний схемы на двухвходовых элементах «ИЛИ-НЕ»

Если в схеме на рис. 16.2, б объединить входы логических элементов между собой, она превратится в схему на рис. 16.2, а. Но дополнительные входы можно использовать и для управления генерацией. Нередко возникает потребность остановить генерацию на время и при этом обеспечить определенный логический уровень на выходе генератора. Эти задачи как раз и решаются с помощью дополнительных входов. Диаграммы состояния выхода в зависимости от состояния входов при использовании разных типов логических элементов приведены на рис. 16.2, в и г. Запоминать эти диаграммы нет необходимости, если обратиться к рис. 15.8. Из него следует, что единица на входе «И-НЕ» и ноль на входе «ИЛИ-НЕ» являются разре-

шающими уровнями, следовательно, при этих уровнях на управляющих входах наша схема будет функционировать, как если бы входы элемента были объединены. При запрещающих же уровнях на входе уровень на выходе будет устанавливаться так, как если бы никаких RC-цепочек не существовало.

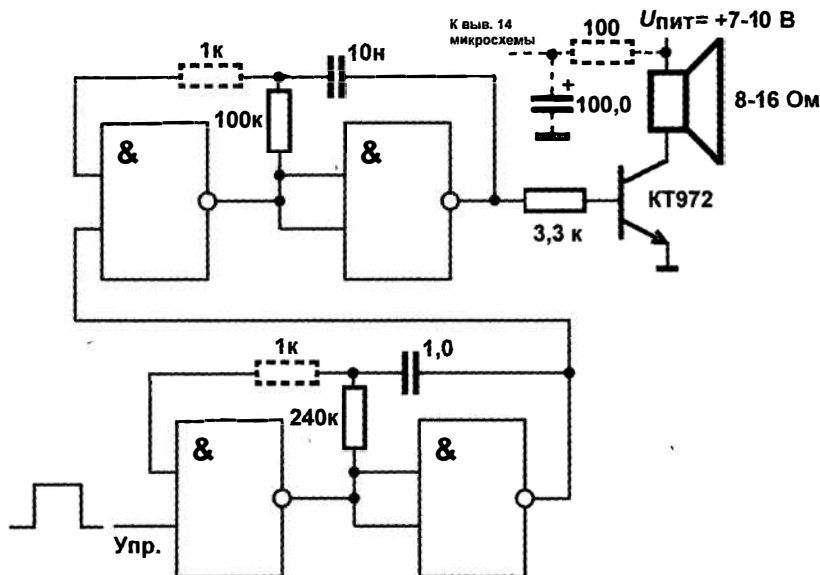


Рис. 16.3. Схема звуковой сигнализации с динамиком на выходе

Простейшее применение схемы с управлением — решение задачи приостановки генератора на время переходных процессов при включении питания, для чего по управляющему входу нужно поставить интегрирующую RC-цепочку, как в схеме триггеров с предустановкой (см. далее рис. 16.9). Другое применение — генерация пачек импульсов с меньшей частотой, если управляющий вход одного генератора присоединить к выходу другого. На рис. 16.3 показана схема звуковой сигнализации на одной микросхеме 561ЛА7 и одном транзисторе. Это пример случая, когда требуется определенный логический уровень при выключенной генерации, чтобы избежать протекания постоянного тока через динамик и не ставить при этом раздельный конденсатор.

Схема выдает сигнал около 500 Гц с периодом повторения около 0,5 с, если на управляющий вход подать сигнал высокого уровня. При сигнале низкого уровня на управляющем входе на выходе будет также низкий уровень, и постоянный ток через динамик не течет. Транзисторный каскад лучше питать нестабилизированным напряжением от входа стабилизатора питания микросхем, потому что тогда достаточно мощные импульсы тока через динамик будут фильтроваться стабилизатором и не окажут вредного воздействия на остальные элементы схемы. Динамик можно заменить и на пьезоэлектрический звуковой излучатель, тогда мощный транзистор ставить необязательно (но вовсе без транзистора не обойтись, звук будет слишком тихим). А о пьезоэффекте мы сейчас подробнее и поговорим.

Кварцевые генераторы

Точность поддержания частоты в приведенных схемах невысока. Частота «уходит» примерно на 10–20 % при изменении напряжения питания от 5 до 15 В и в достаточной степени зависит от температуры (использование высокостабильных резисторов и конденсаторов не поможет, и потому нецелесообразно). Чтобы избавиться от этого эффекта, необходимо применить *кварцевый резонатор*, в просторечии — просто кварц.

Здесь не место для того, чтобы подробно излагать принципы работы кварцевого (или реже употребляемого керамического, который обладает несколько меньшей стабильностью) резонатора — это нужно делать в курсе радиотехники в сравнении со свойствами колебательного контура. Вкратце дело заключается в следующем: если приложить напряжение к кварцевому параллелепипеду, выпиленному из целого кристалла в определенной ориентации относительно его осей, то кристалл деформируется — очень не намного, но все же достаточно, чтобы на этом принципе даже делать прецизионные манипуляторы для электронных микроскопов или выталкивающие жидкость поршни в струйных принтерах Epson. Это так называемый *обратный пьезоэлектрический эффект*. Имеет место и противоположный *прямой эффект* — если такой кристалл деформировать, то у него на гранях появляется разность потенциалов, — явление используется в специальных тензометрических кварцах.

Получается, что если мы включим такой кристалл в схему с обратной связью, то она начнет генерировать колебания, причем частота генерации будет зависеть исключительно от размеров кристалла — и ни от чего больше! Как, спросите вы, даже от температуры не будет зависеть? Вот именно — *пьезоэлектриков*, как называют вещества, ведущие себя подобно кварцу, много, но чаще всего используют именно кварц, т. к. он помимо пьезоэлектрических свойств, обладает еще и одним из самых низких на свете температурных коэффициентов расширения.

В результате кварцевые генераторы без каких-либо дополнительных ухищрений дают погрешности порядка 10^{-6} долей от номинальной частоты. Такие доли обозначаются как *ppm* (part per million), а иногда просто как 10^{-6} . Температурная нестability хороших кварцев не превышает долей или единиц *ppm*. Это значит, что уход часов с таким генератором составляет не более 1 секунды в сутки. Правда, для того чтобы реализовать потенциал кварцевых резонаторов полностью, нужны специальные схемы включения, иногда довольно громоздкие (обычно их делают на дискретных элементах), но и схемы на цифровых инверторах, приводимые далее, дают результат не хуже примерно 10^{-4} во всем диапазоне питающих напряжений и температуры.

На кварцах работают все бытовые электронные часы, и вообще в любом современном бытовом электронном устройстве вы, скорее всего, найдете кварц, а иногда и не один. Кварцы выпускают на определенные частоты, при их приобретении следует обращать внимание на возможное отклонение частоты от номинальной, которая может составлять от долей *ppm* до десятков и даже сотен *ppm*. Если нужна повы-

шенная точность, то можно приобрести специализированные очень стабильные резонаторы с погрешностью начальной установки до 10^{-7} , выпускаются и готовые генераторы на разные частоты (особенно большой выбор предлагает фирма, название которой обычно ассоциируется совсем с другими продуктами, — Erson, приобретаемая в свое время компанию, известную своей часовой торговой маркой Seiko).

Большинство кварцевых генераторов в цифровой технике строят по одной и той же схеме, которая очень проста и требует всего одного инвертора, резистора и двух конденсаторов. Схема эта показана на рис. 16.4, а. Чтобы не перегружать выход (это будет влиять на стабильность), нагружать такой генератор можно только на один-два КМОП-входа, поэтому обычно на выходе ставят еще и буферный элемент. Если же частота с выхода подается, например, только на вход КМОП-счетчика, то его можно не ставить. Параметры всех элементов можно менять в довольно больших пределах — так, емкость конденсаторов может меняться от 10 до 100 пФ (как рассчитать значение емкости более точно, см. «Подробности» далее), причем они не обязательно должны быть одинаковыми, — изменением $C1$ можно подстраивать частоту в пределах 4–5 знака после запятой. Сопротивление резистора $R1$ может меняться от 1 до 20 МОм, $R2$ — от нуля до сотен килоом (меньшие значения получаются при более высокочастотных кварцах). Схема потребляет несколько десятков микроампер при напряжении питания 5 В и устойчиво работает для кварцев с частотами от десятков килогерц до 1 МГц для «классической» КМОП и до 10 МГц для КМОП-элементов из быстродействующих серий. Правда, с некоторыми старыми отечественными кварцами (вроде РК-72) могут быть проблемы.

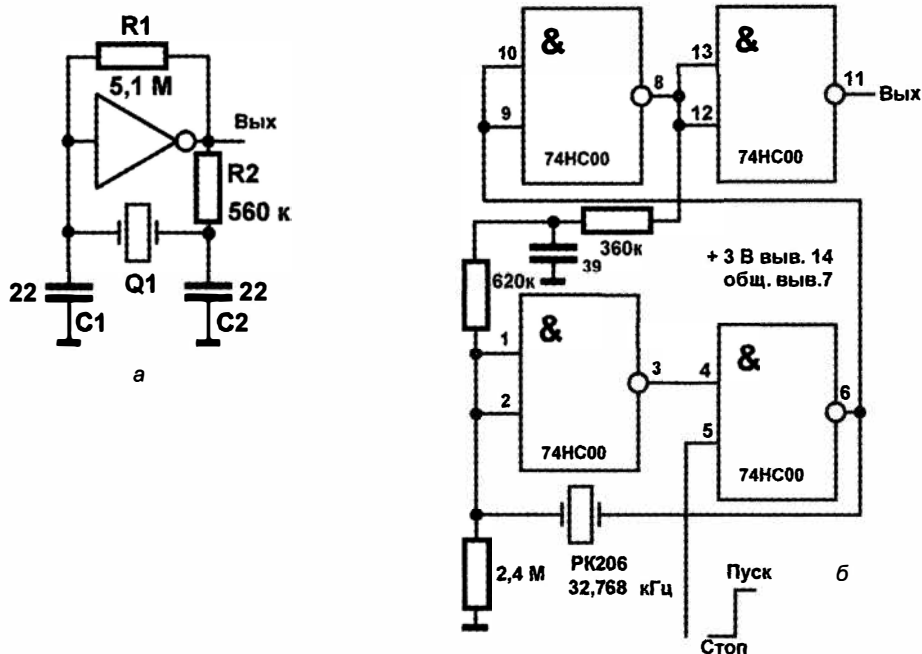


Рис. 16.4. Схемы кварцевых генераторов на КМОП-элементах

Инвертор, естественно, может представлять собой и просто инвертор, и многовходовой логический элемент с объединенными входами. Во втором случае один из входов можно использовать для запуска и остановки генерации, как в схеме на рис. 16.2, б.

ПОДРОБНОСТИ

Конденсаторы C_1 и C_2 в схеме на рис. 16.4, а рассчитывают, исходя из номинальной емкости нагрузки C_n , которая указывается для каждого кварцевого резонатора. Если она неизвестна, то можно ориентироваться на значение 12,5 пФ для «часовых» кварцев и на значение 16–32 пФ для кварцев частотой 1–16 МГц. Номинал C каждого из конденсаторов (при условии их равенства) можно рассчитать по приблизительной формуле $C = 2C_n - 10$ пФ, где 10 пФ — «среднепотолочное» значение емкости монтажа плюс емкость входа/выхода инвертора. Таким образом, для «часовых» кварцев эти емкости должны быть порядка 15 пФ, а для более высокочастотных — 22–56 пФ. Для микросхем вроде часов реального времени, где конденсаторы уже имеются в составе микросхемы, указывается номинальная нагрузочная емкость внешнего кварцевого резонатора. Правильно подобранное значение емкости гарантирует более точное соответствие частоты генератора номинальной, но это не значит, что при других значениях емкости генератор не заработает, — чем больше значение емкостей, тем больше и потребляет схема, но и тем быстрее она «заводится». Указанные на схеме значения 22 пФ оптимальны, если использовать резонатор «не глядя».

Кварцевые резонаторы имеют предельно допустимую мощность рассеяния, которая невелика: от 1–3 мВт для «часовых» кварцев в цилиндрических корпусах 6×2 или 8×3 мм до 30–50 мВт в низких прямоугольных корпусах (HC-49S) и 1–2 мВт для кварцев в стандартных прямоугольных корпусах типа HC-49U. Превышение допустимой мощности еще не означает выхода резонатора из строя (хотя может случиться и такое — смотря, насколько превысить), но стабильность генератора снижается. Значение рассеиваемой мощности на кристалле W можно грубо прикинуть, исходя из падения напряжения на резонаторе: $W = U_k I_k$, где I_k — ток через резонатор, который определяется в основном резистором R_2 . Его величина подсчитывается, исходя из напряжения на выходе инвертора $U_{\text{вых}}$: $I_k = U_{\text{вых}}/R_2 = U_{\text{пит}}/2R_2$ (делитель 2 появляется, т. к. на выходе мы имеем меандр, а не постоянное напряжение). Рассчитать U_k , форма которого близка к синусоидальной, непросто, но его можно измерить экспериментально, — для «часового» кварца в схеме по рис. 16.4, а действующее значение U_k равно примерно 0,05 от напряжения питания. Итого при номиналах резисторов и конденсаторов, близких к указанным на схеме, мощность на «часовом» резонаторе составляет около 1 мВт при напряжении питания 5 В и линейно растет с напряжением питания, поэтому при 15 В самые миниатюрные кварцы лучше не ставить.

Недостатком схемы на рис. 16.4, а является то, что на низких частотах она достаточно долго «заводится» при включении — установление режима для «часового» кварца 32 768 Гц может занимать секунды, в зависимости от значения емкостей, и в это время схема потребляет довольно большой ток — до 15 мА. Этого недостатка лишена более сложная схема на рис. 16.4, б, которая, однако, работает только при частотах в десятки килогерц, т. е. ориентирована на «часовые» кварцы. Потребление такой схемы при напряжении питания 3,3 В и использовании указанных на схеме элементах серии 74НС составляет 180 мкА (3 мА в момент включения), а время выхода на режим при включении питания или подаче разрешающего высокого уровня на вход «Пуск/Стоп» не превышает 0,2–0,3 с. При отключении подачей низкого уровня на вход «Пуск/Стоп» схема потребляет меньше 1 мкА. В этой схеме резонатор работает в более щадящем режиме, чем в схеме на рис. 16.4, а.

Специально для измерения температуры производятся термочувствительные кварцы, обладающие чувствительностью порядка 50–90 *ppm* изменения частоты на каждый градус изменения температуры. Кварцы эти выпускают на разные частоты: 30–40 кГц, 5 МГц, 10–40 МГц и пр. Если заменить в схеме на рис. 16.4, б «часовой» кварц аналогичным термочувствительным (например, отечественным РКТ-206 с частотой 32,7 кГц), то получится отличный малопотребляющий датчик температуры с частотным выходом и отрицательным наклоном зависимости частоты от температуры. Зависимость эту для бытовых применений можно считать линейной, однако для прецизионных измерений температуры (для чего, собственно, такие кварцы и существуют) приходится ее аппроксимировать полиномом 2-й и даже 3-й степени.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Кстати, мало кто знает, но в случае, если под рукой нет подходящего кварца, схему на рис. 16.4, а вполне можно «завести», просто заменив резонатор малогабаритной индуктивностью. То же относится и к встроенным генераторам микроконтроллеров, которые организуются по аналогичной схеме. Частоту можно грубо прикинуть, если учесть, что постоянная времени LC-контура равна \sqrt{LC} , где в качестве величины C нужно подставить сумму емкостей обоих конденсаторов. Тогда частота будет примерно равна единице, деленной на удвоенную величину этой постоянной. Естественно, главное преимущество кварца — высокая стабильность — при этом пропадет, зато можно менять частоту, в том числе и плавно.

Формирователи импульсов

Все приведенные схемы генераторов выдают меандр, в котором длительность паузы приблизительно равна длительности импульса, т. е. скважность их равна примерно двум (на величину скважности влияет и величина резистора R_2 — см. схемы на рис. 16.2). Но нам могут потребоваться симметричные импульсы со скважностью, равной двум с большой точностью или вообще с другим значением скважности. На рис. 16.5 показана схема, которая формирует импульсы со скважностью ровно 2 и 4 из исходного сигнала с любой скважностью. В ней используется делитель частоты на два (*счетный триггер*) — элемент, который мы еще «не проходили», но будем рассматривать далее, а пока он приводится без пояснений. Диаграммы выходного напряжения показаны на рис. 16.5 внизу.

Следует отметить, что за счет задержки сигнала в триггере в момент, соответствующий фронту второго по счету сигнала исходной последовательности, на втором выходе может возникнуть короткая «иголочка», т. е. спад импульса на выходе триггера наступит несколько позже наступления этого фронта. Она не страшна для статических схем (например, дешифраторов с выводом на индикаторы) или для управления внешними достаточно инерционными устройствами, но может вызвать срабатывание другого триггера или одновибратора (см. далее), если к его входу подключить выход такой схемы. Если это критично, то в подобных схемах вместо простого счетного триггера обычно используют специальные синхронные счетчики (о них также далее). Разумеется, если требуется только симметричный меандр, то одного триггера достаточно, элемент «И-НЕ» можно исключить.

положительной полярности¹⁾), для этого нужно использовать элементы «ИЛИ-НЕ». А если использовать «Исключающее ИЛИ», то можно получать положительные импульсы при каждом переключении сигнала: и по фронту и по спаду.

Все здорово, но схема уж больно громоздкая для такой простой функции — целый корпус! К тому же столь короткие импульсы очень сложно наблюдать на осциллографе. Поэтому на рис. 16.6, б и в приведены гораздо более экономичные схемы, которые делают то же самое, но с нарушением чистоты цифровых принципов, ибо являются наполовину аналоговыми. Длительность импульса на выходе схем выделения фронтов при указанных на схеме номиналах составит около 10 мкс.

А на рис. 16.6, г показано использование интегрирующей цепочки для задержки импульса на фиксированное время. Диаграмм я не привожу, т. к. работа схемы понятна — передний фронт импульса задерживается на время, необходимое для заряда конденсатора до порога срабатывания инвертора. Задний фронт импульса, соответственно, задерживается на время разряда. Однако если при этом входной импульс сравним по длительности с постоянной времени RC , то на выходе импульс может быть уменьшенной длительности, а если входной импульс еще короче — выходной может вообще пропасть, поэтому такой схемой на практике пользуются редко, предпочитая одновибраторы, о которых мы сейчас и поговорим.

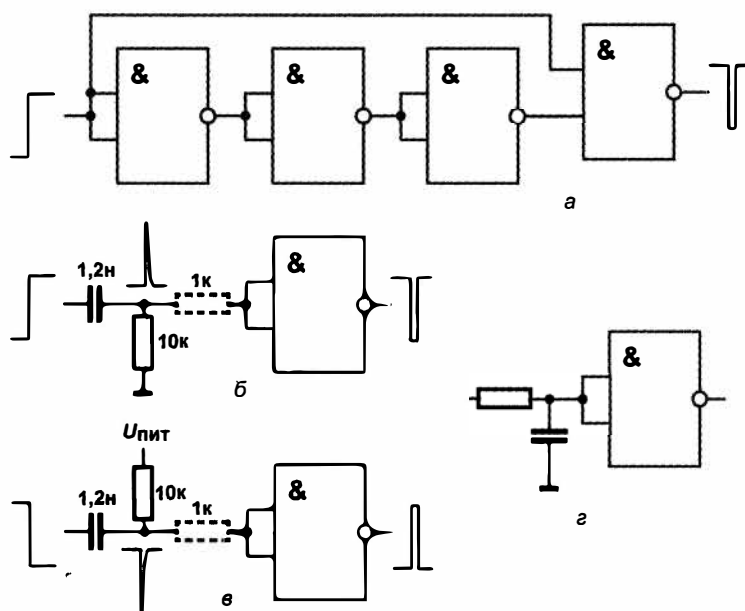


Рис. 16.6. Схемы формирователей импульсов: а — стандартная схема выделения фронтов; б, в — схемы с использованием дифференциальных RC -цепочек; г — простейшая схема задержки

¹⁾ Подобно тому, как термин «отрицательный перепад» (см. сноску 1) отнюдь не означает наличия отрицательного напряжения относительно «земли», так и «полярность сигнала» в приложении к логическим уровням означает не полярность напряжения относительно той же «земли», а просто состояние логической единицы (положительный сигнал, высокий уровень) или логического нуля (отрицательный сигнал, низкий уровень).

Одновибраторы

Одновибратор — это устройство, которое по внешнему сигналу выдает единственный импульс определенной длительности, не зависящей от длительности входного импульса. Запуск происходит либо по фронту, либо по спаду входного импульса. Для одновибратора без перезапуска возникновение на входе нового перепада напряжений той же полярности во время действия выходного импульса игнорируется, для одновибратора с перезапуском длительность выходного импульса в этот момент начинает отсчитываться заново. Как и в случае мультивибраторов, существует огромное количество схемотехнических реализаций этого устройства. Мы подробно изучим вариант схемы без перезапуска, который получается небольшой модификацией схем выделения фронта по рис. 16.6, б и в — нужно только ввести в них положительную обратную связь, которая будет фиксировать состояние выхода на время заряда конденсатора.

Схема на рис. 16.7, а работает следующим образом. В состоянии покоя на выходе схемы состояние логической единицы, т. к. вход второго (правого) элемента «И-НЕ» заземлен через резистор R. Поскольку на входе тоже логическая единица, то на выходе первого (левого) элемента «И-НЕ» логический ноль, и конденсатор разряжен. При возникновении на входе схемы отрицательного уровня, на выходе первого элемента типа «И-НЕ» возникает состояние логической единицы, которое через дифференцирующую цепочку RC передается на вход второго элемента, так что на выходе схемы и, соответственно, на втором входе первого элемента оказывается логический ноль. Это состояние схемы, уже независимо от уровня входного сигнала, будет устойчиво: обратная связь как бы перехватила и зафиксировала уровень нуля на выходе на время, пока конденсатор заряжается от выхода первого элемента через резистор R. Через время, примерно равное произведению RC, конденсатор зарядится до порога срабатывания выходного элемента «И-НЕ», и выход схемы скачком перейдет обратно в состояние логической единицы по выходу опять же независимо от состояния входа.

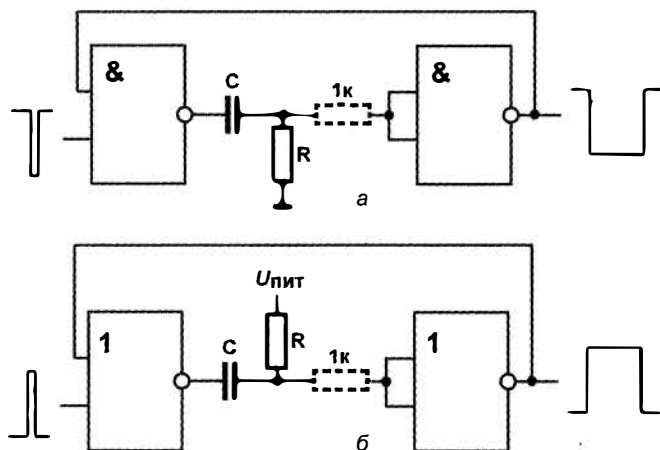


Рис. 16.7. Одновибраторы

Если к этому времени по входу схемы уже установился уровень логической единицы, как бывает в большинстве случаев (одновибраторы в основном предназначены для работы с короткими импульсами на входе), то первый элемент также перебросится в начальное состояние, и конденсатор C быстро разрядится через ограничительное сопротивление 1 кОм (если оно установлено, см. далее) и входные защитные диоды второго элемента. Схема придет в начальное состояние в ожидании следующего запускающего импульса. Длительность импульса на выходе всегда будет примерно равна RC , даже в случае, если входной импульс длиннее (в этом случае конденсатор просто разрядится не сразу, а только тогда, когда закончится входной импульс). Совершенно аналогично работает схема на рис. 16.7, б, только с противоположными полярностями импульсов.

Главное применение одновибраторов — в качестве таймера, который формирует сигнал определенной длительности вне зависимости от работы всей остальной схемы. Естественно, о высокой точности выдержки времени тут говорить не приходится, но часто этого и не требуется. Например, если вы хотите ограничить по времени тревожный сигнал, подающийся с помощью устройства по рис. 16.3, то целесообразно управлять им от одновибратора, который запускается, скажем, нажатием кнопки. В одновибраторах для больших выдержек не возбраняется использовать электролитические конденсаторы, хотя даже при использовании только керамических или полимерных типов с максимальными емкостями порядка $1\text{--}3\text{ мкФ}$ вполне достижимы выдержки в несколько десятков секунд.

Одновибраторы с перезапуском, в которых выходной импульс в случае прихода нового импульса продлевается, мы проектировать не будем, потому что они более громоздкие, и в этом случае проще использовать готовую микросхему 561АГ1.

Возможно, вы уже сообразили, что одновибратор может служить эффективным средством подавления дребезга механических контактов (см. также главу 15 и эту главу далее), поскольку будет запускаться только от первого перепада уровней, причем даже независимо от того, пролетают подвижные контакты весь промежуток «туда-обратно» или нет. Главным его преимуществом в этом качестве, несмотря на довольно сложную схему, является возможность использования двухвыводной кнопки, а не переключающей. Вход одновибратора при этом соединяют с питанием (в схеме рис. 16.7, а) или с «землей» (в схеме рис. 16.7, б) через резистор, а кнопкой замыкают этот вход, соответственно, на «землю» или на питание. Недостатком такого варианта является то, что приходится четко рассчитывать необходимую длительность импульса, иначе дребезг можно пропустить. Вторым недостатком схемы с одновибратором является неопределенность ситуации с размыканием ранее замкнутой кнопки, т. е. если кнопка удерживается в замкнутом состоянии дольше, чем длится импульс, то из-за дребезга при размыкании одновибратор может выдать импульс повторно.

О токоограничивающих резисторах в импульсных схемах

В схемах генераторов на рис. 16.2, формирователей на рис. 16.6 и одновибраторов на рис. 16.7 показан пунктиром дополнительный резистор, ограничивающий ток через защитные диоды микросхемы. С функциональной точки зрения он не требуется, но дело в том, что дифференцирующая RC-цепочка, которая составляет основу этих схем, вырабатывает импульсы не только по нужному переключению сигнала, но и по противоположному, и при этом импульсы выходят за пределы питания, в чем вы можете убедиться, если взглянете на рис. 5.9.

Посмотрим, когда в этих схемах можно обойтись без токоограничивающих резисторов. Типовой допустимый постоянный ток через защитные диоды составляет порядка 10 мА для «классической» КМОП (20–30 мА для быстродействующих серий). Мы знаем, что в режиме короткого замыкания элемент «классической» КМОП выдает примерно 5 мА при 5 В питания, т. е. для серии 561 при низких напряжениях питания ограничительных резисторов не требует. Но та же серия при напряжениях питания 9 В и выше, и тем более серии быстродействующей КМОП, которые гораздо мощнее по выходу, могут перегружать защитные диоды. Тем не менее, как мы знаем, у диодов достаточно высокая перегрузочная способность, если только они не перегреваются, поэтому короткие импульсы им все равно не страшны. Так что при больших выдержках времени или при низких частотах при большом напряжении питания такой резистор лучше поставить, а в остальных случаях можно без него обойтись.

Триггеры, регистры и счетчики

Триггеры и построенные на их основе счетчики и регистры играют огромную роль в электронике. В состав любого процессора, кроме собственно АЛУ на основе комбинационной логики (рассмотренных в главе 15 сумматоров), входят регистры и память, которые являются прямыми родственниками счетчиков, — потому что для построения и тех и других используются триггеры. Вот со знакомства с классическими типами триггеров мы и начнем.

Между прочим, одно из главных «неэлектронных» значений слова «trigger» — спусковой крючок у огнестрельного оружия. В электронике *триггер* — это устройство для записи и хранения информации в количестве одного бита. Существуют и многостабильные триггеры, которые могут хранить более одного бита, но на практике они почти не используются. Любая элементарная ячейка памяти, будь то магнитный домен на пластинах жесткого диска, отражающая область на поверхности CD-ROM, или конденсаторная ячейка электронного ОЗУ, обязательно обладает триггерными свойствами, т. е. может хранить информацию спустя еще долгое время после того, как она была в нее введена.

Самый простой триггер

Самый простой триггер можно получить, если в схемах одновибраторов на рис. 16.7 удалить RC-цепочку и соединить напрямую выход первого элемента со входом второго. Если схема находится в состоянии, при котором на выходе уровень логической единицы, то кратковременная подача отрицательного уровня на вход, как и в случае одновибратора, перебросит выход в состояние логического нуля. Но теперь уже нет конденсатора, который осуществляет отрицательную обратную связь и в конце концов возвращает схему в исходное состояние, потому в таком состоянии схема останется навечно, если мы что-то не предпримем. Чтобы вернуть ее в исходное состояние, надо подать точно такой же сигнал, но на вход второго элемента, который (вход) в схеме одновибратора у нас отсутствует. Если мы его введем, то получим симметричную схему с двумя входами, которые обозначаются буквами R и S (от слов **Reset** и **Set**, т. е. «сброс» и «установка»). Само же устройство носит название RS-триггера. Оба варианта такой схемы на элементах «И-НЕ» и «ИЛИ-НЕ» показаны на рис. 16.8.

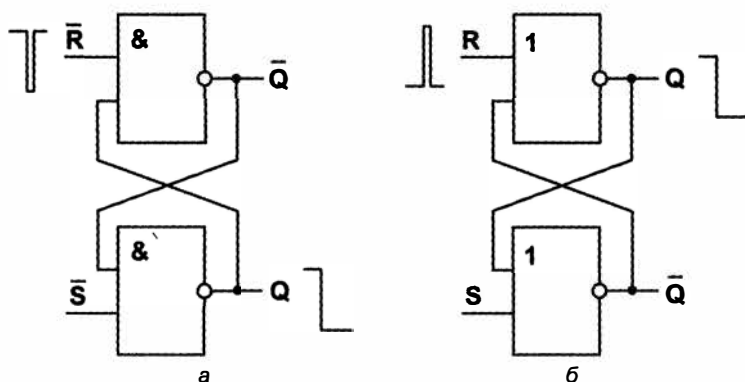


Рис. 16.8. Схемы триггеров на элементах «И-НЕ» (а) и «ИЛИ-НЕ» (б)

Нет нужды перебирать все состояния этих схем и приводить соответствующие таблицы истинности, нужно только твердо запомнить, что подача импульса на вход R всегда устанавливает на *прямом* выходе Q состояние логического нуля. (Легко сообразить, что если поменять все обозначения местами: R на S, а прямой выход Q на инверсный \bar{Q} , то в схеме ничего не изменится.)

Вход S, естественно, здесь означает ровно противоположное — установку выхода Q в состояние логической единицы, но, в отличие от входа R, который всегда означает обнуление, вход S в различных устройствах может использоваться и в несколько иных целях, а чаще вообще отсутствует. Входы R и S могут управляться различными полярностями сигнала в зависимости от построения триггера: для схемы на элементах «И-НЕ» по рис. 16.8, а — это низкий уровень, поэтому входы R и S обозначены с инверсией. Уровни, которые меняют состояние триггера, называются *активными*, — так, для схемы по рис. 16.8, а активным является низкий уровень. «Более правильная» схема в этом смысле — на элементах «ИЛИ-НЕ» по

рис. 16.8, б, в ней активный уровень соответствует положительной логике, т. е. он высокий. Обратите внимание, что установка дополнительных инверторов по входу, казалось бы, превращает схему по рис. 16.8, а в схему по рис. 16.8, б, но только в смысле полярности активных уровней, прямой и инверсный выходы при этом останутся на своих местах.

В схемах RS-триггеров подача активного уровня на R-вход ничего не меняет, если выход Q уже был в состоянии логического нуля, то же самое справедливо для S-входа при выходе в состоянии логической единицы. Однако, пока на соответствующем входе действует напряжение активного уровня, подача активного уровня на второй вход запрещена. Это не означает, что триггер при этом сгорит, просто он потеряет свои триггерные свойства — на обоих выходах установится один и тот же уровень, а после одновременного снятия активного уровня со входов состояние будет неопределенным (точнее, будет определяться тем элементом, который переключится чуть позже другого). Неопределенное состояние будет и после подачи питания, поэтому нужно принимать специальные меры для установки схемы в нужное состояние после включения. Наиболее распространенной такой мерой является подача определенного уровня в начальный момент времени на один из нужных входов с помощью RC-цепочки.

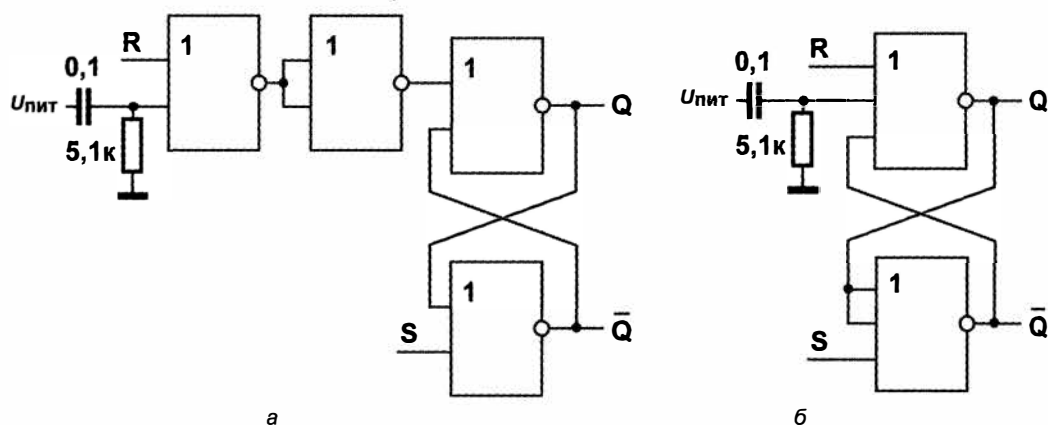


Рис. 16.9. Схемы триггеров с предустановкой при включении питания: на двухвходовых элементах (а) и на трехвходовых элементах (б)

Ввиду практической важности этого способа я приведу варианты соответствующей схемы, несмотря на ее очевидность (рис. 16.9). В них конденсатор в первый момент времени после подачи питания разряжен, и на входе логического элемента оказывается положительный уровень, который устанавливает триггер в состояние логического нуля на выходе Q. Затем конденсатор заряжается, и в дальнейшем RC-цепочка больше не оказывает влияния на работу схемы. Постоянную времени RC лучше выбирать побольше, чтобы к моменту зарядки конденсатора успели пройти все переходные процессы, — на схемах по рис. 16.9 она равна примерно 0,5 мс. Естественно, при этом следует позаботиться, чтобы на «настоящих» RS-входах к моменту окончания заряда конденсатора был неактивный уровень, иначе все пой-

дет насмарку. Чтобы избежать нагромождения инверторов, можно в этой схеме использовать трехходовые элементы (561ЛЕ10), как показано на рис. 16.9, б.

Естественно, RS-триггеры выпускают и в интегральном исполнении (561ТР2 содержит четыре простых RS-триггера). Все более сложные триггеры, а также счетчики в интегральном исполнении, обязательно имеют отдельные асинхронные RS- или хотя бы только R-входы. Причем соответствующий вход у любого устройства, его имеющего — от микропроцессоров до счетчиков — является асинхронным, т. е. вся система обнуляется в момент подачи импульса по входу R, независимо от того, что в этот момент она делает. Говорят еще, что вход Reset — вход обнуления — имеет *наивысший приоритет*. Именно это происходит, скажем, когда вы нажимаете кнопку Reset на системном блоке вашего компьютера.

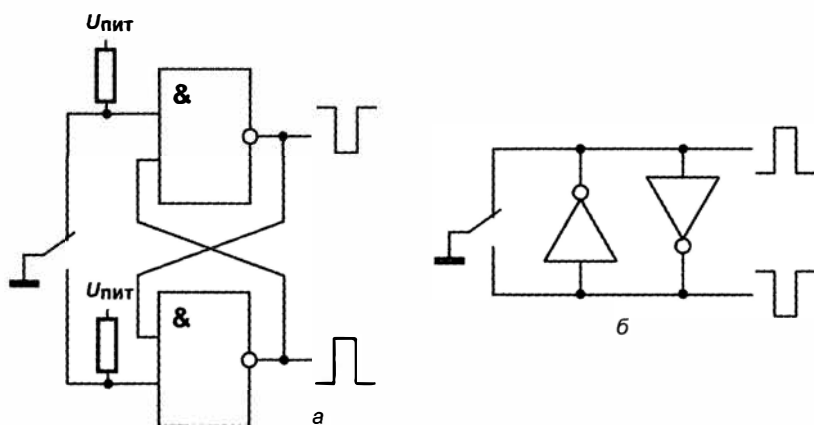


Рис. 16.10. Схемы «антидребезга» на RS-триггерах

Использование RS-триггера является самым кардинальным способом решения проблемы дребезга контактов. Стандартная схема показана на рис. 16.10, а, однако нет никакой нужды городить такую схему с резисторами, относительно которых еще нужно соображать, к чему их подключать (для варианта с «ИЛИ-НЕ» их пришлось бы присоединять к «земле», а не к питанию). На рис. 16.10, б показана упрощенная схема, которая работает точно так же, и при этом в ней можно использовать любые инверторы, в том числе и одноходовые. Общим недостатком схем «антидребезга» как с RS-триггерами, так и с использованием элемента «Исключающее ИЛИ» (см. рис. 15.8, б) является необходимость применения переключающей кнопки с тремя выводами, которых в продаже предлагается гораздо меньше, чем обычных замыкающих и размыкающих с двумя контактами. Попробуйте приспособить двухвыводную кнопку к любой из указанных схем, и вы сами придете к выводу, что это невозможно. Поэтому на практике часто приходится использовать схему «антидребезга» с использованием одновибратора (в том числе реализованного программными способами в микроконтроллерах) — при всех ее недостатках.

D-триггеры

D-триггеры получили свое название от слова «delay», что означает «задержка». На самом деле существуют две их разновидности, формально различающиеся только тем, что первая из них управляется уровнем сигнала (статический D-триггер или триггер-защелка), а вторая — фронтом импульса (динамический D-триггер). Фактически же это разные по устройству и области использования схемы.

Для того чтобы отличить статический D-триггер от динамического, мы в обозначении на схеме для первого поставим букву L (от слова «level» — уровень), а для второго — букву E (от слова «edge» — фронт). Эти обозначения не являются общепринятыми, и в дальнейшем мы их использовать не будем, только здесь — для наглядности. Микросхема 561TM3 содержит четыре статических триггера-защелки с общим входом синхронизации, а 561TM2 — два динамических D-триггера с отдельными дополнительными входами R и S (мы с ней уже знакомы — см. рис. 16.5). Если тип вообще не указывается, то обычно по умолчанию предполагается, что речь идет о динамических D-триггерах.

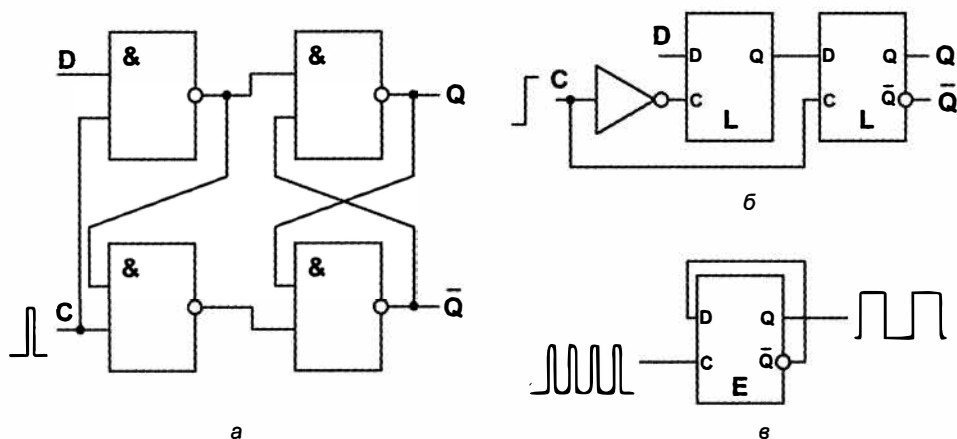


Рис. 16.11. D-триггеры а — схема статического D-триггера; б — схема динамического D-триггера на основе двух статических, в — счетный триггер на основе динамического D-триггера

Статический D-триггер легко получить из RS-триггера путем небольшой модификации его схемы. Если из схемы на рис. 16.11, а исключить вход C (например, объединив входы каждого элемента и превратив их тем самым в простые инверторы), то получится довольно бесполезное устройство, которое на выходе Q будет просто повторять входные сигналы, а на втором выходе, соответственно — выдавать их инверсии. Наличие тактового входа C (от слова «clock», которое в цифровой электронике значит «тактовый импульс») все меняет.

Если мы обратимся к диаграммам на рис. 15.8, а, то увидим, что при наличии на этом входе уровня логической единицы входные сигналы будут пропускаться на вход RS-триггера, и схема станет повторять на выходе Q уровни на входе D. Если же мы установим на входе C уровень нуля, то схема немедленно «зависнет» в состоянии выхода, соответствующем входному уровню непосредственно перед при-

ходом отрицательного фронта на вход С, — т. е. запомнит его! Поэтому такой триггер и называют *защелкой* — при подаче на вход С короткого положительного тактового импульса он как бы «защелкивает» состояние входа. Статический D-триггер можно использовать в качестве буферного регистра для хранения данных — например, результатов счета импульсов на то время, пока идет сам процесс счета. Статическая энергозависимая память (SRAM) также, как правило, использует такие триггеры в качестве элементарных ячеек.

Динамические D-триггеры более универсальны, и область применения у них куда шире, чем у статических. Динамический триггер устроен более сложно. Один из способов построения динамического D-триггера из двух статических показан на рис. 16.11, б. Эта схема работает следующим образом: когда на общем входе С присутствует отрицательный уровень, состояние входа D переписывается на выход первого (слева) триггера, при этом второй триггер заперт. Сразу после положительного фронта на входе С это состояние переписывается во второй триггер и появляется на выходе Q, а первый триггер запирается. Таким образом, запоминание состояния общего D-входа происходит в точности в момент положительного перепада уровней и никогда больше. Если изменить местоположение инвертора и присоединить его ко входу второго триггера, а на первый триггер подавать тактовые импульсы напрямую, то срабатывание станет происходить по отрицательному фронту, и такой тактовый вход будет считаться инверсным. Для того чтобы получить дополнительные входы асинхронной принудительной установки триггера в нулевое и единичное состояние (R- и S-входы), нужно для *обоих* статических триггеров выходные (правые по схеме рис. 16.11, а) элементы сделать трехходовыми и объединить соответствующие входы у обоих триггеров. Устанавливать по входам R и S только выходной триггер недостаточно (подумайте почему?).

А на рис. 16.11, в показана самая простая схема счетного триггера на основе динамического D-триггера, уже знакомая нам по рис. 16.5. Из описанного ясно, как она работает, — при каждом положительном перепаде на выход Q будет переписываться состояние противоположного выхода \bar{Q} , т. е. система станет с приходом каждого тактового импульса менять свое состояние на противоположное, в результате чего на выходе мы получим симметричный (независимо от скважности входных импульсов) меандр с частотой, вдвое меньшей, чем входная. Такой триггер можно считать делителем частоты на два или одноразрядным двоичным счетчиком — в зависимости от того, для чего он используется. В отличие от всех остальных типов триггеров (а кроме описанных, распространены еще, например, и так называемые *JK-триггеры*, но мы их рассматривать не будем), счетные триггеры в интегральном исполнении отдельно не выпускаются (при случае их легко, как вы видели, соорудить, например, из D-триггеров), а выпускаются только готовые многоразрядные двоичные счетчики, из таких триггеров составленные. К рассмотрению счетчиков мы перейдем чуть позднее, а пока кратко остановимся на регистрах.

Регистры

Регистрами называют устройства для хранения одного двоичного числа. Количество разрядов в регистрах, выпускаемых отдельно, обычно не превышает восьми, но

в составе других микросхем могут быть и регистры с большей разрядностью — вплоть до 128 или 256 битов в «продвинутых» микропроцессорах. Большинство типов электронных запоминающих устройств, вообще говоря, можно рассматривать как совокупность регистров. Но собственно регистры, как входящие в состав процессоров, так и выпускаемые отдельно, отличаются тем, что позволяют не только записывать и считывать информацию, но и производить некоторые простейшие операции, — например, сдвиг разрядов.

Простейший регистр — это упомянутый ранее статический D-триггер. Четыре таких триггера, входящих в микросхему 561ТМЗ, образуют четырехразрядный регистр с параллельной записью и считыванием, причем тактовый вход в этой микросхеме у всех четырех разрядов общий. Как и сам триггер, такой регистр называют «защелкой».

Если регистр-защелка позволяет осуществлять только параллельную запись, то последовательный регистр (пример — 561ИР2), наоборот, имеет возможность записи только через один вход, который является D-входом самого младшего разряда. Последовательный регистр является неким обобщением конструкции D-триггера. Работу динамического D-триггера можно рассматривать, как процесс сдвига информации от входа через первый триггер ко второму при поступлении соответствующих перепадов на тактовом входе. В последовательном регистре, который в простейшем случае представляет собой просто последовательное соединение таких триггеров, происходит нечто подобное — с каждым фронтом тактового импульса информация сдвигается от младшего разряда к старшему, при этом в младший разряд записывается состояние входа. Считывать информацию при этом можно из каждого разряда в отдельности, как и в случае регистра-защелки. Такие регистры получили еще название *сдвиговых*. Они широко используются для последовательного ввода и вывода информации — скажем, для вывода восьми битов через последовательный порт RS-232 достаточно записать их в такой регистр, а потом подать на него восемь тактовых импульсов с нужной частотой.

Сдвиговый регистр можно закольцевать — соединить выход старшего разряда со входом младшего и получить нечто подобное слону из анекдота, который засунул хобот себе в известное место. Однако в случае одного сдвигового регистра такое соединение приведет к тому же результату, что и для слона, т. е. оно довольно бесполезно практически, ибо мы без дополнительных ухищрений запись информации производить уже не сможем. Поэтому используют объединение параллельной и последовательной записи/считывания в одном устройстве (пример — четырехразрядный регистр 561ИР9 или восьмиразрядный 561ИР6).

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Такие сдвиговые регистры с параллельной записью и последовательным считыванием информации — неотъемлемая часть устройств памяти большой емкости, без них чтение и запись в большие массивы запоминающих ячеек были бы невозможны. Имеются они, например, в матрицах цифровых камер. Интересное применение таких регистров — организация последовательного интерфейса SPI, широко используемого для скоростного обмена информацией между различными микросхемами (например, между энергонезависимой памятью вроде флэш-карточек и микроконтроллером). В SPI наличествуют два восьмибитовых регистра, соединенных в кольцо входа-

ми/выходами, но они разделены пространственно: один регистр находится в одном устройстве, другой — в другом. Если подавать тактовые импульсы на оба регистра одновременно (это осуществляет одно из устройств — ведущее), то после подачи ровно 8 импульсов устройства обменяются содержимым своих регистров.

Счетчики

Самый простой счетчик можно получить, если соединить последовательно ряд счетных триггеров, как показано на рис. 16.12, *а*. У этой схемы есть две особенности. В первой из них легко разобраться, если построить диаграмму работы такого счетчика, начиная с состояния, в котором все триггеры находятся в состоянии низкого уровня на выходе («0000»). В самом деле, при подаче первого же импульса триггеры перейдут в состояние со всеми единицами («1111»)!. Если строить диаграмму дальше, то мы увидим, что последовательные состояния будут такими: «1110», «1101» и т. д. В этом легко узнать последовательный ряд чисел 15, 14, 13 — т. е. счетчик получился вычитающим, а не суммирующим.

А как можно получить суммирующий счетчик? Очень просто — надо ко входу каждого следующего триггера подсоединить не прямой выход предыдущего, а инверсный. Порядка ради можно тактовые импульсы подавать также через инвертор (рис. 16.12, *б*), тогда все разряды счетчика, включая самый младший, будут срабатывать по заднему (отрицательному) фронту входного импульса, а не по переднему (у «настоящих» счетчиков тактовый вход и делается инверсным). В этом случае будет все в порядке — входные импульсы будут суммироваться (см. диаграмму) и мы получим ряд последовательных состояний: «0000», «0001», «00010», «0011» и т. д.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Удивительная все же штука — электроника! Сначала мы получили полную аналогию между абстрактной математической теорией и состояниями переключателей на реле, теперь вот — между не менее абстрактным арифметическим счетом и последовательными состояниями счетчика на триггерах. Чем этот счетчик отличается от дикаря, раскладывающего на земле палочки? Ничем, кроме того, что он раскладывает не палочки, а уровни напряжений, причем выгодно отличается от первобытного сознания тем, что еще и «владеет» позиционной системой счисления. Начинаешь понимать, почему ученые середины прошлого века были так обольщены возможностями электронных схем, что даже заговорили о «машинном разуме». Но это уже другая тема...

Однако у счетчиков, построенных по такой простейшей схеме, есть один крупный недостаток, которого мы отчасти касались в этой главе. А именно — переключение триггеров происходит асинхронно, сигнал от входа должен пройти всю цепочку, пока на выходе также изменится уровень. Эти, казалось бы, незначительные задержки могут, однако, привести к существенным неприятностям вроде возникновения лишних «иглоков» при дешифрировании состояний выхода. А при больших частотах входных импульсов, на пределе возможностей логических элементов, фронты сигналов на выходах могут приобрести совершенно хаотическое расположение относительно входного сигнала, так что дешифровать состояние счетчика будет невозможно. Поэтому большинство счетчиков в интегральном исполнении делают по иному, синхронным, схемам, когда входной тактовый сигнал подается

одновременно на все разряды, и фронты выстраиваются строго «по линейчке», независимо от задержек в том или ином триггере. Подробно изучать синхронные схемы мы не будем, т. к. самим нам их строить не придется, а здесь рассмотрим пару конкретных типов серийно выпускаемых счетчиков.

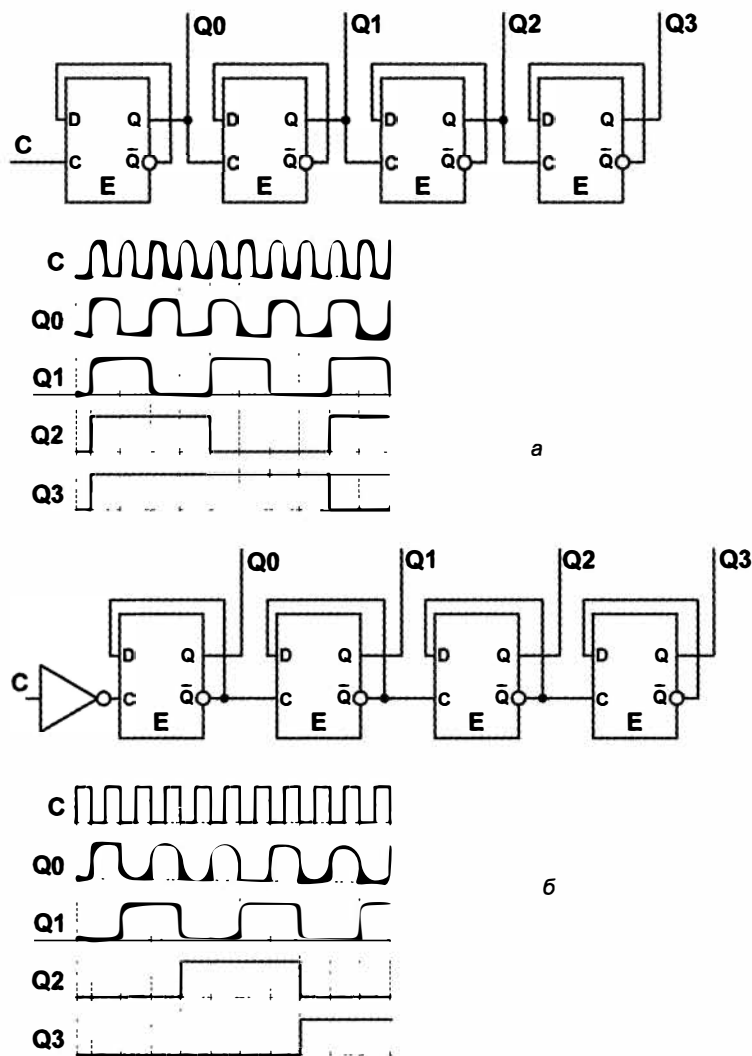


Рис. 16.12. Схемы асинхронных счетчиков на D-триггерах: а — вычитающего; б — суммирующего

Первый из счетчиков, который мы рассмотрим подробно, — 561ИЕ10. Микросхема содержит два одинаковых четырехразрядных синхронных счетчика в одном корпусе. Разводка выводов ее показана на рис. 16.13, а, где вроде бы все понятно, кроме назначения вывода Е. Каждый четырехразрядный счетчик, входящий в состав этой микросхемы, работает так: если на выводе Е присутствует напряжение высокого уровня, то счетчик будет переключаться по *положительному* фронту на входе С.

Однако это касается только первого триггера, все остальные станут работать в соответствии с диаграммой по рис. 16.12, б, т. е. счетчик будет суммировать импульсы. Вывод Е тут является разрешающим («enable») для тактового входа С.

Однако если оставить на входе С напряжение логического нуля, а тактовые импульсы подавать на вход Е, то счетчик будет срабатывать от *отрицательного* перепада напряжений на этом входе, т. е. диаграмма его окажется в полном соответствии с диаграммой на рис. 16.12, б. В этом варианте вход С будет разрешающим для входа Е. Как видите, можно было бы поменять обозначения Е и С местами, однако в этом случае их следует дополнить знаком инверсии.

Поэтому если вы хотите каскадировать два счетчика из этой микросхемы, получив в результате один восьмиразрядный счетчик, то выход Q3 первого счетчика нужно присоединить именно ко входу Е второго, подав на вход С потенциал логического нуля. Учтите, однако, что при этом обе половинки результирующей конструкции (старшая и младшая тетрады) станут работать асинхронно относительно друг друга, и срабатывание четырех старших разрядов будет происходить позднее, чем срабатывание младших.

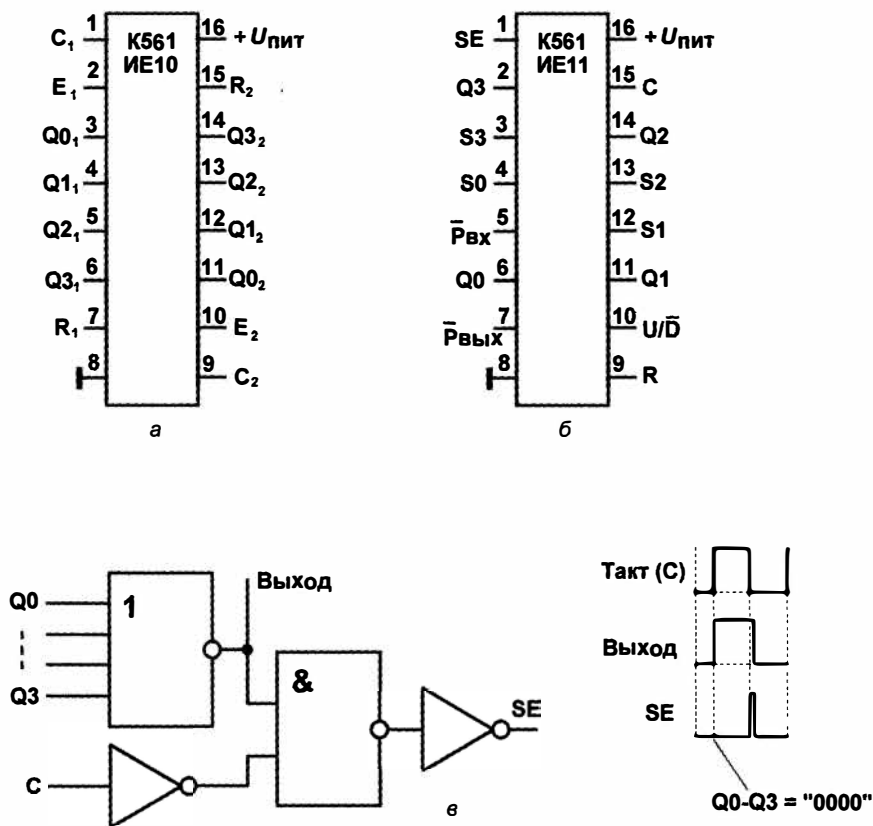


Рис. 16.13. Разводка выводов счетчиков 561IE10 (а) и 561IE11 (б); организация автоматической предустановки счетчиков типа IE11 (в)

Вывод обнуления R обозначен без инверсии, что означает установку всех разрядов в состояние 0 при подаче высокого уровня на этот вход. Пока этот уровень присутствует, счетчик будет игнорировать любые изменения на тактовых входах. Максимальная рабочая частота микросхемы ИЕ10 при напряжении питания 5 В — 1,5 МГц, минимальная длительность импульса сброса — 250 нс. Кстати, при составлении таблицы в *приложении 4* я с некоторым трудом разыскал для нее быстродействующий аналог, и соответствие счетчика 74хх393 (ИЕ19) микросхеме 561ИЕ10 неполное: хотя у них даже совпадают основные выводы корпуса, но ИЕ10 выпускается в корпусе с 16-ю выводами, а 74хх393 — с 14-ю. Отсутствующие в аналоге два вывода у ИЕ10 выполняют как раз функцию разрешения счета Е для двух половинок микросхемы, т. е. в аналоге он отсутствует, а входы тактовых импульсов С — инверсные.

Счетчик 561ИЕ11 более универсален, и управляющих выводов у него значительно больше, поэтому в 16-выводном корпусе уместается только один четырехразрядный счетчик. Разводка и обозначение выводов для него показаны на рис. 16.13, б. Не правда ли, можно запутаться? Однако на самом деле все гораздо проще, чем выглядит.

Если на выводах R, SE, $\overline{P_{вх}}$ присутствуют низкие уровни напряжения, а на входе U/\overline{D} — высокий, то счетчик считает по положительному фронту на входе С, в точности так же, как это делает половинка ИЕ10 при высоком уровне на входе Е. Разберемся с действием остальных входов. Со входом обнуления R все понятно — при подаче на него высокого уровня все обнуляется. Вход U/\overline{D} служит для реверсии (потому такой счетчик еще называется *реверсивным*) — если на него подать напряжение логического нуля, то счетчик будет не суммировать, а вычитать, подобно тому, как это делает счетчик, показанный на рис. 16.12, а.

Самый интересный — вход SE («set enable» — разрешение установки). Если на него подать напряжение логической единицы, то в триггеры счетчика запишутся значения, установленные на входах S0–S3. Возможность такой параллельной предустановки значительно расширяет возможности счетчика. А вход и выход переноса $\overline{P_{вх}}$ и $\overline{P_{вых}}$ предназначены для каскадирования счетчиков — для получения синхронного (в отличие от ИЕ10) счетчика большей разрядности, надо входы С у всех микросхем объединить, а выход $\overline{P_{вых}}$ предыдущего счетчика соединить со входом $\overline{P_{вх}}$ следующего. У самого первого счетчика, естественно, $\overline{P_{вх}}$ присоединяется к «земле».

Сколько удовольствия можно получить от этой схемы! Я покажу только один из вариантов того, как ее использовать. Наличие возможности предустановки произвольного значения позволяет соорудить из этой микросхемы счетчик с любым коэффициентом деления входной частоты (в пределах емкости исходного счетчика) — если используется один корпус ИЕ11, то это значения от 1 до 16. В самом деле, если счетчик считает в стандартном режиме, то частота на выходах Qх будет равна входной, поделенной на 2, 4, 8 и 16. Принцип установки другого коэффициента проще всего показать на примере обратного (вычитающего) режима счета.

Арифметика тут простая: предположим, мы установили на входах предустановки число 3 (0011) и организовали схему так, чтобы в состоянии, когда все выходы Q_i равны нулю, это число каждый раз записывалось бы в счетчик. Поскольку режим вычитающий, то при подаче тактовых импульсов на вход счетчик будет последовательно проходить состояния: предустановка (0011) — фронт тактового импульса (0010) — фронт тактового импульса (0001) — фронт тактового импульса (0000) — предустановка (0011) и т. д. То есть после каждого трех тактовых импульсов счетчик будет возвращаться в исходное состояние (если предустановки нет, то он это делает после каждого 16 импульсов).

Таким образом мы получили коэффициент деления, равный 3. Можно резюмировать: в вычитающем режиме коэффициент деления будет такой, каково число на входах предустановки. А что будет, если запустить счетчик в обычном режиме, суммирующем? Нетрудно подсчитать, что коэффициент деления при этом будет равен разности между максимально возможным коэффициентом (16) и установленным числом (3) — в данном случае 13.

Я так подробно на этом останавливаюсь, кроме всего прочего, еще и потому, что счетчики-таймеры в микропроцессорных системах (и в составе микроконтроллеров типа AVR, и в других микроконтроллерах, и системный счетчик в IBM PC, который без изменений воспроизводится во всех системах от Intel) работают совершенно аналогично IE11. И для того чтобы успешно программировать микроконтроллерные системы, необходимо очень хорошо понимать принцип их работы, — без таймеров микроконтроллеры, можно сказать, вообще не нужны. Но в микроконтроллерах все остальное за нас уже сделали, а если вернуться к обычной интегральной логике, то сразу встают два вопроса. Первый из них звучит так: а откуда, собственно, считывать эту поделенную частоту?

При использовании вычитающего режима считывать частоту придется с того выхода счетчика, который соответствует реальной разрядности делителя, — по расписанной «диаграмме» видно, что в случае коэффициента, равного 3, старшие разряды вообще не используются. Это приемлемо, если мы хотим иметь раз и навсегда установленный коэффициент, но в общем случае неудобно — если коэффициент по ходу дела меняется. Поэтому нужно либо использовать суммирующий режим, при котором старший разряд всегда задействован, и результирующая частота снимается именно с него (например, при приведенных значениях счетчик будет все время считать от 3 до 15), либо... либо есть еще одна возможность, для знакомства с которой придется ответить сначала на второй вопрос: как организовать предустановку значения счетчика каждый раз при достижении им состояния «0000»?

Схема на рис. 16.13, в демонстрирует, как можно это сделать (это не единственный вариант, но нам подойдет). Диаграмма работы схемы (справа) показана, начиная с момента, когда вот-вот должен прийти такт, при котором счетчик установится в состояние «0000». В любом другом состоянии на входе четырехвходового элемента «ИЛИ-НЕ» присутствует хотя бы одна единица и на выходе его, соответственно, логический ноль. Выход же элемента «И-НЕ» пребывает по этой причине в состоянии логической единицы, а на входе SE — логический ноль, как и положено при счете.

Как только с очередным положительным тактовым перепадом счетчик установится в состояние «0000», то на выходе элемента «ИЛИ-НЕ» появится логическая единица. Поскольку тактовый импульс пропускается через инвертор, то на нижнем по схеме входе «И-НЕ» в этот момент логический ноль, и на выходе его по-прежнему единица. И только после отрицательного перепада на тактовом входе С (который для остальной схемы является нерабочим) на обоих входах «И-НЕ» установится логическая единица, на выходе — логический ноль, и на SE появится, наконец, долгожданный высокий уровень, разрешающий запись значений, установленных по входам S0–S3. Как только запись произойдет, все немедленно отработает назад, т. к. на выходе «ИЛИ-НЕ» высокого уровня уже не будет. Импульс на входе SE окажется очень кратковременным, но нам длиннее и не надо.

Легко сообразить, что частота положительных импульсов на выходе «ИЛИ-НЕ» (либо коротких импульсов перезаписи на входе SE) как раз в точности равна частоту от деления входной частоты на установленный коэффициент. И ее в этом качестве использовать удобнее, чем выходы разрядов, потому что не нужно гадать, с какого разряда снимать частоту при вычитающем режиме. Если поставить многопозиционный переключатель, меняющий код на входах предустановки S0–S3, то можно получить счетчик с изменяемым коэффициентом деления от 1 до 16.

Микросхема 561ИЕ14 полностью аналогична ИЕ11, за исключением того, что у нее есть еще вход переключения двоичного/десятичного счета В/D. Так как все выводы 16-выводного корпуса у ИЕ11 заняты, для этого пришлось пожертвовать входом R, вместо которого имеется вывод В/D. Если на этом входе напряжение низкого уровня, счетчик ИЕ14 считает в двоично-десятичном коде, если высокого — становится полностью аналогичным ИЕ11. Постойте, а как же его обнулять, если вход R отсутствует? Очень просто — надо подать на все входы предустановки S0–S3 потенциал «земли», а импульс обнуления подавать на вход SE вместо R.

Цифровой лабораторный генератор

Напоследок мы рассмотрим одну практическую схему на счетчиках. Это давно обещанный (см. главы 2 и 12) цифровой лабораторный генератор, для которого нам придется использовать еще один тип счетчика, «заточенного» для работы именно в качестве делителя частоты.

Счетчик 561ИЕ16, который мы здесь применим, ничего особенного не представляет и является простым асинхронным счетчиком, подобным показанному на рис. 16.12, б. Мы могли бы спокойно соорудить его сами из отдельных триггеров, но для этого их понадобилось бы целых 14 штук (т. е. семь корпусов типа ТМ2). А микросхема 561ИЕ16 в 16-выводном корпусе не только включает в себе 14-разрядный счетчик, но и включает специальные буферные усилители по выходу каждого каскада деления, для того, чтобы случайная перегрузка одного каскада внешней нагрузкой не привела к остановке всех последующих. Кроме выходов Q0–Q13, наружу выведен вход тактовых импульсов С и вход сброса R.

Позвольте, спросите вы, но ведь еще два вывода заняты под питание, так что из 16 выводов на выходы Qx приходится всего 12, а не 14, откуда же взять еще два?

Разработчики пошли по пути наименьшего сопротивления — почему-то вместо того, чтобы использовать корпус, например, DIP-20 (заодно еще и вход S вывести, и еще что-нибудь, например, поставить буферный усилитель для входной частоты), они просто исключили выходы второго и третьего каскадов Q1 и Q2. Ну, да ладно, обойдемся и тем, что дают.

Итак, с помощью этого счетчика мы получим генератор, который выдает 13 значений частоты (считая входную), каждая в два раза меньше предыдущей, за исключением небольшого «провала» — частоты с коэффициентом 4 и 8 будут отсутствовать. Чтобы получить при этом самые низкие частоты, кратные целым, без дробных частей, значениям, выраженным в герцах, нужно на входе использовать генератор с частотой, равной какой-нибудь степени двойки. Генератор можно, конечно, соорудить по одной из приведенных ранее схем мультивибраторов, но это не есть приемлемое решение для *лабораторного* прибора. Для цифрового генератора в данном случае важна именно стабильность частоты, т. к. мы собираемся испытывать с его помощью разные измерительные схемы — это одна из главных причин, почему лучше сделать для себя такой генератор, а не использовать аналоговые серийные приборы с плавной перестройкой частоты. Есть, разумеется, в продаже и точные цифровые генераторы промышленного производства, но они на много порядков дороже того, что мы можем соорудить на двух микросхемах и пяти навесных деталях, — как говорится, одним взмахом паяльника. И при этом функциональность полученного генератора будет перекрывать наши потребности если и не на все 100 %, то по крайней мере на 99 % совершенно точно — исключая редкий случай потребности в частотах порядка мегагерц.

Мы возьмем тот самый кварц, который в народе называют «часовым» (см. *разд. «Кварцевые генераторы»* ранее в этой главе). Он имеет частоту 32 768 Гц, что есть 2^{15} . Чаще всего такие резонаторы встречаются в продаже в малогабаритном цилиндрическом корпусе 8×3 мм, они без проблем работают при напряжениях питания до 12–15 В. Отечественный РК-206 имеет еще меньший корпус 6×2 мм, но и рассеиваемая мощность у него меньше, так что с ним лучше ограничиться напряжением питания 3–6 В.

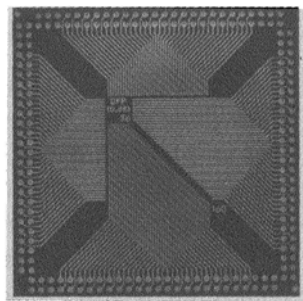
Пристроив к такому генератору двоичный счетчик из пятнадцати ступеней, мы получим на выходе частоту ровно 1 Гц, которую можно использовать для отсчета времени в привычных нам секундах. Однако на одном счетчике ИЕ16 мы 1 Гц все равно не получим, ибо разрядов у нас только 14, поэтому придется ставить дополнительные делители. Кроме того, *длительность* положительного или отрицательного импульса с частотой 1 Гц, полученной на выходе счетчика, составляет не секунду, а полсекунды, так что для получения интервала («ворот») длительностью в 1 секунду придется поделить частоту еще раз пополам. Кстати, немаловажной и очень удобной особенностью нашего генератора будет то, что частоты будут точно (ну, почти точно, т. к. счетчик асинхронный) сфазированы, что позволит нам получать импульсы разной скважности, если использовать дополнительные логические элементы.

Сама схема представлена на рис. 16.14. Как видите, она крайне проста, и сборка требует только аккуратности при отсчете выводов микросхем. Если хотите еще

при питании от 3 до 15 В (и менять ее на быстродействующие аналоги в этой конструкции не следует), то целесообразно питать генератор от того же напряжения, что и испытываемые схемы, чтобы сразу получить нужные логические уровни. В случае чего схему несложно запитать от лабораторного источника.

На плату можно отдельно поставить еще одну микросхему с логическими элементами (ЛА7 или ЛЕ5) — они позволят собирать выходы счетчика для получения нужной скважности и для разных других целей. Можно добавить к схеме и ключевой транзистор, т. к. довольно часто приходится подключать различные мощные нагрузки вроде динамика или светодиодов. Если потребуется более высокая частота, то «часовой» кварц можно просто заменить другим резонатором частотой до 1 МГц. В общем, творите, как сумеете.

ГЛАВА 17



Откуда берутся цифры

Цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи

Орудуйте мушкетом и шпагой, мой милый, в этих двух занятиях вы проявляете большое искусство, а перо предоставьте господину аббату, это по его части

А. Дюма Три мушкетера

С человеческой точки зрения все природные явления носят непрерывный, аналоговый характер. Одно глобальное исключение из этого правила немало потрясло ученых, когда его обнаружили: речь идет об атомно-молекулярной структуре вещества и всей огромной совокупности явлений, которые являются следствием этого феномена. И все же даже это универсальное свойство материи нашими органами чувств непосредственно не обнаруживается, для нас все протекает так, как если бы явления природы были полностью непрерывными, то есть характеризовались бы рядом действительных чисел, отстоящих друг от друга на бесконечно малые отрезки по числовой оси. В масштабах, которыми занимается атомная и молекулярная физика, все обстоит совершенно иначе, чем в привычном для нас мире, — например, такие характеристики, как температура или давление, теряют смысл, ибо они применимы только к очень большому, непрерывному ансамблю частиц.

Природа даже устроила нам некоторые препятствия на пути к полной дискретизации всего и вся — все элементарные частицы, как известно, могут вести себя и как дискретные частицы, и как непрерывные волны, в зависимости от условий эксперимента. В то же время мы обнаружили, что считать и вообще обрабатывать информацию лучше все-таки в цифровой форме, которая является универсальной и не зависит от природы физической величины, с которой мы манипулируем. Встает задача преобразования аналоговой величины в дискретную. Между прочим, термин «аналоговый» не слишком хорошо отражает сущность явления (что чему там «аналогично»?) — точнее говорить «непрерывный», а термин «аналоговый» есть лишь дань традиции, подобно «операционному» усилителю.

Естественно, когда мы хотим, чтобы преобразованная информация опять предстала перед нами в форме, воспринимаемой нашими органами чувств, то мы вынуждены делать и обратное преобразование — цифроаналоговое. Именно этим занимаются звуковые или видеокарты в компьютере. Однако такая задача возникает гораздо

реже, потому что во многих случаях информацию можно оставить в цифровой форме, так ее и отобразив — в виде смены кадров на дисплее, в виде дискретной шкалы цветов для цифрового изображения, в виде небольших «ступенек» на кривой нарастания звукового сигнала. В этих случаях мы полагаемся на устройство органов чувств человека: выше некоторого порога разрешения канала передачи перестает хватать, глаз или ухо работают подобно фильтру низких частот, отсекая пульсации, и мозгу кажется, что перед ним действительно непрерывный процесс.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Интересно, что непосредственный цифровой способ отображения информации, например, в виде совокупности цифр на семисегментном индикаторе, хотя и значительно более корректен, чем аналоговый (мы не теряем информации), не всегда может оказаться более правильным. Если вы взглянете в пульт управления каким-нибудь сложным устройством — не обязательно атомной электростанцией, достаточно торпеды обычного автомобиля, — вы увидите, что большинство показывающих приборов там стрелочные, аналоговые. Хотя, как вы понимаете, нет никаких проблем в современном автомобиле демонстрировать скорость, уровень топлива или температуру двигателя непосредственно в цифрах, но этого не делают сознательно, потому что в очень многих случаях человека не интересует точное значение того или иного параметра. Его интересует только отклонение от некоторого значения, или превышение некоторого порога, или вообще только тенденция изменения величины — но не сама эта величина, и не сам порог. Информация о том, что температура охлаждающей жидкости составляет 80 °C, для водителя совершенно излишняя, ему важно знать, что если вот эта стрелочка не достигла вот этой красной черточки, значит, все в порядке. Но бывают и другие случаи — например, отсчет пробега того же автомобиля имеет смысл, только будучи представленным именно в цифровом виде, поэтому еще на заре автомобилестроения пришлось придумывать разные — тогда еще, конечно, механические — счетчики, отображающие число пройденных километров. Все это следует учитывать при проектировании различных показывающих устройств, и при необходимости приходится даже идти на усложнение схемы, причем, что обидно, нередко с заведомой потерей информации или даже с ее искажением. Типичный пример из этой области — датчик количества топлива в том же автомобиле, который проектировщики традиционно заставляют врать, занижая показания, иначе слишком много водителей оказывалось бы на дороге с сухими баками в полукилometре от ближайшей заправочной станции.

Другой пример: обычные часы с цифровым дисплеем. Все мы уже к этому делу привыкли, но ведь большинство практических задач заключаются не в определении точного времени, а в определении интервала — сколько мы уже ждем, или сколько осталось до некоторого момента. Для этого знания точного значения часов и минут не требуется, и обладателю часов с цифровым дисплеем приходится в уме производить довольно сложные арифметические действия, вычисляя этот интервал, вместо того чтобы просто мысленно передвинуть стрелки на циферблате. Как видите, проектирование показывающих устройств не слишком простое дело, т. к. не может производиться только из соображений компактности схемы или высокой точности измерений, а непременно должно учитывать требования эргономики и «usability» — удобства пользования. Если читателю кажется, что меня очередной раз занесло несколько в сторону от темы книги, то это не так, потому что проектирование аналого-цифровых и особенно цифроаналоговых устройств неразрывно связано с проблемами человеко-машинного взаимодействия — не будь потребителя, незачем все это было бы и затевать. Компьютеры в общении между собой спокойно обойдутся и двоичным кодом.

Принципы оцифровки сигналов

Займемся сначала общими принципами аналого-цифрового преобразования. Основной принцип оцифровки любых сигналов очень прост и показан на рис. 17.1, а. В некоторые моменты времени t_1, t_2, t_3 мы берем мгновенное значение аналогового сигнала и как бы прикладываем к нему некоторую меру, линейку, проградуированную в двоичном масштабе. Обычная линейка содержит крупные деления (метры), поделенные каждое на десять частей (дециметры), каждая из которых также поделена на десять частей (сантиметры), и т. д. Двоичная линейка содержала бы деления, поделенные пополам, затем еще раз пополам и т. д. — сколько хватит разрешающей способности. Если вся длина такой линейки составляет, допустим, 2,56 м, а самое мелкое деление — 1 см (т. е. мы можем померить ей длину с точностью не хуже 1 см, точнее, даже половины его), то таких делений будет ровно 256, и их можно представить двоичным числом размером 1 байт или 8 двоичных разрядов.

Ничего не изменится, если мы меряем не длину, а напряжение или сопротивление, только смысл понятия «линейка» будет несколько иной. Так мы получаем последо-

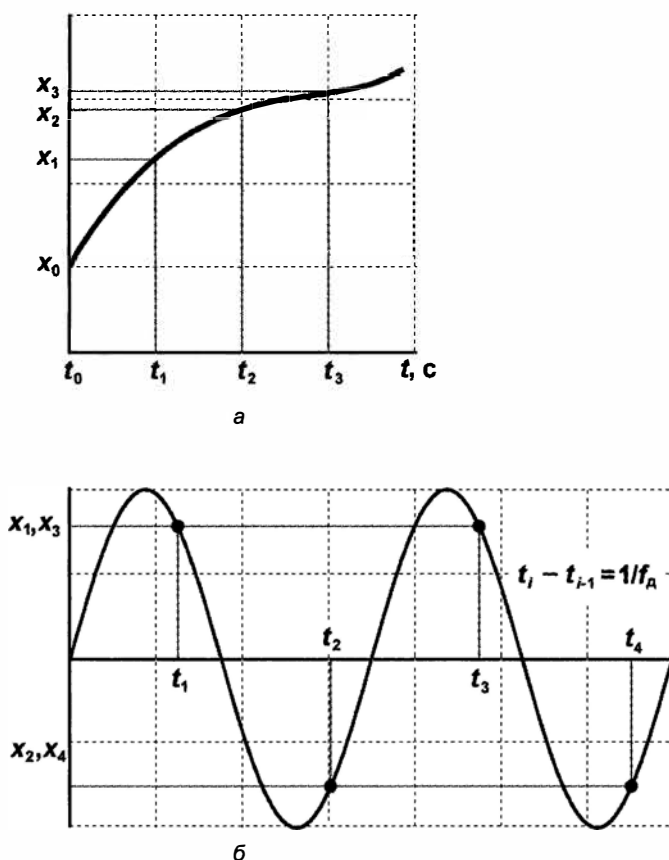


Рис. 17.1. Оцифровка аналоговых сигналов. а — основной принцип; б — пояснение к теореме Котельникова — Найквиста

вательные отсчеты величины сигнала x_1, x_2, x_3 . Причем заметьте, что при выбранной разрешающей способности и числе разрядов мы можем померить величину не больше некоторого значения, которое соответствует максимальному числу, в данном случае 255. Иначе придется или увеличивать число разрядов (удлинять линейку), или менять разрешающую способность в сторону ухудшения (растягивать ее). Все изложенное и есть сущность работы аналого-цифрового преобразователя — АЦП.

На рис. 17.1, а график демонстрирует этот процесс для случая, если мы меряем какую-то меняющуюся во времени величину. Если измерения производить регулярно с известной частотой (ее называют *частотой дискретизации* или *частотой квантования*), то записывать можно только значения сигнала. Если стоит задача потом восстановить первоначальный сигнал по записанным значениям, то, зная частоту дискретизации и принятый масштаб (т. е. какому значению физической величины соответствует максимальное число в принятом диапазоне двоичных чисел), мы всегда можем восстановить исходный сигнал, просто отложив точки на графике и соединив их плавной линией.

Но что мы при этом теряем? Посмотрите на рис. 17.1, б, который иллюстрирует знаменитую теорему Котельникова (как водится, за рубежом она носит другое имя — Найквиста, на самом деле они оба сформулировали ее независимо друг от друга). На этом рисунке показана синусоида предельной частоты, которую мы еще можем восстановить, располагая массивом точек, полученных с частотой дискретизации f_d . Так как в формуле для синусоидального колебания $A \cdot \sin(2\pi f t)$ имеется два независимых коэффициента (A — амплитуда и f — частота), то для того чтобы вид графика восстановить однозначно, нужно как минимум две точки на каждый период¹, т. е. *частота оцифровки должна быть как минимум в два раза больше, чем самая высокая частота в спектре исходного аналогового сигнала*. Это и есть одна из расхожих формулировок теоремы Котельникова — Найквиста.

Попробуйте сами нарисовать другую синусоиду без сдвига по фазе, проходящую через указанные на графике точки, и вы убедитесь, что это невозможно. В то же время можно нарисовать сколько угодно разных синусоид, проходящих через эти точки, если их частота в целое число раз выше частоты дискретизации f_d . В сумме эти синусоиды, или *гармоники* (т. е. члены разложения сигнала в ряд Фурье — см. главу 5), дадут сигнал любой сложной формы, но восстановить их нельзя, и если такие гармоники присутствуют в исходном сигнале, то они пропадут навсегда. Только гармонические составляющие с частотами ниже предельной восстанавливаются однозначно. То есть процесс оцифровки равносильен действию ФНЧ с прямоугольным срезом характеристики на частоте, равной ровно половине частоты дискретизации.

Теперь об обратном преобразовании. В сущности, никакого преобразования цифра-аналог в ЦАП, которые мы будем здесь рассматривать, не происходит, просто мы

¹ Если сами параметры синусоиды A и f не меняются во времени, то достаточно вообще двух точек на все время. Именно такой случай показан на графике рис. 17.1, б.

выражаем двоичное число в виде пропорциональной величины напряжения, т. е. занимаемся, с точки зрения теории, всего лишь преобразованием масштабов. Вся аналоговая шкала поделена на кванты — градации, соответствующие разрешающей способности нашей двоичной «линейки». Если максимальное значение сигнала равно, к примеру, 2,56 В, то при восьмиразрядном коде мы получим квант в 10 мВ, и что происходит с сигналом между этими значениями, а также и в промежутки времени между отсчетами, мы не знаем и узнать не можем. Если взять ряд последовательных отсчетов некоего сигнала, например, тех, что показаны на рис. 17.1, а, то мы в результате получим ступенчатую картину, показанную на рис. 17.2.

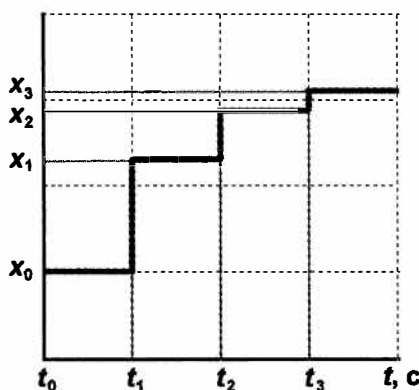


Рис. 17.2. Восстановление оцифрованного сигнала с рис. 17.1, а

Если вы сравните графики на рис. 17.1, а и на рис. 17.2, то увидите, что второй график представляет первый, мягко говоря, весьма приблизительно. Для того чтобы повысить степень достоверности полученной кривой, следует, во-первых, брать отсчеты почаще, и во-вторых, увеличивать разрядность. Тогда ступеньки будут все меньше и меньше, и есть надежда, что при некотором достаточно высоком разрешении, как по времени, так и по квантованию, кривая станет, в конце концов, неотличима от непрерывной аналоговой линии.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Очевидно, что в случае звуковых сигналов дополнительное сглаживание, например, с помощью ФНЧ, здесь попросту не требуется, ибо оно только ухудшит картину, отрезая высокие частоты еще больше. К тому же всякие аналоговые усилители сами сгладят сигнал, и органы чувств человека тоже поработают в качестве фильтра. Так что наличие ступенек само по себе несущественно, если они достаточно мелкие, а вот резкий спад частотной характеристики выше некоторой частоты сказывается на качестве звука фатальным образом. Многие люди с хорошим музыкальным слухом утверждают, что они безошибочно отличают цифровой звук CD-качества (дискретизация которого производится с частотой 44,1 кГц, т. е. со срезом на частоте заведомо более высокой, чем уровень восприятия человеческого слуха, и с числом градаций не менее 65 тысяч на весь диапазон) от настоящего аналогового звука, например, с виниловой пластинки или с магнитофонной ленты. По этой причине качественный цифровой звук записывается с гораздо более высокими частотами дискретизации, чем формально необходимо, например, 192 и даже 256 кГц, и тогда он становится действительно неотличим от

исходного. Правда, напрямую оцифрованный звук записывают разве что на диски в формате Audio CD, а почти для всех остальных форматов используют компрессию — сжатие по специальным алгоритмам. Если бы не компрессия, для записи не хватило бы ни емкости современных носителей, ни быстродействия компьютерных сетей: всего одна минута стереозвука с параметрами CD-качества занимает на носителе около 10 Мбайт, можете проверить самостоятельно.

Углубляться в особенности дискретизации аналоговых периодических сигналов мы не будем, т. к. это очень обширная область в современной инженерии, связанная в первую очередь с оцифровкой, хранением, тиражированием и воспроизведением звука и видео, и об этом нужно, как минимум, писать отдельную книгу. Для наших же целей достаточно изложенных сведений, а теперь мы перейдем непосредственно к задаче оцифровки и обратного преобразования отдельного значения сигнала.

ЦАП

Начнем мы с конца, т. е. с цифроаналоговых преобразователей — почему, вы увидите далее. Будем считать, что на входе мы имеем числа в двоичной форме — неважно, результат оцифровки какого-то реального сигнала или синтезированный код. Нам его нужно преобразовать в аналоговый уровень напряжения в соответствии с выбранным масштабом.

Самый простой ЦАП — десятичный или шестнадцатеричный дешифратор-распределитель, подобный 561ИД1. Если на него подать четырехразрядный код, то на выходе мы получим логическую единицу для каждого значения кода на отдельном выводе. Присоединив к выходам такого дешифратора линейку светодиодов, получаем полосковый (шкальный) индикатор, который с разрешением в 10 или 16 ступеней на весь диапазон будет показывать уровень некоей величины. Причем очень часто для практики такого относительно грубого индикатора, заменяющего стрелочные приборы, вполне достаточно. Выпускаются специальные микросхемы для управления такими дискретными шкальными индикаторами, которые позволяют показывать значение не в виде отдельной точки или полоски, а в виде светящегося столбика. Есть и микросхемы, которые могут управлять не дискретными, а линейными вакуумными индикаторами. Есть даже микросхема К1003ПП1 (аналог UAA180), которая преобразует аналоговую величину (напряжение) сразу в управляющий сигнал для шкального индикатора. Довольно эффектная конструкция может получиться, если в схеме термометра по рис. 13.3 или 13.4 заменить показывающую головку на такую микросхему и шкальный индикатор — как бы полноценная имитация термометра традиционного!

У такого примитивного ЦАП есть два недостатка: во-первых, повысить его разрешение свыше 16–20 градаций нереально, т. к. выходов тогда получится чересчур много. Но главное, он предназначен для узкой задачи визуализации цифровой величины и за пределами этой области беспомощен. Куда более широкое применение имел бы преобразователь, осуществляющий функцию по рис. 17.2, т. е. выдающий на выходе аналоговое напряжение, пропорциональное коду на входе.

«Тупой» метод получения такого напряжения состоял бы в следующей модификации метода с дешифратором-распределителем типа 561ИД1. Для этого надо вы-

строить делитель из цепочки одинаковых резисторов, подключить его к источнику опорного напряжения и коммутировать отводы этого делителя ключами, управляемыми от дешифратора-распределителя. Для двух-трехразрядного кода можно использовать описанные в главе 15 мультиплексоры типа 561КП1 и 561КП2. Но для большего количества разрядов такой ЦАП с непосредственным преобразованием превращается в совершенно чудовищную конструкцию. Для восьмиразрядного кода потребовалось бы 256 резисторов (строго одинаковых!), столько же ключей и дешифратор с таким же количеством выходов, а ведь восьмиразрядный код — довольно грубая «линейка», ее разрешающая способность не превышает четверти процента. Поэтому на практике такой метод употребляют для построения АЦП, а не ЦАП (потому что, несмотря на сложность, он обладает одним уникальным свойством, см. далее), и здесь мы даже не будем рисовать такую схему.

Рассмотрим один из самых распространенных методов, который позволяет осуществлять преобразование код-напряжение без использования подобных монструозных конструкций. На рис. 17.3, а показан вариант реализации ЦАП на основе ОУ с коммутируемыми резисторами в цепи обратной связи. В качестве коммутирующих ключей можно применить, например, малогабаритные электронные реле серии 293, т. е. того же типа, что мы применяли в конструкции термостата по рис. 12.9, или специализированные ключи из серии 590. Однако для осуществления переключающего контакта потребовалось бы ставить по два таких ключа на каждый разряд, потому в серии 561 предусмотрена специальная микросхема 561КТ3 (CD4066), которая содержит четыре одинаковых ключа, работающие именно так, как показано на приведенной схеме.

Ключи эти двунаправленные, но их выводы работают по-разному. Тот вывод, который обозначается OUT/IN (в отечественном варианте обычно просто «Выход»), в одном состоянии коммутируется с другим входом/выходом, в другом просто отключен, как обычно. А вывод, обозначаемый IN/OUT (в отечественном варианте просто «Вход»), в одном состоянии подключается к первому входу, а вот при разрыве ключа не «повисает в воздухе», как первый, а заземляется. Таким образом, если подать на вход управления ключом в составе 561КТ3 сигнал логической единицы, то вывод IN/OUT соответствующим образом подключенного ключа коммутируется на вход OUT/IN, а если сигнал управления равен логическому нулю, то вывод IN/OUT замыкается на «землю», как нам и нужно.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Отметим, что есть еще микросхема 176КТ1 (CD4016А, в 561-й серии ей аналога нет, но есть импортная версия CD4016В с питанием до 20 В), с которой 561КТ3 часто путают — у нее ключи самые обычные двусторонние, без заземления. И, несмотря на то, что в классическом справочнике [18] эти микросхемы описаны исчерпывающим образом, в сетевых самостоятельных справочниках по поводу 561КТ3 нередко приводятся ошибочные сведения. Самим строить такие ЦАП, конечно, вряд ли придется, но на всякий случай следует учесть, что сопротивление ключа 561КТ3, как и более современных модификаций (1561КТ3 или CD4066В), довольно велико, порядка сотни ом, что может сказываться на точности. Хотя для практических целей в ряде схем (но не в рассматриваемой!) важнее не абсолютное значение сопротивления, а разница в этом параметре между ключами, которая, если верить справочникам, не превышает 5 Ом.

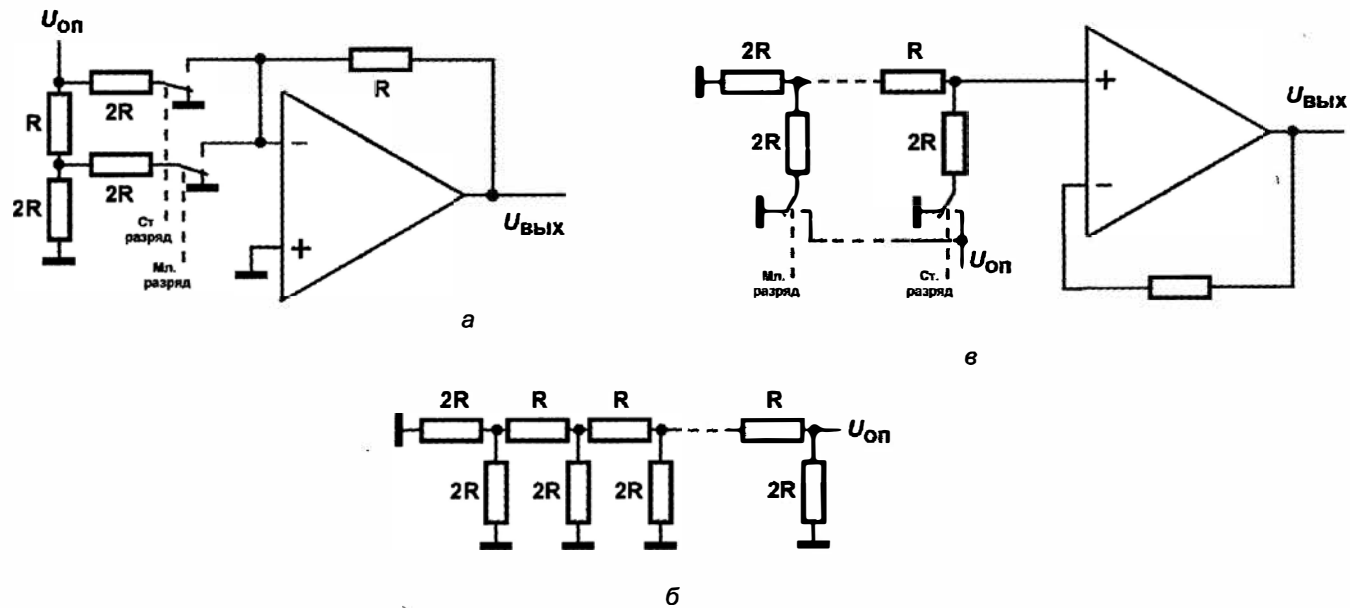


Рис. 17.3. Схемы, применяемые при построении ЦАП:
a — двухразрядный ЦАП с отрицательным выходом; *б* — цепочка $R-2R$ произвольной длины;
в — ЦАП с положительным выходом

Рассмотрим, наконец, как же работает такая схема. Для лучшего уяснения принципов я нарисовал всего лишь двухразрядный вариант. Два разряда — это четыре градации, т. е. выходное напряжение ОУ должно принимать 4 значения с равными промежутками, в данном случае эти напряжения равны 0, а также $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ и $\frac{3}{4}$ от опорного напряжения $U_{оп}$. Как это происходит?

Рассмотрим сначала схему в исходном состоянии, когда на входах управления ключами код имеет значения «00». Так как оба нижних по схеме резистора $2R$ в исходном состоянии присоединены к «земле», т. е. включены параллельно, то их суммарное сопротивление равно R .

Тогда верхний по схеме резистор R и эти два резистора образуют делитель, напряжение на котором равно ровно половине от $U_{оп}$. Параллельный делителю резистор $2R$ в делении напряжения не участвует. Ключи разомкнуты, цепочка резисторов отсоединена от входа ОУ, и на его выходе будет напряжение, равное 0.

Пусть теперь код примет значение «01». В этом случае резистор с номиналом $2R$ младшего разряда (нижнего по схеме) переключается ко входу усилителя. Для самой цепочки резисторов $R-2R$ все равно, к «земле» присоединен этот резистор или ко входу, потому что потенциал входа ОУ равен тому же потенциалу «земли». Таким образом, ко входу ОУ через сопротивление с номиналом $2R$ потечет ток, величина которого будет равна величине напряжения на его входе ($U_{оп}/2$, как мы выяснили), деленной на величину этого резистора ($2R$). Итого значение тока будет $U_{оп}/4R$, и ток этот создаст на резисторе обратной связи ОУ, сопротивление которого равно R , падение напряжения, равное $U_{оп}/4$. Можно считать и по-другому — рассматривать инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 0,5, что определяется отношением сопротивлений $R/2R$, и напряжением на входе $U_{оп}/2$. Итого на выходе всей схемы будет напряжение $U_{оп}/4$ (но с обратным знаком, т. к. усилитель инвертирующий).

Пусть теперь код принимает значение «10». Тогда все еще проще — ко входу ОУ подключается напряжение $U_{оп}$ через верхний резистор $2R$. Коэффициент усиления тот же самый (0,5), так что на выходе будет напряжение $U_{оп}/2$. Самый сложный случай — когда код принимает значение «11», и подключаются оба резистора. В этом случае ОУ надо рассматривать как аналоговый сумматор (см. главу 12, рис. 12.5, а). Напряжение на выходе будет определяться суммой токов через резисторы $2R$, умноженной на величину сопротивления обратной связи R , т. е. будет равно $(U_{оп}/2R + U_{оп}/4R) \cdot R$, или просто $3U_{оп}/4$.

Я так подробно рассмотрел этот пример, чтобы наглядно продемонстрировать свойства цепочки $R-2R$. Способ ее построения с любым количеством звеньев показан на рис. 17.3, б. Крайние резисторы $2R$ включены параллельно и в сумме дают сопротивление R , поэтому следующее звено оказывается состоящим из тех же номиналов по $2R$ и в сумме тоже даст R и т. д. Какой бы длины цепочку не сделать, она будет делить входное напряжение в двоичном соотношении: на самом правом по схеме конце цепочки будет напряжение $U_{оп}$, на следующем отводе $U_{оп}/2$, на следующем $U_{оп}/4$ и т. д.

Поэтому с помощью всего двух типоминалов резисторов, отличающихся ровно в два раза, можно строить ЦАП в принципе любой разрядности. Так, восьмизрядный ЦАП будет содержать 16 резисторов и 8 ключей (если с переключением, как в 561КТ3), не считая резистора обратной связи, который у нас для наглядности был равен также R , но может быть любого удобного номинала. В интегральных ЦАП часто этот резистор вообще не устанавливают заранее, а выносят соответствующие выводы наружу, так что можно легко получать любой масштаб напряжения по выходу. Например, если в нашей схеме сделать этот резистор равным $1,33R$, то на выходе мы получим напряжения, равные $U_{оп}$, $2U_{оп}/3$, $U_{оп}/3$ и 0.

Правда, неудобство в такой простейшей схеме заключается в том, что выходные напряжения будут с обратным знаком, но эта проблема легко решается. На рис. 17.3, в показан простейший вариант ЦАП с «нормальным» положительным выходом. Проанализировать работу этой схемы я предоставляю читателю самостоятельно — она, вообще-то, даже проще, чем инвертирующий вариант. Недостатком этого варианта по сравнению с инвертирующим будет то, что коэффициент усиления не регулируется, и масштаб будет определяться только величиной $U_{оп}$. Но и этот недостаток легко исправить небольшим усложнением схемы. Такие ЦАП называют еще *перемножающими*.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Я не буду рассматривать серийные интегральные схемы ЦАП (например, 572ПА1), основанные на этом принципе, потому что в целом они работают так же, а ЦАП сами по себе, без использования в составе АЦП, требуются нечасто. Тем не менее, скажем несколько слов о проблемах, связанных с метрологией. Ясно, что получить точные значения резисторов при изготовлении микросхемы подобного ЦАП непросто, поэтому на практике абсолютные величины R могут иметь довольно большой разброс. Между собой номиналы их тщательно согласовывают с помощью лазерной подгонки. Собственное сопротивление ключей также может оказывать большое влияние на работу схемы, особенно в старших разрядах, где токи больше, чем в младших. В интегральном исполнении даже делают эти ключи разными — в старших разрядах ставят более мощные с меньшим сопротивлением. А если попытаться сделать самодельный ЦАП на основе упомянутых ранее 516КТ3, то величина R должна составлять десятки килоом, не менее, иначе ключи начнут вносить слишком большую погрешность.

Еще один момент связан с получением стабильного опорного напряжения, поскольку это непосредственно сказывается на точности преобразования, причем абсолютно для всех АЦП и ЦАП, как мы увидим далее. В настоящее время успехи электроники позволили почти забыть про эту проблему — все крупные производители выпускают источники опорного напряжения, позволяющие достигать стабильности порядка 16 разрядов (т. е. 65 536 градаций сигнала). К тому же всегда можно исхитриться построить схему так, чтобы измерения стали относительными.

Быстродействие ЦАП рассмотренного типа в основном определяется быстродействием ключей и типом применяемой логики, и в случае КМОП-ключей не слишком высокое — примерно такое же, как у обычных КМОП-элементов.

Большинство интегральных ЦАП построено с использованием описанного принципа суммирования взвешенных токов или напряжений. Другой класс цифроаналого-

вых преобразователей составляют *интегрирующие* ЦАП, которые служат для преобразования величин, меняющихся во времени. Эти ЦАП в идеале позволяют сразу получить действительно аналоговый, непрерывный сигнал без признаков ступенек.

АЦП

Номенклатура аналого-цифровых преобразователей существенно больше, чем ЦАП. Однако все разнообразие их типов можно свести к трем разновидностям: это АЦП параллельного действия, АЦП последовательного приближения и интегрирующие АЦП. Рассмотрим их по порядку.

АЦП параллельного действия

АЦП параллельного действия — это зеркально отраженный простейший ЦАП на основе дешифратора, описанный в предыдущем разделе. В таких АЦП имеется делитель из k одинаковых резисторов, к каждой ступени которого подключен компаратор, сравнивающий напряжение на делителе с входным сигналом. Выходы компараторов образуют равномерный код, вроде того, что используется для управления шкальными индикаторами в описанном ранее простейшем ЦАП. Эти выходы подключены к шифратору с k входами, который преобразует этот код в двоичный с числом разрядов n , равным $\log_2(k)$.

Трудности на этом пути уже описывались: схема получается крайне громоздкая, для n -разрядного кода требуется $k = 2^n$ резисторов и компараторов, причем резисторов точно согласованных между собой, и компараторов также с как можно более идентичными характеристиками. Поэтому такие АЦП с разрядностью, большей 8, почти и не выпускают. А зачем их делают вообще? По одной простой причине — этот тип АЦП является самым быстродействующим из всех, преобразование происходит фактически мгновенно и лимитируется только быстродействием применяемых компараторов и логики. Фактическое быстродействие АЦП такого типа может составлять десятки и сотни мегагерц (наиболее экстремальные типы, как MAX108, допускают частоты до единиц гигагерц). Все остальные типы АЦП, как мы увидим, работают значительно медленнее.

АЦП последовательного приближения

АЦП последовательного приближения мы рассмотрим чуть подробнее — ввиду их практической важности. Хотя самим в настоящее время такие АЦП строить также не приходится, но для успешного использования их в интегральном исполнении следует хорошо понимать, как они работают. Именно такого типа АЦП обычно встроены в микроконтроллеры (см. главы 18 и 22).

Главная деталь АЦП последовательного приближения — ЦАП нужной разрядности (именно поэтому мы рассматривали ЦАП раньше, чем АЦП). На его цифровые входы подается код по определенному правилу, о котором далее. Выход ЦАП соединяется с одним из входов компаратора, на другой вход которого подается пре-

образуемое напряжение. Результат сравнения подается на схему управления, которая связана с регистром — формирователем кодов.

Есть несколько вариантов реализации процедуры преобразования. Самый простой выглядит следующим образом: сначала все разряды кода равны нулю. В первом такте самый старший разряд устанавливается в единицу. Если выход ЦАП при этом превысил входное напряжение, т. е. компаратор перебрался в противоположное состояние, то разряд возвращается в состояние логического нуля, в противном же случае он остается в состоянии логической единицы. В следующем такте процедуру повторяют для следующего по старшинству разряда. Такой метод позволяет за число тактов, равное числу разрядов, сформировать в регистре код, соответствующий входному напряжению. Способ довольно экономичен в смысле временных затрат, однако имеет один существенный недостаток — если за время преобразования входное напряжение меняется, то схема может ошибаться, причем иногда вплоть до полного сбоя. Поэтому в такой схеме обязательно приходится ставить на входе устройство выборки-хранения, о котором далее.

В другой модификации этой же схемы для формирования кодов используется реверсивный счетчик, подобный 561IE11, с нужным числом разрядов. Выход компаратора попросту подключают к выводу переключения направления счета. Изначально счетчик сбрасывают в нули во всех разрядах, после чего подают на него тактовые импульсы. Как только счетчик досчитает до соответствующего значения кода, и выход ЦАП превысит входное напряжение, компаратор переключает направление счета, и счетчик отрабатывает назад. После окончания этого периода установления, если напряжение на входе не меняется, величина кода все время колеблется в пределах младшего разряда. Здесь выбросы не так страшны, но большое время установления и неизвестное заранее время реакции на быстрые изменения входного сигнала являются недостатками такого АЦП, получившего название *следающего*.

Теперь об устройствах выборки-хранения (УВХ). В простейшем случае это все тот же аналоговый электронный ключ, на вход которого подается измеряемый сигнал, а на выходе стоит конденсатор. До начала измерения ключ открыт, и напряжение на конденсаторе повторяет входное напряжение со всеми его изменениями. В момент начала измерения ключ запирается, и в дальнейшем в качестве измеряемого фигурирует уже напряжение, запасенное на конденсаторе, а изменения на входе на измерительную схему не влияют.

Все, казалось бы, просто, но наличие УВХ, прежде всего, достаточно сильно замедляет процесс, т. к. ключ имеет конечное сопротивление и вместе с конденсатором образует ФНЧ, который требует времени для установления нового значения напряжения и может искажать форму сигнала. Кроме того, как бы ни было велико входное сопротивление компаратора, оно конечно, да и ключ также имеет не бесконечно большое сопротивление в закрытом состоянии. Иногда в схеме присутствует и элемент для принудительного сброса конденсатора (обнуления его), наконец, конденсатор также имеет собственные утечки — все это вынуждает увеличивать емкость конденсатора и еще больше снижать быстродействие схемы. В интегральных

АЦП подобного рода нередко даже предоставляется выбор между точностью и быстродействием.

Кроме выборки-хранения, в АЦП последовательного приближения требуется также время на вывод данных и подготовку к следующему циклу измерения. Все указанные причины приводят к тому, что наиболее распространенные 10–12-разрядные АЦП последовательного приближения имеют реальное быстродействие не выше 50–200 кГц. Как пример достаточно продвинутой модели приведем MAX1132, который имеет разрешение 16 бит при частоте выборок 200 кГц. Тем не менее, АЦП последовательного приближения очень распространены и применяются там, где требуется средняя точность при достаточно высоком быстродействии.

Интегрирующие АЦП

Наиболее точными и одновременно самыми медленными являются интегрирующие АЦП. Их мы рассмотрим наиболее подробно, потому что, во-первых, они могут быть достаточно просты схемотехнически, и иногда даже целесообразно самому соорудить такой узел схемы на дискретных элементах, чем подбирать подходящий чип, и, во-вторых, этот тип АЦП наиболее часто применяется в радиолюбительской практике (если не считать встроенных в микроконтроллеры АЦП последовательного приближения). Далее в этой главе мы сконструируем на основе готового АЦП такого типа цифровой термометр с достаточно хорошими характеристиками.

Разных типов интегрирующих АЦП вообще-то не меньше десятка, но здесь мы подробно рассмотрим только три разновидности. Кстати, интегрирующие АЦП являются примером того, что цифровая техника вовсе не всегда достигает наивысшей точности в сравнении с аналоговой — центральным узлом этих, как мы уже сказали, наиболее точных преобразователей является чисто аналоговый интегратор на ОУ.

Схема самого простого интегрирующего АЦП показана на рис. 17.4. Это так называемый *АЦП с однократным интегрированием*. В начале преобразования на вход С динамического D-триггера поступает положительный фронт, который устанавливает выход Q в состояние логической единицы. Она является разрешающим уровнем для элемента «И-НЕ», и на вход счетчика поступают импульсы. Одновременно через выход \bar{Q} запирается транзистор VT1. Конденсатор начинает заряжаться от источника стабильного тока. При равенстве значения входного измеряемого напряжения и напряжения на конденсаторе компаратор срабатывает и обнуляет триггер («ворота» на логическом элементе «И-НЕ» запираются, транзистор открывается и разряжает конденсатор, счетчик обнуляется). Количество импульсов, накопленных в счетчике к этому моменту, пропорционально входному напряжению.

Источник тока вместе с конденсатором в данном случае образуют так называемый *ГЛИН* — генератор линейно изменяющегося напряжения. Схему можно упростить, если вместо источника тока поставить простой резистор, питающийся от стабильного источника напряжения, но так как форма кривой нарастания напряжения при этом не линейная, а экспоненциальная (см. рис. 5.7 в главе 5), то приходится огра-

ничиться небольшим диапазоном входных напряжений, где форма кривой еще близка к прямой линии. Однако на практике так часто и поступают, поэтому источник тока я подробно не рисовал.

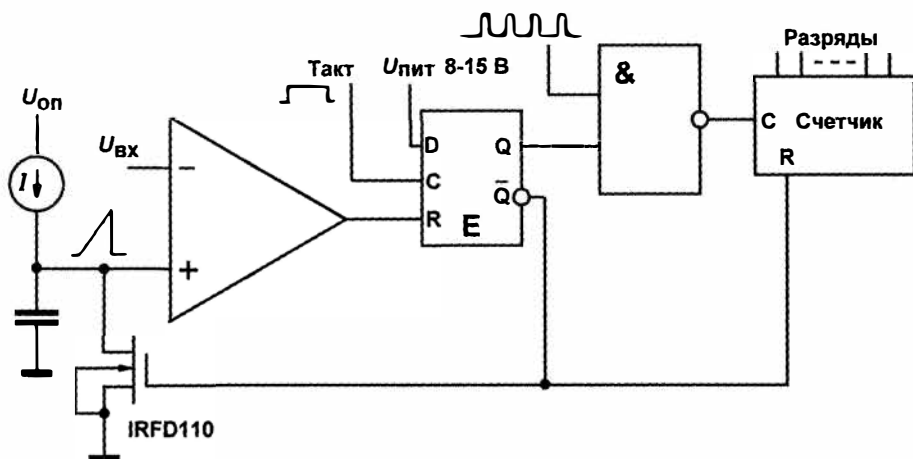


Рис. 17.4. АЦП однократного интегрирования

Если все же задаться целью расширения входного диапазона вплоть до значений, близких к напряжению питания, то придется делать «нормальный» источник тока. Использование простого полевого транзистора, как мы делали в схеме лабораторного источника питания (рис. 9.12), не выход, т. к. он все же является достаточно грубым источником. С другой стороны, чем городить источник тока (например, по варианту, представленному на рис. 12.5, з), проще вообще построить ГЛИН по-иному, в виде обычного интегратора по рис. 12.5, б, только добавив к нему ключ для сброса по окончании преобразования.

ПОДРОБНОСТИ

Для сброса можно использовать вместо полевого обычный маломощный *n-p-n*-транзистор, но диапазон входного напряжения будет тогда ограничен еще и снизу значением напряжения на коллекторе открытого транзистора (примерно 0,3 В). Поэтому при снижении питания до 5 В лучше для сброса взять электронный ключ, вроде 561КТЗ. При конструировании таких схем на микроконтроллерах (см. далее) для сброса конденсатора можно применить тот же вывод порта, который является входом компаратора, если его переключать на вход в рабочем цикле и на выход с нулевым уровнем для сброса.

У схемы по рис. 17.4 единственное достоинство — простота, и куча недостатков. При взгляде на нее непонятно, чего это я ранее распинался насчет выдающихся характеристик интегрирующих АЦП. Результат преобразования здесь зависит от всего на свете: от стабильности источника тока и самого ГЛИН (и каждого его элемента в отдельности, в первую очередь — конденсатора), от стабильности порога компаратора, от неидеальности ключа для сброса и т. п. Еще хуже то, что схема в данном варианте срабатывает от мгновенного значения входного сигнала и потому весьма восприимчива к его дребезгу и вообще любым помехам. А если тактовая

частота случайно окажется кратной частоте помехи (в первую очередь сетевой с частотой 50 Гц), то мы вообще можем получать каждый раз значения, весьма далекие от истины¹. Поэтому такая схема годится лишь для измерения сигналов постоянного тока — для контроля напряжения батареек или чего-нибудь в этом роде (подобная схема, например, ранее применялась в компьютерном игровом порту для измерения положения привязанного к движку потенциометра управляющего рычага джойстика).

В то же время преобразование длится все равно достаточно долго, поскольку обычные значения тактовой частоты, при которых схема еще работает приемлемо, лежат в диапазоне максимум десятков килогерц (если, конечно, специально не использовать быстродействующие компараторы и логику), т. е. для достижения разрешающей способности в восемь разрядов (больше все равно не выжмешь) частота отсчетов составит в лучшем случае 100 Гц, на практике же еще меньше. Может быть, использовать этот факт и измерять не мгновенное, а среднее значение сигнала за время преобразования?

Сделать это несложно — достаточно подать измеряемое напряжение на вход ГЛИН, а опорное — на компаратор. Тогда сигнал станет интегрироваться за время преобразования, причем интегрироваться очень точно, и мы будем получать истинное среднее арифметическое значение сигнала за это время. Но легко увидеть, что сама функция преобразования при этом окажется обратной, — т. е. время заряда (и значение выходного кода на счетчике) окажется *обратно* пропорциональным значению входного напряжения. Это неудобно, т. к. сильно усложняет обработку результата. Можно применить какой-нибудь хитрый метод деления частоты с использованием реверсивного счетчика, можно также попробовать инвертировать входной сигнал и затем сдвинуть его в положительную область, но все это приводит к усложнению схемы, причем неоправданному — сама по себе точность преобразования в любом случае не увеличится, избавляемся мы только от помехи.

По всем этим причинам АЦП с однократным интегрированием, несмотря на его простоту, в настоящее время не употребляют вообще и даже не выпускают в виде специализированных микросхем. Единственная область, где можно было бы рекомендовать такой метод, — использование микропроцессоров, имеющих встроенный компаратор. В этом случае с помощью одного внешнего резистора и конденсатора можно получить простейший преобразователь аналогового сигнала в код. Но и эта рекомендация потеряла в настоящее время всякий смысл, т. к. доступны микроконтроллеры со встроенными «нормальными» АЦП без всяких внешних элементов, причем мультиканальными, с гарантированной точностью и разрешением до 10 и даже 12 разрядов, чего для большинства практических нужд более чем достаточно.

Пожалуй, рассказ об АЦП однократного интегрирования получился чересчур затянутым, но это оправданно, т. к. мы теперь знаем, к чему нам стремиться. И я пред-

¹ На практике добиться полной некратности частоты измерения и помехи можно, только если сделать тактовую частоту изменяющейся по случайному закону. Так как отношения обычных чисел всегда образуют периодическую дробь, то на выходе мы получим биения выходной величины с частотой повторения периода этой дроби.

вкушаю изумление читателя, когда он узнает, как можно преодолеть чуть ли не все перечисленные здесь недостатки, как говорится, одним махом, и притом не слишком усложняя схему. Интегрирующие АЦП не получили бы такого распространения и заслуженной репутации «самых стабильных», если бы не это обстоятельство.

Идея метода, который называется *двойным* или *двухстадийным* интегрированием, показана на рис. 17.5. Посмотрим сначала на график, обозначенный цифрой 1. В первую часть цикла работы за фиксированное время такта $t_2 - t_1$ конденсатор интегратора заряжается током, который определяется входным (измеряемым) напряжением $U_{вх}$. Во второй части этот конденсатор разряжается точно известным током, определяющимся опорным напряжением $U_{оп}$, до момента равенства напряжения нулю (t_3). Чем больше входное напряжение, тем до большей величины зарядится конденсатор в первой части, и тем дольше он будет разряжаться во второй. Легко показать, что отношение интервала времени $t_3 - t_2$ к известному времени такта $t_2 - t_1$ будет равно отношению входного напряжения $U_{вх}$ к опорному $U_{оп}$. Таким образом, измерив полученный интервал времени $t_3 - t_2$ обычным методом с помощью счетчика, как это сделано в схеме на рис. 17.4, мы получим на выходе код, пропорциональный входному напряжению.

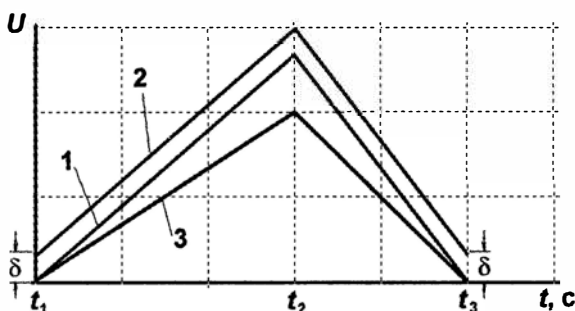


Рис. 17.5. Цикл работы АЦП двойного интегрирования: 1 — идеальный случай, 2 — при сдвиге порога компаратора; 3 — при изменении емкости конденсатора

На самом деле напряжение, до которого разряжается конденсатор, задается порогом компаратора и может в общем случае быть отличным от нуля на величину δ за счет «гуляния» порога, например, при изменении температуры. Но так как в начале цикла измерения напряжение определялось тем же значением порога, то, как вы видите из графика 2 на рис. 17.5, в данном случае имеет значение только изменение порога за время преобразования. А оно даже в самых «неповоротливых» АЦП такого типа не превышает долей секунды, потому это изменение можно не принимать в расчет. На результате не скажется и изменение емкости конденсатора, поскольку при этом наклон прямой и заряда и разряда изменится в одинаковой степени (график 3).

В самых точных АЦП такого типа дополнительно проводят цикл *автокоррекции нуля*, когда на вход подают нулевое напряжение и результат потом вычитают из значения кода, полученного в рабочем цикле. Мало того, здесь даже не требуется «кварцованная» частота, и всю схему можно заводить от любого RC-генератора

при условии, что время такта $t_2 - t_1$ и частота заполнения «ворот» для подсчета длительности результирующего интервала $t_3 - t_2$ задаются от одного и того же генератора.

Но чудес не бывает — точность и стабильность преобразования здесь полностью определяются точностью и стабильностью значения $U_{оп}$. От этого никуда не денешься, и, как мы говорили, это общее условие для всех без исключения конструкций АЦП и ЦАП. Между прочим, обратите внимание, что $U_{вх}$ и $U_{оп}$ образуют в совокупности нечто вроде неинвертирующего и инвертирующего входа ОУ. Эта аналогия куда более полная, чем кажется, и, манипулируя этими величинами, можно выделять с выходным кодом всякие штуки, в частности, подгонять масштаб преобразования к нужному диапазону. Другое облегчение, которое можно получить от этой связи, заключается в возможности проведения относительных измерений, когда входное и опорное напряжения получаются от одного источника и тем самым имеют одинаковую относительную погрешность (получается нечто вроде явления ослабления синфазного сигнала в ОУ).

Кстати, в интегрирующих АЦП такого рода для более полного подавления помех нужно делать первую часть цикла интегрирования именно кратным периоду помехи. Тогда в цикле укладывается целое число периодов помехи, и она усредняется. Практически наибольшее влияние оказывает сетевая помеха частотой 50 Гц, поэтому частоту циклов стараются делать в круглых числах.

Простой вариант практической схемы АЦП двойного интегрирования (преобразователя напряжение-время, ПНВ) показан на рис. 17.6. Счетная часть на схеме не показана. Для понимания того, как работает схема, следует обратить внимание, что управляющий вход Y у ключей типа 590KH2 инверсный, т. е. при низком уровне на управляющем входе ключ распахнут, а при высоком — заперт.

Рассмотрим диаграмму работы (рис. 17.6, справа). В момент отрицательного перепада на тактовом входе T RS-триггер устанавливается в единицу по выходу Q . Так как на входе T в этот момент отрицательный уровень, ключ $D1/1$ открывается, остальные ключи заперты. Конденсатор подключается в обратную связь верхнего ОУ ($DA1/1$) и начинается цикл интегрирования входного напряжения (напряжение на конденсаторе возрастает по абсолютной величине, т. е. на выходе $DA1/1$ падает, поскольку интегратор инвертирующий). В момент окончания отрицательного полупериода тактовой частоты ключ $D1/1$ запирается, а ключ $D1/3$ открывается, заряженный конденсатор оказывается подключенным в обратную связь второго ОУ ($DA1/2$). Начинается цикл интегрирования опорного напряжения (изменение напряжения на конденсаторе показано на диаграмме пунктирной линией). Поскольку обратная связь в первом ОУ теперь отсутствует, то он сработает, как компаратор — сначала на его выходе установится напряжение, равное отрицательному питанию (или близкое к нему), а в момент равенства напряжения на конденсаторе нулю выход резко устремится от отрицательного к положительному питанию (но его ограничит на уровне примерно +0,6 В включенный в обратную связь диод, который нужен для того, чтобы не затягивать переходной процесс). Положительный перепад передастся на обнуляющий вход RS-триггера и установит его выход Q в состояние логического нуля. При этом откроется ключ $D1/2$ и закоротит конденсатор,

прерывая таким образом процесс интегрирования. На входе верхнего ОУ установится напряжение, равное нулю, а на выходе, вообще говоря (т. к. обратная связь по-прежнему отсутствует), оно станет неопределенным, и на диаграмме показано условно в виде нулевого уровня.

Это состояние длится до конца периода тактовой частоты, а с отрицательным перепадом на входе Т ключи D1/3 и D1/2 закроются, и все начнется сначала. На выходе схемы образуется положительный импульс напряжения, длительность которого $t_3 - t_2$ пропорциональна входному напряжению, согласно соотношению, сформулированному ранее.

Схема рассчитана для получения разрешающей способности 12 разрядов или 4096 градаций. Стабильность схемы напрямую зависит от стабильности резисторов, поэтому их нужно выбирать с точностью не хуже 0,1 %, в этом случае абсолютная точность может достигнуть 10 разрядов без дополнительной калибровки. Однако $U_{оп}$ тоже должно иметь не меньшую стабильность, поэтому для его получения следует использовать прецизионные источники опорного напряжения. В данном случае подойдет микросхема MAX875, дающая на выходе 5 В с точностью 0,04 %. Подробный анализ всех погрешностей этой схемы, в том числе температурных, занял бы слишком много места, поэтому рассмотрим еще только принцип выбора частоты преобразования и требования к элементам.

Максимальная частота отсчетов может быть подсчитана из следующих соображений. Так как мы имеем дело с КМОП, то максимальную частоту счетных импульсов примем равной 1 МГц. Нам требуется обеспечить 12 разрядов, т. е. число импульсов за время «ворота» при максимально возможном входном напряжении, равном опорному, должно составить как минимум 4096 штук. Поделив 1 МГц на это число, мы получим частоту около 244 Гц, однако ее надо еще уменьшить вдвое, поскольку у нас в рабочем периоде должно быть два таких такта: прямого и обратного интегрирования. Итого получаем 122 Гц, что и есть максимальная частота при выбранной элементной базе. Исходя из этого выбраны величины сопротивлений и емкость конденсатора. При указанных на схеме их величинах, напряжение на выходе интегратора при входном напряжении 5 В достигнет примерно 9 В за время интегрирования, равное половине периода частоты 122 Гц.

Входное напряжение ограничено для данной схемы диапазоном от нуля до примерно 4,95 В. Напряжение выше этого значения расстроит работу схемы, потому что импульс обнуления за счет RC-цепочки все еще будет длиться, когда придет импульс установки. Импульс обнуления можно было бы сократить, например, за счет введения «корректной» дифференцирующей цепочки (по рис. 16.6, а), но к ограничению уровня входного напряжения ведет и другое обстоятельство, а именно — конечное время разряда конденсатора через ключ при приведении схемы в исходное состояние. При использованных на схеме элементах и при условии достаточно полного разряда оно составит не менее 20–30 микросекунд (сопротивление ключа около 50 Ом), т. е. до 1 % от максимальной длительности, что и ограничивает время рабочего импульса и максимальное напряжение примерно на ту же величину. Избавиться от этого можно только усложнением схемы и введением дополнительного интервала специально для обнуления — в серийных АЦП так и поступают.

Теперь о выборе элементов. При указанных частотах скорость нарастания сигнала на выходе верхнего по схеме ОУ, служащего компаратором, должна быть такой, чтобы сигнал изменялся от напряжения насыщения до нуля не более чем в пределах одного импульса счетной частоты, длящегося 1 мкс. То есть скорость нарастания должна быть не меньше 10 В/мкс, иначе мы получим ошибку за счет неточного определения момента окончания интегрирования (то же требование справедливо и для скорости срабатывания ключей). Второе требование к ОУ — для более точного интегрирования желателен достаточно малый входной ток смещения, не более нескольких наноампер. Он рассчитывается исходя из величины максимального тока интегрирования, в данном случае около 250 мкА, деленного на ту же величину в 12 разрядов, т. е. 4096. Входной ток ОУ должен удовлетворять условию «много меньше», чем полученная величина около 60 нА.

Если принять во внимание допустимое напряжение питания (не менее 12 В), то не так уж и много ОУ удовлетворяют указанным требованиям. Микросхема ОРА2132 (два ОРА132 в одном корпусе DIP-8) фирмы Texas Instruments представляет собой прецизионный ОУ с высоким быстродействием (полоса 8 МГц, скорость нарастания до 20 В/мкс), очень малым входным током смещения (50 пА) и высоким допустимым напряжением питания до ± 18 В. Из классических отечественных ОУ в коридор требований с некоторой натугой влезет 544УД2 или некоторые ОУ серии 574. Впрочем, номенклатуру пригодных чипов можно значительно расширить, если снизить напряжение питания до ± 5 В (при этом допустимый диапазон входного напряжения необязательно снизится, т. к. оно может превышать напряжение питания, просто манипулировать многими питаниями неудобно) и/или уменьшить частоту счета, например, до 100 кГц (частота отсчетов снизится до 12 Гц, а требования к быстродействию ОУ соответственно упадут). Все это иллюстрирует сложности, которые приходится преодолевать разработчикам при проектировании подобных АЦП в интегральном исполнении, и объясняет, почему интегрирующие АЦП обычно работают так медленно — у большинства прецизионных АЦП частота отсчетов не превышает величины несколько десятков или сотен герц.

Сконструированное нами АЦП относится к типу ПНВ — преобразователей напряжение-время. Ранее широко использовались ПНЧ — преобразователи напряжение-частота (в основном на основе микросхемы 555, см. главу 16), однако большинство их реализаций обладает тем же недостатком, что и однократный интегратор, т. е. в них точность зависит от качества компонентов напрямую. Сейчас мы рассмотрим интегрирующий преобразователь, который также использует двойное интегрирование, но на выходе его получается не интервал времени, который еще нужно сосчитать, а число-импульсный код, т. е. сразу число импульсов за определенный промежуток времени, пропорциональное входному напряжению. Это не частота, как можно бы подумать, точнее, не совсем частота.

АЦП такого типа (преобразователи напряжение-код, ПНК) называются еще *дельта-сигма-преобразователями* или АЦП с уравниванием заряда. Они широко распространены в интегральном исполнении, большинство наиболее высокоразрядных АЦП построены именно так. Я не буду рисовать подробную схему с указанием типов компонентов и разводкой выводов, потому что принципы подбора ком-

плектующих сильно зависят от необходимой точности и разрешающей способности (разрядности), а самостоятельно строить такие схемы нет особого резона.

Принципиальная схема работы ПНК показана на рис. 17.7. Работает она следующим образом. Как только напряжение на выходе интегратора DA1 становится меньше нуля, компаратор D1 переключается, и тактовые импульсы начинают поступать на вход счетчика и одновременно на ключ, коммутируя источник опорного тока к суммирующей точке интегратора. Входной ток $I_{\text{вх}}$ и опорный $I_{\text{оп}}$ имеют разные знаки и опорный больше по величине, поэтому с каждым тактовым импульсом напряжение на конденсаторе будет уменьшаться, а на выходе интегратора — стремиться к нулю. Как только оно опять сравнивается с нулем, компаратор переключится, и тактовые импульсы перестанут поступать на счетчик и на ключ. Заряд, который сообщается интегратору за каждый тактовый импульс, строго одинаков, поэтому количество таких тактовых импульсов в единицу времени N , необходимых для уравнивания заряда, сообщаемого источником входного напряжения, будет в точности пропорционально входному напряжению. Разумеется, токозадающие резисторы в цепи входного и опорного напряжения вовсе не обязаны быть равны друг другу, но в любом случае число N будет пропорционально входному току и обратно пропорционально опорному, если соблюдается соотношение $I_{\text{оп}} \geq I_{\text{вх}}$. При их равенстве число импульсов N за секунду будет равно тактовой частоте. Манипулируя величиной $U_{\text{оп}}$ и номиналами резисторов, можно получать различный масштаб. Отметим, что импульсы на входе счетчика, представляющие число N , могут быть неравномерно распределены во времени — этим ПНК отличается от ПНЧ.

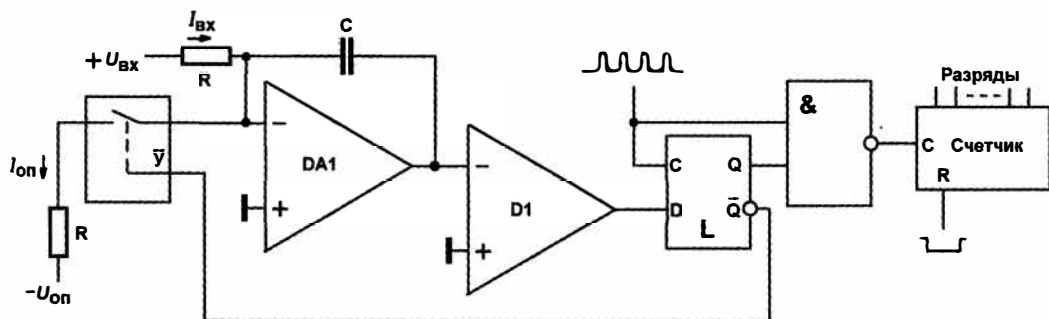


Рис. 17.7. Принцип работы АЦП с уравниванием заряда

Здесь точность преобразования зависит практически только от стабильности $I_{\text{оп}}$ ($U_{\text{оп}}$) — при условии, конечно, выбора остальных компонентов по быстродействию в соответствии с рекомендациями для АЦП двойного интегрирования. Автор этих строк строил схему подобного ПНК на самых что ни на есть рядовых элементах: ключах 590КН2, ОУ 544УД1 и КМОП 561-й серии, в качестве источника тока использовалась схема по типу рис. 12.5, а на ОУ 140УД20 и стабилитроне КС170. Тем не менее, при тактовой частоте 2048 Гц (т. е. разрешающей способности 11 разрядов при времени измерения 1 с) стабильность схемы составляла не хуже 3 единиц кода (0,15 %) в диапазоне от -18 до $+40$ градусов! А если тщательно проработать

вопрос стабильности и быстродействия элементов, то можно получить нечто вроде MAX1400 — прецизионного 18-разрядного АЦП с быстродействием 4800 отсчетов в секунду.

Конструируем цифровой термометр

Цифровые термометры конструировать самостоятельно имеет смысл по крайней мере потому, что рынок подобных бытовых устройств достаточно беден. Фирменные приборы для расположения на стенке комнаты или офиса обычно имеют невзрачный дизайн с корпусами белого или «компьютерного» серого цвета и с ЖК-индикаторами, которые из-за их «слепоты» я бы категорически не рекомендовал применять в бытовых приборах, особенно тех, что предназначены для разглядывания издалека. Терпеливый радиолюбитель вполне может сделать конструкцию куда лучше фирменной — удобную, красивую и приспособленную под свои нужды, а «приставить» к такому термометру измерители влажности, давления и еще чего угодно, получив настоящую метеостанцию, — вопрос только денег, и мы еще этим будем заниматься.

Но сначала поговорим об одной из самых популярных микросхем АЦП, специально приспособленной для конструирования таких приборов, как цифровые измерители или мультиметры. Впервые обе ее разновидности выпущены более четверти века назад и до сих пор не потеряли своего значения — большая часть мультиметров, поступающих в продажу, изготовлена на таких микросхемах или их современных аналогах.

АЦП 572ПВ2 и ПВ5

Основой принципиальной схемы нашего термометра будет микросхема 572ПВ2 (ICL7107), которая представляет собой АЦП двойного интегрирования с выходом в параллельном семисегментном коде с расчетом на 3,5 десятичных разряда. Что означает цифра 3,5 — не может же использоваться полразряда? Действительно, при использовании полного выходного диапазона этой микросхемы, который составляет число ± 1999 , нужно подключать 4 индикатора, однако последний (старший) из них будет использоваться только для индикации цифры 1 и, при необходимости, знака минус. Число 3,5 означает, что старший разряд используется не полностью (бывают и более заковыристые обозначения, вроде $3\frac{3}{4}$ разряда, но их оставим на совести авторов). Заметим, что разрешающая способность (а при соблюдении некоторых требований — и точность) этого АЦП эквивалентна приблизительно 11 двоичным разрядам, т. е. приведенная погрешность составит 0,05 %, что очень и очень неплохо.

Основная (типовая) схема включения микросхемы 572ПВ2 показана на рис. 17.8. Микросхема имеет два собственных питания: положительное 5 В (от 4,5 до 6 В) и отрицательное, которое может варьироваться в довольно большом диапазоне от -9 до -3,5 В. Это обстоятельство позволяет при необходимости использовать для отрицательного питания не слишком стабильные преобразователи-инверторы, о чем далее.

Семисегментные LED-индикаторы можно подключать напрямую, без каких-либо дополнительных резисторов (ток через сегмент при этом равен 5–8 мА). Управление индикаторами осуществляется коммутацией на «землю», поэтому нужен индикатор с общим анодом, который целесообразно подключать к отдельному источнику питания, чтобы не вносить лишние помехи. Однако выходы управления индикатором не являются выходами с открытым коллектором (точнее — истоком), а есть обычный комплементарный КМОП-выход (см. рис. 15.1, схему инвертора *справа*). Вытекающий ток в состоянии логической единицы может составить примерно 0,5 мА, а в состоянии логического нуля — примерно 5–8 мА (для вывода 19, который управляет одновременно двумя сегментами при засветке 1 в старшем разряде, этот ток составляет 10–16 мА).

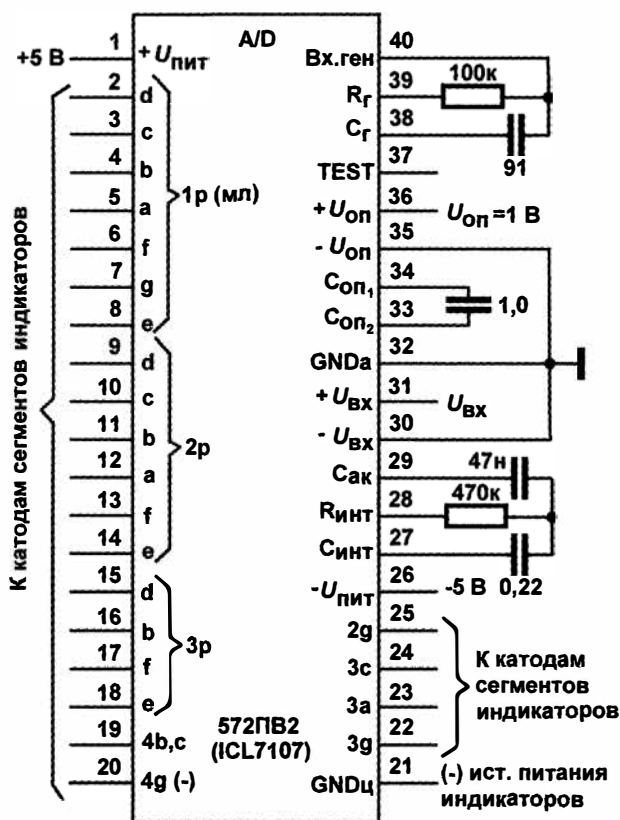


Рис. 17.8. Типовое включение микросхемы 572PB2 (ICL7107) в корпусе DIP-40

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Это обстоятельство можно использовать для управления индикаторами через внешние ключи. Дело в том, что для питания LED, потребляющих достаточно большой ток (при максимальном количестве зажженных сегментов, т. е. при индикации -1888, он может составить от 120 до 200 мА), естественно было бы использовать нестабилизированное повышенное напряжение, например, от входа стабилизатора положительно-

го напряжения. Это особенно актуально при подключении крупных индикаторов с повышенным падением напряжения, поскольку при напряжении 5 В они будут светиться очень тускло (если загорятся вообще). Однако ставить более 20 штук ключей не очень хочется, если конструкция не слишком капитальная. К сожалению, в технической документации ни один из производителей не упоминает о возможности подключения LED-индикатора к повышенному напряжению. Можно ожидать, что при пиковом значении напряжения питания, не превышающем суммы основного питания (5 В) и падения напряжения на индикаторе (1,8–2 В для обычных и 3,5–4 В для крупных индикаторов), микросхеме ничего не грозит. В крайнем случае, можно поставить небольшие резисторы, ограничивающие ток через защитные диоды. Автор этих строк на свой страх и риск провел долгосрочный эксперимент по питанию LED-индикатора высотой 1 дюйм от пульсирующего напряжения 6,5–7 В с амплитудным значением, соответственно, около 9–10 В (от отдельной обмотки трансформатора через один диод в качестве выпрямителя). Опыт показал, что такой режим микросхема вполне выдерживает. При этом из-за «однополупериодности» напряжения средний ток через сегменты примерно в полтора раза ниже номинального, чего вполне достаточно для нормальной яркости свечения. Здесь мы также применим этот режим питания, однако в некоторых случаях это неудобно, и приходится ставить отдельный мощный стабилизатор, как и положено.

Выпускается совершенно идентичная по функциональности и разводке выводов микросхема 572PB5 (ICL7106), которая отличается только тем, что она предназначена для управления ЖК-индикаторами, а не светодиодными, так что, если есть нужда в малом потреблении, можно почти без изменений основной схемы использовать такой вариант. Просто заменить LED-индикатор на ЖК и наоборот, как мы уже говорили, нельзя, потому что для управления ЖК-индикаторами требуется переменное напряжение, иначе отключенные сегменты «зависнут» в поглощающем свет состоянии. Поэтому при замене PB2 на PB5 отличие в схеме заключается в том, что вывод 21 представляет собой не «цифровую землю» (GNDц), а подсоединяется к общему выводу ЖК-индикатора. При этом отдельное питание, естественно, не требуется. Управление ЖК-сегментами происходит так: на общем выводе 21 все время присутствует меандр, а на тот сегмент, который нужно засветить, подается точно такой же меандр, но в противофазе. При отключении сегмента фаза на выводе его управления меняется на противоположную и становится такой же, как на выводе 21, поэтому постоянное напряжение на сегмент никогда не подается.

Отдельный вопрос представляет засветка запятой, если ее по ходу дела надо гасить. В LED-варианте это несложно (можно просто засветить постоянно или через какой-то ключ), а для ЖК-варианта нужно для нее также обеспечить подобный режим управления. Иначе при подаче постоянного напряжения она просто засветится навсегда (и будет светиться еще долго после выключения питания) и к тому же станет резко выделяться большим контрастом. Разработчики рекомендуют использовать для этой цели отдельный логический инвертор, подключенный к выходу 21. При этом (как и в случае подключения внешнего тактового генератора, см. далее) в качестве «цифровой земли» в 572PB5 следует использовать вывод 37 (TEST).

Ввиду отсутствия у микросхемы PB5 «цифровой земли» как таковой, эту микросхему можно питать от одного источника, напряжение которого может составлять от 9 до 15 В (что эквивалентно диапазону от $\pm 4,5$ до $\pm 7,5$ В). Только при этом не следует забывать, что для обеих микросхем опорное и входное напряжения не должны выходить за пределы, на 1 В отступающие от потенциалов $+U_{\text{пит}}$ и $-U_{\text{пит}}$.

Для микросхемы ПБ2, вообще говоря, требуется двуполярное питание во всех случаях, т. к. «цифровая земля» GNDц должна иметь общую точку с аналоговой частью для внутреннего согласования уровней управляющих сигналов. Однако можно обойтись одним питанием +5 В (подсоединив вход $-U_{\text{пит}}$ к «земле»), если, в соответствии с ранее сказанным, опорное и измеряемое напряжения по абсолютной величине не превышают 1,5 В, причем эта величина должна отсчитываться от середины $U_{\text{пит}}$.

Есть и более современные варианты этих преобразователей — например, с очень малым потреблением, но параметры рассмотренных микросхем и так достаточно хороши — при тактовой частоте 50 кГц время преобразования составляет 0,32 с (16 000 периодов тактовой частоты), а потребление при этом не превышает 0,6 мА (не считая, конечно, потребления индикаторов в LED-варианте).

Удобство микросхем ПБ2 и ПБ5 заключается и в том, что они оперируют с двухполярными входными напряжениями, автоматически определяя и высвечивая знак. Диапазон входного измеряемого напряжения определяется опорным, с помощью которого и задается масштаб, при этом опорное должно находиться в пределах 0,1–1 В, а измеряемое может по абсолютной величине превышать его, в соответствии с разрешающей способностью, ровно в два раза. Если, например, опорное напряжение равно 1 В, то измеряемое может быть в пределах ± 2 В (точнее $\pm 1,999$ В), а в общем случае выходной код определяется выражением $N = 1000 \cdot \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{оп}}}$. При превышении значением входного напряжения предела $+2U_{\text{оп}}$ младшие три разряда гаснут, а при снижении ниже $-2U_{\text{оп}}$ — гаснет все, кроме знака минус.

На схеме рис. 17.8 показан именно такой вариант включения с общими «землями». Однако оба входных напряжения — опорное и измеряемое — могут быть и «плавающими», без общей «земли», единственное требование — чтобы их значения не выходили за пределы питания (а по абсолютной величине они, естественно, должны соответствовать указанным ранее требованиям). В этом случае вывод 32 («аналоговая земля») не используется. На этом выводе тогда присутствует напряжение, равное $(U_{\text{пит}} - 2,8)$ В. Если очень надо, его можно использовать в качестве опорного (не само напряжение относительно «земли», которая в данном случае есть довольно условное понятие, а именно разность между положительным питанием и выводом 32). Однако стабильность этого напряжения невелика, и так рекомендуется поступать только в уж очень экономичных схемах. Особенно это плохо в случае ПБ2, в которой выходные каскады за счет большого тока сильно (и неравномерно по времени из-за разного количества подключенных сегментов) нагревают кристалл, и напряжение это начинает «плавать». Ошибка при этом может составить до 0,5 %, т. е. точность снижается до 9 разрядов вместо 11.

Тактовую частоту микросхем рекомендуется выбирать из ряда 200, 100, 50 и 40 кГц, при этом частота помехи 50 Гц уложится в длительность фазы интегрирования входного напряжения (см. далее) целое число раз, и такая помеха будет интегрироваться полностью. Тактовую частоту можно задавать тремя способами: с помощью RC-цепочки, как показано на рис. 17.8, с помощью кварца, подключаемого к выводам 39 и 40, а также внешним генератором, выход которого подключа-

ется в выводу 40 (в ПБ2 при этом в качестве общего провода используется вывод 21 «цифровая земля», а в ПБ5 — вывод 37 «TEST»). На практике чаще всего используется первый способ, при этом частота будет равна примерно $0,45R_fC_f$. В фирменной документации на этот счет есть некоторая неясность, т. к. рекомендуется выбирать $R_f = 100$ кОм при $C_f = 100$ пф, и тогда согласно формуле частота должна составить 45 кГц. Это далеко и от 40, и от 50 кГц, рекомендуемых для частоты помехи 50 Гц, и не вполне совпадает с 48 кГц, рекомендуемыми для помехи 60 Гц. Все отечественные описания микросхем ПБ2 и ПБ5 изящно обходят этот вопрос, просто повторяя фирменные рекомендации. Думается, что составители документации имели в виду все же 60-герцовую помеху (т. е. тактовую частоту 48 кГц), поэтому в отечественных пенатах следует снизить емкость C_f до 91 пф — так будет корректнее. Вообще, ошибка в $\pm 5\%$, конечно, тут вполне допустима.

Из особенностей внутреннего функционирования этих микросхем нам интересен еще один момент. Цикл работы ПБ2 и ПБ5 состоит из трех фаз, первые две из которых идентичны циклу работы ПНВ по рис. 17.5. После окончания фазы интегрирования опорного напряжения и формирования, собственно, измерительного интервала начинается последняя (или первая для следующего измерения) часть цикла, носящая название *фазы автокоррекции*. В этой фазе происходит не только сброс интегрирующей емкости (который у нас в схеме по рис. 17.6 занимал некоторое время из отведенного для фазы интегрирования), но и, кроме этого, на конденсаторе $C_{ак}$ происходит накопление напряжения смещения всех участвующих в процессе ОУ и компараторов. В рабочих циклах это напряжение учитывается. Но для нас еще интереснее, что в фазе автокоррекции одновременно происходит заряд емкости $C_{оп}$ до значения опорного напряжения, и последующее интегрирование в рабочем цикле оперирует именно с этой величиной, а вход опорного напряжения при этом отключается. Собственно, сделано это для того, чтобы была возможность автоматического внутреннего инвертирования опорного напряжения при смене знака измеряемого. Однако для нас это важно, потому что позволяет сгладить наличие высокочастотных помех на входе опорного напряжения. К сожалению, длительность фазы автокоррекции является неопределенной (т. к. она занимает всю оставшуюся часть фазы интегрирования опорного напряжения, к которому прибавляется фиксированный интервал времени в 4000 периодов тактовой частоты), и низкочастотная помеха при этом интегрируется плохо.

Номиналы емкостей и резисторов на рис. 17.8 приведены для случая опорного напряжения, равного 1 В, и тактовой частоты 50 кГц. При опорном напряжении 0,1 В емкость $C_{ак}$ нужно увеличить до 0,47 мкФ, $C_{инт}$ уменьшить до 0,1 мкФ, а $R_{инт}$ уменьшить до 47 кОм. В остальных случаях эти номиналы должны быть изменены в указанных пределах примерно пропорционально изменению опорного напряжения.

К выбору типов компонентов следует подходить весьма тщательно, от этого сильно зависит в первую очередь линейность преобразования. Резисторы все могут быть типа МЛТ, хотя при наличии стоит предпочесть С2-29В. Конденсатор тактового генератора $C_{ген}$ может быть керамическим (типа КМ73-10, КМ-5, КМ-6). Остальные конденсаторы ($C_{инт}$, $C_{оп}$ и $C_{ак}$) должны иметь органический диэлектрик, лучше всего

подойдут фторопластовые (K72П-6, K72-9) или полистироловые (K71-4, K71-5), но сойдут и полиэтилентерефталатные (K73-16, K73-17). Эти конденсаторы могут ужаснуть вас своими размерами, но ничего не поделаешь — такова плата за стабильность. Высокие конденсаторы (как K73-17) следует устанавливать лежа — хотя при этом площадь платы увеличивается, но зато конденсаторы не торчат над всеми остальными компонентами. Это, кроме всего прочего, повышает надежность монтажа, ибо меньше вероятность выломать конденсатор с корнем, случайно положив поверх платы каталог продукции фирмы MAXIM.

Практическая схема термометра

Теперь, вооружившись всеми этими знаниями, приступим, наконец, к нашему термометру. И сначала нам надо будет посчитать — что мы имеем на входе и что мы хотим при этом получить на выходе?

Начнем с выхода — температура традиционно демонстрируется в виде «XX,X». Таким образом, мы должны использовать только три младших разряда, при этом диапазон температур получится от $-99,9$ до $+99,9$ °C. Собственно говоря, такой диапазон чересчур широкий, практически для «погодного» термометра хватило бы и диапазона от -50 до $+50$ °C. В чем и состоит, как мы уже говорили, недостаток использования готовых микросхем — мы вынуждены устанавливать диапазон в соответствии с возможностями отображения чисел с помощью ПВ2. И при этом мы теряем ровно два двоичных разряда, ужимая диапазон в 4 раза. Никто нам, конечно, не запретит подключить все четыре индикатора и продемонстрировать температуру от $-199,9$ до $+199,9$ °C. Но если диапазон выше 100 °C еще может пригодиться в быту (скажем, признаком готовности варенья служит температура 105 – 106 °C), то отрицательный диапазон аж до -200 °C вряд ли потребуется даже для самых специфических производственных нужд, а для научных задач такие температуры измеряются своими способами. Но, конечно, никто не запрещает вам использовать, например, половину диапазона со сдвигом, от -50 до $+150$ °C — все будет определяться соотношением резисторов, как мы увидим, и наличием индикаторов. Калибровку для простоты будем производить от 0 до 50 градусов, полагая (и это оправдывается на практике), что термодатчик при не слишком большом углублении в отрицательную область ведет себя линейно.

О выборе датчиков мы говорили в *главе 13*. Так как мы собираемся делать более-менее точный прибор, то выберем не полупроводниковый, а медный резистивный датчик и прикинем, какое было бы желательно иметь его сопротивление. Обычные токи через датчик должны составлять порядка 1 – 3 мА, иначе медная катушка приемлемых размеров будет сама нагреваться. Проще всего в качестве датчика использовать обмотку малогабаритного реле из серий, например, РЭС-60, РЭС-80, РЭС-79 или РЭС-49 — какое окажется под рукой, и чем старше возрастом, тем лучше, т. к. медь при хранении стабилизирует свои характеристики. Нет проблем использовать и любое другое реле, только крупные конструкции будут иметь значительную тепловую инерцию, к тому же многие, особенно старые, реле не герметизированы. Указанные мной типы имеют полностью герметизированный металлический кор-

пус, остается только изолировать от внешней среды выводы. У меня «под рукой» оказалось реле типа РЭС-60 с обмоткой 800 ± 120 Ом (паспорт РС4.569.435-01). Изменения на диапазон 100°C составят в среднем 320 Ом (напомним, что у меди температурный коэффициент сопротивления равен $0,4\text{ }^\circ\text{C}^{-1}$). Выберем $U_{\text{оп}} = 0,5$ В, тогда ток через датчик-обмотку должен составить $0,5\text{ В} / 320\text{ Ом} \approx 1,5$ мА. Так как рабочие напряжения здесь не превышают по абсолютной величине 0,5 В, то мы сможем обойтись для АЦП одним питанием +5 В, только надо будет максимально приблизить эти напряжения к середине питания.

Общая схема термометра показана на рис. 17.9. Рассмотрим сначала включение датчика. Для того чтобы при нуле градусов термометр показывал 0, нужно на вход АЦП подавать разность текущего напряжения на датчике и значения его при нулевой температуре. В данном случае это делается с помощью мостовой схемы. Два идентичных источника тока 1,5 мА (ОУ DA1, транзисторы VT1–VT2 и резисторы R16–R19) образуют верхнюю половину моста, а нижняя состоит из датчика температуры R_t и опорного резистора R20, сопротивление которого равно сопротивлению датчика при 0°C . Разность этих напряжений подается на АЦП в качестве входного напряжения. Фильтр R22–C6 нужен для лучшего сглаживания помех (конденсатор C6 может быть керамическим). ОУ MAX478, как указывалось в главе 12, можно заменить, например, на OP293 (или, с небольшой переработкой схемы, на счетверенный OP493). Так как в этой схеме общее питание не превышает 5 В, то выбор ОУ с хорошими характеристиками несколько расширяется (OP296, AD8607, AD8616 и др.).

Обратим теперь внимание на хитрую схему включения самого датчика, которая носит название *трехпроводной*. Такая схема позволяет избежать влияния соединительных проводов и, главное, помех, которые наводятся на них. Сами по себе провода влияют слабо, т. к. в данном случае достаточно, чтобы они имели сопротивление, меньшее, чем $1/2000$ сопротивления датчика¹, что составляет примерно 0,4 Ом. Это вполне обеспечит провод МГТФ-0,35, если его суммарная длина не превысит 40 м. Однако в этой схеме и столь малые изменения нивелируются тем, что два одинаковых провода, соединяющие опорный резистор с датчиком и датчик с источником тока, оказываются включенными в разные плечи моста, потому их изменения взаимно компенсируются. Наведенные на этих проводах помехи ведут себя точно так же. А третий провод, соединяющий датчик с «землей», оказывается включенным в оба плеча сразу и создает чисто синфазную помеху, которая игнорируется преобразователем. Дополнительный резистор R23, включенный в этот провод, «подтягивает» напряжение разбаланса моста к середине напряжения питания (падение напряжения на R23 составляет около 1 В). При возможном изменении напряжения питания опорное напряжение и сигнал с выхода моста будут меняться пропорционально, поэтому ошибки не возникнет.

Цепочка R21–C7 есть дополнительный фильтр по питанию ОУ в источниках тока. Остальные компоненты схемы вызвать вопросов не должны. Все резисторы,

¹ На самом деле это даже слишком жесткое требование, так как погрешность вносит не само сопротивление подводящих проводов, а только его температурные изменения.

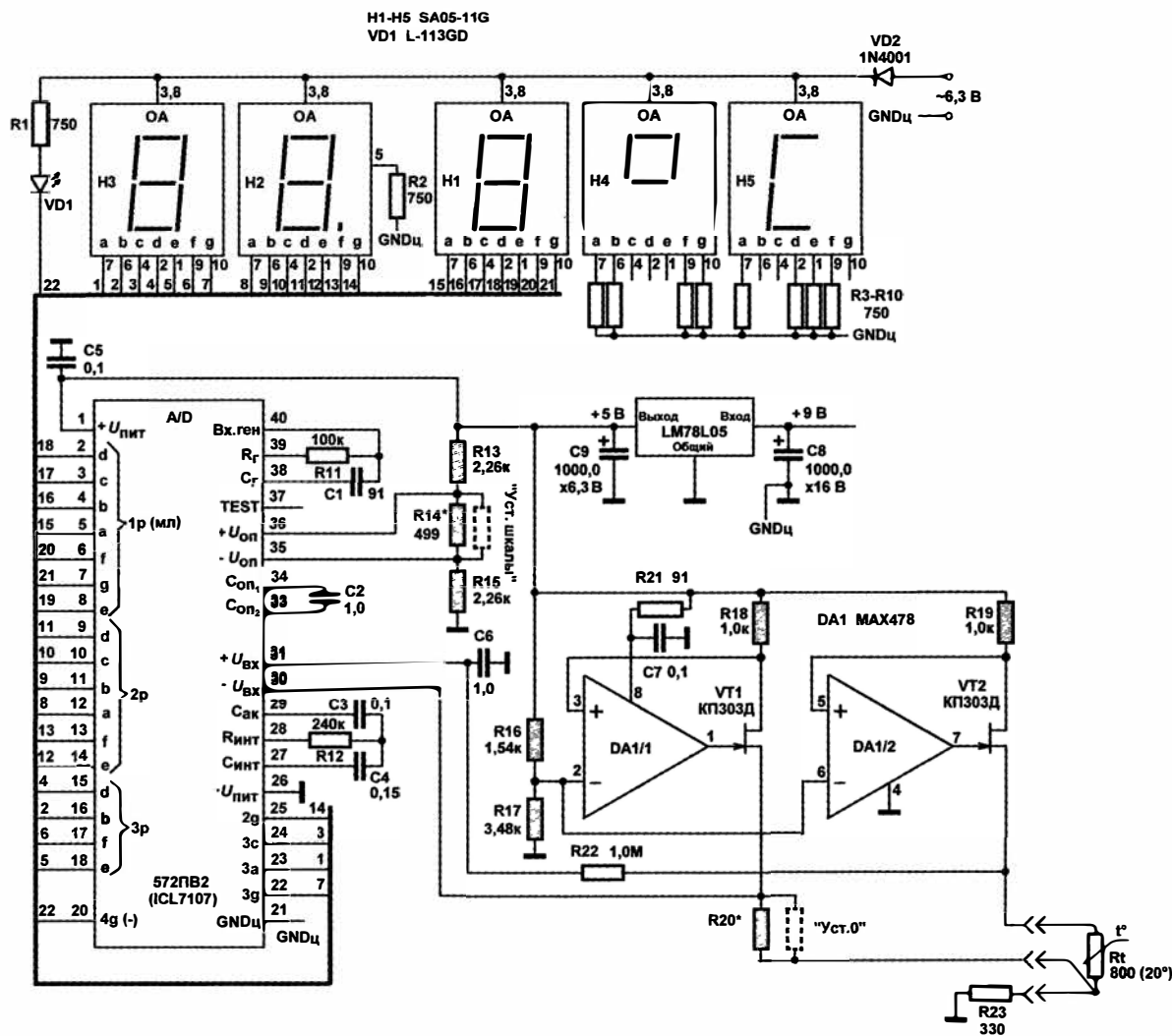


Рис. 17.9. Прецизионный цифровой термометр на микросхеме 572ПВ2

выделенные темным, должны быть с точностью не хуже 1 % — например, типа С2-29В. Номиналы их, естественно, необязательно должны быть именно такими, как указано на схеме, и могут меняться в очень широких пределах, но соотношения должны быть выдержаны точно. При ином сопротивлении датчика соотношения этих резисторов, а также сопротивления резисторов R20 и R23 придется пересчитать, при этом желательно приблизительно сохранить значения напряжений в схеме, особенно это касается близости к середине напряжения питания.

Индикаторная часть также не должна вызвать вопросов. Питание индикаторов в этой схеме обязательно должно осуществляться от отдельной обмотки трансформатора. Индикаторы зеленого свечения (с буквой G) можно заменить любыми другими, по вкусу. Так как мы четвертый разряд не используем, то не имеет смысла ставить целый индикатор для одного только знака минуса, и его индикация производится с помощью одного плоского светодиода. Они бывают разных размеров, и чтобы прибор выглядел красиво, следует подогнать светящуюся полоску по ширине сегментов индикатора. В данном случае светодиод L113 имеет размеры 5×2 мм, но сегменты заметно уже, поэтому часть торцевой поверхности нужно аккуратно закрасить любой непрозрачной краской. Залить такой краской следует и боковые поверхности светодиода, иначе вместо минуса вы получите неопределенное светящееся пятно.

Если яркость минуса, запятой (вывод 5 индикатора Н2) и индикаторов Н4–Н5, постоянно демонстрирующих знак «°C», будет отличаться от яркости основных разрядов, нужно подобрать резисторы R1–R10. Источник питания нужно рассчитывать на 250 мА по напряжению ~6,3 В (по напряжению +5 В потребление не достигает и 10 мА). Конечно, в целях экономии места, стоимости и потребления тока индикаторы Н4–Н5 можно исключить.

Датчик можно изготовить следующим образом (рис. 17.10). Берется трубка (лучше пластмассовая) длиной примерно 10 см и такого диаметра, чтобы все выводы реле, в том числе выводы обмотки с припаянными проводами, свободно помещались внутри. Места пайки на всякий случай следует изолировать термоусадочным кембриком. Затем нужно пропустить провода через трубку и обязательно в месте выхода из трубки также надеть на них отрезок кембрика, чтобы ограничить радиус перегиба (позиция 5 на рис. 17.10). Потом надо залепить пластилином щели между корпусом реле и торцом трубки и залить ее внутренность эпоксидной смолой. Пластилин удаляется потом начисто с помощью бензина. Если датчик будет распо-

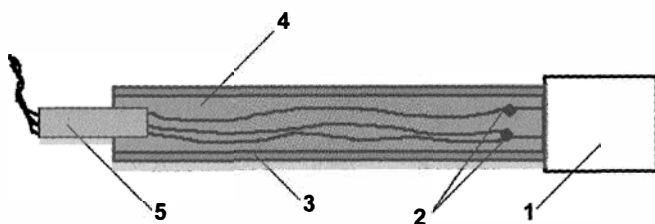


Рис. 17.10. Конструкция датчика на основе реле РЭС-49, РЭС-60, РЭС-79, РЭС-80 и аналогичных
1 — реле, 2 — места пайки выводов, 3 — пластмассовая трубка, 4 — эпоксидная смола, 5 — кембрик

ложен снаружи помещения, его лучше покрыть атмосферостойким лаком или краской.

Схему следует собрать всю сразу (проверив отдельно, конечно, источник питания). Измерив величину сопротивления датчика при комнатной температуре, следует рассчитать необходимую величину резистора R20 (на схеме дана его величина, исходя из сопротивления датчика ровно 800 Ом при 20 °C). Затем на место калибровочных резисторов R14 и R20 нужно впаять резисторы большего номинала, а параллельно им — переменные резисторы с таким значением сопротивления, чтобы вместе они составляли номинал примерно на 5–10 % больший расчетного. Наладку надо начинать с проверки правильности разводки индикаторов. Для этого вывод «TEST» следует замкнуть с напряжением питания — индикаторы должны загореться все, показав значение «888».

Затем можно приступать к процедуре калибровки. Набейте термос толченым льдом (зимой лучше использовать для этой цели снег) пополам с водой — это будет первая калибровочная точка. Вторая может быть обеспечена просто теплой водой с температурой от 40 до 60 градусов, причем поддерживать точную температуру необязательно, только за ней нужно все время следить (хотя, разумеется, наличие термостата предпочтительнее). Помещая датчик в смесь льда и воды, с помощью резистора R20 устанавливают нулевые показания термометра. Затем датчик помещают в теплую воду вместе с образцовым термометром и с помощью резистора R14 устанавливают показания, соответствующие показаниям этого термометра. В обоих случаях размещать датчик нужно так, чтобы и он, и эталонный термометр не касались стенок, причем воду и смесь в термосе при этом следует обязательно перемешивать. Не забывайте, что каждый раз датчик следует выдерживать при соответствующей температуре не менее нескольких минут — до установления показаний.

Так как у нас при 0° мост находится в равновесии, то корректировки нуля и крутизны в целом независимы, и одной итерации достаточно, но на всякий случай следует несколько раз перенести датчик из нулевой температуры в теплую воду и обратно и при необходимости подкорректировать показания. Окончательно переменные резисторы заменяют на постоянные, которые подпаивают прямо к выводам основных (на схеме они показаны пунктиром). Эти дополнительные резисторы могут быть типа МЛТ — при условии, что основной резистор не слишком отличается от окончательного номинала. Если все сделано аккуратно, то погрешность такого термометра не превысит приблизительно 0,2 °C во всем диапазоне от –50 до +50 °C.

При использовании иных типов датчиков, например полупроводниковых, отрицательное напряжение питания в 572ПВ2 может, все же, понадобиться. Лучший способ, безусловно, — сделать нормальный двуполярный источник ± 5 В. На рис. 17.11 приведены различные варианты паллиативных решений. Первый вариант (рис. 17.11, а) представляет собой однополярный источник +10 В с искусственным расщеплением. Расщепитель представляет собой просто повторитель напряжения на ОУ с умощненным выходом на комплементарных транзисторах. Обратите внимание на схему включения стабилизатора LM78L09, которая позволяет получить напряжение несколько большее, чем номинальное. Излишне предупреждать, что

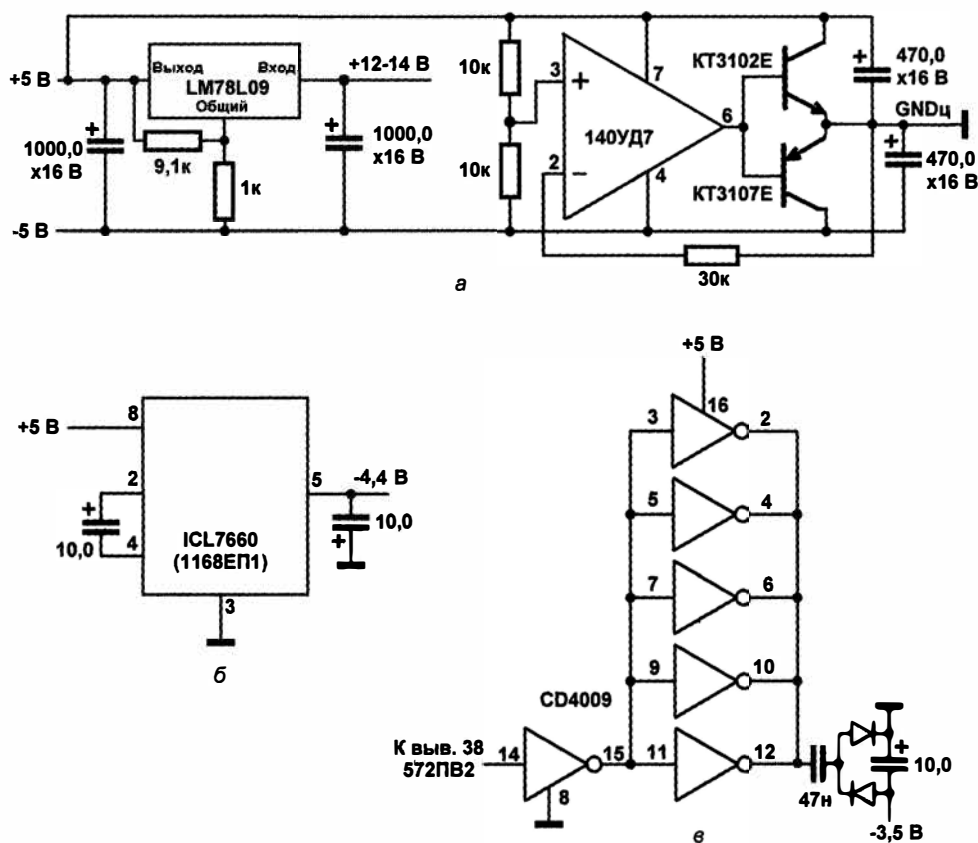
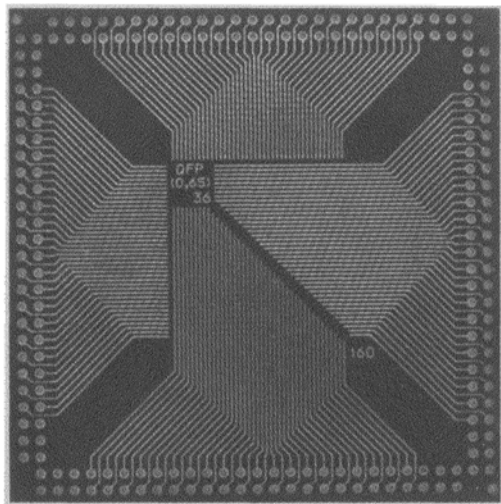


Рис. 17.11. Варианты организации отрицательного напряжения питания для 572PB2

питание индикаторов при такой схеме обязательно должно осуществляться от отдельного источника.

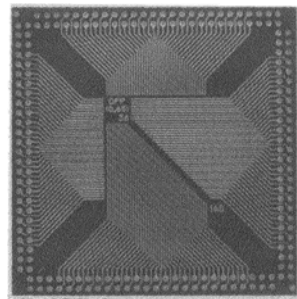
Вторая схема (рис. 17.11, б) представляет собой инвертор-преобразователь положительного питания +5 В в отрицательное. Различных типов таких инверторов выпускается очень много, здесь выбран простейший нестабилизированный вариант. Преимущество преобразователя 1168EP1 (ICL7660, MAX1044) — в простоте включения, недостаток — высокое выходное сопротивление, так что при входном напряжении +5 В уже при потребляемом токе 20 мА отрицательное выходное напряжение снижается по абсолютной величине до 4,0 В (величина -4,4 В показана условно). Однако для нужд микросхемы 572PB2 этого вполне достаточно. Это полностью иллюстрирует рис. 17.11, в, на котором приведена схема инвертора напряжения, рекомендуемая самими разработчиками АЦП. Это на самом деле просто ухудшенный вариант того же инвертора, только работающий от тактовой частоты АЦП. Микросхема CD4009 может быть заменена на 561ПУ4 (CD4050) или на 561ЛН2 с соответствующей коррекцией разводки выводов. Подобные схемы могут особенно пригодиться для ПВ5 в случае батарейного питания — ведь обеспечить напряжение порядка 12–14 В, требующееся для нормального двуполярного источника ± 5 В, в этом случае непросто.



ЧАСТЬ IV

Микроконтроллеры

- Глава 18.** Начала микроэлектроники
Микропроцессоры, память и микроконтроллеры
- Глава 19.** Персональный компьютер вместо паяльника
О программировании МК
- Глава 20.** Изобретаем велосипед
Настольные часы и термометр-барометр на микроконтроллере
- Глава 21.** Основы Arduino
Среда программирования и практика построения схем
- Глава 22.** Метеостанция на Arduino
Как на Arduino делать устройства лучше фирменных



ГЛАВА 18

Начала микроэлектроники

Микропроцессоры, память и микроконтроллеры

Людовик XIV поглотил все мелкие созвездия своего двора,
затмив их своим ослепительным сиянием

А Дюма Три мушкетера

Электронные устройства на дискретных элементах и тем более на микросхемах могут выполнять в автоматическом режиме довольно сложные функции. Устройства управления военной техникой в сороковые-шестидесятые годы XX века так и делали — для них строили специальные схемы на каждый раз, для каждой конкретной задачи, иногда очень «навороченные» и весьма остроумно придуманные. Эти схемы объединяли цифровые и аналоговые узлы, реализовывавшие различные функции, вплоть до решения в реальном времени сложнейших дифференциальных уравнений. Вы только представьте сложность задачи управления межконтинентальной баллистической ракетой, которая даже в те времена, когда не было ни спутников наведения, ни систем глобального позиционирования, обеспечивала точность попадания в радиусе нескольких десятков-сотен метров на расстоянии в тысячи километров!

Характерная черта таких устройств — они построены из одних и тех же основных элементов. Особенно это касается цифровой техники — со времен Клода Шеннона известно, что любая цифровая функция может быть реализована всего на нескольких базовых «кирпичиках», и мы видели в предыдущих главах, как на основе таких «кирпичиков» — логических элементов — строятся последовательно все более сложные устройства, вплоть до сумматоров и многофункциональных счетчиков, которые затем уже могут комбинироваться в схемы любой степени сложности. Возникает естественная мысль — а нельзя ли соорудить универсальное устройство, которое бы могло выполнять любые подобные функции, раз в какой-то глубинной основе своей они похожи?

К этой мысли человечество двигалось и с другой стороны, связанной с никогда не покидавшей ученых мечтой о построении искусственного разума. Через арифмометр Паскаля, аналитическую машину Бэббиджа, математическую логику Буля, теоретические построения Тьюринга и Шеннона, через первые электромеханические компьютеры Конрада Цузе, Эйкена и Атанасова, этот путь воплотился

в ЭНИАКе — построенной в 1946 году электронной вычислительной машине, которая стала символом начала компьютерной эпохи (хотя, добавим, была не самой первой и не единственной даже в те времена).

Ученые сразу поняли, каковы потенциальные возможности этого устройства: зародилось направление «искусственного интеллекта», стали обсуждаться проблемы автоматического перевода, шахматного компьютера, распознавания образов — увы, многие из них, несмотря на то, что мощность компьютеров возросла в миллионы раз, так и не решены до сих пор и вряд ли будут решены в ближайшее время¹.

Компьютер и есть то самое универсальное электронное устройство, которое может выполнить любую задачу, — от наведения баллистической ракеты на цель до банального переключения режимов стиральной машины, надо только иметь соответствующую программу.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Для понимания того, как работают микропроцессорные системы, нужно очень твердо усвоить, что программирование процессора и составление логических схем есть в полном смысле слова один и тот же процесс, только выраженный на разных языках: либо в виде последовательности команд процессора, либо в виде схемы. Грубо говоря, при переходе на микроконтроллеры вы заменяете паяльник средствами программирования, причем программировать много проще, потому что гораздо легче поправить ошибку, а результат оказывается дешевле, надежнее и компактнее. Принцип эквивалентности можно проиллюстрировать на таком примере: на процессоре 8086 операции с действительными числами выполнялись с помощью подпрограмм, но выполнение программы всегда медленнее, чем работа «железок». Поэтому к нему сначала добавили арифметический сопроцессор (8087), а потом (начиная с 486-х) и вовсе интегрировали блок обработки чисел «с плавающей точкой» внутрь процессора. В результате программы упростились, а процессор усложнился, но с точки зрения пользователя ничего (кроме ускорения работы) не произошло. Но потом процессоры стали быстрее, а количество необходимых функций возросло, поэтому, начиная с какого-то момента, их опять стали реализовывать в виде подпрограмм, только уже «зашитых» прямо в процессор. И опять с точки зрения пользователя ничего не произошло — просто процессор стал «умнее».

Но принцип эквивалентности «железа» и программ, благодаря работам Шеннона понятный ученым и инженерам еще задолго до эпохи всеобщей компьютеризации, дошел до практики далеко не сразу — «железо» резко отставало от нужд практики. Первые ЭВМ были огромными, потребляли энергии, как небольшой завод, требовали непрерывного обслуживания (плановое ежесуточное время работы первых советских ЭВМ составляло 16 часов, а остальное занимал ремонт). Кому в те времена могла прийти мысль даже о том, чтобы дать компьютер каждому в персональное пользование, не то что пристроить его к управлению стиральной машиной, правда? Революция произошла лишь с изобретением микропроцессора в фирме Intel в 1971 году. С этого момента инженерам-электронщикам пришлось учить программирование.

¹ В 1950 году Алан Тьюринг опубликовал работу «Вычислительные машины и интеллект», в которой предположил, что «думающий» компьютер, который нельзя было бы отличить по поведению от человека, должен иметь объем памяти примерно в 10^{10} битов — чуть больше гигабайта. В компьютере, на котором набирается этот текст, памяти в восемь раз больше...

ПЕРВЫЙ МИКРОПРОЦЕССОР

Первоначально корпорация Intel не помышляла ни о каких процессорах и занималась разработкой и продажами микросхем памяти, на которые тогда как раз начиналось увеличение спроса. В 1969 году в Intel появились несколько человек из Busicom — молодой японской компании, занимающейся производством калькуляторов. Им требовался набор из 12 интегральных схем в качестве основного элемента нового дешевого настольного калькулятора.

Проект был разработан Масатоши Шима (Masatoshi Shima), который и представлял японскую сторону. Тед Хофф (Marcian E. «Ted» Hoff, р. 1937), руководитель отдела, занимавшегося вопросами применений для продукции Intel, ознакомившись с проектом, понял, что вместо того чтобы создать калькулятор с некоторыми возможностями программирования, можно поступить наоборот — создать компьютер, программируемый для работы в качестве калькулятора. Развивая идею, в течение осени 1969 года Хофф определился с архитектурой будущего микропроцессора. Весной в отдел Хоффа пришел (все из той же уже известной нам Fairchild) новый сотрудник Федерико Фэггин (Federico Faggin), который и придумал название для всей системы: *семейство 4000*. Семейство состояло из четырех 16-выводных микросхем: 4001 содержала ROM на 2 килобайта, 4002 содержала RAM с 4-битным выходным портом для загрузки программ, 4003 представляла собой 10-битный расширитель ввода/вывода с последовательным вводом и параллельным выводом для связи с клавиатурой, индикатором и другими внешними устройствами, наконец, 4004 (рис. 18.1) была 4-битным ЦПУ (центральным процессорным устройством). Оно содержало 2300 транзисторов и работало с тактовой частотой 108 кГц. О создании первого микропроцессора было объявлено 15 ноября 1971 года. Busicom приобрела разработку, заплатив Intel 60 тыс. долларов. Но в Intel решили возратить Busicom эти деньги, чтобы вернуть себе права на микропроцессор.

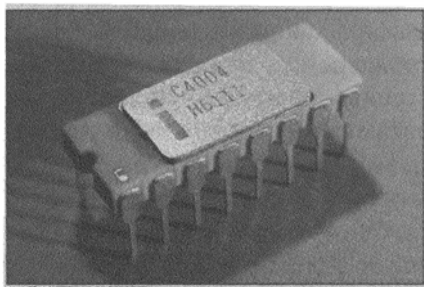


Рис. 18.1. Микропроцессор Intel 4004

i4004 обладал вычислительной мощностью, сравнимой с первым электронным компьютером ENIAC. Свое первое практическое применение 4004-й нашел в таких системах, как устройства управления дорожными светофорами и анализаторы крови. Он использован в бортовой аппаратуре межпланетного зонда Pioneer-10, который поставил рекорд долгожительства среди подобных аппаратов: он был запущен NASA в 1972 году, а к 1 сентября 2001 года удалился от Земли на 11,78 млрд км и все еще работал.

Как работает микропроцессор?

Для того чтобы понять, как работает микропроцессор, зададим себе вопрос — а как он должен работать? Есть теория (в основном созданная постфактум — после того, как первые ЭВМ были уже построены и функционировали), которая указывает, как

именно строить алгоритмы, и что процессор в соответствии с ними должен делать. Мы, естественно, углубляться в это не будем, просто констатируем, что любой *алгоритм* есть последовательность неких действий, записанных в виде набора последовательно выполняемых команд (инструкций, операторов). При этом среди таких команд могут встречаться команды перехода, которые в некоторых случаях нарушают исходную последовательность выполнения операторов строго друг за другом. Среди прочих должны быть также команды ввода и вывода данных (программа должна как-то общаться с внешним миром?), а также команды выполнения арифметических и логических операций.

Команды должны где-то храниться, поэтому неотъемлемой частью всей системы должно быть устройство памяти программ. Где-то надо складывать и данные, как исходные, так и результаты работы программы, поэтому должно быть устройство памяти данных. Так как команды и данные, в конечном счете, все равно есть числа, то память может быть общая, только надо уметь отличать, где именно у нас команды, а где — данные. Это есть один из принципов фон Неймана, хотя и в микроконтроллерах, о которых мы будем говорить в дальнейшем, традиционно используют не фон-неймановскую, а так называемую *гарвардскую* архитектуру, когда памяти данных и программ разделены (это разделение, впрочем, может в определенных пределах нарушаться). Процессор, построенный по фон Нейману, более универсален — например, он позволяет без особых проблем наращивать память, строить ее иерархически и более эффективно ее перераспределять прямо по ходу работы. Так, в системе Windows всегда предполагается, что компьютер имеет практически неограниченный объем памяти (измеряемый в терабайтах), а если ее реально не хватает, к делу подключается своп-файл (так называемый *файл подкачки*) на жестком диске. В то же время микроконтроллерам подобная гибкость не особенно требуется — на их основе, как правило, строятся узлы, выполняющие узкую задачу и работающие по конкретной программе, так что нужную конфигурацию системы ничего не стоит предусмотреть заранее.

МП и МК

Кстати, а почему мы все время говорим то *микропроцессоры* (МП), то *микроконтроллеры* (МК)? Микроконтроллер отличается от микропроцессора тем, что он предназначен для управления другими устройствами, и поэтому имеет встроенную развитую систему ввода/вывода, но, как правило, относительно более слабое АЛУ. Микроконтроллерам очень хорошо подходит английский термин «computer-on-chip», однокристалльный компьютер. В самом деле, для построения простейшего вычислительного устройства, которое могло бы выполнять что-то полезное, обычный микропроцессор, от i4004 до Pentium и Core, приходится дополнять памятью, ПЗУ с записанной BIOS, устройствами ввода/вывода, контроллером прерываний, тактовым генератором с таймерами и т. п. — всем тем, что сейчас стало объединяться в так называемые *чипсеты*. «Голый» МП способен только на одно — правильно включиться, ему даже программу загрузки неоткуда взять.

В то же время для МК микропроцессор — это только ядро, даже не самая большая часть кристалла. Для построения законченной системы на типовом МК не требуется вообще ничего, кроме источника питания и периферийных исполняющих устройств, которые позволяли бы человеку определить, что система работает. Обычный МК может без дополнительных компонентов общаться с другими МК, внешней памятью, специальными микросхемами (вроде часов реального времени или флэш-памяти), управлять небольшими (а иногда — и большими) матричными панелями, к нему мож-

но напрямую подключать датчики физических величин (в том числе — чисто аналоговые, АЦП тоже часто входят в МК), кнопки, клавиатуры, светодиоды и индикаторы, короче — в микроконтроллерах сделано все, чтобы приходилось как можно меньше пасть и задумываться над подбором элементов. За это приходится расплачиваться пониженным быстродействием (которое, впрочем, не так-то уж и важно в типовых задачах для МК) и некоторым ограничением в отдельных функциях — по сравнению с универсальными, но в сотни раз более дорогими и громоздкими системами на «настоящих» МП. Вы можете мне не поверить, но процессоры для персональных компьютеров (ПК), о которых мы столько слышим, занимают в общем количестве выпускаемых процессоров лишь 5–6% — остальные составляют микроконтроллеры различного назначения.

В соответствии с изложенным, основной цикл работы процессора должен быть таким: выборка очередной команды (из памяти), если необходимо — выборка исходных данных для нее, выполнение команды, размещение результатов в памяти (опять же если это необходимо). Вся работа в этом цикле должна происходить автоматически по командам некоторого устройства управления, содержащего тактовый генератор — системные часы, по которым все синхронизируется. Кроме того, где-то это все должно происходить: складирование данных, кода команды, выполнение действий и т. п., так что процессор должен содержать некий набор рабочих регистров (по сути — небольшую по объему сверхбыструю память), определенным образом связанных как между собой, так и с устройством управления и АЛУ, которое неизбежно должно присутствовать.

Решающую роль в работе процессора играет *счетчик команд*. Он автоматически устанавливается на нуль в начале работы, что соответствует первой команде, и автоматически же инкрементируется (т. е. увеличивается на единицу) с каждой выполненной командой. Если по ходу дела порядок следования команд нарушается — например, встречается команда перехода (ветвления), то в счетчик загружается соответствующий адрес команды — ее номер от начала программы. Если это не просто ветвление, а выполнение подпрограммы, которое предполагает в дальнейшем возврат к основной последовательности команд (к следующей команде после вызова подпрограммы), то перед переходом к выполнению подпрограммы текущее значение счетчика команд сохраняется в специально отведенной для этой цели области памяти — *стеке*. По команде окончания подпрограммы сохраненный адрес извлекается из стека, и выполнение основной программы продолжается. К счастью, нам самим не придется иметь дело со счетчиком команд, потому что все указания на этот счет содержатся в командах, и процессор все делает автоматически.

Блок-схема простейшего МК, содержащего процессорное ядро и минимум компонентов для «общения» с внешней средой, показана на рис. 18.2. Здесь мы включили в состав системы память программ, которая у ПК-процессоров находится отдельно на жестком диске (если не считать относительно небольшого объема ПЗУ, содержащего так называемую BIOS; т. е. базовые процедуры для запуска и обмена с внешней средой) — сами знаете, какой объем программ бывает в персональных компьютерах. В большинстве современных микроконтроллеров постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) для программ входит в состав чипа и обычно составляет от 1–2 до 8–32 Кбайт, хотя есть модели и с 256 килобайтами встроенной памяти. Для подавляющего большинства применений вполне достаточно 2–8 Кбайт —

при условии, что вы создаете программы прямо в командах контроллера, на языке ассемблера. Применение языка высокого уровня (обычно одного из вариантов языка C), что становится все более популярным из-за удобства работы с ним, как мы увидим, существенно повышает требования к объему памяти программ.

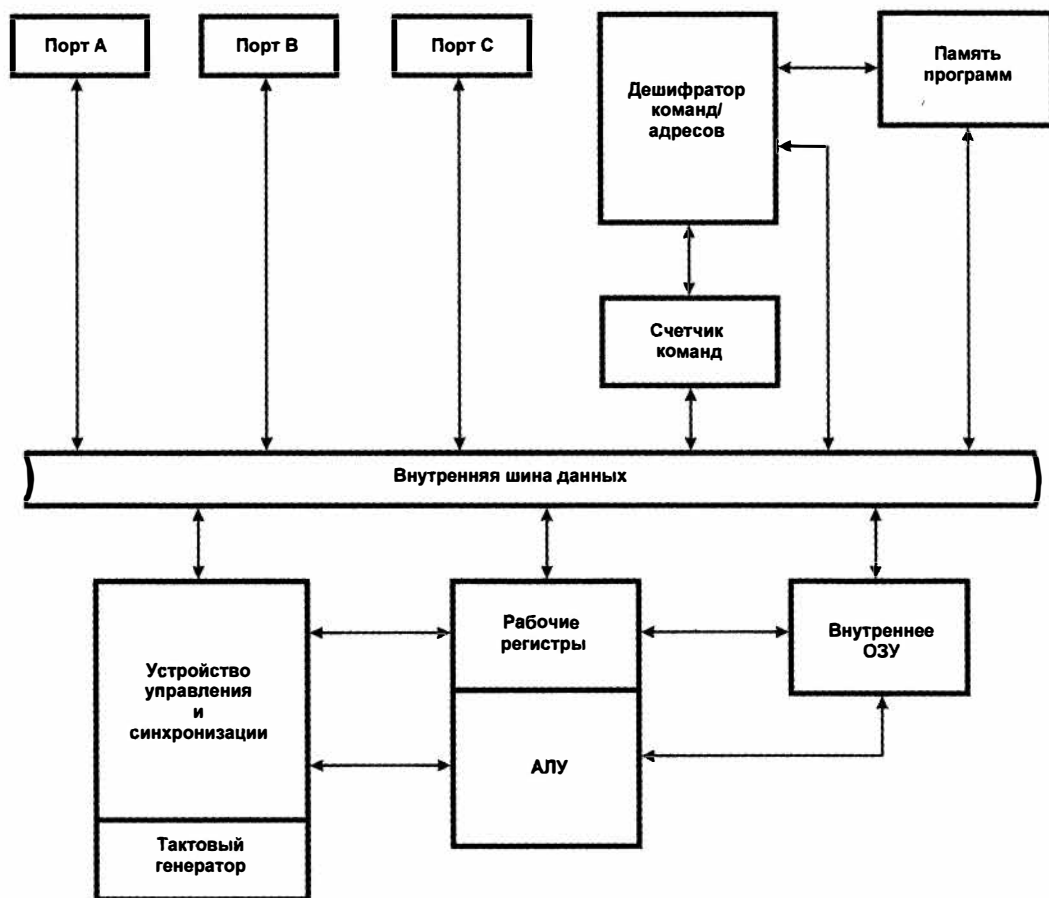


Рис. 18.2. Блок-схема простейшего микроконтроллера

Встроенное оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) для хранения данных в том или ином объеме также имеется во всех современных микроконтроллерах, типичный размер такого ОЗУ: от 128–256 байтов до 1–4 Кбайт. В большинстве универсальных контроллеров есть и некоторое количество встроенной энергонезависимой памяти для хранения констант — обычно столько же, сколько и ОЗУ данных. Но к памяти мы еще вернемся в этой главе, а пока продолжим про процессоры.

ПОДРОБНОСТИ

В первых моделях микропроцессоров (включая и интеловские процессоры для ПК — от 8086 до 80386) процессор выполнял команды строго последовательно: загрузить команду, определить, что ей нужны операнды, загрузить эти операнды (по адресу ре-

гистров, которые их должны содержать, — адреса эти, как правило, хранятся сразу после собственно кода команды или определены заранее), потом проделать нужные действия, складировать результаты... До нашего времени дошла архитектура супер-популярных еще недавно микроконтроллеров 8051, выпускающихся и по сей день различными фирмами (Atmel, Philips), которые выполняли одну команду аж за 12 тактов (в некоторых современных аналогах, впрочем, это число меньше). Для ускорения работы стали делить такты на части (например, срабатывать по переднему и заднему фронтам), но действительный прорыв произошел с внедрением *конвейера*. Со времен Генри Форда известно, что производительность конвейера зависит только от времени выполнения самой длинной операции, — если поделить команды на этапы и выполнять их одновременно разными аппаратными узлами, то можно добиться существенного ускорения (хотя и не во всех случаях). В рассматриваемых далее микроконтроллерах Atmel AVR конвейер двухступенчатый: когда очередная команда загружается и декодируется, предыдущая уже выполняется и пишет результаты. В AVR это позволило выполнять большинство команд за один такт (кроме команд ветвления программы).

Главное устройство в МП, которое связывает все узлы в единую систему, — *внутренняя шина данных*. По ней все устройства обмениваются сигналами. Например, если МП требуется обратиться к внешней дополнительной памяти, то при исполнении соответствующей команды на шину данных выставляется нужный адрес, от устройства управления поступает через нее же запрос на обращение к нужным портам ввода/вывода. Если порты готовы, адрес поступает на выходы портов (т. е. на соответствующие выводы контроллера), затем по готовности принимающий порт выставляет на шину принятые из внешней памяти данные, которые загружаются в нужный регистр, после чего шина данных свободна. Для того чтобы все устройства не мешали друг другу, все это строго синхронизировано, при этом каждое устройство имеет, во-первых, собственный адрес, во-вторых, может находиться в трех состояниях: работать на ввод, на вывод или находиться в третьем состоянии, не мешая другим работать.

Под *разрядностью МП* обычно понимают разрядность чисел, с которыми работает АЛУ, соответственно, такую же разрядность имеют и рабочие регистры. Например, все ПК-процессоры от i386 до последних инкарнаций Pentium были 32-разрядными, большинство последних моделей от Intel и AMD относятся уже к 64-разрядным. Большинство микроконтроллеров общего назначения — 8-разрядные, но все большую популярность приобретают 32-разрядные, обладающие принципиально большими возможностями при практически той же цене. Интересно, что развитие промежуточной ветви 16-разрядных контроллеров практически остановилось ввиду нецелесообразности.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Обычно тактовая частота универсальных МК невелика (хотя инженеру 1980-х, когда ПК работали на частотах не выше 6 МГц, она показалась бы огромной) — порядка 8–16 МГц, иногда до 20 МГц или несколько более. И это всех устраивает — дело в том, что обычные МК и не предназначены для разработки быстродействующих схем. Если требуется быстродействие, то используется другой класс интегральных схем — ПЛИС, «программируемые логические интегральные схемы» (английское название самой популярной сейчас их разновидности — FPGA, field-programmable gate array). Простейшая ПЛИС представляет собой набор никак не связанных между собой логических элементов (наиболее сложные из них могут включать в себя и некоторые законченные узлы, вроде триггеров и генераторов), которые в процессе программирования такого

чипа соединяются в нужную схему. Комбинационная логика работает гораздо быстрее тактируемых контроллеров, и для построения сложных логических схем в настоящее время применяют только ПЛИС, от использования дискретных элементов («рассыпухи») в массовых масштабах уже давно отказались. Еще одно преимущество ПЛИС — статическое потребление энергии для некоторых серий составляет единицы микроватт, в отличие от МК, которые во включенном состоянии потребляют достаточно много (если не находятся в режиме энергосбережения). В совокупности с более универсальными и значительно более простыми в обращении, но менее быстрыми и экономичными микроконтроллерами, ПЛИС составляют основу большинства массовых электронных изделий, которые вы видите на прилавках. В этой книге мы, конечно, рассматривать ПЛИС не будем — в любительской практике, в основном из-за дороговизны соответствующего инструментария и высокого порога его освоения, они не используются, а для конструирования одиночных экземпляров приборов даже для профессиональных применений их использовать нецелесообразно.

Если подробности внутреннего функционирования МП нас волнуют не очень (центральный узел — АЛУ — мы уже «изобретали» в *главе 15*, и этого достаточно, чтобы понимать, что именно происходит внутри процессорного ядра), то обмен с внешней средой нас как раз интересует во всех деталях. Для этого служат *порты ввода/вывода* (I/O-port, от Input/Output). В этом термине имеется некоторая неопределенность, т. к. те, кто программировал для ПК на ассемблере, помнят, что в ПК портами ввода/вывода (ПВВ) назывались регистры для управления всеми устройствами, кроме непосредственно процессорного ядра. В микроконтроллерах то же самое называют *регистрами ввода/вывода* (РВВ) — это регистры для доступа ко встроенным компонентам контроллера, внешним по отношению к вычислительному ядру. А это все узлы, которыми непосредственно управляет пользователь: от таймеров и последовательных портов до регистра флагов и управления прерываниями. Кроме ОЗУ, доступ к которому обеспечивается специальными командами, все остальное в контроллере управляется через РВВ, и путать с портами ввода/вывода их не следует.

ПВВ в МК служат для обмена с «окружающей средой» (управляются они, естественно, тоже внутренними регистрами ввода/вывода). На схеме рис. 18.2 показано 3 ПВВ: А, В и С, в реальных МК их может быть и больше, и меньше. Еще важнее число выводов этих портов, которое чаще всего совпадает с разрядностью процессора (но не всегда, как это было у 8086, который имел внутреннюю 16-разрядную структуру, а внешне выглядел 8-разрядным). Если мы заставим 8-разрядные порты «общаться», например, с внешней памятью, то на двух из них можно выставить 16-разрядный адрес, а на оставшемся — принимать данные. А как быть, если портов два или вообще один? (К примеру, в микроконтроллере ATtiny2313 портов формально два, но один усеченный, так что общее число линий составляет 15). Для того чтобы даже в такой ситуации это было возможно, все внешние порты в МП всегда двунаправленные. Скажем, если портов два, то можно сначала выставить адрес, а затем переключить порты на вход и принимать данные. Естественно, для этого порты должны позволять работу на общую шину — т. е. либо иметь третье состояние, либо выход с общим коллектором для объединения в «монтажное ИЛИ».

Варианты для обоих случаев организации выходной линии порта показаны на рис. 18.3, где приведены упрощенные схемы выходных линий микроконтроллеров

семейства 8048 — когда-то широко использовавшегося предшественника популярного МК 8051 (например, 8048 был выбран в качестве контроллера клавиатуры в IBM PC). В современных МК построение портов несколько сложнее (в частности, вместо резистора там полевой транзистор), но для уяснения принципов работы это несущественно.

По первому варианту (рис. 18.3, а) в МК 8048 построены порты 1 и 2. Когда в порт производится запись, то логический уровень поступает с прямого выхода защелки

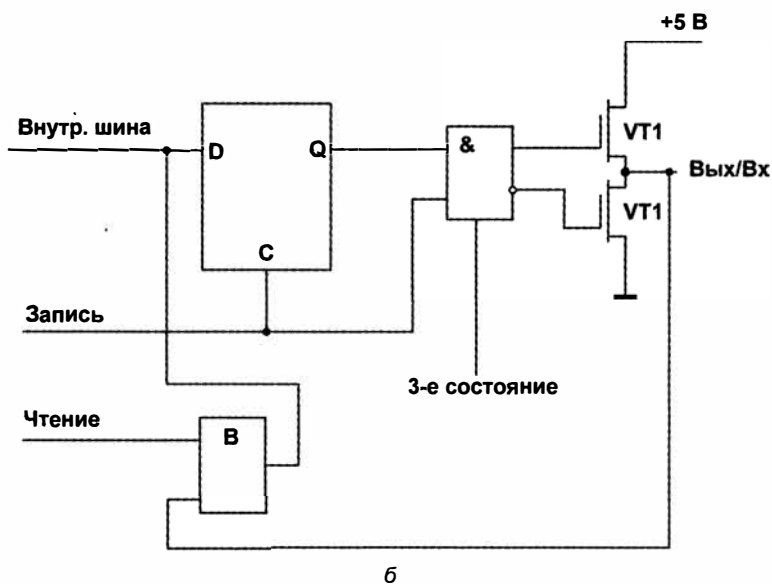
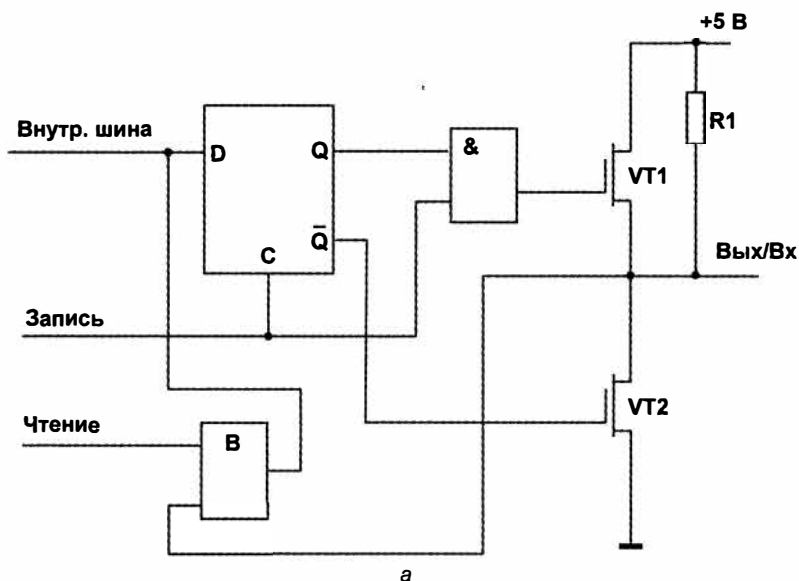


Рис. 18.3. Упрощенные схемы портов ввода/вывода МК 8048: а — портов 1 и 2, б — порта 0

на статическом D-триггере на вход схемы «И», а с инверсного — на затвор транзистора VT2. Если этот уровень равен логическому нулю, то транзистор VT1 заперт, а VT2 открыт, на выходе также логический ноль. Если уровень равен логической единице, то на время действия импульса «Запись» транзистор VT1 открывается, а транзистор VT2 запирается (они одинаковой полярности). Если на выходе присутствует емкость (а она всегда имеется в виде распределенной емкости проводников и емкости входов других компонентов), то через открытый VT1 протекает достаточно большой ток заряда этой емкости, позволяющий сформировать хороший фронт перехода из 0 в 1. Как только импульс «Запись» заканчивается, оба транзистора отключаются, и логическая единица на выходе поддерживается резистором R1. Выходное сопротивление открытого транзистора VT1 примерно 5 кОм, а резистора — 50 кОм. Любое другое устройство, подключенное к этой шине, при работе на выход может лишь либо поддерживать логическую единицу, включив свой подобный резистор параллельно R1, либо занять линию своим логическим нулем — это, как видите, и есть схема «монтажное ИЛИ». При работе на вход состояние линии просто считывается во время действия импульса «Запись» со входного буфера (элемент В на рис. 18.3, а).

Второй вариант (рис. 18.3, б), по которому устроен порт 0, есть обычный выходной каскад КМОП с третьим состоянием, т. е. такой порт может работать на выход, только полностью занимая линию, остальные подключенные к линии устройства при этом должны смиренно внимать монополисту, воспринимая сигналы. Это обычно не создает особых трудностей и схемотехнически даже предпочтительно ввиду симметрии выходных сигналов и высокого сопротивления для входных. Единственная сложность возникает при сопряжении такого порта с линией, работающей по первому варианту, т. к. при логической единице на выходе могут возникнуть электрические конфликты, если кто-то попытается выдать в линию логический ноль (ток от источника пойдет через два распахнутых транзистора).

Для обеспечения работы трехстабильного порта по схеме «монтажное ИЛИ» применяют хитрый прием: всю линию «подтягивают» к напряжению питания с помощью внешнего резистора (во многих МК существует встроенный отключаемый резистор, установленный аналогично R1 в схеме рис. 18.3, а), и нормальное состояние всех участвующих трехстабильных портов — работа на вход в третьем состоянии. В этом режиме на линии всегда будет логическая единица. На выход же линию переключают только, когда надо выдать логический ноль. В этом случае, даже при одновременной активности нескольких портов, конфликтов не возникнет.

Лечение амнезии

В 1965 году в Иллинойском университете был запущен один из самых передовых компьютеров по тому времени — ILLIAC-IV. Он стал первым компьютером, в котором использовалась быстрая память на микросхемах, — каждый чип (производства Fairchild Semiconductor) имел емкость 256 битов, а всего было набрано 1 Мбайт. Стоимость этой памяти составила ощутимую часть от всей стоимости устройства, обошедшегося заказчику — NASA — в \$31 млн. Через 10 лет один из

первых персональных компьютеров Altair 8800 (1975 год), продававшийся в виде набора «сделай сам», при стоимости порядка \$500 имел всего 256 байтов (именно байтов, а не килобайт) памяти. В том же году для распространения языка Basic for Altair Биллом Гейтсом и Полом Алленом была создана фирма, получившая первоначальное название Micro-Soft. Одна из самых серьезных проблем, которую им пришлось решать, — нехватка памяти, потому что созданный ими интерпретатор Basic требовал аж 4 Кбайт!

Проблема объемов памяти и ее дороговизна преследовала разработчиков достаточно долго — еще в конце 1990-х стоимость памяти для ПК можно было смело прикидывать из расчета 1 доллар/Мбайт, что при требовавшихся уже тогда для комфортной работы объемах ОЗУ порядка 128–256 Мбайт могло составлять значительную часть стоимости устройства. Сейчас 4 гигабайта памяти в настольном ПК или ноутбуке уже стали фактическим стандартом. Это привело, в частности, к кардинальным изменениям в самом подходе к программированию — если еще при программировании под DOS о компактности программ и экономии памяти в процессе работы нужно было специально заботиться, то теперь это практически не требуется.

Но в программировании для микроконтроллеров это все еще не так. Хотя гейтсовский интерпретатор Basic влезет в большинство современных однокристальных МК, но экономная программа легче отлаживается (а, значит, содержит меньше ошибок) и быстрее выполняется. Три-четыре потерянных на вызове процедуры такта могут стать причиной какой-нибудь трудновывлаживаемой ошибки времени выполнения — например, если за это время произойдет вызов прерывания. Поэтому память в МК стоит экономить, даже если вы располагаете заведомо достаточным ее объемом. Этот призыв, конечно, пропадает впустую, когда мы сталкиваемся с программированием на языках высокого уровня, где от нас зависит гораздо меньше, чем от разработчиков компиляторов.

Далее мы рассмотрим основные разновидности памяти, используемые как в составе микроконтроллеров, так и во внешних узлах. И начнем с того, что попробуем сами сконструировать устройство долговременной памяти — ПЗУ (постоянное запоминающее устройство). Как мы увидим, любая память в принципе есть не что иное, как преобразователь кодов.

Изобретаем простейшую ROM

Всем известно сокращение ROM — Read-Only Memory — английское название постоянного запоминающего устройства, ПЗУ. На самом деле это название (*память только для чтения*) не очень точно характеризует суть дела, отечественное название есть более корректный термин, самое же правильное называть такую память *энергонезависимой*. Ведь ПЗУ отличается от других типов памяти не тем, что его можно только читать, а записывать нельзя (практически все современные устройства ROM имеют возможность записи), а тем, что информация в нем не пропадает при выключении питания.

Тем не менее, первыми разновидностями ПЗУ, изобретенными еще в 1956 году, были именно нестираемые кристаллы, которые носят наименование OTP ROM — One-

Time Programmable ROM, однократно программируемое ПЗУ. До недавнего времени на них делали память программ МК для удешевления серийных устройств — вы отлаживаете программу на перезаписываемой памяти, а в серию пускаете приборы с «прожигаемой» OTP ROM. И лишь в последние годы «прожигаемая» память стала постепенно вытесняться более удобной flash-памятью, поскольку последняя подешевела настолько, что смысл в использовании одноразовых кристаллов пропал.

Мы сконструируем подобие «прожигаемого» ПЗУ с помощью диодов. Простейший вариант такого ПЗУ показан на рис. 18.4. В данном случае он представляет собой не что иное, как преобразователь из десятичного кода в семисегментный. Если на входе поставить дешифратор типа 561ИД1, переводящий двоичный код в десятичный, то мы получим аналог микросхемы 561ИД5.

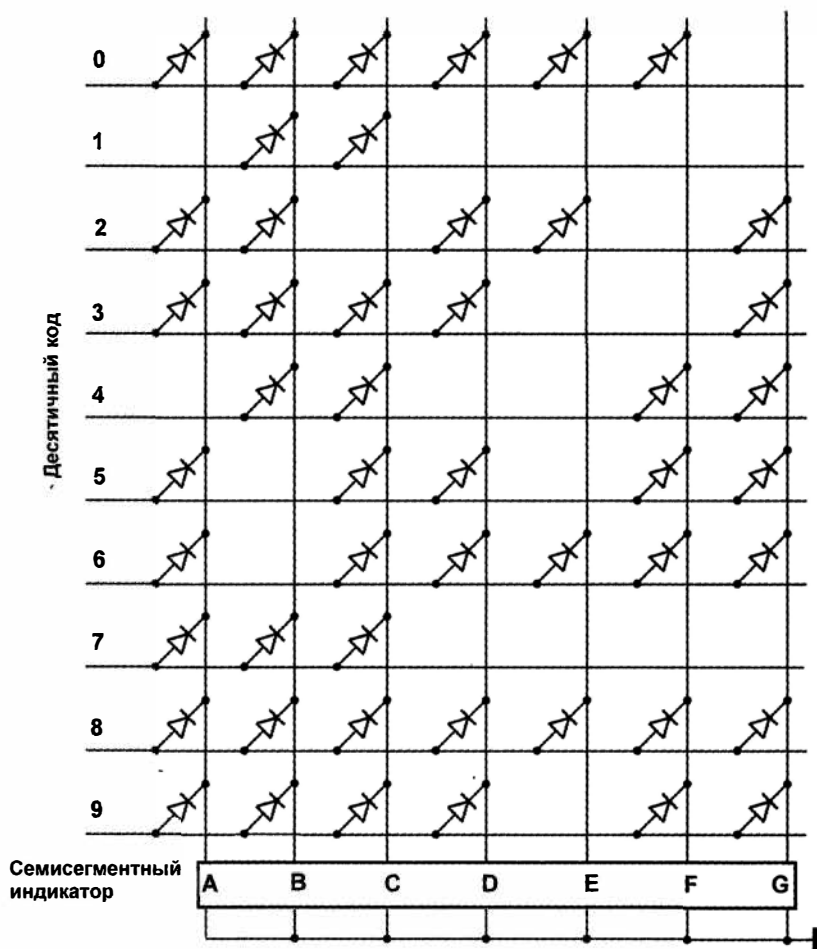


Рис. 18.4. Простейшее ПЗУ — преобразователь кода

Чтобы понять, как это работает, представьте себе, что первоначально на всех пересечениях между строками и столбцами диоды присутствовали — это аналог незаполненной памяти, в которой записаны все единицы. Затем мы взяли и каким-то

образом (например, подачей высокого напряжения) разрушили те диоды, которые нам не нужны, в результате чего получили нужную конфигурацию.

Эта схема не содержит активных элементов, и потому возможности ее ограничены, — например, выходы устройства, подающего активный высокий уровень по входным линиям, должны «тащить» всю нагрузку по зажиганию сегментов. Обычная микросхема ПЗУ построена на транзисторных ячейках и поэтому без всяких хитростей принимает и выдает обычные логические уровни. К тому же она включает в себя и дешифрирующую логику, поэтому на вход подается двоичный, а не десятичный код.

Постойте, а причем тут ПЗУ вообще? Дело в том, что входной код здесь можно рассматривать, как адрес ячейки, в выходной — как ее содержимое. И любое ПЗУ можно представить, как универсальный преобразователь кодов. Причем удобство состоит в том, что изначально в ПЗУ не записано ничего (одни нули или единицы), и мы можем реализовать на нем любую логическую функцию — все зависит только от его емкости. В том числе, такую простую, как преобразователь кодов десятичный-семисегментный, или же такую сложную, как операционная система Windows. Последнее мы каждый раз и делаем, когда устанавливаем Windows на компьютер, причем в качестве ПЗУ выступает жесткий диск. Из этого примера отчетливо видно, что каким бы сложным ни был алгоритм, он все равно в конечном итоге сводится к совокупности однозначных логических уравнений, которые можно реализовать как через ПЗУ с записанной программой, так и с помощью цифрового устройства любого другого типа.

Общее устройство памяти

Общее устройство фрагмента памяти любого типа показано на рис. 18.5. Из рисунка видно, что память всегда представляет собой матричную структуру. В данном случае матрица памяти имеет $8 \times 8 = 64$ однобитных ячейки. Рисунок 18.5 демонстрирует, как производится вывод и загрузка информации в память с помощью мультиплексоров/демультиплексоров (вроде 561КП2, см. главу 15). Код, поступающий на мультиплексор слева (x_3-x_5), подключает к строке с номером, соответствующим этому коду, активирующий уровень напряжения (это может быть логическая единица, как показано на рисунке, или ноль, неважно). Код на верхнем демультиплексоре (x_0-x_2) выбирает столбец, в результате к выходу этого демультиплексора подключается ячейка, стоящая на пересечении выбранных строки и столбца.

Легко заметить, что сама по себе организация матрицы при таком однобитном доступе для внешнего мира не имеет значения. Если она будет построена как 4×16 , или 32×2 , или даже вытянута в одну линейку 64×1 — в любом случае код доступа (он называется *адресным* кодом) будет 6-разрядным, а выход один-единственный. Поэтому всем таким ЗУ приписывается организация $N \times 1$ бит, где N — общее число битов. Для того чтобы получить байтную организацию, надо просто взять 8 таких микросхем и подать адресный код на них параллельно, тогда на выходах получим параллельный восьмибитный код, соответствующий байту. Общая емкость такой памяти составит $64 \times 8 = 512$ битов или 64 байта. У нас получается хорошая модель

типового модуля памяти, вроде тех, что используются в компьютерном ОЗУ. Большинство выпускаемых интегральных ЗУ также сложены из таких отдельных одноканальных модулей (только в наше время уже значительно большей емкости) и имеют 8, 16, 32 или большее количество параллельных выходов, но бывают кристаллы и с последовательным (побитным) доступом.

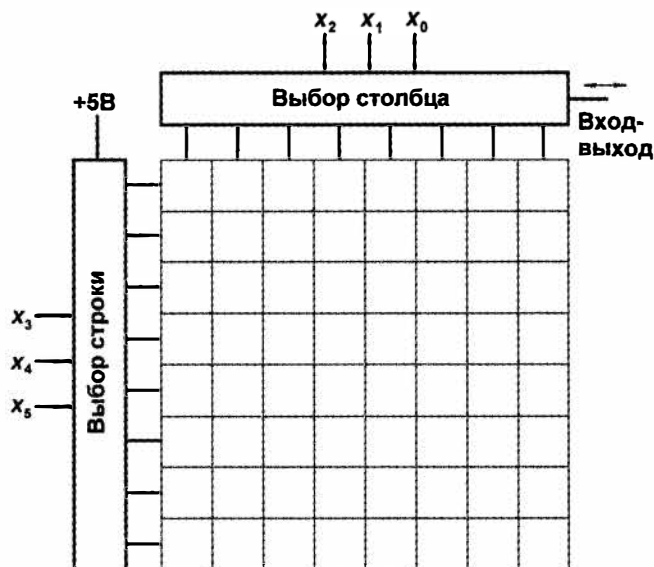


Рис. 18.5. Схематическое устройство ЗУ с одноканальным последовательным выходом

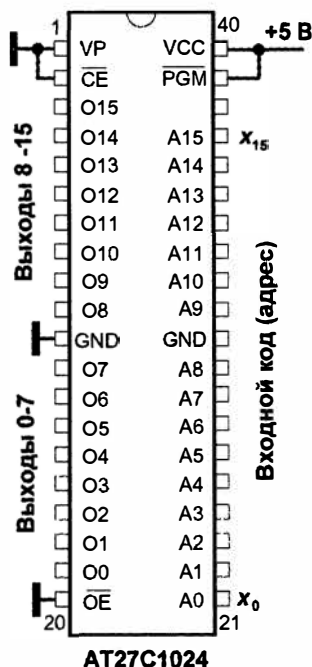


Рис. 18.6. Разводка выводов AT27C1024

В качестве примера можно привести, скажем, ПЗУ с организацией 64К×16 типа AT27C1024 фирмы Atmel (рис. 18.6). Это однократно программируемое КМОП ПЗУ с напряжением питания 5 В и емкостью 1024 Мбит, что составляет 128 Кбайт или 64 К двухбайтных слов. Следует отметить, что в области микросхем памяти сложилась хорошая традиция, когда все они, независимо от производителя и даже технологии, совпадают по выводам, разводка которых зависит только от организации матрицы (даже, как правило, не от объема!) и, соответственно, от применяемого корпуса (в данном случае — DIP-40). Для разных типов (RAM, ROM, EEPROM и т. д.) разводка различается в части выводов, управляющих процессом программирования, но можно спокойно заменять одну микросхему на другую (с той же организацией и, соответственно, в таком же корпусе) без переделки платы.

RAM

Традиционное название энергозависимых типов памяти, как и в случае ROM, следует признать довольно неудачным. RAM значит **R**andom **A**ccess **M**emory, т. е. *память с произвольным доступом*, или, по-русски — ЗУПВ, *запоминающее устрой-*

ство с произвольной выборкой. Главным же признаком класса является не «произвольная выборка», а то, что при выключении питания память стирается. EEPROM (о которой далее), к примеру, тоже допускает произвольную выборку и при записи, и при чтении. Но так сложилось исторически, и не нам разрушать традиции.

Подавляющее большинство производимых микросхем ЗУПВ относится к динамическому типу. В них информация хранится в виде заряда на конденсаторе, который имеет привычку быстро утекать, и потому такая память требует периодической регенерации (раз в несколько миллисекунд). Зато она дешева (каждая ячейка состоит из одного конденсатора и одного транзистора) и упаковывается с высокой плотностью элементов, поэтому динамическое ЗУ (DRAM) является основным видом компьютерных ОЗУ.

Статическое ОЗУ (SRAM), ячейка которого представляет собой один из вариантов рассмотренных в главе 16 триггеров, устроено сложнее, имеет меньшую плотность упаковки (т. е. при тех же габаритах меньшую емкость) и стоит гораздо дороже. Главное ее преимущество, кроме того, что она не требует регенерации, — высокое быстродействие и отсутствие потребления в статическом режиме. Выпускаются отдельные микросхемы SRAM, как простые (например, UT62256 с организацией 32К×8), так и довольно «навороченные»: так, микросхема M48T35 кроме собственного массива памяти (32К×8) содержит на кристалле часы реального времени, монитор питания и, главное, имеет встроенную литиевую батарейку, которая позволяет сохранять информацию при отключении питания. Но с распространением энергонезависимой flash-памяти, о которой будет рассказано далее, такие применения SRAM почти потеряли актуальность¹, и за ней остались главные области, где она незаменима: это регистры и кэш-память в микропроцессорах, а также ОЗУ данных в микроконтроллерах и ПЛИС.

По счастью, с DRAM нам в схемотехническом плане иметь дело не придется, а SRAM мы увидим только в составе микроконтроллеров. Поэтому рассмотрим подробнее более актуальные для пользователя разновидности ROM.

EPROM, EEPROM и flash-память

На заре возникновения памяти, сохраняющей данные при отключении питания (EPROM, Erasable Programmable ROM, стираемая/программируемая ROM, или по-русски — ППЗУ, программируемое ПЗУ), основным типом ее была память, стираемая ультрафиолетом: UV-EPROM (Ultra-Violet EPROM, УФ-ППЗУ). Причем часто приставку UV опускали, т. к. всем было понятно, что EPROM — это стираемая ультрафиолетом, а ROM (или ПЗУ) просто, без добавлений — это однократно программируемые кристаллы OTP-ROM. Микроконтроллеры с УФ-памятью программ были распространены еще в середине 1990-х. В рабочих образцах устройств с УФ-памятью кварцевое окошечко, через которое осуществлялось стирание, за-

¹ «Почти» — потому, что SRAM на триггерах является самой быстродействующей разновидностью памяти, и в этом ее преимущество перед медленной EEPROM, несмотря на дороговизну и неудобства, связанные со встроенной резервной батарейкой.

клеивали кусочком черной липкой ленты, т. к. информация в UV-EPROM медленно разрушается и на солнечном свете.

На рис. 18.7 показано устройство элементарной ячейки EPROM, которая лежит в основе всех современных типов flash-памяти. Если исключить из нее то, что обозначено надписью «плавающий затвор», мы получим самый обычный полевой транзистор — точно такой же входит в ячейку DRAM. Если подать на управляющий затвор такого транзистора положительное напряжение, то он откроется, и через него потечет ток (это считается состоянием логической единицы). На рис. 18.7 вверху изображен такой случай, когда плавающий затвор не оказывает никакого влияния на работу ячейки, — например, такое состояние характерно для чистой flash-памяти, в которую еще ни разу ничего не записывали.

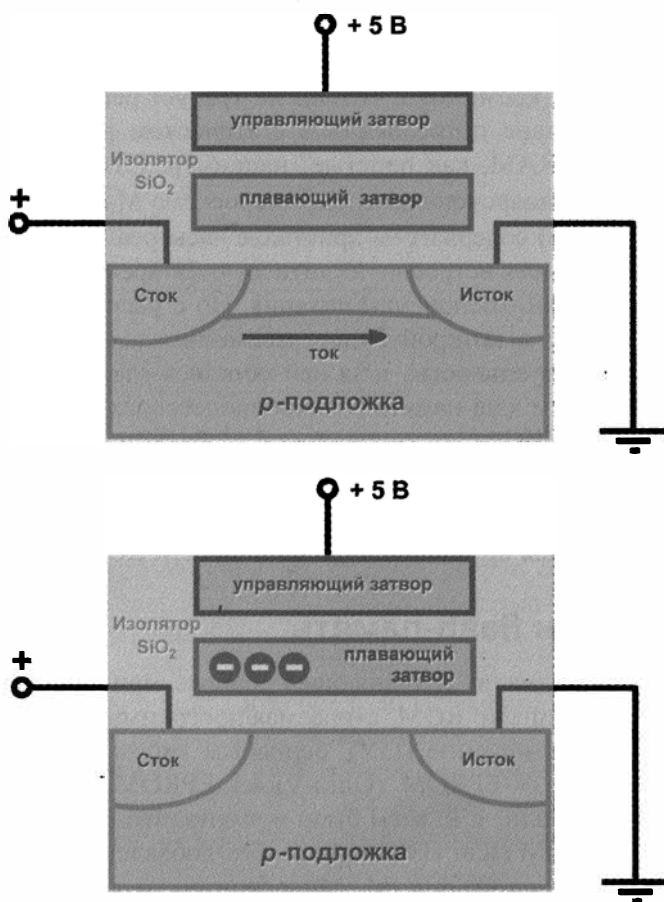


Рис. 18.7. Устройство элементарной ячейки EPROM

Если же мы каким-то образом (каким — поговорим отдельно) ухитримся разместить на плавающем затворе некоторое количество зарядов — свободных электронов, которые показаны на рис. 18.7 внизу в виде темных кружочков со значком минуса, то они будут экранировать действие управляющего электрода, и такой

транзистор вообще перестанет проводить ток. Это состояние логического нуля. Поскольку плавающий затвор потому так и называется, что он «плавает» в толще изолятора (двуокиси кремния), то сообщенные ему однажды заряды в покое никуда деваться не могут. И записанная таким образом информация может храниться десятилетиями (до последнего времени производители обычно давали гарантию на 10 лет, но на практике в обычных условиях время хранения значительно больше).

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Строго говоря, в NAND-чипах (о которых далее) логика обязана быть обратной. Если в обычной EPROM запрограммированную ячейку вы не можете открыть подачей считывающего напряжения, то там наоборот — ее нельзя запереть снятием напряжения. Поэтому, в частности, чистая NAND-память выдает все нули, а не единицы, как EPROM. Но это нюансы, которые не меняют сути дела.

Осталось всего ничего — придумать, как размещать заряды на изолированном от всех внешних влияний плавающем затворе. И не только размещать — ведь иногда память и стирать приходится, потому должен существовать способ их извлекать оттуда. В UV-EPROM слой окисла между плавающим затвором и подложкой был достаточно толстым (если величину 50 нанометров можно охарактеризовать словом «толстый», конечно), и работало все это довольно грубо. При записи на управляющий затвор подавали достаточно высокое положительное напряжение — иногда до 36–40 В, а на сток транзистора — небольшое положительное. При этом электроны, которые двигались от истока к стоку, настолько ускорялись полем управляющего электрода, что просто перепрыгивали барьер в виде изолятора между подложкой и плавающим затвором. Такой процесс называется еще *инжекцией горячих электронов*.

Ток заряда при этом достигал миллиампера — можете себе представить, каково было потребление всей схемы, если в ней одновременно программировать хотя бы несколько тысяч ячеек. И хотя такой ток требовался на достаточно короткое время (впрочем, с точки зрения быстродействия схемы не такое уж и короткое — миллисекунды), но это было крупнейшим недостатком всех старых образцов EPROM-памяти. Еще хуже другое — и изолятор, и сам плавающий затвор такого издеательства долго не выдерживали и постепенно деградировали, отчего количество циклов стирания/записи было ограничено несколькими сотнями, максимум — тысячами. Во многих образцах flash-памяти более позднего времени даже была предусмотрена специальная схема для хранения карты «битых» ячеек — в точности так, как это делается для жестких дисков. В современных моделях с миллионами ячеек такая карта тоже имеется — однако число циклов стирания/записи теперь возросло до сотен тысяч. Как этого удалось добиться?

Сначала посмотрим, как осуществлялось в этой схеме стирание. В UV-EPROM при облучении ультрафиолетом фотоны высокой энергии сообщали электронам на плавающем затворе достаточный импульс для того, чтобы они «прыгнули» обратно на подложку самостоятельно, без каких-либо электрических воздействий. Первые образцы электрически стираемой памяти (EEPROM, Electrically Erasable Programmable ROM, электрически стираемое перепрограммируемое ПЗУ, ЭСППЗУ) были созданы в компании Intel в конце 1970-х при непосредственном участии бу-

дущего основателя Atmel Джорджа Перлегоса. Он использовал *квантовый эффект туннелирования Фаулера — Нордхейма*. За этим непонятным названием кроется довольно простое по сути (но очень сложное с физической точки зрения) явление — при достаточно тонкой пленке изолятора (ее толщину пришлось уменьшить с 50 до 10 нм) электроны, если их слегка подтолкнуть подачей не слишком высокого напряжения в нужном направлении, могут просачиваться через барьер, не перепрыгивая его. Сам процесс показан на рис. 18.8 вверху (обратите внимание на знак напряжения на управляющем электроде).

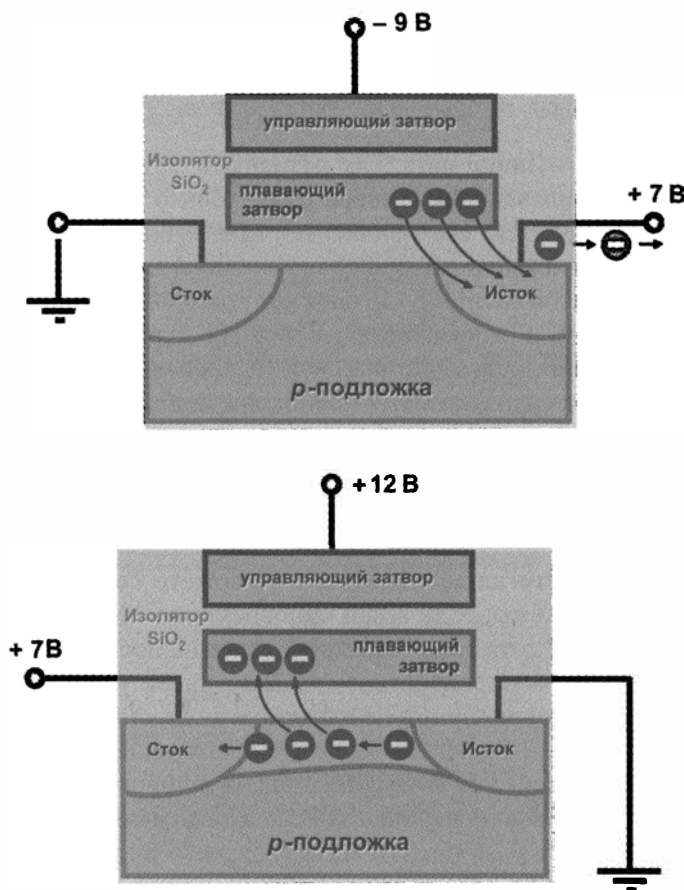


Рис. 18.8. Процесс стирания в элементарной ячейке EPROM

Старые образцы EEPROM именно так и работали: запись производилась «горячей инжекцией», а стирание — «квантовым туннелированием». Оттого они были довольно сложны в эксплуатации — разработчики со стажем помнят, что первые микросхемы EEPROM требовали два, а то и три питающих напряжения, причем подавать их при записи и стирании требовалось в определенной последовательности.

Превращение EEPROM во flash происходило по трем разным направлениям. В первую очередь — в направлении совершенствования конструкции самой ячейки. Для

начала избавились от самой противной стадии — «горячей инъекции». Вместо нее при записи стали также использовать «квантовое туннелирование», как и при стирании. На рис. 18.8 внизу показан этот процесс — если при открытом транзисторе подать на управляющий затвор достаточно высокое (но значительно меньшее, чем при «горячей инъекции») напряжение, то часть электронов,двигающихся через открытый транзистор от истока к стоку, «просочится» через изолятор и окажется на плавающем затворе. Потребление тока при записи снизилось на несколько порядков. Изолятор, правда, пришлось сделать еще тоньше, что обусловило довольно большие трудности с внедрением этой технологии в производство.

Второе направление — ячейку сделали несколько сложнее, пристроив к ней второй транзистор (обычный, не двухзатворный), который разделил вывод стока и считывающую шину всей микросхемы. Благодаря всему этому удалось добиться значительного повышения долговечности — до сотен тысяч циклов записи/стирания (миллионы циклов, характерные для флэш-карточек, получаются, если добавить схемы коррекции ошибок). Кроме того, схемы формирования высокого напряжения и соответствующие генераторы импульсов записи/стирания перенесли внутрь микросхемы, отчего пользоваться этими типами памяти стало несравненно удобнее — они стали питаться от одного напряжения (5, 3,3 или даже 1,8 В).

И, наконец, третье, едва ли не самое главное, усовершенствование заключалось в изменении организации доступа к ячейкам на кристалле, вследствие чего этот тип памяти и заслужил наименование — flash (т. е. «молния»), ныне известное каждому владельцу цифровой камеры или карманного MP3-плеера. Так в середине 1980-х называли разновидность EEPROM, в которой стирание и запись производились сразу целыми блоками — страницами. Процедура чтения из произвольной ячейки, впрочем, по понятным причинам замедлилась — для его ускорения приходится на кристаллах flash-памяти располагать промежуточную (буферную) SRAM. Для флэш-накопителей это не имеет особого значения, т. к. там все равно данные читаются и пишутся сразу большими массивами, но для использования в микроконтроллерах это может оказаться неудобным. Тем более, в МК неудобно использовать самый быстродействующий вариант flash-технологии — так называемую *память типа NAND* (от наименования логической функции «И-НЕ»), где читать и записывать память в принципе возможно только блоками по 512 байт (это обычная величина сектора на жестком диске, также читаемого и записываемого целиком за один раз, — отсюда можно понять основное назначение NAND).

В МК обычно используют традиционную (типа NOR) flash-память программ, в которой страницы относительно невелики по размерам — порядка 64–256 байтов. Впрочем, если пользователь сам не берется за создание программатора для такой микросхемы, он может о страничном характере памяти и не догадываться. А для пользовательских данных применяют EEPROM либо с возможностью чтения произвольного байта, либо секционированную, но на очень маленькие блоки — например, по 4 байта. При этом для пользователя все равно доступ остается побайтным. Характерной чертой такой памяти является довольно медленная (порядка миллисекунд) процедура записи, в то время как чтение протекает ничуть не медленнее любых других операций в МК.

Развитие технологий flash-памяти имело огромное значение для удешевления и доступности микроконтроллеров. В дальнейшем мы будем иметь дело с энергонезависимой памятью не только в виде встроенных в микроконтроллер памяти программ и данных, но и с отдельными микросхемами, позволяющими записывать довольно большие объемы информации.

Микроконтроллеры Atmel AVR

Общее количество существующих семейств микроконтроллеров оценивается приблизительно в 100 с лишним, причем ежегодно появляются все новые и новые. Каждое из этих семейств может включать десятки разных моделей. Причем львиная доля выпускаемых чипов приходится на специализированные контроллеры — например, для управления USB-интерфейсом или ЖК-дисплеями. Иногда довольно трудно классифицировать продукт — так, многие представители семейства ARM, которое широко применяется для построения мобильных устройств, с точки зрения развитой встроенной функциональности относятся к типичным контроллерам, но в то же время достаточно мощное ядро позволяет отнести их и к классу микропроцессоров.

Из семейств универсальных 8-разрядных микроконтроллеров, так сказать, «на все случаи жизни», наиболее распространены три: контроллеры классической архитектуры x51 (первый контроллер семейства 8051 был выпущен фирмой Intel еще в середине 1980-х), контроллеры PIC фирмы Microchip (идеально подходят для проектирования несложных устройств, особенно предназначенных для тиражирования), и рассматриваемые нами Atmel AVR.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

В 1995 году два студента Норвежского университета науки и технологий в г. Тронхейме, Альф Боген и Вегард Воллен, выдвинули идею 8-разрядного RISC-ядра, которую предложили руководству Atmel. Имена разработчиков вошли в название архитектуры AVR: Alf + Vegard + RISC. В Atmel идея настолько понравилась, что в 1996 году был основан исследовательский центр в Тронхейме, и уже в конце того же года начал выпуск первого опытного микроконтроллера новой серии AVR под названием AT90S1200. Во второй половине 1997 года корпорация Atmel приступила к серийному производству семейства AVR.

Почему AVR?

У AVR-контроллеров «с рождения» есть несколько особенностей, которые отличают это семейство от остальных МК, упрощают его изучение и применение. Одним из существенных преимуществ AVR стало использование конвейера. В результате для AVR не существует понятия машинного цикла: большинство команд, как мы говорили, выполняется за один такт (для сравнения отметим, что пользующиеся большой популярностью МК семейства PIC выполняют команду за 4 такта).

Правда, при этом пришлось немного пожертвовать простотой системы команд, есть некоторые сложности и в области операций с битами. Тем не менее, это не приводит к заметным трудностям при изучении AVR-ассемблера — наоборот, програм-

мы получаются короче и больше напоминают программу на языке высокого уровня (отметим, что AVR проектировались специально в расчете на максимальное приближение к структуре языка C).

Другое огромное преимущество AVR-архитектуры — наличие 32 оперативных регистров, не во всем равноправных, но позволяющих в простейших случаях обходиться без обращения к оперативной памяти и, что еще важнее, без использования стека — главного источника ошибок у начинающих программистов (мало того, в младших моделях AVR стек даже недоступен для программиста). Для AVR не существует понятия «аккумулятора», ключевого для ряда других семейств. Это еще больше приближает структуру ассемблерных программ для AVR к программам на языке высокого уровня, где операторы работают не с ячейками памяти и регистрами, а с абстрактными переменными и константами.

Но это, конечно, не значит, что AVR — однозначно лучшее в мире семейство МК. У него есть и ряд недостатков (например, несовершенная система защиты энергонезависимой памяти данных — EEPROM, некоторые вопросы с помехоустойчивостью, излишние сложности в системе команд и структуре программ и т. п.). А учитывая, что любые универсальные современные МК позволяют делать все то же самое, вопрос выбора платформы — вопрос в значительной степени предпочтений и личного опыта разработчика.

Несомненно, истинным подарком для фирмы Atmel стала позиция итальянских инженеров, выбравших в 2004 году AVR для любительской платформы Arduino, отчего популярность этого семейства быстро выросла, и за его будущее можно не беспокоиться. Об Arduino мы будем подробно говорить в последних главах этой книги.

Classic, Mega и Tiny

Линейка универсальных контроллеров AVR общего назначения делится на семейства: Classic, Mega и Tiny (есть и новейшее семейство Xmega, содержащее весьма «навороченные» кристаллы). МК семейства Classic (они именовались, как AT90S<марка контроллера>) ныне уже не производятся, однако все еще распространены в литературе, т. к. для них наработано значительное количество программ. Чтобы пользователям не пришлось переписывать все ПО, фирма Atmel позаботилась о преемственности — большинство МК семейства Classic имеет функциональные аналоги в семействе Mega, например, AT90S8515 — ATmega8515, AT90S8535 — ATmega8535 и т. п. (только AT90S2313 имеет аналог в семействе Tiny — ATtiny2313).

Полная совместимость обеспечивается специальным установочным битом (из набора так называемых *Fuse-битов*), при программировании которого Mega-контроллер начинает функционировать, как Classic (подробнее об этом рассказано в главе 19). Для вновь разрабатываемых устройств обычно нет никакого смысла в использовании их в режиме совместимости, однако такой прием в ряде случаев может оказаться полезным для начинающих, поскольку программы для МК Classic устроены проще и часто встречаются в литературе.

Семейство Tiny (что в буквальном переводе означает «крохотный») предназначено для наиболее простых устройств. Часть МК этого семейства не имеет возможности программирования по последовательному интерфейсу, и потому мы их, за исключением ATtiny2313, не будем рассматривать в этой книге (это не значит, что остальных Tiny следует избегать — среди них есть очень удобные и функциональные микросхемы, нередко вообще не имеющие аналогов). У составляющего исключение МК ATtiny2313 отсутствует бит совместимости с «классическим» аналогом AT90S2313, одним из самых простых и удобных контроллеров Atmel, но при внимательном рассмотрении оказывается, что они и без такого бита совместимы «снизу вверх», — программы для «классического» 2313 практически полностью подходят и для Tiny2313 (см. главу 19).

Структура МК AVR

Общая структура внутреннего устройства МК AVR приведена на рис. 18.9. Здесь показаны все основные компоненты AVR (за исключением некоторых специализированных) — в отдельных моделях некоторые компоненты могут отсутствовать

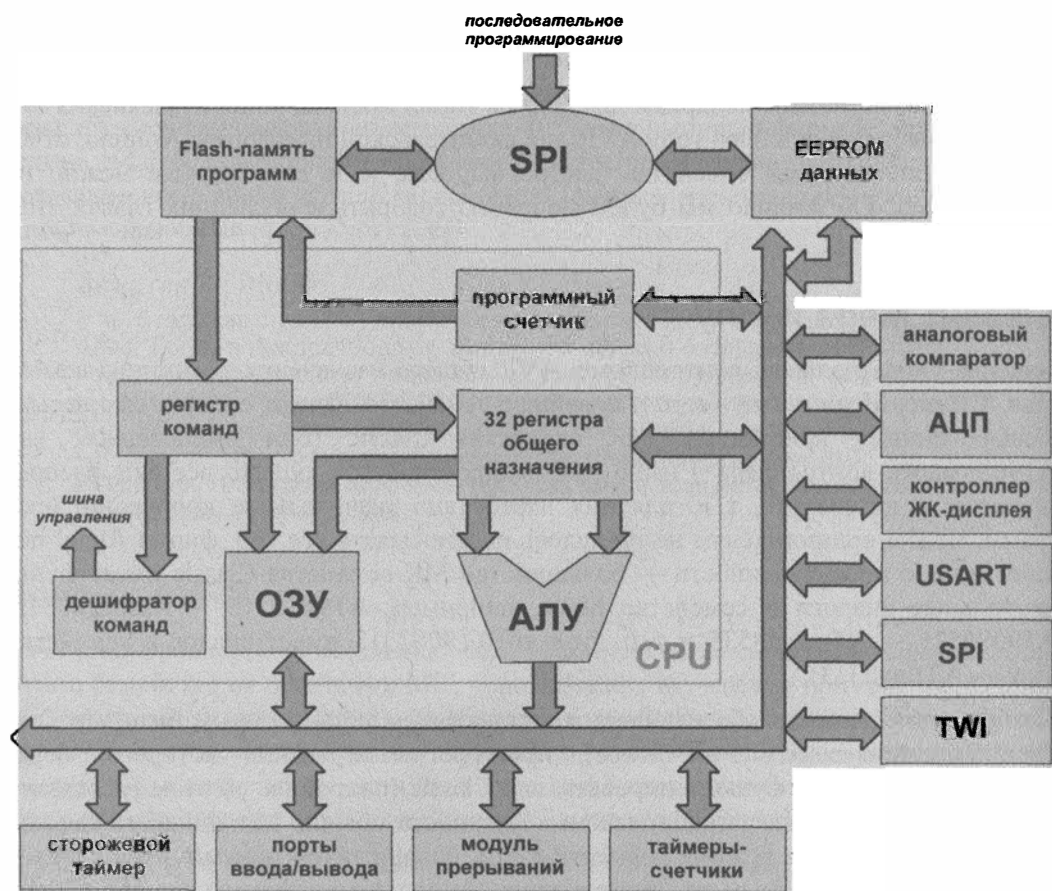


Рис. 18.9. Общая структурная схема микроконтроллеров AVR

или различаться по характеристикам, неизменным остается только общее 8-разрядное процессорное ядро (GPU, General Processing Unit). Кратко рассмотрим наиболее важные компоненты, с большинством из которых мы познакомимся в дальнейшем подробнее.

Начнем с памяти. В структуре AVR имеются три разновидности памяти: flash-память программ, ОЗУ (SRAM) для временного хранения данных и энергонезависимая память (EEPROM) для долговременного хранения констант и данных. Рассмотрим их по отдельности.

Память программ

Встроенная flash-память программ в AVR-контроллерах имеет объем от 1 Кбайт у ATtiny11 до 256 Кбайт у ATmega2560. Первое число в наименовании модели содержит величину этой памяти в килобайтах из ряда: 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128 и 256 Кбайт. Так, ATtiny2313 имеет 2 Кбайт памяти, а ATmega8535 — 8 Кбайт.

С точки зрения программиста память программ можно считать построенной из отдельных ячеек — слов по два байта каждое. Устройство памяти программ (и только этой памяти!) по двухбайтовым словам — очень важный момент, который ассемблерному программисту нужно твердо усвоить. Такая организация обусловлена тем, что любая команда в AVR имеет длину ровно 2 байта. Исключение составляют команды `jmp`, `call` и некоторые другие (например, `lds`), которые оперируют с адресами 16-разрядной и более длины. Длина этих команд составляет 4 байта, и они используются лишь в моделях с памятью программ более 8 Кбайт, поэтому в этом разделе книги вы их не встретите. Arduino основано на AVR-контроллерах с большим объемом памяти, но там нам об этих тонкостях знать необязательно. Во всех остальных случаях счетчик команд сдвигается при выполнении очередной команды на 2 байта (одно слово), поэтому необходимую емкость памяти легко подсчитать, зная просто число используемых команд.

По умолчанию все контроллеры AVR всегда начинают выполнение программы с адреса `$0000`¹. Если в программе не используются прерывания, то с этого адреса может начинаться прикладная программа, как мы увидим далее. В противном случае по этому адресу располагается так называемая *таблица векторов прерываний*, подробнее о которой мы будем говорить в *главе 19*.

Память данных (ОЗУ, SRAM)

В отличие от памяти программ, адресное пространство памяти данных адресуется побайтно (а не пословно). Адресация полностью линейная, без какого-либо деления на страницы, сегменты или банки, как это принято в некоторых других системах.

¹ Напомним, что в ассемблере AVR можно обозначать шестнадцатеричные числа в «паскалевском» стиле, предваряя их знаком \$, при этом стиль языка C (0x00) тоже действителен, а вот интеловский способ (00h) не работает (подробнее об обозначениях чисел различных систем счисления говорилось в *главе 14*).

Исключая некоторые младшие модели Tiny, объем встроенной SRAM колеблется от 128 байтов (например, у ATtiny2313) до 4–8 Кбайт у старших моделей Mega.

Адресное пространство статической памяти данных (SRAM) условно делится на несколько областей, показанных на рис. 18.10. К собственно встроенной SRAM относится лишь затемненная часть, до нее по порядку адресов расположено адресное пространство регистров, где первые 32 байта занимает массив регистров общего назначения (РОН), еще 64 — регистров ввода/вывода (РВВ).

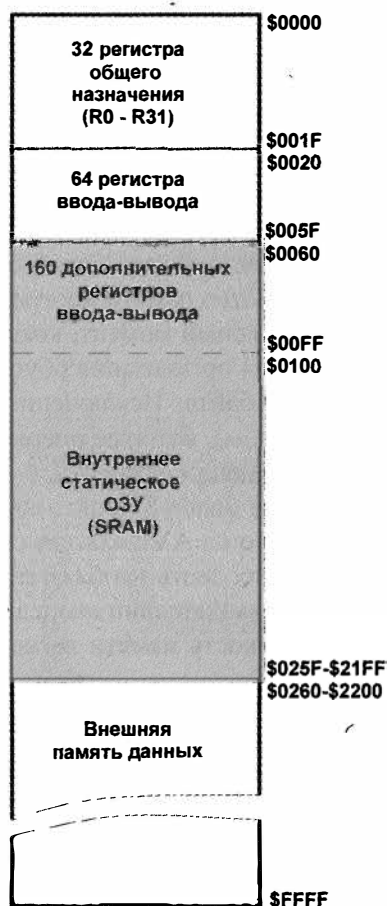


Рис. 18.10. Адресное пространство статической памяти данных (SRAM) микроконтроллеров AVR

Для некоторых моделей Mega (ATmega8515, ATmega162, ATmega128, ATmega2560 и др.) предусмотрена возможность подключения внешней памяти объемом до 64 Кбайт. Отметим, что адресные пространства РОН и РВВ не отнимают пространство у ОЗУ данных — так, если в конкретной модели МК имеется 512 байтов SRAM, а пространство регистров занимает первые 96 байтов (до адреса \$5F), то адреса SRAM займут адресное пространство от \$0060 до \$025F (т. е. от 96 до 607 ячеек включительно). Конец встроенной памяти данных обозначается константой RAMEND. Следует учесть, что последние адреса SRAM, как минимум, на четыре-шесть ячеек от конца (в зависимости от количества вложенных вызовов про-

цедур — для надежности лучше принять это число равным десяти или даже более) занимать данными не следует, т. к. они при использовании подпрограмм и прерываний заняты под стек.

Операции чтения/записи в память одинаково работают с любыми адресами из доступного пространства, и потому при работе с SRAM нужно быть внимательным, — вместо записи в память вы легко можете «попасть» в какой-нибудь регистр. Для обращения к РОН, как к ячейкам памяти, можно в качестве адреса подставлять номер регистра, а вот при обращении к РВВ таким же способом к номеру последнего нужно прибавлять \$20. Следует также помнить, что по умолчанию при включении питания все РВВ устанавливаются в нулевое состояние во всех битах (единичные исключения все же имеются, поэтому в критичных случаях надо смотреть документацию), а вот РОН и ячейки SRAM могут принимать произвольные значения.

Энергонезависимая память данных (EEPROM)

Все модели МК AVR (кроме снятого с производства ATtiny11) имеют встроенную EEPROM для хранения констант и данных при отключении питания. В разных моделях объем ее варьируется от 64 байтов (ATtiny1x) до 4 Кбайт (старшие модели Mega). Число циклов перепрограммирования EEPROM может достигать 100 тыс.

Напомним, что EEPROM отличается от flash-памяти возможностью выборочного программирования побайтно (вообще-то, даже побитно, но эта возможность скрыта от пользователя). Чтение из EEPROM осуществляется с такой же скоростью, как и чтение из РОН, — в течение одного машинного цикла (правда, на практике оно растягивается на 4 цикла, но программисту следить за этим специально не требуется). А вот запись в EEPROM протекает значительно медленнее и к тому же с неопределенной скоростью — цикл записи одного байта может занимать от 2 до 4 и более миллисекунд. Процесс записи регулируется встроенным RC-генератором, частота которого нестабильна (при низком напряжении питания можно ожидать, что время записи будет больше). За такое время при обычных тактовых частотах МК успевает выполнить несколько тысяч команд, поэтому программирование процедуры записи требует аккуратности — например, нужно следить, чтобы в момент записи не «вклинилось» прерывание (подробнее об этом далее).

Главная же сложность при использовании EEPROM — то, что при недостаточно быстром снижении напряжения питания в момент выключения содержимое ее может быть испорчено. Обусловлено это тем, что при снижении напряжения питания ниже некоторого порога (ниже порога стабильной работы, но недостаточного для полного выключения) и вследствие его дребезга МК начинает выполнять произвольные команды, в том числе может выполнить и процедуру записи в EEPROM, если она имеется в программе. Если учесть, что типовая команда МК AVR выполняется за десятки доли микросекунды, то ясно, что никакой реальный источник питания не может обеспечить снижение напряжения до нуля за нужное время. По опыту автора при питании от обычного стабилизатора типа LM7805 с рекомендованными значениями емкости конденсаторов на входе и на выходе содержимое EEPROM будет испорчено примерно в половине случаев.

Этой проблемы не должно существовать, если запись констант в EEPROM производится при программировании МК, а процедура записи в программе отсутствует. Во всех же остальных случаях (а их, очевидно, абсолютное большинство — EEPROM чаще всего используется для хранения пользовательских установок и текущей конфигурации при выключении питания) приходится принимать специальные меры. Встроенный детектор падения напряжения (Brown-Out Detection, BOD), имеющийся практически во всех моделях Tiny и Mega, обычно с этим не справляется. Наиболее кардинальной из таких мер является установка внешнего монитора питания, удерживающего МК при снижении напряжения питания ниже пороговой величины в состоянии сброса (подробности см. [21]).

Способы тактирования

Каноническим способом тактирования МК является подключение кварцевого резонатора к соответствующим выводам (рис. 18.11, а). Емкость конденсаторов C1 и C2 в типовом случае должна составлять 22–36 пФ (о включении кварцев см. главу 15). В большинстве моделей Tiny и Mega имеется специальный конфигурационный бит СКРОТ, который позволяет регулировать потребление. Если он установлен в единицу (незапрограммирован), — размах колебаний уменьшается, однако при этом сужается возможный диапазон частот и общая помехоустойчивость, поэтому использовать этот режим не рекомендуется (см. далее). Может быть также использован низкочастотный кварцевый резонатор (например, «часовой» 32 768 Гц), при этом конденсаторы C1 и C2 можно не устанавливать, т. к. при установке СКРОТ в значение 0 подключаются имеющиеся в составе МК внутренние конденсаторы 36 пФ.

Вместо кварцевого можно применить керамический резонатор. Автору этих строк удавалось запускать МК на нестандартных частотах, используя вместо кварца в том же подключении миниатюрную индуктивность (при ее значении в 4,7 мкГ и емкостях конденсаторов 91 пФ частота получается около 10 МГц).

Естественно, тактировать МК можно и от внешнего генератора (рис. 18.11, б). Особенно это удобно, когда требуется либо синхронизировать МК с внешними компонентами, либо иметь очень точную частоту тактирования при использовании соответствующих генераторов (например, серии SG-8002 фирмы Epson).

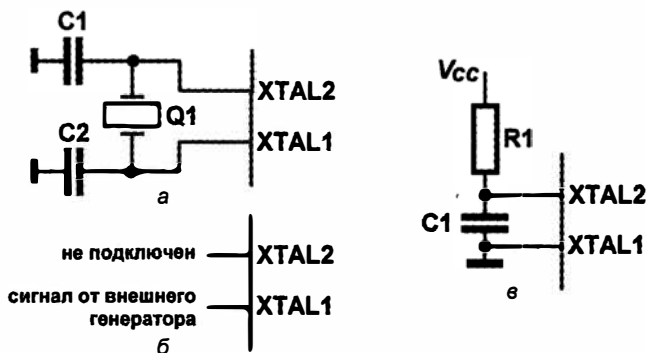


Рис. 18.11. Способы тактирования МК AVR с использованием:
а — кварцевого резонатора; б — внешнего генератора; в — RC-цепочки

Наоборот, когда точность не требуется, можно задействовать внешнюю RC -цепочку (рис. 18.11, *в*). В этой схеме емкость $C1$ должна быть не менее 22 пФ, а резистор $R1$ выбирается из диапазона 3,3–100 кОм. Частота при этом определяется по формуле $F = 2/3 RC$. $C1$ можно не устанавливать вообще, если записать логический ноль в конфигурационную ячейку $СКРОТ$, подключив тем самым внутренний конденсатор 36 пФ.

Наконец, можно обойтись вообще без каких-либо внешних компонентов — использовать встроенный RC -генератор, который может работать на четырех частотах, приблизительно равных 1, 2, 4 и 8 МГц. К этой возможности наиболее целесообразно обратиться в младших моделях $Tiny$, выпускающихся в 8-контактном корпусе, — тогда выводы, предназначенные для подключения резонатора или внешнего генератора, можно задействовать для других целей, как обычные порты ввода/вывода. Семейство $Classic$ встроенного RC -генератора не имело.

По умолчанию МК семейств $Tiny$ и $Mega$ установлены в состояние для работы со встроенным генератором на частоте 1 МГц ($СКSEL = 0001$), поэтому для работы в других режимах нужно соответствующим образом установить конфигурационные ячейки $СКSEL$ (табл. 18.1). Как это осуществить на практике, будет рассказано в главе 19. Рекомендуемое значение этих ячеек для обычных резонаторов от 1 МГц и более: все единицы в ячейках $СКSEL$, и ноль в $СКРОТ$.

ПОДРОБНОСТИ

При установке ячеек следует учитывать, что состояние $СКSEL = 0000$ (зеркальное по отношению к наиболее часто употребляемому значению для кварцевого резонатора 1111) переводит МК в режим тактирования от внешнего генератора, и в этом состоянии его нельзя даже запрограммировать без подачи внешней частоты. Также, если вы попытаетесь установить режим с низкочастотным резонатором, то от высокочастотного МК уже не запустится, а далеко не все программаторы могут работать при таких низких частотах тактирования. Поэтому при манипуляциях с ячейками, и не только $СКSEL$, нужно быть крайне осторожным и хорошо представлять, что именно вы устанавливаете. Подробнее об этом говорится в главе 19.

Таблица 18.1. Установка конфигурационных ячеек $СКSEL$ в зависимости от режимов тактирования

$СКSEL3...0$	$СКРОТ$	Источник тактирования	Частота
0000	1	Внешняя частота	0 . 16 МГц
0001	1	Встроенный RC -генератор	1 МГц
0010	1	Встроенный RC -генератор	2 МГц
0011	1	Встроенный RC -генератор	4 МГц
0100	1	Встроенный RC -генератор	8 МГц
0101	х	Внешняя RC -цепочка	< 0,9 МГц
0110	х	Внешняя RC -цепочка	0,9–3,0 МГц
0111	х	Внешняя RC -цепочка	3,0–8,0 МГц

Таблица 18.1 (окончание)

CKSEL3...0	СКРОТ	Источник тактирования	Частота
1000	x	Внешняя RC-цепочка	8,0–12 МГц
1001	x	Низкочастотный резонатор	32 768 кГц
101x	1	Керамический резонатор	0,4–0,9 МГц
110x	1	Керамический резонатор	0,9–3,0 МГц
111x	1	Кварцевый резонатор	3,0–8,0 МГц
1xxx	0	Кварцевый резонатор	≥1,0 МГц

Параллельные порты ввода/вывода

Портов ввода/вывода (повторим, что их не следует путать ни с регистрами ввода/вывода, ни с последовательными портами МК для обмена информацией с внешними устройствами) в разных моделях может быть от 1 до 7. Номинально порты 8-разрядные, в некоторых случаях разрядность ограничена числом выводов корпуса и может быть меньше восьми. Порты обозначаются буквами A, B, C, D и т. д., причем необязательно по порядку, — в младших моделях могут наличествовать, например, только порты B и D (как в ATtiny2313) или вообще только один порт B (как в ATtiny1x).

Для сокращения числа контактов корпуса в подавляющем большинстве случаев внешние выводы, соответствующие портам, кроме своей основной функции (двунаправленного ввода/вывода) несут также и дополнительную. Отметим, что кроме как для вывода Reset, если он может работать в альтернативном режиме, никакого специального переключения выводов портов не требуется. Если вы, к примеру, в своей программе инициализируете последовательный порт UART, то соответствующие выводы порта (например, в ATmega8335 это выводы порта PD0 и PD1) будут работать именно в альтернативной функции — как ввод и вывод UART. При этом в промежутках между таким специальным использованием выводов их можно задействовать в качестве обычных двунаправленных выводов. На практике приходится применять схемотехнические меры для изоляции функций друг от друга, поэтому злоупотреблять этой возможностью не рекомендуется.

Типичным примером многообразия функций портов может служить базовый для Arduino ATmega168/328. В нем три порта (B, C и D), но все восемь линий доступны лишь для порта D, порты B и C — лишь частично, так что программисту доступны максимум 20 цифровых линий. Шесть из них могут быть так же использованы, как аналоговые входы встроенного АЦП (на платах Arduino помечены буквой A), а некоторая часть остальных также задействована под различные альтернативные функции (последовательные порты, прерывания), применяемые по мере необходимости.

Выводы портов в достаточной степени автономны, и их режим может устанавливаться независимо друг от друга. По умолчанию при включении питания все до-

полнительные устройства отключены, а порты работают на вход, причем находятся в третьем состоянии с высоким *импедансом* (т. е. с высоким входным сопротивлением). Работа на выход требует специального указания, для чего в программе нужно установить соответствующий нужному выводу бит в регистре направления данных (этот регистр обозначается DDR_x , где x — буква, обозначающая конкретный порт, например для порта А это будет $DDRA$). Если бит сброшен (т. е. равен логическому нулю), то вывод работает на вход (как по умолчанию), если установлен (т. е. равен логической единице) — то на выход.

Для установки выхода в состояние единицы нужно отдельно установить соответствующий бит в регистре данных порта (обозначается $PORT_x$), а для установки в 0 — сбросить этот бит. Направление работы вывода (вход-выход, регистр DDR_x) и его состояние (0–1, $PORT_x$) путать не следует.

Регистр данных $PORT_x$ фактически есть просто выходной буфер — все, что в него записывается, тут же оказывается на выходе. Но если установить вывод порта на вход (т. е. записать в регистр направления DDR_x логический ноль), как это сделано по умолчанию, то регистр данных $PORT_x$ будет играть несколько иную роль — установка его разрядов в ноль означает, что вход находится в третьем состоянии с высоким сопротивлением, а установка в единицу подключит к выводу «подтягивающий» (pull-up) резистор сопротивлением 20–50 кОм (в семействе Classic оно составляло 35–120 кОм).

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Встроенного pull-up-резистора в большинстве случаев оказывается недостаточно для надежной работы — из-за наводок МК может сбоить, и параллельно этому внутреннему лучше устанавливать дополнительный внешний резистор с сопротивлением от 1 до 5 кОм (в критичных по отношению к потреблению случаях его величину можно увеличить до 20–30 кОм). Например, если вы подключаете ко входу выносную кнопку с двумя выводами, которая коммутируется на «землю», или вывод работает на «общую шину» с удаленными (находящимися на другой плате) устройствами, или вывод осуществляет функцию внешнего прерывания (см. далее), то такой дополнительный резистор следует подключать обязательно.

Процедура чтения уровня на выводе порта, если он находится в состоянии работы на вход, не совсем тривиальна. Возникает искушение прочесть данные из регистра данных $PORT_x$, но это ничего не даст — вы прочтете только то, что там записано вами же ранее. А для чтения того, что действительно имеется на входе (непосредственно на выводе микросхемы), предусмотрена другая возможность. Для этого нужно обратиться к некоторому массиву, который обозначается PIN_x . Обращение осуществляется так же, как и к отдельным битам обычных РВВ (см. главу 19), но PIN_x не есть регистр — это просто некий диапазон адресов, чтение по которым предоставляет доступ к информации из буферных элементов на входе порта. Записывать что-либо по адресам PIN_x , естественно, нельзя.

Прерывания

Как и в ПК, прерывания (interrupts) в микроконтроллерах бывают двух видов. Но если в ПК прерывания делятся на аппаратные (например, от таймера или клавиату-

ры) и программные (фактически не прерывания, а подпрограммы, записанные в BIOS, — с распространением Windows это понятие почти исчезло из программистской практики), то в МК, естественно, все прерывания — аппаратные, а делятся они на внутренние и внешние. Любое прерывание отдельно, а также вообще возможность их возникновения требуют предварительного специального разрешения.

Следует твердо усвоить, что для инициализации любого прерывания надо в программе сделать четыре действия: разрешить прерывания вообще (по умолчанию они запрещены), затем разрешить это конкретное прерывание, установить для него один из доступных режимов и, наконец, установить *вектор прерывания* — указатель на метку, по которой расположена процедура подпрограммы-обработчика прерывания. И, конечно, после этого надо написать сам обработчик, иначе все это будет происходить вхолостую. Подробнее об этом также говорится в *главе 19*.

Внутренние прерывания могут возникать от любого устройства, которое является дополнительным по отношению к ядру системы: от таймеров, от аналогового компаратора, от последовательного порта и т. д. Внутреннее прерывание — это событие, которое возникает в системе и прерывает выполнение основной программы. Система внутренних прерываний в AVR довольно разветвленная и представляет собой основную систему взаимодействия устройств с ядром системы, и к этому вопросу мы еще будем неоднократно возвращаться.

Внешних прерываний у МК AVR как минимум два: `INT0` и `INT1` (у большинства Mega есть еще третье — `INT2`, а у основы Arduino Mega, контроллера ATmega2560, их целых семь). Кроме основных внешних прерываний, в ряде моделей (включая и применяющиеся в Arduino ATmega328/2560) есть еще внешние прерывания типа `PCINT`, на которых мы здесь не будем останавливаться. Внешнее прерывание — событие, которое возникает при появлении сигнала на одном из входов, специально предназначенных для этого. Различаются три вида событий, вызывающих прерывание, и их можно устанавливать в программе: это может быть низкий уровень напряжения, а также положительный или отрицательный фронт на соответствующем выводе. Любопытно, что прерывания по всем этим событиям выполняются, даже если соответствующий вывод порта сконфигурирован на выход.

Кратко рассмотрим особенности использования этих режимов. *Прерывание по низкому уровню* (режим установлен по умолчанию, для его инициализации достаточно разрешить соответствующее прерывание) возникает всякий раз, когда на соответствующем входе присутствует низкий уровень. «Всякий раз» — это значит, что действительно всякий, т. е. если отрицательный импульс длится какое-то время, то процедура обработки прерывания, закончившись, повторится снова и снова, не давая основной программе работать. Поэтому обычная схема использования этого режима внешнего прерывания — сразу же по возникновении его запретить (процедура обработки при этом, раз уж началась, один раз выполнится до конца) и разрешить опять только тогда, когда внешнее воздействие должно уже закончиться (например, если это нажатие кнопки, то его стоит опять разрешить по таймеру через одну-две секунды).

В отличие от этого, *прерывания по фронту или спаду* выполняются один раз. Конечно, отдребезга контактов там никакой защиты нет и быть не может, потому что

МК не способен отличить дребезг от серии коротких импульсов. Если это критично, нужно либо принимать внешние меры по защите от дребезга, либо использовать тот же способ, что и для прерывания по уровню, — внутри процедуры обработчика прерывания первой же командой запретить само прерывание, а через некоторое время в другой процедуре (по таймеру или по иному событию) опять его разрешить (этот способ «антидребезга» фактически идентичен применению одновибратора, см. главу 15).

ПОДРОБНОСТИ

У внимательного читателя возникает законный вопрос — а зачем вообще нужен режим внешнего прерывания по уровню? Дело в том, что оно во всех моделях выполняется асинхронно — в тот момент, когда низкий уровень появился на выводе МК. Конечно, обнаружение прерывания может произойти только по окончании текущей команды, так что очень короткие импульсы могут и пропасть. Но прерывания `INT0` и `INT1` в режиме управления по фронту у большинства моделей определяются наоборот, только синхронно — в момент перепада уровней тактового сигнала контроллера, поэтому их длительность не должна быть короче одного периода тактового сигнала. Но это не самое главное — по большому счету разницы в этих режимах никакой бы не было, если бы не то обстоятельство, что синхронный режим требует непременно наличия этого самого тактового сигнала. Потому асинхронное внешнее прерывание, соответственно, может «разбудить» контроллер, находящийся в одном из режимов глубокого энергосбережения, когда тактовый генератор не работает, а синхронное — нет. И старые МК, вроде AT90S8515 семейства Classic (но не его мега-аналога!), могли выводиться из глубокого «сна» только внешним прерыванием по уровню, которое не всегда удобно использовать. У большинства же моделей семейства Mega (из младших моделей — кроме ATmega8 и, кстати, «ардуиновских» 168/328) имеется еще одно прерывание `INT2`, которое происходит только по фронтам (по уровню не может), но, в отличие от `INT0` и `INT1`, асинхронно. В ATtiny2313 (но не в его «классическом» аналоге!) такое асинхронное прерывание может происходить по сигналу с любого из 8 выводов порта B. Асинхронно обнаруживаются и имеющиеся во многих моделях прерывания типа `PCINT`, на которых мы обещали здесь не останавливаться. Это значительно повышает удобство пользования контроллером в режиме энергосбережения.

Таймеры-счетчики

В большинстве МК AVR присутствуют два или три таймера-счетчика, один из которых 16-разрядный, а остальные — 8-разрядные (в старших моделях Mega общее число счетчиков может быть до 6). Все счетчики имеют возможность предварительной загрузки значений и могут работать непосредственно от тактовой частоты (СК) процессора или от нее же, поделенной на 8, 64, 256 или 1024 (в отдельных случаях еще на 16 и 32), а также от внешнего сигнала. В целом устройство таймеров в МК, как мы говорили, похоже на счетчики 561IE11/14 (см. главу 15), только функциональность их значительно расширена.

В архитектуре AVR 8-разрядным счетчикам-таймерам присвоены номера 0 и 2, а 16-разрядным — 1, 3 и далее. Некоторые 8-разрядные счетчики (обычно Timer 2, если их два) могут работать в асинхронном режиме от отдельного тактового генератора, причем продолжать функционировать даже в случае «спящего» состояния всей остальной части МК, что позволяет использовать их в качестве часов реально-го времени.

При использовании счетчиков-таймеров как обычных счетчиков внешних импульсов (причем возможна реакция как по спаду, так и по фронту импульса) частота подсчитываемых импульсов не должна превышать половины частоты тактового генератора МК (причем при несимметричном внешнем меандре инструкция рекомендует еще меньшее значение предельной частоты — 0,4 от тактовой). Это обусловлено тем, что при счете внешних импульсов их фронты обнаруживаются синхронно (в моменты положительного перепада тактового сигнала). Кроме того, стоит учитывать, что задержка обновления содержимого счетчика после прихода внешнего импульса может составлять до 2,5 периода тактовой частоты.

Это довольно сильные ограничения, поэтому, например, использовать МК в качестве универсального частотомера не очень удобно — быстродействующие схемы лучше проектировать на соответствующей комбинационной логике или на ПЛИС (программируемых логических интегральных схемах).

При наступлении переполнения счетчика возникает событие, которое может вызывать соответствующее прерывание. 8-разрядный счетчик Timer 0 в ряде случаев этой функцией и ограничивается. Счетчик Timer 2, если он имеется, может также вызывать прерывание по совпадению подсчитанного значения с некоторой заранее заданной величиной. 16-разрядные счетчики — более «продвинутые» и могут вызывать прерывания по совпадению с двумя независимо заданными числами A и B. При этом счетчики могут обнуляться или продолжать счет, а на специальных выводах при этом могут генерироваться импульсы (аппаратно, без участия программы).

Кроме того, 16-разрядные счетчики могут осуществлять «захват» (capture) внешних одиночных импульсов на специальном выводе. При этом может вызываться прерывание, а содержимое счетчика помещается в некий регистр. Сам счетчик при этом может обнуляться и начинать счет заново или просто продолжать счет. Такой режим удобно использовать для измерения периода внешнего сигнала или для подсчета неких нерегулярных событий (вроде прохождения частиц в счетчике Гейгера). Немаловажно, что источником таких событий может быть и встроенный аналоговый компаратор, который тогда используется как формирователь импульсов.

Все счетчики-таймеры могут работать в так называемых *режимах PWM*, т. е. в качестве 8-, 9-, 10- или 16-битных *широтно-импульсных модуляторов* (ШИМ), причем независимо друг от друга, что позволяет реализовать многоканальный ШИМ. В технической документации режимам PWM, в силу их сложности, многовариантности и громоздкости, посвящено много страниц. Простейший вариант использования этих режимов — воспроизведение звука. Их также можно задействовать для регулирования мощности или тока (например, при зарядке аккумуляторов), управления двигателями, выпрямления сигнала, при цифроаналоговом преобразовании. В этом издании я не буду рассматривать такие применения МК AVR, потому что они значительно упростились с появлением платформы Arduino, и им посвящено множество доступных интернет-ресурсов.

Кроме таймеров-счетчиков, во всех без исключения AVR-контроллерах есть сторожевой (Watchdog) таймер. Он предназначен в основном для вывода МК из режи-

ма энергосбережения через определенный интервал времени, но может использоваться и для аварийного перезапуска МК. Например, если работа программы зависит от прихода внешних сигналов, то при их потере (например, из-за обрыва на линии) МК может «повиснуть», а Watchdog-таймер выведет его из этого состояния.

Последовательные порты

Последовательные порты для обмена данными с внешними устройствами — важнейшая составляющая любого МК, без них его «общение» с внешним миром резко ограничено. *Последовательными* их называют потому, что в них в каждый момент времени передается только один бит (в некоторых случаях возможна одновременная передача и прием, но все равно только по одному биту за раз). Самое главное преимущество последовательных портов перед параллельными (когда одновременно производится обмен целыми байтами или полубайтами-тетрадами) — снижение числа соединений. Но оно не единственное — как ни парадоксально, но последовательные интерфейсы дают значительную фору параллельным на высоких скоростях, когда на надежность передачи начинают влиять задержки в линиях. Последнее невозможно сделать строго одинаковыми, и это одна из причин того, что последовательные интерфейсы в настоящее время начинают доминировать (типичные примеры: USB и FireWire вместо LPT и SCSI или Serial ATA вместо IDE).

В микроконтроллерных устройствах с нашими объемами данных, конечно, скорость передачи нас волнует во вторую очередь, но вот количество соединительных проводов — очень критичный фактор. Поэтому все внешние устройства, которые мы далее станем рассматривать, будут иметь последовательные интерфейсы (кроме дисплеев для отображения информации, для которых, увы, последовательные интерфейсы встречаются лишь в моделях достаточно высокого уровня).

Практически любой последовательный порт можно имитировать программно, используя обычные выводы МК. Когда-то так и поступали даже в случае самого популярного из таких портов — UART. Однако с тех пор МК обзавелись аппаратными последовательными портами, что, впрочем, не означает необходимости их неперенного использования. Легкость программной имитации последовательных портов — еще одно их достоинство.

Из всех разновидностей портов, которые могут наличествовать в МК AVR, мы особенно обратим внимание на UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter, универсальный асинхронный приемопередатчик). UART есть основная часть любого устройства, поддерживающего протокол RS-232, но и не только его (недаром он «универсальный») — например, промышленные стандарты RS-485 и RS-422 также реализовываются через UART, т. к. они отличаются от RS-232 только электрическими параметрами и допустимыми скоростями, а не общей логикой построения. В персональных компьютерах есть COM-порт, который работает по тому же протоколу RS-232, и узел UART точно так же является его базовой частью.

Поэтому UART служит основным способом обмена данными МК с компьютером. Отметим, что отсутствие COM-порта в большинстве современных моделей ПК не является препятствием — существуют переходники USB-COM, а в настольную мо-

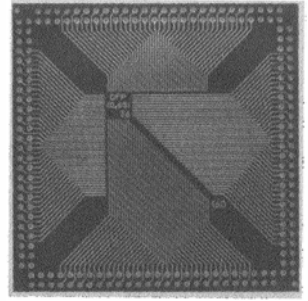
дель можно вставить дополнительную карту с COM-портами. О том, как обращаться с UART на практике, рассказывается в *главах 21 и 22*, применительно к платформе Arduino — программировать такой обмен на ассемблере гораздо сложнее (хотя и надежнее, см. далее). В *главе 22* мы увидим, что существуют простые и при этом достаточно надежные способы организовать передачу через последовательный порт по радиоканалу, что позволяет обойтись вообще без проводов.

Кроме UART, почти все МК AVR содержат самый простой из всех последовательных портов — SPI (Serial Peripheral Interface, последовательный периферийный интерфейс). Об устройстве SPI упоминалось в *главе 16*. Его принципиальная простота сыграла отчасти дурную роль — трудно встретить два устройства, где протоколы SPI полностью совпадают, обычно обмен по этому порту сопровождается теми или иными «наворотами». Следует отметить, что программирование AVR также осуществляется через SPI, однако в общем случае этот интерфейс и SPI для обмена данными — разные вещи, хотя в большинстве случаев выводы у них одни и те же. Кстати, всем знакомые карты памяти («флэшки») также адресуются через протокол, очень близкий к SPI.

Кроме этих портов, часто применяется очень простой аппаратно, но более сложный с программной точки зрения и довольно медленный интерфейс I²C (в терминологии Atmel AVR он называется TWI (Two-Wire Interface, двухпроводной интерфейс). С его помощью можно общаться со многими устройствами: часами реального времени, компасами, датчиками, некоторыми разновидностями памяти. Мы рассмотрим его опять же в *главах*, посвященных Arduino.

В AVR имеется 10-разрядный АЦП последовательного приближения (см. *главу 17*). Работа с ним имеет довольно много нюансов, и мы ее подробно рассмотрим в *главе 20*. В *главе 22* вы увидите, насколько Arduino упрощает этот процесс.

И вообще, некоторые другие узлы МК семейства AVR мы рассмотрим по ходу изложения конкретных схем — так будет нагляднее. Сейчас же мы закончим затянувшееся знакомство с микроконтроллером и обратимся к вопросу о том, как его программировать. Следующие две главы мы посвятим элементарным сведениям о программировании МК на ассемблере, а далее перейдем к языкам высокого (и даже сверхвысокого) уровня. Так вы сможете наглядно сравнить и даже при желании «пощупать руками» преимущества и недостатки того и иного подхода и границы их применимости.



ГЛАВА 19

Персональный компьютер вместо паяльника

О программировании МК

— Чтобы найти дорогу в Лондон, надо уметь говорить по-английски. По-моему, дело это очень трудное.

А. Дюма. Три мушкетера

Внедрение любой новой технологии требует начальных затрат. Не составляет исключения и микропроцессорная технология. В данном случае прямые затраты будут состоять в том, что вам, во-первых, придется приобрести программатор, во-вторых, компьютер — если по какой-то непостижимой случайности у вас его до сих пор нет. Затраты эти могут быть сведены к минимуму — программатор лучше приобрести специализированный, а он стоит на порядок меньше универсального, а компьютер для наших целей сгодится совершенно любой, лишь бы он был из семейства PC, т. е. умел бы работать с Windows (хотя есть программаторы, которые работают и с DOS, и, разумеется, с Linux). Большинство современных программаторов общаются с компьютером через универсальный порт USB (создавая через него виртуальный COM-порт), так что в этом отношении проблем не ожидается.

Железо

Раз уж мы начали с потребного «железа», то закончим эту тему, а потом перейдем к собственно программированию. Программатор, о котором идет речь, называется *ISP-программатором* (In System Programming, т. е. программирование осуществляется прямо в устройстве пользователя). В Интернете можно найти множество предложений самодельных программаторов такого рода (ибо интерфейс программирования AVR не составляет секрета), но их функциональность и удобство пользования часто оставляют желать лучшего¹. Поэтому предпочтительно покупать фирменный — так, очень удобные выпускает фирма Argussoft (AS-2/3/4).

¹ Конструкции простейших самодельных программаторов можно найти, например, на сайте: <http://avr.ru/ready/tools/prog>.

Для того чтобы работать с ISP-программатором, естественно, его надо куда-то подключить. Для этого на программируемой плате специально устанавливают программирующий разъем. ISP-программаторы используют один и тот же тип разъема — игольчатый PLD (PL double, т. е. двухрядный), который хорошо знаком всем, кто когда-нибудь подсоединял жесткий диск с IDE-интерфейсом к материнской плате. Естественно, для ISP-программаторов требуется гораздо меньше контактов, чем для жесткого диска. Минимальное их количество равно 6 (именно столько их у программатора, рекомендуемого самой фирмой Atmel, такой же разъем предусмотрен на всех платах Arduino) — это выводы SPI-интерфейса программирования: MOSI, MISO и SLK, а также Reset и два вывода питания +5 В и «земля» (ISP-программаторы обычно питаются от программируемой схемы). Указанные выводы SPI-интерфейса присоединяются к одноименным выводам кристалла, которые есть у всех МК AVR, имеющих возможность SPI-программирования.

Хлопоты по приобретению программатора можно дополнительно минимизировать, если воспользоваться платформой Arduino, в которую программатор попросту встроен, как неотъемлемая часть. Но эти возможности, о которых мы расскажем в последующих главах, по умолчанию предполагают наличие фирменных плат Arduino (или какой-либо из ее клонов). Здесь нам важно, что необязательно пользоваться аппаратными средствами собственно Arduino и приобретать платы этой платформы, в которых заведомо имеется много лишнего. Программное обеспечение Arduino IDE включает утилиту AVRDUDE, позволяющую программировать МК AVR напрямую, не пользуясь ни средой Arduino, ни заранее встроенным в контроллер загрузчиком. Информацию о том, как обращаться с AVRDUDE, можно найти на множестве ресурсов в Сети¹. Эта утилита и связанные с ней программные средства (вроде WinAVR), в частности, позволяют применять простейший самодельный программатор, подключаемый к порту LPT.

Упомянутые фирменные программаторы от Argussoft имеют больше контактов: между сигнальными линиями проложены дополнительные линии «земли» и всего контактов получается 10². Разводка этого разъема показана на рис. 19.2 далее. Отметим, что каждый сигнальный вывод «подтянут» к питанию внешним резистором — так надежнее. При отсчете выводов имейте в виду, что нумерация контактов PLD-разъемов отличается от обычной и делается не в обход, как у микросхем, а следующим образом: если глядеть на «папу» сверху (т. е. со стороны подсоединения проводов), то вывод номер 1, как и положено, находится слева внизу, вывод 2 — над ним, вывод 3 — следующий за первым в нижнем ряду и т. д., т. е. нижний ряд — это все нечетные, а верхний — все четные контакты. Это сделано потому, что разъемы PL могут иметь не строго фиксированное количество контактов, но при любом их количестве имеющиеся контакты будут нумероваться одинаково. Если не поняли, то поглядите на разводку любого PLD-разъема на материнской

¹ Например, тут: http://www.myrobot.ru/stepbystep/mc_programmer.php.

² Соответствия между обоими типами программирующих разъемов и схему переходника можно найти на страничке по адресу: <http://avr.ru/ready/tools/connect/sloat.html>.

плате компьютера, которая обычно приведена прямо на ней (а также, как правило, имеется в руководстве).

ПОДРОБНОСТИ

Так как игольчатые разъемы типа PLD и IDC с шагом 2,54 мм встречаются в практике изготовления микросистемных устройств довольно часто, то стоит разобраться в их маркировке. Начнем с того, что наименование IDC в случае штыревых разъемов для установки на плату относится к разъемам в кожухе с ключом (именно такие используются для подсоединения жесткого диска в ПК). Бескорпусные подобные разъемы носят название PLD для двухрядных (или PLS для однорядных) типов и более удобны в радиолюбительской практике, т. к. длинные разъемы легко отломать в нужном месте, чтобы обеспечить необходимое количество выводов (правда, при этом лучше все же обозначать на плате первый вывод, чтобы не перепутать ориентацию при включении). Разметка на плате для обоих типов разъемов (и с кожухом и без) одинакова, поскольку все равно приходится учитывать место, которое займет кабельная розетка при ее подсоединении, и мы в этой книге вперемешку упоминаем IDC и PLD. Разумеется, розетка, которая используется для установки на плоский кабель, может иметь только фиксированное число контактов (из ряда 6, 10, 14, 16, 20, 22, 24, 26, 30, 34, 36, 40, 44, 50, 60...), что нужно учитывать при проектировании.

Цифра после обозначения разъема (IDC-10 или PLD-10) — это количество контактов разъема, а следующая буква символизирует его конфигурацию: M (male, «папа») для штыревой части и F (female, «мама») для гнездовой. Далее может следовать еще одна буква, которая обозначает ориентацию: S для прямых выводов (разъем перпендикулярен плате), R для повернутых под углом 90° (разъем параллелен плате). Таким образом, приведенное далее на схеме рис. 19.2 обозначение IDC-10MS означает штыревой («папа») разъем в кожухе с ключом и с 10-ю прямыми выводами. Соответствующая этому разъему кабельная часть обозначится, как IDC-10F. Бескорпусные PLD-разъемы бывают, естественно, только штыревые, потому для них буквы M и F не указываются (а повернутые под углом 90° дополняются буквой R).

Вопрос, который при этом немедленно возникает: не жирно ли занимать как минимум три вывода портов (обычно это порт В контроллера) альтернативными функциями? Отвечаю: в большинстве случаев такие выводы можно использовать как обычные порты, программатору это не помешает. Единственная ситуация, в которой возникает конфликт между программатором и схемой, это если выводы MOSI, MISO и SLK используются как входные линии и подсоединены к активным выходам других микросхем, к коллектору открытого транзистора или к конденсатору большой емкости. Поэтому в схеме эти контакты лучше использовать в качестве выходных линий, а если хватает других портов — вообще оставить их только для программирования. На платах Arduino, где контакты штатного SPI-порта совпадают с портом программирования, они выведены, как обычные линии (выводы D11, D12 и D13¹), и в случае их использования для программирования к ним тоже не рекомендуется подключать низкоомную нагрузку. Естественно, при работе схемы программатор лучше отключать вовсе, только учтите, что по окончании цикла программирования в любом случае схема заработает сразу с начала, как после включения питания.

¹ Отметим, что на платах Arduino и в текстах программ цифровые выводы именуют просто номерами, тогда как аналоговые — с добавлением буквы А. В дальнейшем во избежание неопределенности мы к номеру цифрового вывода на схемах и в тексте книги будем добавлять привычную букву D, но следует помнить, что в тексте скетчей этого не требуется.

Все эти проблемы несущественны, если работать с универсальным программатором, где используется параллельное программирование. Тогда при программировании МК приходится вставлять в специальную колодку на корпусе программатора, а в схеме, естественно, для него тогда должна быть предусмотрена установка на панельку. Преимущество универсальных программаторов в том, что можно легко переходить с одного семейства процессоров на другое, причем, независимо от типа корпуса, а также программировать любые микросхемы памяти. Не нужен также и программирующий разъем на плате и связанные с ним резисторы. Но в процессе отладки сложной программы пользоваться универсальным программатором крайне неудобно — МК все время приходится вынимать и вставлять, что сильно замедляет процесс, к тому же есть риск повредить выводы. Поэтому универсальный программатор следует рекомендовать в случаях, когда программа уже более-менее отлажена, например, при тиражировании конструкции.

Софт

Если мы имеем какой-то программатор с прилагающимся к нему софтом, то, в сущности, нам нужна еще только одна специальная программа — ассемблер (*assembler* значит «сборщик»). Его можно бесплатно скачать с сайта Atmel в составе AVR Studio (папка *avrassembler*), файл носит название *avras2.exe*. Практически все существующие ассемблеры запускаются из командной строки (хотя могут быть и упакованы в оболочку с графическим интерфейсом). В качестве параметров для компилятора *Avras2* указывается имя файла с исходным текстом программы и имена выходных файлов, главным из которых является файл с расширением *hex*. Чтобы каждый раз не вводить длинную командную строку, пишется соответствующий *bat*-файл.

ПОДРОБНОСТИ

Предположим, у вас файл *avras2.exe* находится в созданной вами папке *c:\avrtools*. Запустите Блокнот и введите следующий текст (соответственно измените путь, если папка другая):

```
c:\avrtools\avras2 -fI %1.asm
```

Строка эта может выглядеть и несколько иначе:

```
c:\avrtools\avras2 -e %1.eep -fI %1.asm
```

В этом случае в той же папке, что и *hex*-файл, создастся файл с расширением *eep*, содержащий данные для загрузки в EEPROM. Причем работать это будет только, если в тексте программы есть соответствующая директива для создания такого файла, в противном случае результат будет одинаковым в обоих случаях (более подробно мы этот вопрос рассматривать не будем).

Сохраните созданный файл под названием, например, *avras2.bat*. Пусть текст созданной вами программы находится в файле *programm.asm*, тогда достаточно в командной строке запустить *avras2.bat* с параметром *programm* (если надо, то с путем к нему, а расширение добавится автоматически), и в той же папке, где находится последний, создастся файл *programm.hex*. При этом откроется DOS-окно, в котором будут проанализированы ошибки, если они есть (тогда выходной файл не создастся), а если все в порядке — указан объем полученной программы в двухбайтных словах (учтите, что размер *hex*-файла ни о чем не говорит).

Полученный в результате ассемблирования *hex*-файл с программой представляет собой текстовый файл (а не¹ бинарный, как обычные исполняемые компьютерные файлы), но содержащий только числа в байтовом представлении в шестнадцатеричной записи. Он имеет строго определенную структуру, разработанную в свое время фирмой Intel. Этот *hex*-файл и есть та программа в процессорных кодах, которую мы загружаем в МК с помощью различных программаторов (в том числе среда Arduino тоже создает такой файл). При этом программатор автоматически располагает ее в памяти программ МК, начиная с нулевого адреса.

Исходные тексты ассемблерных программ можно создавать в любом текстовом редакторе (разве что к результатам деятельности Microsoft Word следует относиться с осторожностью). Но, несмотря на широкий выбор, есть по крайней мере две причины, по которым лучше все же использовать редакторы специализированные. Первая причина — это так называемый *highlighting* или *подсветка синтаксиса* по-русски. Те, кто пользовался любыми средами высокоуровневого программирования (от Turbo Pascal до Delphi или Visual Basic), хорошо знают, что это такое — служебные слова, комментарии, разные типы выражений выделяются каждый своим цветом или шрифтом, что сильно облегчает чтение текста и служит заодно неплохим средством проверки правильности написания. Но если эту опцию предлагает множество фирменных и не очень редакторов, то вторая желательная функция есть лишь у считанных единиц. Я имею в виду возможность прямо из редактора с помощью горячих клавиш запускать процесс ассемблирования. В этом случае вы можете «не отходя от кассы», т. е. не покидая редактор, одним нажатием горячих клавиш сразу же ассемблировать написанный текст и ознакомиться с сообщениями об ошибках.

Еще одна причина для использования специализированных редакторов — они автоматически нумеруют строки. Причем пустые строки также входят в нумерацию — так проще считать. Если у вас есть ошибки в программе, то ассемблер укажет номер строки с ошибкой, так что нумерация строк принципиально важна. Один из рекомендуемых вариантов редакторов для AVR-ассемблера — «самопальный» редактор ASM Editor (не путать с Asmedit!), который сделан на удивление профессионально, хотя и не без некоторых досадных огрехов.

Все сказанное относится к программированию на языке ассемблера, потому что программы для AVR-контроллеров можно писать и на C, C++, специальном языке Processing/Wiring (Arduino!) и многих других, включая даже специальные версии Pascal (mikroPascal for AVR¹). Для тех, кто уже владеет программированием на язы-

¹ Информацию о mikroPascal for AVR можно найти по ссылке: <http://we.easyelectronics.ru/AVR/mikropascal-for-avr-osobennosti-yazyka.html>. Белградская компания MikroElektronika за вполне вменяемые деньги (порядка 150–200 долларов) предлагает среды программирования для разных типов микроконтроллеров на разных языках. Среди них есть и реализация mikroPascal для AVR: <http://www.mikroe.com/mikropascal/avr/>. Есть короткий курс по этой среде и на русском языке: <http://cxem.net/mc/mc261.php>. Отметим, что mikroPascal не единственная реализация Pascal для контроллеров Atmel AVR — подробнее об этом см. по адресу: http://en.wikibooks.org/wiki/Embedded_Systems/Atmel_AVR#Pascal.

ках высокого уровня, это может показаться более удобным способом, а такие варианты, как среда Arduino, специально «заточены» под начинающих, не имеющих представления ни о программировании, ни об электронике. Знакомиться со средой Arduino мы еще будем в дальнейшем, и там вы сами сможете пощупать руками все ее достоинства и недостатки. Сейчас же я скажу только, что для углубленного изучения контроллеров я бы не рекомендовал начинать не только со среды Arduino, но и вообще с программирования на C или других языках высокого уровня. Не столь важно то, что в результате на ассемблере получается более быстрый и компактный код, сколько то, что любой посредник (а компилятор C есть именно посредник) в этом деле только мешает понимать, что именно происходит в контроллере.

Следует, однако, учесть, что по мере усложнения программ и перехода к профессиональному программированию МК обойти освоение C уже невозможно, как минимум, по двум причинам. Во-первых, большинство профессиональных библиотек подпрограмм существуют именно на C, и среди них есть вещи, которые повторить на ассемблере будет, как минимум, весьма затруднительно. Во-вторых, потому что в ассемблере отсутствуют достаточно развитые средства структурирования, и отлаживать большую программу, содержащую более пары-другой тысяч ассемблерных операторов, — мучение. Ну, а, конечно, когда углубленное изучение не предполагается, а стоит чисто утилитарная задача один раз воспроизвести ту или иную конструкцию — здесь такие среды, как Arduino, оказываются вне конкуренции.

Все, что сказано в этой главе далее, относится только к программированию МК AVR «в чистом виде», т. е. на ассемблере и в средах, ориентированных на его использование.

О конфигурационных битах

Эта напасть свалилась на нас с появлением семейств Tiny и Mega, в «классических» AVR ничего такого не было (точнее, было, но специально заботиться об установке этих битов не требовалось). В англоязычной инструкции конфигурационные биты называют *fuse bitами*. Их появление привело к многочисленным проклятиям на голову фирмы Atmel со стороны армии любителей, которые стали один за другим «запаривать» кристаллы при программировании. Положение усугублялось тем, что в описании этих сущностей используется извращенная логика, — как мы знаем, ячейки любой чистой EEPROM (по принципу ее устройства) содержат единицы, и слово «запрограммированный» по отношению к такой ячейке означает, что в нее записали логический ноль. Термины *запрограммированный* и *незапрограммированный* как раз и применяются в фирменных описаниях AVR, и оттуда перекочевали в ряд самодельных программаторов — готовьтесь к тому, что в некоторых программаторах отмеченный галочкой в меню программы бит означает его равенство логической единице, а в других — запрограммированное состояние, т. е. логический ноль. Поэтому разработчики программаторов AS из фирмы Argussoft даже специально предусмотрели в окне программирования конфигурационных ячеек памятку на этот счет (рис. 19.1).

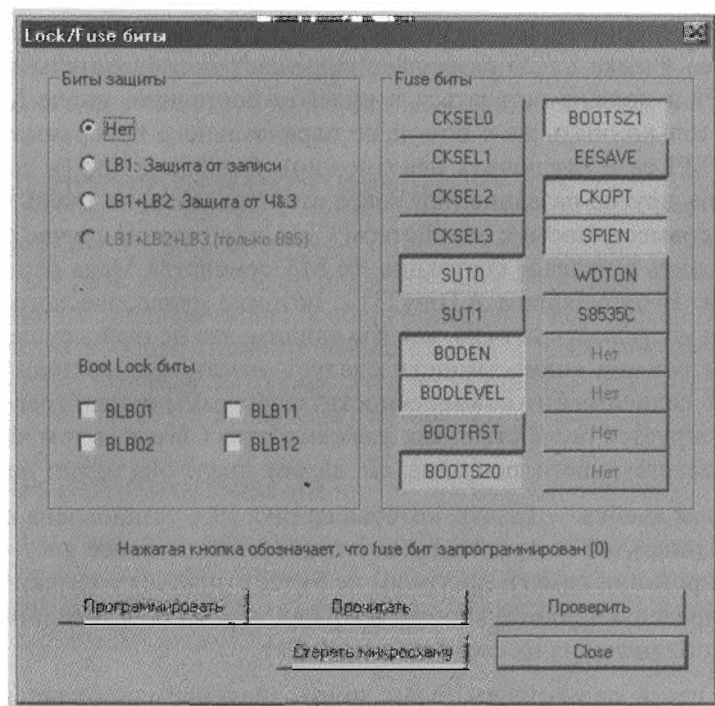


Рис. 19.1. Окно типового состояния конфигурационных ячеек в нормальном режиме работы ATmega8535

В этом окне сейчас приведено безопасное рабочее состояние конфигурационных ячеек для ATmega8535, причем выпуклая кнопка означает единичное состояние ячейки, а нажатая — нулевое (и не путайтесь с этим самым «запрограммированным» состоянием!). Для разных моделей набор fuse битов различный, но означают они одно и то же, потому мы рассмотрим типовое их состояние на этом примере. Перед первым программированием нового кристалла просто один раз установите эти ячейки в нужное состояние, дальше их уже менять не потребуется.

Самые необходимые пункты тут такие. По умолчанию любая микросхема семейств Mega или Tiny запрограммирована на работу от внутренней RC-цепочки, за что разработчикам большое спасибо, иначе было бы невозможным первичное программирование по SPI — только через параллельный программатор. Для работы с обычным «кварцем», присоединенным по типовой схеме, как мы говорили в главе 18, требуется установить все ячейки CKSEL0–3 в единицы (что согласно логике разработчиков означает *незапрограммированное* их состояние). Заметим, что это и ведет к критической ошибке — решив при поверхностном чтении написанного по-английски руководства, что установка всех единиц означает запрограммировать все ячейки, пользователь смело устанавливает их на самом деле в нули, отчего микросхема переходит в состояние работы от внешнего генератора, и разбудить ее через SPI-интерфейс уже невозможно. Легче всего в этом случае переустановить fuse биты с помощью параллельного программатора либо, за неимением такового, попробовать-таки подключить внешний генератор, как описано в руководстве.

Это самая крупная ошибка, которую можно допустить, но есть и другие менее распространенные. Ячейка `SPEN` разрешает/запрещает последовательное программирование по `SPI` и должна оставаться в нулевом состоянии, иначе МК не «разбудишь» никак, только опять же с помощью параллельного программатора (говорят, правда, через `SPI` ее и отключить невозможно). Ячейка `S8535C` (в других моделях она будет иметь другое название или вовсе отсутствовать) — очень важна и определяет режим совместимости с семейством `Classic` (в данном случае с `AT90S8535`). Если ее установить в нулевое состояние, то МК семейства `Mega` перейдет в режим совместимости. В популярном `ATtiny2313`, потомке «классического» `AT90S2313`, такого бита совместимости нет (но, как мы увидим, это не очень существенно). При использовании режима совместимости следует учесть, что состояния МК нельзя перемешивать: если `fuse` бит совместимости запрограммирован (равен 0), то программа компилируется полностью, как для семейства `Classic` (в том числе с использованием соответствующего `inc`-файла, см. далее), иначе она может не заработать.

Еще одна важная ячейка — `EESAVE`, которая на рис. 19.1 установлена в единицу (режим по умолчанию), но ее целесообразно перевести в нулевое состояние — тогда при программировании памяти программ не будет стираться содержимое `EEPROM`. Ячейки `SUT` определяют длительность задержки сброса, и в большинстве случаев принципиального значения их состояние не имеет.

Наконец, для нас в дальнейшем будет иметь значение состояние ячеек `BODEN` и `BODLEVEL`. Первая, будучи установлена в ноль, разрешает работу так называемой схемы *BOD* (*Brown-out Detection*), которая сбрасывает контроллер при снижении питания ниже допустимого порога. Ячейка `BODLEVEL` и определяет этот самый порог — при установленной в 0 ячейке он равен 4 В, при установленной в 1 — 2,7 В. При питании 5 В надо выбирать первое значение, при питании 3,3 В — второе. Это предохраняет контроллер от «недопустимых операций» при выключении питания, но для обеспечения полной сохранности содержимого `EEPROM` таких мер может оказаться недостаточно, и приходится производить дополнительные действия (см. также главу 18).

Все остальные ячейки следует оставить по умолчанию (и тем более ни в коем случае не трогать `Lock` биты, при установке которых доступ к программе и `fuse` битам вообще отключается навсегда!). Только учтите, что в разных контроллерах одни и те же узлы могут программироваться по-разному. Так, в рассматриваемом далее `ATtiny2313` (и некоторых других, в основном из тех, что способны работать при напряжении питания до 1,8 В) схема *BOD* устроена иначе: ячеек `BODLEVEL` там целых три, причем упомянутая ранее `BODLEVEL` соответствует `BODLEVEL0`, а при тех же значениях порога ячейки `BODLEVEL2:BODLEVEL1` должны быть в состоянии 10. Ячейки `BODEN` там нет, а выключенному состоянию схемы *BOD* соответствуют все единицы во всех трех ячейках. Зато там есть любопытный `fuse` бит `CKOUT`, который при программировании (установке в ноль) подключает к выводу 6 (`PD2`) выход тактового генератора, и еще бит `CKDIV8`, который в том же случае снижает тактовую частоту в восемь раз (например, при кварце 8 МГц МК заработает, как от 1 МГц, что снижает потребление). Поэтому для каждого конкретного контроллера следует сверяться с техническим описанием.

Пожалуй, это все, что нужно знать до того, как вы приступите, собственно, к программированию. Данные, относящиеся к конкретным контроллерам и программаторам, вы доберете из руководств к ним, которые придется изучать так или иначе.

Примеры программирования

Написание программ — целое искусство, поэтому здесь можно на нескольких примерах попытаться дать только общее представление о том, как это делается, — заостряя внимание на специфических особенностях программирования для МК, а не программирования вообще. Полного обзора команд и даже комментариев по каждой встречающейся команде вы также здесь не увидите — это потребовало бы отдельной книги (см. [19, 20], а также книгу автора [21]).

Самая простая программа

Давайте напишем сначала самую простую программу, которая будет включать светодиод сразу при включении питания и больше ничего не делать. Для примера возьмем контроллер ATtiny2313, схема подключения которого вместе с программирующим разъемом показана на рис. 19.2.

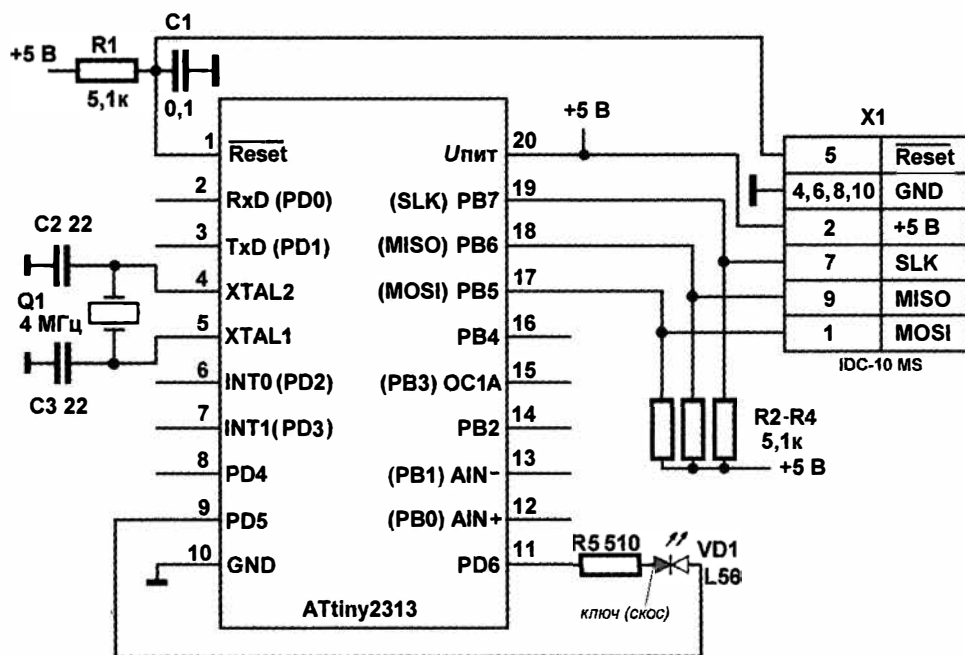


Рис. 19.2. Схема подключения ATtiny2313

ПОДРОБНОСТИ

Обратим внимание на RC-цепочку (R1 и C1), которая подсоединена к выводу Reset. Она служит для более надежного сброса контроллера при не слишком качественном источнике питания, если установление напряжения затягивается. В техническом опи-

сании указано, что по выводу Reset уже имеется встроенный фильтр дребезга с «подтягивающим» резистором, так что эта цепочка оказывается вроде бы и ненужной (ее установка рекомендовалась для семейства Classic, где фильтра не было). Тем не менее, для более надежной работы МК рекомендуется во всех случаях устанавливать резистор R1 с номиналом 3–5 кОм (встроенный резистор имеет слишком большой номинал). Что касается конденсатора C1, то если для управления сбросом применяется внешний монитор питания, как описано в *главе 18*, то, разумеется, он будет только мешать, в остальных случаях он необязателен, но делает работу схемы более стабильной. Резисторы R2–R4 при наличии программирующего разъема устанавливать обязательно, в противном случае надежность схемы снижается.

Заметим, что в схеме на рис. 19.2 показана только небольшая часть функциональности входных/выходных линий, которые все, включая даже Reset и выводы подсоединения кварца (кроме, конечно, выводов питания), имеют как минимум две, а большинство даже три функции. Подробно обо всех этих функциях можно узнать из технического описания, частично вы с ними познакомитесь из дальнейшего изложения.

Светодиод мы сразу взяли двухцветный — в целях дальнейшего усовершенствования схемы. Светодиод L56 (можно также взять L57 или малогабаритный L36) светится зеленым, если плюс питания находится со стороны ключа (скоса на корпусе), и красным — если наоборот. Здесь мы его подключили к выводам PD5 и PD6 порта D. Таким образом, если на этих выводах будет одинаковый уровень (неважно, единица или ноль), то светодиод погашен, если разный — то в зависимости от того, на каком выводе единица, светодиод будет гореть красным или зеленым. Токоограничивающий резистор R5 при логическом уровне на выходе порта примерно 4,5 В обеспечит ток через светодиод около 5 мА.

Пусть мы для начала хотим просто зажечь светодиод при включении питания, демонстрируя, что контроллер работает. Для определенности выберем зеленое свечение. Тогда нам необходимо создать программу, которая делает следующее:

1. Конфигурирует нужные выводы порта D (PD5 и PD6) на выход.
2. Устанавливает на выводе PD6 логическую единицу (логический ноль на выводе PD5 устанавливается по умолчанию).

И что, программа будет состоять всего из двух команд? Увы, не все так просто. В регистры портов записывать непосредственное значение нельзя, можно только командой `out` переносить информацию из какого-нибудь рабочего регистра. Поэтому добавится третья команда — сначала мы установим нужные биты в некоем рабочем регистре, специально выбранном для этих целей из числа регистров общего назначения (РОН), затем загрузим весь полученный байт в регистр порта. Причем установить непосредственное значение можно также не в любом из РОН, а только в регистрах с номерами с 16 по 31, поэтому выберем себе регистр `r16` в качестве рабочего. Тогда последовательность команд будет выглядеть так:

```
ldi r16,0b01100000 ;устанавливаем биты номер 5 и 6 в регистре r16
out DDRD,r16 ;выводим это значение в регистр направления порта D
sbi PortD,6 ;устанавливаем в единицу бит 6 регистра данных порта D
```

Здесь `ldi` — команда загрузки непосредственного значения (*load immediate*), `out` — команда вывода в какой-либо регистр ввода/вывода (PBB), `sbi` (*set bit input/output*) — команда установки бита с выбранным номером в PBB. А что озна-

чает запись `0b01100000`? Это хорошо знакомое нам двоичное представление числа — `0b` впереди как раз и означает, что это именно двоичная запись. Таким образом в данном случае удобнее отсчитывать биты, но если мы запишем это же число в hex-форме `0x60` (или `$60`), или даже просто десятичное `96`, ничего не изменится. Заметим, что способ установки значений PVB через команду `out` — не единственный, можно было бы установить биты 5 и 6 регистра `DDRD` двумя командами `sbi` (есть и другие способы).

ПОДРОБНОСТИ

Обратите внимание на синтаксис команд — сначала пишется, куда писать, а потом, через запятую, *откуда* или *что*. Это справедливо для всех команд и для всех ассемблеров. Каждая команда пишется в отдельной строке. Весь текст после точки с запятой ассемблером игнорируется и представляет собой комментарии, которые нужно писать обязательно, иначе вы через пару месяцев и сами в своей программе не разберетесь. Если комментарий переходит на другую строку, то точку с запятой нужно ставить заново, в начале строки. В отличие от знака перевода строки, все пробелы и табуляции игнорируются (а там, где есть другой разделительный знак, в данном случае запятая, как видите, пробелов вообще может не быть), так что украшать текст отступами можно, а для удобства чтения и нужно. Строчные и прописные буквы не различаются: записи `LDI`, `Ldi` и `ldi` означают одно и то же — и это отличие AVR-ассемблера от программных сред, основанных на C/C++. Вопреки распространяемым в Интернете сведениям (заимствованным из [22]), это правило соблюдается и для обновленных версий компилятора `Avrasm2`.

Ну, а теперь все? Можно скопировать это в Блокнот, сохранить с расширением `asm` и компилировать в hex-файл? Ишь разбежались — нет, не все. Во-первых, никаких таких `DDRD` и `PortD` AVR-ассемблер не понимает. Если соответствия кодов команд и их мнемонических обозначений (`ldi`), а также обозначений рабочих регистров (`r16`) и их адресов защиты в ассемблере, то адреса PVB могут меняться от модели к модели, а их названия и вообще могут быть выбраны совершенно произвольным образом. Сам ассемблер понимает только конкретные числа, представляющие собой адреса этих регистров. Но писать программу без мнемонических обозначений было бы крайне неудобно, т. к. она оказалась бы совершенно нечитаемой (вторая команда, к примеру, тогда выглядела бы так: `out $11, r16`). Поэтому к нашей программе надо «пристегнуть» файл с мнемоническими обозначениями, который поставляется Atmel и в данном случае называется `tn2313def.inc` (при компиляции он должен находиться в одном каталоге с файлом программы). Это делается почти в точности, как в языке C, строкой:

```
.include "tn2313def.inc" ;точка впереди обязательна!
```

ЗАМЕЧАНИЕ

Файлы макроопределений (с расширением `inc`), к сожалению, нельзя скачать с сайта Atmel в отдельности. Как и файл компилятора `Avrasm2`, эти файлы для каждого контроллера в отдельности проще всего добыть из пакета AVR Studio, где они находятся в папке `avrasm2/include`. Лучше, если это будет одна из последних версий AVR Studio, пятая или более поздняя, иначе при компилировании совместно с `Avrasm2` возможны ошибки.

Если вы заглянете внутрь файла `tn2313def.inc`, то увидите, что он состоит из строк, начинающихся с директивы `.equ`. Мы могли бы не включать его в программу (хотя

в память процессора он все равно не записывается, ибо не содержит команд, а только определения переменных), а лишь дописать к программе в начале текста строки:

```
.equ DDRD = $11
.equ PortD = $12
```

Мы часто будем применять директиву `.equ`, которая устанавливает соответствие между числами и их обозначениями, наряду с другой полезной директивой — `.def`. Если провести аналогии с языком Turbo Pascal или Turbo C, то директива `.equ` (от англ. *equal* — равно) полностью аналогична определению констант, а директива `.def` (от англ. *define* — определить) аналогична определению переменных, с единственным отличием: тип переменной здесь не указывается, ибо он один-единственный — число размером один байт. А вот в директиве `.equ` может быть указано число любого размера, а также и отрицательное, но, естественно, только целое.

Неудобно каждый раз писать `r16` и помнить, что это у нас рабочая переменная для всяких текущих надобностей, потому лучше дописать еще такую строку:

```
.def temp = r16 ;рабочая переменная, от слова temporary (временный)
```

Окончательно исходный текст программы будет выглядеть так:

```
;программа зажигания светодиода
;процессор Tiny2313, частота 4 МГц
.include "tn2313def.inc"
.def temp = r16 ;рабочая переменная
ldi temp,0b01100000 ;устанавливаем биты номер 5 и 6 в temp
out DDRD,temp ;выводим это значение в регистр направления порта D
sbi PortD,6 ;устанавливаем в единицу бит 6 регистра данных порта D
sleep
.exit
```

Программа займет в памяти программ контроллера ровно 8 байтов. Последняя команда `sleep` означает остановку процессора и выход в режим экономии — ведь должен процессор что-то делать по окончании программы? Директива `.exit` предназначена для ассемблера и означает конец программы, указывать ее необязательно.

А зачем мы в заголовочном комментарии указали тактовую частоту процессора? В данном случае она не имеет значения (лишь бы контроллер работал), но при использовании любых процедур, связанных со временем, это критично. И поскольку можно забыть, на какую частоту вы рассчитывали при написании программы, следует ее на всякий случай указывать в комментариях.

Таймер без прерываний

Давайте теперь заставим наш МК управлять этим светодиодом так, чтобы он мигал с частотой примерно один раз в секунду из красного в зеленый. И сначала сделаем это самым простым способом — так, как это делали в те времена, когда микропро-

цессоры еще не были микроконтроллерами и не содержали никаких дополнительных узлов вроде таймеров. Для отсчета времени тогда пользовались тем фактом, что команды выполняются строго определенное время. Причем в AVR этот способ применять особенно удобно, поскольку большинство команд занимают один такт, за исключением команд передачи управления. Этим способом часто пользуются и по сей день для отсчета программных задержек (не станешь же заводить таймер по каждому случаю), потому урок окажется не совсем бесполезным. Заодно познакомимся с понятием процедур (подпрограмм) и с самими командами передачи управления.

Не вникая в подробности, сразу напишем «правильную» процедуру, позволяющую формировать заданные задержки без таймера. Назовем ее `Delay`, тогда она запишется так:

```
Delay:
    subi Razr0,1
    sbci Razr1,0
    sbci Razr2,0
    brcc Delay
ret
```

Здесь `Razr0–Razr2` — рабочие регистры. Отведем для них регистры `r17`, `r18` и `r19`. В начало программы тогда следует внести их определения через команду `def` (по образцу `.def Razr0 = r17`). `Delay` с двоеточием — метка, в данном случае обозначающая начало процедуры, команда `ret` — выход из процедуры (зачем она нужна, пояснено далее). Команда `subi` вычитает из регистра константу, в данном случае единицу. А команды `sbci` работают хитрее — они также вычитают константу, но с учетом переноса. Если переноса нет, то они просто ничего не делают (ибо вычитаемое значение равно нулю). Перенос же возникает тогда, когда в результате предыдущей команды вычиталась единица из нуля. Тогда значение регистра меняется с нулевого на все единицы (255), а перенос записывается в специальный бит переноса и учитывается следующей командой `sbci`. В этой схеме легко узнать принцип работы соединенных между собой двоичных счетчиков из главы 16, в которых выход старшего разряда предыдущего счетчика соединен со входом переноса следующего. В данном случае счетчик состоит из трех отдельных байтовых регистров, т. е. всего имеет 24 двоичных разряда.

Нам не надо, чтобы счет продолжался до бесконечности, и для этой цели служит команда `brcc`, которая относится к группе команд передачи управления (branch) и работает по очень простому правилу — если в момент ее исполнения бит переноса (он обозначается буквой *C*, от слова carry, что и значит «перенос») равен нулю (clear, т. е. очищен), то далее выполняется возврат к команде по метке `Delay`. То есть название команды (`brcc`) расшифровывается так: **branch if carry clear** (перейти, если перенос очищен). В противном случае управление передается на следующую команду — выхода из процедуры `ret`, счет заканчивается.

Легко сообразить, что в момент выполнения команды `brcc` перенос станет равен единице только тогда, когда все регистры в предыдущем такте были равны нулю.

Поэтому вся процедура работает так: перед ее началом в счетчики Razr0–Razr2 записывается некое заданное число, которое в каждом такте уменьшается на единицу, и вся процедура заканчивается при достижении нулевого значения во всех разрядах. Отсюда, зная тактовую частоту МК и время выполнения команд (по такту на вычитание и два такта на возврат к начальной метке), легко вывести формулу: записываемое в счетчики число N , соответствующее нужному интервалу времени T (с) при тактовой частоте F (Гц), рассчитывается, как $T \cdot F / (M + 2)$, где M — число регистров-счетчиков, в данном случае 3.

Число N в данном случае трехбайтовое. Старший байт записывается в Razr2, младший — в Razr0. При тактовой частоте 4 МГц мы можем получить задержку до 4,19 с, если запишем в регистры все единицы: число 16 777 215 = \$FFFFFF. Если же нам требуется, например, задержка в 1 секунду, то придется записать число 800 000 или \$0C3500, если в полсекунды — число 400 000 или \$061A80.

Вооружившись этими знаниями, попробуем соорудить программу мигалки. Сначала давайте определимся с алгоритмом переключения из красного в зеленый. Наиболее универсальный метод здесь такой: каждый раз будем определять, в каком состоянии в данный момент находится светодиод (по состоянию какого-нибудь из задействованных выводов порта), и переключать его в противоположное. Это может выглядеть таким образом:

```
;начало мигания
in temp,PortD ;загружаем в temp состояние PortD
sbrc temp,5 ;если PD5 равен 0, след. команду пропускаем
rjmp set_Red ;переход на установку красного
sbi PortD,5 ;PD5=1, устанавливаем зеленый
cbi PortD,6 ;PD6=0, сбрасываем красный
rjmp mig_end ;переход на продолжение программы
set_Red: ;метка установка красного
cbi PortD,5 ;PD5=0, сбрасываем зеленый
sbi PortD,6 ;PD6=1, устанавливаем красный
mig_end: ;метка конец мигания
. . . . .
```

Не углубляясь в подробности, заметим, что такой алгоритм (он, конечно, не единственно возможный) будет устойчив к начальным условиям — в каком бы состоянии к моменту его начала ни находились биты 5 и 6 (даже если светодиод был совсем погашен), максимум через один цикл они придут в противоположное состояние, и мигание начнется. Теперь осталось соединить все это в законченную программу — повторять процедуру мигания через промежуток времени, определяемый процедурой Delay. Программа будет выглядеть таким образом:

```
;Программа мигания светодиода
;процессор Tiny2313, частота 4 МГц
.include "tn2313def.inc"
.def temp = r16 ;рабочий регистр
.def Razr0 = r17 ;разряды задержки
```

```
.def Razr1 = r18
.def Razr2 = r19
;===== code =====
ldi r16, low(RAMEND) ;только для 2313
out SPL,r16 ;установка указателя стека
ldi temp,0b01100000 ;устанавливаем биты номер 5 и 6 в temp
out DDRD,temp ;выводим это значение в регистр направления порта D
Mig_begin: ;начало мигания
    in temp,PortD ;загружаем в temp состояние PortD
    sbrc temp,5 ;если PD5 равен 0, след. команду пропускаем
    rjmp set_Red ;переход на установку красного
    sbi PortD,5 ;PD5=1, устанавливаем зеленый
    cbi PortD,6 ;PD6=0, сбрасываем красный
    rjmp mig_end ;переход на продолжение программы
set_Red: ;метка установки красного
    cbi PortD,5 ;PD5=0, сбрасываем зеленый
    sbi PortD,6 ;PD6=1, устанавливаем красный
mig_end: ;конец мигания
    ;пауза 0,5 с, N = $061A80h
    ldi Razr2,$06 ;начальное значение счетчиков
    ldi Razr1,$1A
    ldi Razr0,$80
rcall Delay; вызываем задержку
rjmp Mig_begin ;опять в начало
;===== end code =====
Delay: ;процедура задержки
    subi Razr0,1
    sbci Razr1,0
    sbci Razr2,0
    brcc Delay
ret
```

О назначении первых двух операторов программы мы поговорим позднее. Rcall — команда вызова процедуры (в данном случае Delay). После этой команды всегда должна где-то встретиться команда ret (возврата из процедуры), иначе программа к основной последовательности операторов вернуться не «сумеет». Сама программа представляет собой бесконечный цикл, т. к. заканчивается оператором безусловного перехода обратно в начало (rjmp Mig_begin). В данном случае мигание будет происходить с периодом в секунду (полсекунды красный, полсекунды зеленый), для другого периода нужно изменить записываемое в счетчики значение. Программа может служить хорошей основой для любимого развлечения радиолюбителей — конструирования елочных гирлянд.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Кстати, о елочных гирляндах. На мой вкус, самый приличный вариант построения такой гирлянды, который к тому же не встретишь в продаже, — это обеспечить вместо раздражающего мигания медленное изменение из одного цвета в другой. Его неслож-

но построить, используя явление *биений*: если сложить два почти совпадающих по частоте колебания через элемент, например, «Исключающее ИЛИ», то на выходе возникнет колебание с меняющейся скажностью (см. рис. 15.8, *г*, аналогичный эффект можно получить и с другими логическими функциями). Если напряжение такой формы подать на лампочку, то высокочастотные составляющие не будут заметны, и лампочка станет медленно зажигаться и гаснуть. При очень близких, но все-таки не равных частотах, период биений может составить минуты, а если взять две разноцветных лампочки или светодиода и включить их в противофазе, то гирлянда начнет медленно менять цвет с одного на другой. Причем в качестве одной из частот удобно взять частоту электрической сети, которая никогда точно не равна 50 Гц.

Для осуществления этого проекта на дискетной логике пришлось бы городить довольно громоздкую схему на счетчиках с предагрузкой, причем долго подгонять коэффициент деления так, чтобы смена цветов не была слишком быстрой. А вот с помощью контроллера такая задача решается, что называется, в пять секунд. Для одной лампочки или светодиода почти не нужно даже менять схему по сравнению с рис. 19.2 — достаточно подключить светоизлучающий элемент не непосредственно к выводу контроллера, а через ключевой транзистор. Коллекторную цепь его, в которую и будет включена лампочка или светодиод, при этом нужно питать от источника пульсирующего напряжения с частотой сети (от отдельной обмотки трансформатора через один диод, без сглаживания). А частоту на выводе МК, управляющую открыванием транзистора, подогнать примерно под 50 Гц (т. е. длительность задержки должна составить примерно 0,01 с, для чего в счетчики придется записать число около 8000, или, в шестнадцатеричной системе, 1F40h — как видите, можно сократить число регистров задержки до двух). Частоты станут складываться прямо на транзисторе — лампочка будет гореть только тогда, когда и на коллекторе, и на его базе одновременно присутствует высокий уровень напряжения. Чтобы сделать эффект более заметным, можно поиграть со значением скажности, т. е. ввести разные задержки для красного и зеленого состояний. Поскольку у нас уже имеется два управляемых в противофазе вывода, можно добиться переливания из одного цвета в другой, а если усложнить программу, подключив еще несколько выводов МК, то можно получить весьма сложные и красивые эффекты. И, что приятно, экспериментируя с такой схемой, почти не придется браться за паяльник.

Применение прерываний

Для того чтобы сделать все то же самое, но «по-настоящему», придется воспользоваться таймером, а значит — прерываниями. Заметим, что в большинстве проектов Arduino прерывания в явном виде не используются, что относится к одному из главных недостатков этой платформы. Наличие аппаратных прерываний — одно из главных преимуществ современных контроллеров, и если в Arduino мы этим подходом часто жертвуем ради простоты, то в обычном программировании такое недопустимо.

Если помните, я говорил, что при возникновении прерывания процессор обращается по некоторому фиксированному адресу. Для каждой модели МК количество и типы прерываний различаются, потому эти адреса фиксированы для каждой модели процессора. Это первые адреса памяти программ, начиная с адреса 0:0 и дальше, — столько адресов, сколько имеется прерываний.

В МК ATtiny2313 имеется 19 прерываний (в его классическом аналоге было всего 11), соответственно, они занимают первые 19 адресов памяти программ. Напомним: поскольку коды команд двухбайтовые, то память программ организована по

16-битовым словам, поэтому адреса в памяти программ означают адреса слов, а байтовый адрес будет в два раза больше (т. е. не 0, 1, 2,..., а 0, 2, 4,...). Это вас ни в коей мере не должно волновать, потому что абсолютные адреса вам отсчитывать не придется, — достаточно правильно оформить первые 19 строк кода, после секции всех определений. Поэтому использующая прерывания программа для ATtiny2313 всегда должна начинаться с последовательности команд, представляющих векторы прерываний, по следующему образцу:

```
.include "tn2313def.inc"
< секция определений>
;===== interrupts =====
rjmp RESET ; Reset Handler
rjmp EXT_INT0 ; External Interrupt0 Handler
rjmp EXT_INT1 ; External Interrupt1 Handler
rjmp TIM1_CAPT ; Timer 1 Capture Handler
rjmp TIM1_COMPA ; Timer 1 CompareA Handler
rjmp TIM1_OVF ; Timer 1 Overflow Handler
rjmp TIM0_OVF ; Timer 0 Overflow Handler .
rjmp USART0_RXC ; USART0 RX Complete Handler
rjmp USART0_DRE ; USART0,UDR Empty Handler
rjmp USART0_TXC ; USART0 TX Complete Handler
rjmp ANA_COMP ; Analog Comparator Handler
rjmp PCINT ; Pin Change Interrupt
rjmp TIMER1_COMPB ; Timer 1 Compare B Handler
rjmp TIMER0_COMPA ; Timer 0 Compare A Handler
rjmp TIMER0_COMPB ; Timer 0 Compare B Handler
rjmp USI_START ; USI Start Handler
rjmp USI_OVERFLOW ; USI Overflow Handler
rjmp EE_READY ; EEPROM Ready Handler
rjmp WDT_OVERFLOW ; Watchdog Overflow Handler
. . . . .
```

ПОДРОБНОСТИ

Если сравнить таблицы прерываний «классического» AT90S2313 и ATtiny2313, то окажется, что первые 11 векторов у них полностью совпадают. Отсутствующие в «классическом» аналоге остальные 8 векторов можно просто проигнорировать: если соответствующие прерывания не задействованы, то к ним никогда не произойдет обращения. По этой причине программы, написанные для AT90S2313, почти без оговорок совместимы с ATtiny2313 (не требуется даже заменять файл определений констант *2313def.inc*). В дальнейшем мы будем без пояснений употреблять программы для обеих версий этого МК.

Здесь `rjmp` — знакомая нам команда безусловного перехода, а `RESET`, `EXT_INT0` и т. п. — метки в тексте программы, откуда начинается текст процедуры (подпрограммы) обработки прерывания. Метки могут быть обозначены и по-иному, тут полный произвол. Сам переход осуществляется автоматически, если в процессе выполнения программы возникнут условия для возникновения соответствующего прерывания, для чего и его отдельно, и прерывания вообще надо еще разрешить.

Все прерывания и особенности их вызова мы рассматривать, конечно, не будем, а некоторые из них рассмотрим далее на практике.

Сначала заметим, что подобным образом должна выглядеть программа, если вы используете все 19 прерываний, чего на самом деле, конечно, не бывает. Но каждой записи `rjmp <метка>` должно соответствовать наличие метки далее в тексте, иначе ассемблер укажет на ошибку (посылать по неизвестному адресу нехорошо!). Поэтому если некоторые прерывания не используются, то, вообще говоря, можно вместо безусловных переходов наставить в соответствующих строках команд `nop` (no operation — ее код равен просто нулям во всех разрядах), однако на практике вместо них чаще ставят команду `reti`, которая означает возврат из процедуры прерывания к выполнению основной программы, если вдруг оно возникнет.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

На самом деле в общем случае не имеет значения, какую именно команду в этих строках ставить — выполняться они никогда не будут, если соответствующие прерывания не активированы, нам только нужно занять память, чтобы команда `rjmp` используемого нами прерывания оказалась по нужному адресу, — например, можно поставить команду `rjmp $0000`. Есть и другие, более корректные способы размещения команд по конкретным адресам памяти (с помощью директивы `.org`), но не будем усложнять. Кстати, надо учесть, что данный способ относится, строго говоря, лишь к МК с памятью не более 8 Кбайт, уже для ATmega16 команды будут другими: вместо 2-байтовой `rjmp` там применяется 4-байтовая `jmp` (а вместо команды вызова подпрограммы `rcall` — `call`).

Особое место занимает вектор, расположенный по самому первому, нулевому адресу, у нас он именуется `RESET`. Вообще говоря, вектор по нулевому адресу — это даже не совсем прерывание, а так называемый *вектор сброса* — мы ведь неоднократно говорили, что МК начинает выполнение программы с нулевого адреса. Программа из предыдущего раздела с него прямо начиналась (т. е. при включении питания сразу выполнялся первый оператор, потом второй и т. д.), но если задействованы прерывания, мы не можем так поступить. Поэтому в самой первой строке программы обязательно должен стоять указатель на процедуру, которая осуществляется в самом начале работы, и обычно так и называется: `RESET`. Эта процедура должна начинаться со следующих обязательных строк:

```
RESET: ;Старт главной программы
    ldi r16,low(RAMEND) ;только для 2313
    out SPL,r16 ;установка указателя стека
    . . . . .
    <начальные установки и разрешение необходимых прерываний>
    . . . . .
    sei ;общее разрешение прерываний
    . . . . .
```

Если указатель стека не установить, то прерывания не заработают. Установка указателя стека для ряда моделей `Tiny` (в которых отсутствует `SRAM`) не требуется, а вот для других, в том числе и всех `Mega`, где количество `SRAM` превышает 256 байтов, эта загрузка будет протекать иначе, т. к. константа `RAMEND` там размером больше байта:

```
RESET: ;для моделей с SRAM более 256 байт
ldi     temp,low(RAMEND) ;загрузка указателя стека
out     SPL,temp
ldi     temp,high(RAMEND) ;загрузка указателя стека
out     SPH,temp
```

ПОДРОБНОСТИ

Как мы уже отмечали в *главе 18*, стек — область памяти, куда будут записываться адреса точек возврата при вызове подпрограмм по команде `rcall` или перехода к обработчикам прерываний. По окончании процедуры обработки прерывания (по команде `reti`) или обычной подпрограммы (по команде `ret`) этот адрес считывается в программный счетчик, и выполнение основной программы продолжается. Если во время выполнения обработчика данного прерывания происходит другое прерывание с большим приоритетом (это нужно специально разрешать, по умолчанию в AVR любое прерывание будет ожидать окончания обработки предыдущего), то в стек записывается также и этот текущий адрес команды, таким образом ошибиться при последовательном возврате невозможно. Стек устроен по принципу «последним вошел — первым вышел», т. е. извлекается всегда последнее записанное туда значение. Программист может использовать стек и для своих целей (командами `push` и `pop` — например, для сохранения текущего значения рабочих регистров), но неопытным программистам лучше активно этим способом не пользоваться — вероятность допустить трудно обнаруживаемую ошибку значительно возрастает. Тем более что в AVR и без того достаточно POH (в отличие, например, от x51, где без стека обойтись практически невозможно), а при необходимости можно еще и хранить текущие значения в SRAM.

Прерывание таймера по переполнению

С учетом всего сказанного напишем программу, переключающую светодиод. В данном случае она будет это делать по событию переполнения таймера-счетчика Timer 1 (вектор у нас обозначен: `TIM1_OVF`). Так как счетчик 16-разрядный, то событие переполнения будет возникать при каждом 65 536-м импульсе входной частоты. Если мы зададим коэффициент деления тактовой частоты на входе Timer 1 равным 64, то при 4 МГц частоты генератора мы получим примерно 1 Гц: $4\,000\,000/64/65\,536 = 0,953674$ Гц.

Это не совсем то, что нам требуется, и к тому же частота неточно равна одному герцу. Для того чтобы светодиод переключался точно раз в полсекунды (т. е. период его был равен секунде), программу придется немного усложнить, загружая каждый раз в счетные регистры определенное значение, которое рассчитывается просто: если период одного тактового импульса таймера равен 16 мкс (частота $4\,000\,000/64$), то для получения 500 000 микросекунд надо отсчитать таких импульсов 31 250. Так как счетчик суммирующий, а прерывание возникает при достижении числа 65 536, то нужно предварительно загружать в него необходимое число $65\,536 - 31\,250 = 34\,286$.

Это не единственный способ, но наиболее универсальный, годящийся для всех таймеров. Кстати, именно таким способом реализован отсчет времени в Arduino (см. *главу 21*). Иной способ — использовать прерывание по достижению определенного числа, загруженного в регистр сравнения А или В. Как это делается, мы увидим далее в этой главе. Для того чтобы осуществить само переключение из

красного в зеленый, нам придется поступить как раньше, т. е. по каждому событию переполнения перебрасывать два бита в регистре PortD.

Полностью программа тогда будет выглядеть так:

```
;программа мигания светодиода
;процессор Tiny2313, частота 4 МГц
.include "tn8535def.inc"
.def temp = r16 ;рабочий регистр
; ===== interrupts =====
rjmp RESET ;Reset Handler
reti ;EXT_INT0 ; External Interrupt0 Handler
reti ;EXT_INT1 ; External Interrupt1 Handler
reti ;TIM1_CAPT ; Timer 1 Capture Handler
reti ;TIM1_COMPA ; Timer 1 CompareA Handler
rjmp TIM1_OVF ; Timer 1 Overflow Handler
reti ;TIM0_OVF ; Timer 0 Overflow Handler
reti ;USART0_RXC ; USART0 RX Complete Handler
reti ;USART0_DRE ; USART0,UDR Empty Handler
reti ;USART0_TXC ; USART0 TX Complete Handler
reti ;ANA_COMP ; Analog Comparator Handler
reti ;PCINT ; Pin Change Interrupt
reti ;TIMER1_COMPB ; Timer 1 Compare B Handler
reti ;TIMER0_COMPA ; Timer 0 Compare A Handler
reti ;TIMER0_COMPB ; Timer 0 Compare B Handler
reti ;USI_START ; USI Start Handler
reti ;USI_OVERFLOW ; USI Overflow Handler
reti ;EE_READY ; EEPROM Ready Handler
reti ;WDT_OVERFLOW ; Watchdog Overflow Handler
; ===== code =====
TIM1_OVF: ;процедура обработки прерывания по переполнению таймера
;сразу перезагружаем таймер:
    ldi temp,high(34286)
    out TCNT1H,temp
    ldi r16,low(34286)
    out TCNT1L,temp
;начало мигания
    in temp,PortD ;загружаем в temp состояние PortD
    sbrc temp,5 ;если PD5 равен 0, след. команду пропускаем
    rjmp set_Red ;переход на установку красного
    sbi PortD,5 ;PD5=1, устанавливаем зеленый
    cbi PortD,6 ;PD6=0, сбрасываем красный
    rjmp mig_end ;переход на продолжение программы
set_Red: ;метка установки красного
    cbi PortD,5 ;PD5=0, сбрасываем зеленый
    sbi PortD,6 ;PD6=1, устанавливаем красный
reti ;выход из прерывания
RESET: ;начальная процедура после сброса
    ldi temp,low(RAMEND) ;загрузка указателя стека
```

```

out SPL,temp
ldi temp,0b01100000 ;устанавливаем биты 5 и 6
out DDRD,temp ;выводим это значение в регистр направления порта D
ldi temp,0b00000011 ;устанавливаем temp
out TCCR1B,temp ;запускаем Timer 1 с делителем 1/64
ldi temp,high(34286)
out TCNT1H,temp
ldi r16,low(34286)
out TCNT1L,temp
ldi temp,(1<<TOIE1) ;устанавливаем бит TOIE1
out TIMSK,temp ;разрешаем прерывание Timer 1 по переполнению
sei ;общее разрешение прерываний
Cykle:
rjmp Cykle ;защипываем процессор

```

Я не буду комментировать подробно каждый оператор, т. к. это заняло бы слишком много места. После выполнения всех команд начальной установки МК закидывается, но бесконечный цикл будет прерываться возникновением прерывания — здесь все аналогично операционной системе Windows, которая также представляет собой бесконечный цикл ожидания событий. Как вы узнаете из последующих глав, в Arduino такой цикл — одна из главных составляющих любой программы, как раз потому что прерывания там почти не используются. Внутри бесконечного цикла здесь можно поставить знакомую команду `sleep`, без дополнительных настроек режима энергопотребления она будет экономить около 30 % питания. А вот сэкономить еще больше просто так не получится, поскольку придется останавливать процессорное ядро, и таймер перестанет работать.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Кстати, а как остановить запущенный таймер, если это потребуется? Очень просто: если обнулить регистр `TCCR1B` (тот, в котором задается коэффициент деления тактовой частоты), то таймер остановится. Чтобы запустить его опять с коэффициентом 1/64, нужно снова записать в этот регистр значение `0b00000011`.

Обратите внимание, что оператор `reti` (окончание обработки прерывания) при обработке прерывания таймера встречается дважды — это вполне нормальный прием, когда подпрограмма разветвляется. Можно, конечно, и пометить последний оператор `reti` меткой, и тогда текст процедуры стал бы неотличим от первого варианта, но так будет корректнее.

Обратите также внимание на форму записи `ldi temp,(1<<TOIE1)`. Поскольку бит, обозначаемый как `TOIE1`, в регистре `TIMSK` имеет номер 7, то эта запись эквивалентна записи `ldi temp,0b10000000` — можно писать и так, и так, и еще кучей разных способов. Например, для запуска таймера с коэффициентом 1/64 требуется, как видно из текста программы, установить младшие два бита регистра `TCCR1B`. Здесь мы устанавливаем их в `temp` напрямую, но поскольку эти биты называются `CS11` и `CS10`, то можно записать так:

```
ldi temp,(1<<CS11) | (1<<CS10)
```

или даже так:

```
ldi temp, (3<<CS10)
```

Подробно этот способ записи приведен в описании AVR-ассемблера на сайте Atmel¹.

ПОДРОБНОСТИ

В этой программе есть один тонкий момент, связанный с загрузкой счетных регистров таймера. При чтении и записи 16-разрядных регистров Timer 1 их содержимое может измениться в промежутке между чтением или записью отдельных 8-разрядных «половинок» (ведь, например, в данном случае таймер продолжает считать, пока идет обработка прерывания). Потому в 16-разрядных таймерах AVR предусмотрен специальный механизм чтения и записи таких регистров. При записи первым загружается значение старшего байта, которое автоматически помещается в некий (недоступный для программиста) буферный регистр. Затем, когда поступает команда на запись младшего байта, оба значения объединяются, и запись производится одновременно в обе «половинки» 16-разрядного регистра. Наоборот, при чтении первым должен быть прочитан младший байт, при этом значение старшего автоматически фиксируется помещением в тот же буферный регистр, и при следующей операции чтения старшего байта его значение извлекается оттуда. Таким образом и при чтении значения оба байта соответствуют одному и тому же моменту времени.

Повторим: для того, чтобы манипуляции со счетными регистрами были успешными, при чтении необходимо сначала прочесть младший байт `TCNTxL`, потом старший `TCNTxH`, при записи сначала записать старший байт `TCNTxH`, потом младший `TCNTxL`. Аналогичное правило действует для всех 16-разрядных регистров Timer 1, которые мы будем рассматривать далее, за исключением регистров управления `TCCR1A` и `TCCR1B`, которые по сути есть два отдельных регистра, а не один.

Напомним, что если вам попадется старый «классический» AT90S2313, то приведенную здесь программу можно использовать для него без изменений.

Прерывание таймера по сравнению

Способ отсчета времени с помощью прерывания таймера по сравнению более понятен и удобен, чем с предзагрузкой значений в счетный регистр, — хотя бы потому, что число, с которым сравнивается содержимое счетных регистров, можно загружать только один раз. Если потом запустить таймер, то больше об этом можно не думать — все будет происходить автоматически. Поскольку в `Tiny2313` и большинстве моделей Mega (если не во всех) все таймеры, в том числе и 8-разрядные, имеют такой режим (в «классических» его имел только 16-разрядный Timer 1), то применение его тем более целесообразно.

¹ Фирменное описание доступно по адресу: <http://www.atmel.com/ru/ru/images/doc1022.pdf>. Краткий перевод на русский можно найти, например, здесь: http://microcon.euro.ru/app/books/Asm_AVR_rus.pdf. Оба документа, к сожалению, устарели (они относятся к предыдущей версии `avrgasm32`), хотя большая часть изложенных там сведений вполне пригодна и для современной версии. Подробное (хотя и не без досадных неточностей) описание современной версии AVR-ассемблера на русском языке можно найти в [22].

Подробности

Прерывание по сравнению происходит в момент, когда счетчик досчитывает до наперед заданного значения, хранящегося в специальном регистре сравнения. Есть одна тонкость, связанная с этим режимом. Входной тактовый сигнал счетчика обычно делится в соответствии с заданным коэффициентом деления (в наших примерах это 1/64). Поэтому в нашем случае каждое состояние счетчика остается неизменным в течение 64 тактов процессора. Так в какой именно момент возникает прерывание — сразу, как только счетчик досчитал до заданного значения, или в момент, когда это заданное значение в счетчике должно уже смениться следующим? Если предположить, что в AVR все устроено, как на рис. 16.13, в, то имеет место первый случай — счетчик начинает новый отсчет с первого системного такта сразу после совпадения величин. Тогда состояния счетчика получаются неравноправными: все они длятся по 64 системных такта (в соответствии с выставленным коэффициентом предделителя), кроме последнего, который длится один системный такт независимо от коэффициента деления. Так это было устроено в «классической» серии AVR. А вот для счетчиков семейств Mega и Tiny все иначе: там событие совпадения наступает по последнему такту при совпадении, в момент, когда состояние счетчика должно уже смениться. Поэтому, если вы зададите в регистрах сравнения, к примеру, число 2, то при коэффициенте деления 1/64 Timer 1 в МК AT90S2313 отсчитает до возникновения прерывания 129 системных тактов (или примерно 2 такта входной частоты счетчика), а в МК ATtiny2313 — 192 системных такта (ровно 3 такта входной частоты). Таким образом, в первом случае коэффициент деления входной частоты таймера в режиме сравнения равен установленному числу N плюс один такт системного генератора, а во втором — числу $N + 1$.

Причем в этом режиме можно упростить программу предельно — один из выводов контроллера (при прерывании с применением регистра сравнения А это OC1A — вывод 15 для 2313) можно включить в режим автоматического переключения в момент совпадения, без дополнительного программного управления. Если больше ничего в момент совпадения делать не требуется, не нужно даже будет включать прерывание — переключение вывода происходит аппаратно. Нам здесь это не подходит, т. к. светодиод двухцветный, и все равно необходимо переключать две линии одновременно, а вот в следующей главе мы эту возможность используем.

Для того чтобы установить режим сравнения, нужно вместо прерывания по переполнению разрешить прерывание по сравнению А (бит OCIE1A в регистре TIMSK), а также установить значение в регистрах сравнения (OCR1AH и OCR1AL), с которым будет сравниваться содержимое счетчика. Нетрудно догадаться, что для цикла счета в полсекунды оно равно вычисленному нами ранее значению 31 250. При записи в эти регистры нужно помнить то, что было сказано ранее про обращение с 16-рядными регистрами в таймерах.

Есть в этом деле и еще один нюанс. Что будет происходить с таймером после того, как значения в счетных регистрах и регистрах сравнения станут одинаковыми (кроме того, что произойдет прерывание)? Ясно, что тут могут быть варианты: таймер может продолжить счет, обнулиться, установиться в какое-то наперед заданное значение и т. п. Это поведение настраивается — для выбора режима обнуления (чтобы после сравнения таймер пришел бы в исходное состояние) следует установить бит WGM12 (в «классической» версии МК он назывался CTC1) — бит номер 3 в регистре TCCR1B.

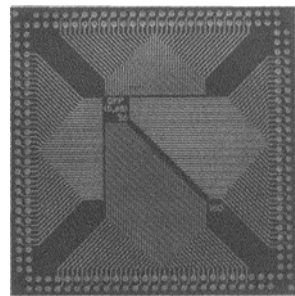
Программа с учетом всего сказанного будет выглядеть таким образом:

```
;программа мигания светодиода
;процессор Tiny2313, частота 4 МГц
.include "tn8535def.inc"
.def temp = r16 ;рабочий регистр
;===== interrupts =====
rjmp RESET ;Reset Handler
reti ;EXT_INT0 ; External Interrupt0 Handler
reti ;EXT_INT1 ; External Interrupt1 Handler
reti ;TIM1_CAPT ; Timer 1 Capture Handler
rjmp ;TIM1_COMPA ; Timer 1 CompareA Handler
reti TIM1_OVF ; Timer 1 Overflow Handler
reti ;TIM0_OVF ; Timer 0 Overflow Handler
reti ;USART0_RXC ; USART0 RX Complete Handler
reti ;USART0_DRE ; USART0,UDR Empty Handler
reti ;USART0_TXC ; USART0 TX Complete Handler
reti ;ANA_COMP ; Analog Comparator Handler
reti ;PCINT ; Pin Change Interrupt
reti ;TIMER1_COMPB ; Timer 1 Compare B Handler
reti ;TIMER0_COMPA ; Timer 0 Compare A Handler
reti ;TIMER0_COMPB ; Timer 0 Compare B Handler
reti ;USI_START ; USI Start Handler
reti ;USI_OVERFLOW ; USI Overflow Handler
reti ;EE_READY ; EEPROM Ready Handler
reti ;WDT_OVERFLOW ; Watchdog Overflow Handler
;===== code =====
TIM1_COMPA: ;процедура обработки прерывания по сравнению A
;начало мигания
    in temp,PortD ;загружаем в temp состояние PortD
    sbrc temp,5 ;если PD5 равен 0, след. команду пропускаем
    rjmp set_Red ;переход на установку красного
    sbi PortD,5 ;PD5=1, устанавливаем зеленый
    cbi PortD,6 ;PD6=0, сбрасываем красный
    rjmp mig_end ;переход на продолжение программы
set_Red: ;метка установки красного
    cbi PortD,5 ;PD5=0, сбрасываем зеленый
    sbi PortD,6 ;PD6=1, устанавливаем красный
reti ;выход из прерывания
RESET: ;процедура после сброса
    ldi temp,low(RAMEND) ;загрузка указателя стека
    out SPL,temp
    ldi temp,0b01100000 ;устанавливаем биты 5 и 6
    out DDRD,temp ;выводим это значение в регистр направления порта D
    ldi temp,high(31250) ;значение регистра сравнения для 0,5 сек
    out OCR1AH,temp ;старший байт
    ldi temp,low(31250)
```

```
out OCR1AL,temp ;младший байт
ldi temp,0b00001011
out TCCR1B,temp ;запуск таймера с делителем 1/64
                ;и установка бита 3 «очищать счетчик при совпадении»
ldi temp,(1<<OCIE1A) ;разрешение прерывания по сравнению A
out TIMSK,temp
sei ;общее разрешение прерываний
Cykle:
    rjmp Cykle ;защипливаем процессор
```

Естественно, значение, загружаемое в регистры сравнения OCR1AH:OCR1AL, обязательно должно быть равно в точности 31 250. Это дает удобный способ для точной подстройки интервала времени, который может иметь определенный разброс из-за неточностей используемого кварца. Но мы займемся этим уже в следующей главе.

ГЛАВА 20



Изобретаем велосипед

Настольные часы и термометр-барометр на микроконтроллере

— В таком случае, купите мне, сударь, часы, — попросил Планше

— Возьми вот эти, — сказал Атос, со свойственной ему беспечной щедростью отдавая Планше свои часы

А Дюма Три мушкетера

«Изобретением велосипеда» я называю в первую очередь занятие по конструированию часов — если измеритель давления-температуры еще можно придумать оригинальный (бытовые метеостанции, имеющиеся в продаже, не выдерживают никакой критики — ни с точки зрения удобства пользования и дизайна, ни с точки зрения метрологических качеств), то готовых конструкций часов предлагается много и на все вкусы, включая весьма экзотические. И даже если вы захотите сделать что-то оригинальное, чего в продаже не встретишь (а зачем иначе что-то делать самому?), то на универсальных микроконтроллерах электронные часы все равно делать смысла не имеет. Как минимум по той причине, что если собственно часы-минуты-секунды отсчитывать еще относительно просто, то реализация функций будильника, не говоря уж о календаре, окажется настолько сложной (и в первую очередь, в отладке), что будет уже в полной мере изобретением велосипеда.

Правильный путь к конструированию часов — применение какой-нибудь из универсальных микросхем часов реального времени (RTC), где все эти функции реализованы и проверены, предусмотрен автономный режим резервного хода с микропотреблением и т. д., а микроконтроллер выступает лишь в качестве интерфейса между такими часами и индикацией или еще каким-то способом представления времени. Именно так, в частности, устроены часы в компьютере: когда он выключен, время отсчитывается в автономной микросхеме RTC с резервной батареей, при включении оно оттуда считывается и далее уже индицируется программно. Такими часами мы займемся в следующей главе — на платформе Arduino они реализуются, как говорится, «с полпинка». Здесь же мы покажем пример того, как можно отсчитывать время, что называется, «в лоб», — это же решение годится и для индикации любых значений (например, показаний каких-нибудь датчиков).

Часы со счетом времени на МК

Часы мы сделаем на основе светодиодных индикаторов — поскольку схема все равно будет потреблять довольно много, то так или иначе потребуются сетевой источник питания, и слепые ЖК-индикаторы ставить нет особого смысла. Также договоримся, что секунды мы не показываем (в настольных часах этого никто и не делает, заменяя их отсчет миганием разделительной точки или двоеточия).

Для выбора МК из предлагаемых фирмой Atmel просто подсчитаем, сколько нам требуется выводов. Во-первых, надо управлять четырьмя разрядами индикации (ЧЧ:ММ). Это мы будем делать в режиме *динамической индикации*, когда в каждый отдельный момент времени напряжение питания подается только на один разряд индикаторов, и в это же время на сегменты, которые все соединены между собой параллельно, подается код, соответствующий именно этому разряду. При четырех разрядах непосредственное управление предполагает $7 \cdot 4 = 28$ задействованных выводов, а динамическое — всего $7 + 4 = 11$.

Затем нам надо засвечивать разделительный символ — в часах это традиционно двоеточие. Наконец, часы нужно устанавливать. Для этого минимально необходимы две кнопки (включение режима установки и собственно установка). Итого получилось по минимуму 14 выводов.

Остановимся на знакомом нам МК ATtiny2313 — он выпускается в 20-выводном корпусе (см. рис. 19.2), в котором 5 выводов занято под системные нужды (два питания, Reset и два вывода для подключения кварца). Итого нам остается на все про все 15 выводов, что нас устраивает (выводы для программирования тоже задействуем). Мы даже вроде бы получаем один резервный вывод, но далее увидим, что на самом деле под все желательные дополнительные функции выводов нам будет не хватать, и придется изворачиваться (конечно, можно остановиться на ATmega8, у которого 28 выводов корпуса, но мы делаем схему в учебных целях, и тут дефицит даже полезнее).

Общее построение схемы

Теперь общая схема. Выбираем индикаторы большого размера (с цифрой 1 дюйм, или 25,4 мм высотой), с общим анодом, т. е. типа SA10, если ориентироваться на продукцию Kingbright. Лично я предпочитаю желтое свечение (например, SC10-21Y), но это не имеет значения. Так как падение напряжения у них может достигать 4 В, то от того же питания, что требует МК (5 В), питать их нельзя, поэтому нам потребуется два питания: одно стабилизированное +5 В и второе нестабилизированное (пусть будет +12 В). Управлять разрядами индикаторов мы будем от транзисторных ключей с преобразованием уровня (когда на выходе МК уровень +5 В, ключ подает +12 В на анод индикатора), а сегментами — от простых транзисторных ключей (при уровне +5 В вывод сегмента коммутируется на «землю» — поскольку питание индикаторов повышенное, то, к сожалению, управлять прямо от выводов процессора не получится).

В обоих случаях управление получается в положительной логике — включенному индикатору и сегменту соответствует логическая единица (это совершенно не

принципиально, но удобно для простоты понимания того, что именно мы делаем). Токоограничивающие резисторы в управлении сегментами примем равными 470 Ом, тогда пиковый ток через сегмент составит примерно 20 мА, а средний для четырех индикаторов — 5 мА. Всех восьмерок на часах быть не может, максимальное число одновременно горящих разрядов равно 24 («20:08»), потому общее максимальное потребление схемы составит $24 \cdot 5 = 120$ мА, плюс примерно 10 мА на схему управления, итого 130 мА. Исходя из этого, будем рассчитывать источник питания.

Теперь подумаем о том, как сделать, чтобы часы продолжали идти при сбоях в электрической сети. Нет ничего ужасней бытового прибора, который не может сохранить установки даже при секундном пропадании напряжения питания, — вероятно, вы не раз с такими мучились. Конструкторов, выпускающих видеоплееры, музыкальные центры, магнитофоны, микроволновые печи, метеостанции и электроплиты, в которых часы при малейшем сбое в подаче электроэнергии приходится устанавливать заново, следует расстреливать без суда и следствия.

При питании в пределах 4–5 В контроллер типа 2313 потребляет около 5 мА, так что можно рассчитывать на непрерывную работу от щелочной батарейки типа АА с емкостью порядка 2 А·ч в течение не менее 2–3 недель. Так как на непрерывную работу мы не рассчитываем, а лишь на поддержку при сбоях длительностью максимум в несколько минут или часов (при длительном отключении от сети батарейку придется извлекать), то это нас устраивает. Для обеспечения работы понадобятся три таких элемента, соединенных последовательно, тогда их общее напряжение составит 4,5 В.

Переключать питание с сетевого питания на батарейки можно автоматически, с помощью простой схемы из двух развязывающих диодов (чтобы уменьшить потери, диоды должны быть с переходами Шоттки, на них меньше падение напряжения). Чтобы сделать схему совсем «юзательной», добавим также небольшой узел для сигнализации при необходимости замены резервной батарейки — пусть это будет наше ноу-хау, т. к. такого почти ни у кого нет¹. Хотя есть специальные микросхемы, которые «мониторят» питание (мы о них уже говорили в *главе 18*), здесь в образовательных целях мы без них обойдемся. Схему такого узла удобно реализовать, «не отходя от процессора», на встроенном компараторе, если сравнивать напряжение батарейки с каким-то фиксированным напряжением.

Кроме того, потребуется некий монитор питания для того, чтобы контроллер «знал», что он подключен к батарейке — при этом придется отключать выводы управления индикацией, чтобы не было дополнительного потребления (вообще-то можно и задействовать режим пониженного энергопотребления, но в нашей конструкции он не имеет особого смысла). В этом случае у нас набирается уже целых 18 функций (12 для осуществления индикации, 2 кнопки установки, 2 входа компаратора, 1 для сигнализации состояния батарейки и еще 1 для входа монитора пита-

¹ По крайней мере, в подобных бытовых приборах, питающихся от сети. В аккумуляторных конструкциях, вроде цифровых фотокамер или планшетов, сигнализация исчерпания ресурса батареи, конечно, предусматривается.

ния), а использовать контроллер большего размера только для этой цели не хочется. И уж совсем не хочется добавлять какие-то внешние схемы лишь для того, чтобы контролировать батарейку, которая, может быть, сядет этак лет через пять...

Поэтому мы объединим функции выводов: используем один из входов компаратора также и под вторую кнопку, как обычный вывод порта. А на другой вход компаратора, который подсоединен к опорному источнику, «повесим» дополнительно функцию монитора — сигнализировать о пропадании внешнего питания, все равно опорный источник подключен к напряжению питания. Остается придумать, как обеспечить сигнализацию разряда батареи. Тут мы сделаем просто: пусть разделительный символ (двоеточие) мигает, когда все нормально, а когда батарея разряжена — горит все время. Таким образом мы получим наиболее экономичную схему с минимумом внешних элементов.

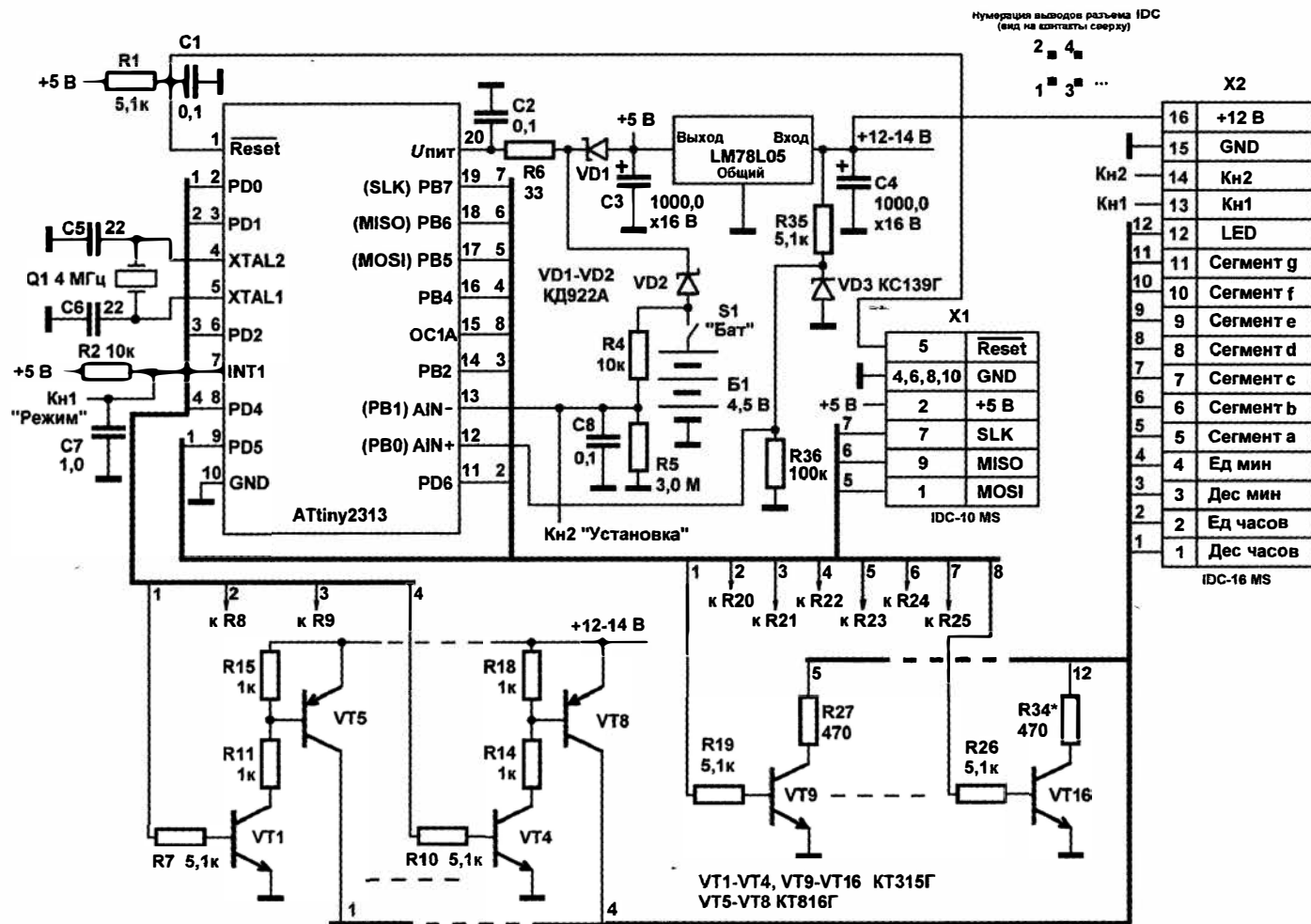
Теперь поглядим на схему разводки выводов ATtiny2313 (см. рис. 19.2) и выберем, что и к чему мы будем подсоединять. Во-первых, удобно использовать вход внешнего прерывания, например, INT1 (вывод 7) под кнопку, которая будет вводить часы в режим установки. От порта D (портов A и C в этом микроконтроллере нет) осталось шесть разрядов, четыре из которых мы задействуем под управление разрядами индикаторов (в скобках указаны номера выводов): PD0 (2), PD1 (3), PD2 (6) и PD4 (8). Из восьми выводов порта B два задействованы под входы компаратора AIN+ (вывод 12 — к нему мы подсоединим опорный источник для контроля батареи и с него же будем снимать информацию о состоянии питающего напряжения и второй кнопки) и AIN- (вывод 13 — к нему подключим батарейку). Для управления миганием разделительного двоеточия удобно использовать вывод OC1 (15), который управляется автоматически от таймера (см. главу 19). Под управление сегментами мы задействуем оставшиеся выводы: PD5 (9), PD6 (11), PB2 (14) и PB4–PB7 (16–19). То, что выводы для управления индикаторами расположены не по порядку — это, конечно, не здорово, нам фактически придется управлять каждым разрядом по отдельности, но обойдемся.

Схема

Вот, собственно, и все предварительные наброски — можно рисовать схему платы управления. Она показана на рис. 20.1. Некоторую громоздкость схеме придают ключи управления индикаторами, однако все равно ее можно без проблем уместить на плату примерно 70×100 мм, а с некоторыми усилиями — и на меньшую. Как мы говорили ранее, в ней можно без внесения изменений заменить ATtiny2313 на старый AT90S2313.

Игольчатый разъем X1 типа IDC с 10-ю контактами — программирующий, рассчитанный на описанный в главе 19 программатор от Argussoft. Его можно заменить на стандартный 6-контактный, как и указывалось в главе 19. Все остальные внешние соединения, кроме питания от сети, осуществляются через такой же разъем, но с 16-ю контактами, два из которых: контакты «земля» и питание.

Обратите внимание, что программирующие выводы (кроме Reset) здесь работают в двух режимах. В нормальном режиме эти выводы работают, как выходы на



нагрузку 5,1 кОм. Не мешает ли это процессу программирования? Нет, не мешает — такая нагрузка для программатора вполне приемлема. Более того, «чистые» (более нигде не задействованные) выводы программирования все равно следует нагружать «подтягивающими» резисторами, иначе не исключены сбои (об этом мы говорили в *главе 18*). Здесь же роль гасящей помехи нагрузки играют базовые резисторы ключей управления транзисторами, и дополнительных мер принимать не приходится.

Плату индикации мы делаем отдельно (рис. 20.2). На ней мы ставим четыре индикатора и две управляющих кнопки (о них далее), а также в точности такой же разъем IDC-16, как и на плате контроллера, причем он должен стоять на стороне платы, противоположной индикаторам. Разводка у него также должна быть идентичной. Эти разъемы мы соединим плоским кабелем. Изготовить такой плоский кабель с разъемами IDC-16F самостоятельно без наличия специального инструмента практически невозможно, потому либо придется такой инструмент приобрести, либо попросить установить разъемы на ваш кабель в любой фирме, которая занимается сборкой и ремонтом компьютеров. Можно употребить и готовый кабель даже с большим количеством линий, если на плате использовать разъемы PLD (т. е., если не установлен кожух). Это решение не очень красивое, т. к. при этом кабельная часть разъема будет выходить за пределы разъема на плате, и это нужно предусмотреть в раскладке платы, иначе разъем кабеля может во что-нибудь упереться.

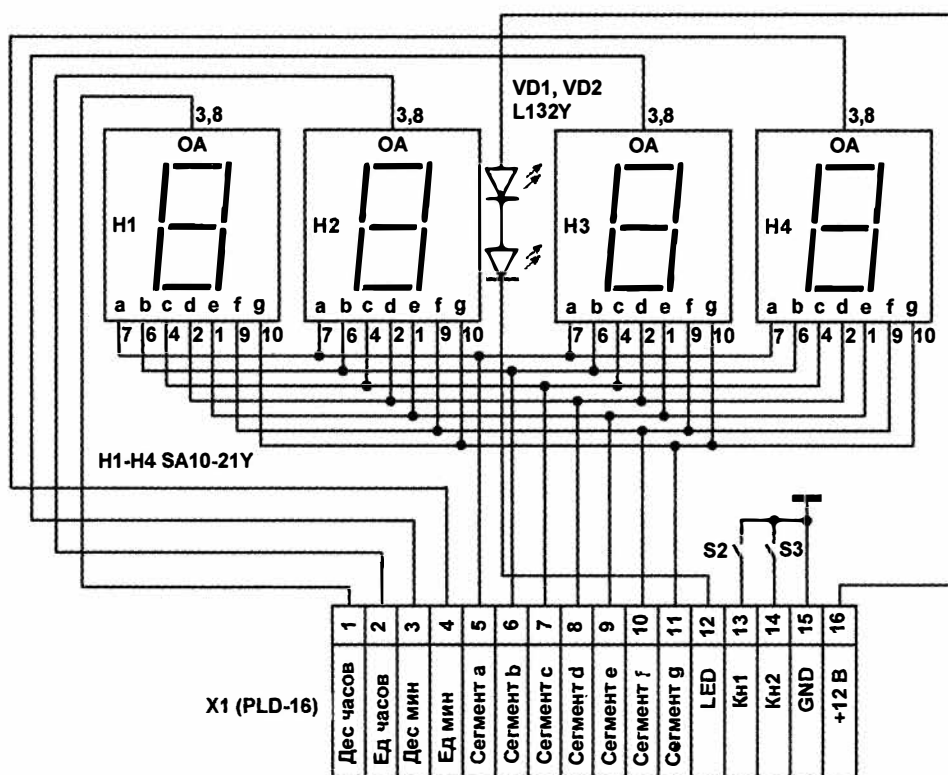


Рис. 20.2. Схема часов на МК AT90S2313 (плата индикации)

Рассмотрим подробнее работу схемы платы управления. При включении питания цепочка R1C1 обеспечивает надежный Reset. Напомню (см. главу 18), что ставить эту цепочку необязательно — производитель МК гарантирует нормальный Reset и без каких-либо внешних элементов, однако для лучшей защиты от помех это не помешает, ведь часы у нас должны работать по идее годами в круглосуточном режиме.

После установления питания диод VD2 «запрет» батарею, которая имеет напряжение заведомо ниже, чем на выходе стабилизатора. Оба диода — с переходом Шоттки, падение напряжения на них не превышает 0,2–0,4 В.

Теперь разберемся с нашими компараторными примочками. В нормальном режиме кнопка Кн2 (S3 на плате индикации — см. рис. 20.2) разомкнута и на работу схемы не влияет. Напряжение батареи фактически напрямую (делитель R4/R5 делит сигнал в отношении 300/301) попадает на инвертирующий вход компаратора. Это напряжение сравнивается с напряжением на стабилитроне VD3, равном примерно 3,9 В. Стабилитрон обязательно должен быть маломощный, типа КС139Г, в стеклянном корпусе, или соответствующий импортный, в противном случае сопротивление резистора R35 надо снизить примерно в два-три раза. Когда напряжение батареи упадет ниже этого уровня (выбранного с некоторым запасом — при 3 В МК еще может нормально работать, но часть напряжения батареи упадет на диоде VD2, кроме того, следует учитывать, что смена батарейки может произойти не сразу), то компаратор перебросится в состояние логической единицы по выходу.

Программа (см. далее) регистрирует падение напряжения батарейки, и раздельное двоеточие (пара светодиодов VD1 и VD2 на схеме по рис. 20.2, подключенных к выводу мигания от Timer 1) перестанет мигать и будет гореть постоянно. Восстановление произойдет сразу, как только батарею сменят на свежую. Та же реакция будет, если просто отключить батарею тумблером «Бат» (S1 на рис. 20.1) или удалить ее. Для того, чтобы в этих случаях вход компаратора не оказывался «висящим в воздухе», и предназначен резистор R5. Ток через него настолько мал (около 1,5 мкА), что на разряд батареи это не оказывает влияния. С8 защищает вход от наведенных на этом резисторе помех.

Разумеется, отличить нажатие кнопки Кн2 от внезапного выключения батарейки МК не в состоянии, но «правильная» реакция на нажатие Кн2, как мы увидим далее, происходит только в режиме установки часов — когда предварительно была нажата кнопка Кн1 (S2 на рис. 20.2). Нажатие Кн2 и в самом деле будет восприниматься, как отключение батарейки — и в режиме установки, и в рабочем режиме, но только на время ее нажатия, а после отпускания состояние МК сразу восстановится. Поэтому функции друг другу не мешают, за исключением невероятного совпадения, если батарейка «захочет» разрядиться как раз в момент установки времени (и при разряженной или отключенной батарейке, увы, установку времени производить нельзя).

При пропадании внешнего питания запирается диод VD1, а диод VD2 открывается, и напряжение батареи попадает на питание МК. Резистор R6 вкупе с развязывающим конденсатором С2 служат для большей устойчивости работы МК в момент перепада напряжений при переключении питания, для той же цели служит конден-

сатор С7, установленный параллельно кнопке Кн1 (иначе при перепадах напряжения может спонтанно возникать прерывание, и часы войдут в режим установки, о котором далее). Одновременно с переключением питания становится равным нулю напряжение на стабилитроне, а так как при этом стабилитрон представляет собой обрыв в цепи, то установлен резистор R36, который служит тем же целям, что и резистор R5. Компаратор работать перестает (точнее, он всегда будет показывать «нормальную» батарею), но нас это не волнует, т. к. индикации все равно нет. Тумблер «Бат» (S1 на рис. 20.1) нужен для отключения батареи в случае, если вы хотите остановить часы надолго, а вот тумблер для включения сетевого питания тут совершенно не требуется (разве что на время отладки).

Программа

Полный текст программы часов можно скачать с сайта автора по ссылке: <http://revich.lib.ru/AVR/clock.zip>. Все подробности приведены в качестве комментариев к тексту программы, здесь мы рассмотрим только общее ее построение и принцип работы.

При включении питания процессора программа начинает работу с команды по метке RESET. Здесь она устанавливает соответствующие порты на выход (все, кроме двух входов компаратора и входа кнопки Кн1), затем делает нужные установки для таймеров и разрешает соответствующие прерывания.

Восьмиразрядный Timer 0 у нас будет по событию переполнения управлять разрядами в режиме динамической индикации. При заданной частоте на входе Timer 0, равной 1/8 от тактовой частоты (4 МГц), частота управления разрядами получится равной 1/256 от 4 МГц/8 = 500 кГц, т. е. чуть меньше 2 кГц, а каждый из четырех разрядов будет включаться с частотой почти 500 Гц, что однозначно превышает порог заметности мигания.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Заметим, что при проектировании питания подобных устройств следует учитывать еще одно обстоятельство: в динамическом режиме нельзя использовать для питания индикаторов пульсирующее напряжение (как в схеме со статической индикацией вроде термометра из главы 17) — обязательно возникнут биения между частотой питающего напряжения и частотой переключения разрядов, и яркость свечения будет пульсировать. Потому напряжение +12 В необязательно должно быть стабилизированным, но для него обязательно наличие сглаживающего фильтра. На самом деле в данной конструкции это условие соблюдается автоматически, т. к. те же +12 В подаются и на вход стабилизатора + 5 В, но могут встретиться конструкции, в которых питание индикаторов осуществляется от отдельной обмотки трансформатора, и нам об этом забывать не следует.

16-разрядный Timer 1 у нас будет управлять собственно отсчетом времени по прерыванию сравнения, как это делалось в главе 19. Для этого в регистры сравнения загружается число 62 500, а предварительный коэффициент деления задается равным 1/64, тогда прерывание таймера будет возникать с частотой $4 \text{ МГц}/64/62\,500 = 1 \text{ Гц}$. На практике число для сравнения подгоняется под конкретный кварц, и обычно почему-то меньше теоретической величины 62 500 (так, в моем случае оно было равно 62 486).

ПОДРОБНОСТИ

Как быстро подобрать коэффициент деления? Можно воспользоваться высокоточным частотомером для измерения длительности секундного импульса на выводе OC1A. При отсутствии такого прибора (мультиметры, позволяющие измерять частоту, не подойдут решительно, а большинство радиолюбительских частотомеров могут использоваться лишь для ориентировочной прикидки) нужно воспользоваться следующим приемом: установить часы с каким-то определенным коэффициентом (например, с теоретическим значением 62 500) по точным часам, например, по компьютерному времени, которое несложно выставить через Интернет очень точно. Так как небольшая ошибка все равно может сохраниться (см. далее процедуру установки), то после установки отметьте точную разницу в секундах между моментом смены показаний минут нашей конструкции и точных часов и запишите ее. Потом выдержите часы достаточно длительный промежуток времени (чем длиннее, тем точнее). Снова точно установите время в компьютере и опять запишите разницу в момент смены минут.

Таким образом вы получите величину ухода часов — пусть, например, она составляет 200 секунд в месяц в сторону отставания. Это значит, что у нас секундный интервал длиннее необходимого на $200/2\,592\,000 = 7,7 \cdot 10^{-5}$ часть, т. е. на 77 микросекунд (число 2 592 000 есть число секунд за 30 дней, проверьте). Эту же величину мы можем получить и с помощью частотомера. На 77 микросекунд и следует уменьшить период «тиков» таймера, для чего нужно уменьшить наш коэффициент деления на величину $62\,500 \cdot 7,7 \cdot 10^{-5} \approx 5$, т. е. в регистры таймера необходимо записать число 62 495. То же число можно получить, исходя из того, что при коэффициенте деления 1:64 и кварце 4 МГц каждый такт таймера длится 16 микросекунд. Отметьте, что несмотря на кажущуюся достаточно высокую величину коэффициента деления 62 500, изменение его всего на единицу изменит ход часов на целых 40 секунд в месяц, т. е. более, чем на секунду в сутки — это является следствием использования 16-разрядных счетчиков-таймеров и крупнейшим недостатком использования МК для отсчета времени. Для более тонкой подстройки придется изощряться, придумывая всякие хитрости.

Кроме этого, в процедуре инициализации разрешается прерывание от кнопки Кн1 (INT1). Для кнопки Кн2 отдельного прерывания не требуется, ее состояние отслеживается непосредственно в процессе установки (см. далее). По окончании установок разрешаются прерывания (команда `sei`), и далее программа переходит к выполнению бесконечного цикла, во время которого производится мониторинг состояния определенных узлов.

Основная логика работы часов следующая. Каждую секунду, когда происходит прерывание Timer 1, счетчик секунд `sek` увеличивается на 1 (см. процедуру обработки прерывания TIM1 по метке `mtime`). Если его значение не равно 60, то больше ничего не происходит, если равно, то регистр `sek` обнуляется, и далее по цепочке обновляются значения текущего времени, хранящиеся в регистрах `emin`, `dmin`, `ehh` и `dhh` (см. их определения в начале программы).

Прерывание по переполнению Timer 0 для управления разрядами происходит независимо от прерывания Timer 1 и использует установленные в последнем значения часов. По Timer 0 обнуляются все выходы всех портов, управляющие индикацией, затем проверяется значение счетчика POS, отсчитывающего последовательные номера разрядов (от 0 до 3). Чтобы не тратить время на всякие проверки и обнуления, для организации счетчика до 4 здесь используется тот факт, что число 4 совпадает с числом комбинаций первых двух битов. Тогда для последовательного непрерывного счета (0-1-2-3-0-1...) достаточно каждый раз увеличивать счетчик на единицу

(см. команду `inc POS` в конце процедуры), а в начале ее лишь обнулять старшие шесть битов (команда `andi POS, 3`). Далее в зависимости от значения счетчика (`cpi POS, ...`) устанавливаем питание нужного индикатора (`sbi PortD, ...`) и вызываем процедуру установки маски сегментов `SEG_SET`, где в зависимости от значения данного разряда в часах устанавливается и маска.

В процедуре `SEG_SET` и, собственно, в процедурах установки маски (`OUT_x`) я предлагаю вам разобраться самостоятельно. Есть и другие способы — например, непосредственного задания маски рисунков цифр через загрузку констант командой `lpm` для чтения констант из памяти, тогда не потребуется длинной процедуры установки битов по отдельности (см. далее). Но такую маску удобно использовать, если у вас выводы управления разрядами идут подряд (к примеру, когда биты 0–7 порта D соответствуют битам маски 0–7). Тогда маску достаточно приложить к регистру порта, и программа резко сокращается. А здесь это сделать трудно — перестраивание маски под выводы различных портов займет не меньше места, чем простая и понятная прямая установка выводов.

Процедура установки часов накладывается на всю эту картину и работает следующим образом. При коротком нажатии на Кн1 возникает прерывание INT1 (процедура по метке `INTT1`), в котором первым делом проверяется, есть ли сетевое питание (бит 1 регистра `Flag`, см. далее), иначе и сама установка не требуется. Далее запрещается само прерывание INT1 во избежание дребезга. Разрешается оно в прерывании `Timer 1` (см. в исходном тексте начало процедуры `TIM1`), которое, как мы уже знаем, происходит каждую секунду. Таким образом время нечувствительности, в течение которого можно отпустить кнопку без последствий (без перескока на произвольный разряд), составляет случайную величину от 0 до 1 с. На самом деле это не совсем верное решение, и сделано так только для простоты, — по-хорошему следовало бы пропустить одну секунду, и только потом разрешать, иначе вероятность дребезга все-таки остается большой.

Далее в прерывании INT1 устанавливается отдельный счетчик разрядов `set_up`, который будет считать от 1 до 4 (если он больше, то выходим из режима установки), и признак режима установки (бит 0 регистра `Flag`). Если этот признак установлен, то разряд, соответствующий установленному номеру в счетчике `set_up`, станет мигать. Это достигается с помощью вспомогательного счетчика `count` (см. процедуру `TIM1` по метке `CONT_1`). В этом же месте программы отслеживается состояние Кн2 — если она нажата и удерживается, то каждую секунду происходит увеличение значения выбранного разряда на 1 в тех пределах, в которых это допускается (для единиц минут — от 0 до 9, для десятков минут — от 0 до 5, для десятков часов — от 0 до 2, причем предел единиц часов зависит от значения десятков), далее значение опять обращается в 0. Отпустив кнопку Кн2, вы фиксируете установленное значение, а нажав кратковременно на Кн1, переходите к следующему разряду. После прохождения всех разрядов, при последнем (пятом) нажатии Кн1 режим установки отменяется, т. е. бит 0 регистра `Flag` сбрасывается (см. процедуру по прерыванию INT1).

Немаловажная особенность этой конструкции — то, что во время установки счет времени прекращается, а при выходе из режима установки счетчик секунд устанавли-

ливается в состояние 59 (команда `ldi sek, 59`), т. е. счет сразу же начинается с новой минуты. Окончание установки — это довольно важный момент, который можно организовать по-разному, но данный способ наиболее удобен, т. к. вам достаточно дождаться окончания текущей минуты по образцовым часам, и в этот момент сделать последнее нажатие, выйдя из режима установки, чтобы довольно точно синхронизировать время. Сравните, например, как неудобно исполнена ручная установка часов в Windows, где часы продолжают идти и во время установки. А если бы мы обнуляли счетчик секунд вместо его установки в максимальное значение, то нам пришлось бы каждый раз устанавливать число минут на единицу большее текущего, что неудобно.

Теперь об обеспечении режима автономной работы. Программа контроллера в непрерывном цикле опрашивает значение логического уровня на выводе номер 12 (PB0, он же AIN+), и когда оно становится равным нулю, принимает меры к снижению потребления, в первую очередь за счет отключения внешних портов (см. процедуру `Disable`). Как только внешнее питание восстанавливается, автоматически возобновляется нормальный режим работы (`Restore`).

При перебрасывании компаратора в любую сторону происходит прерывание `ACOMP1`. В нем вывод 15 (OC1) отключается от таймера `Timer 1` и устанавливается навсегда в единичное состояние, если состояние компаратора есть логическая единица (т. е. когда истощается или отключается батарейка). Тогда двоеточие горит постоянно. И наоборот, вывод этот опять подключается к автоматическому миганию, когда компаратор перебрасывается обратно в нулевое состояние.

Детали и конструкция

В качестве источника питания мы используем внутренности блока со встроенной вилкой, с номинальным напряжением питания 10 В и током не менее 500 мА (такие продаются для некоторых игровых консолей). Напряжение на холостом ходу у него будет составлять примерно 13–14 В, под нагрузкой 130 мА оно сядет как раз примерно до 11–12 В.

В качестве кнопок Кн1 и Кн2 с легким нажатием удобно использовать обычные микропереключатели (известные в отечественном варианте под названием МП-1), но со специальной металлической лапкой-рычагом, которая предназначена для того, чтобы уменьшить усилия нажатия и увеличить зону срабатывания (вообще-то такие кнопки предназначены для использования в качестве концевых выключателей). Подойдут импортные кнопки типа SM5 (см. рис. 20.3). Тогда нам не придется портить внешний вид фальшпанели кнопками или устанавливать их где-то сзади, а установить их прямо на плату индикаторов и просверлить в дымчатом оргстекле напротив них маленькие отверстия, через которые кнопку можно нажимать зубочисткой или другим острым предметом. Чтобы отверстие в оргстекле выглядело «фирменно», сверлить следует осторожно, на малых оборотах, затем вручную сверлом или зенковкой сделать аккуратную фаску с лицевой стороны и обработать отверстие маслом, чтобы оно не белело. Подобное решение хорошо еще и тем, что случайное нажатие кнопок — беда почти всех бытовых электронных устройств — совершенно исключено.

После изготовления платы индикации сначала следует установить с обратной стороны разъем, а затем «обдуть» лицевую часть платы черной эмалью из баллончика, не слишком густо (достаточно одного слоя), чтобы краска не затекла в отверстия. Потом на черную плату уже монтируются индикаторы, светодиоды разделительной точки и кнопки. Светодиоды нужно выбирать, естественно, того же цвета свечения, что и индикаторы. Имейте в виду, что сама по себе характеристика «желтый» или «зеленый» еще ни о чем не говорит, — только в таблице, приведенной в *главе 7*, два зеленых цвета и три красных, а у разных изделий разных фирм их может быть еще больше. И чтобы разница не бросалась в глаза, приготовьтесь к тому, что покупать придется несколько разновидностей и подбирать оттенок по месту. Под индикаторы указанного типоразмера (1 дюйм) подойдут светодиоды диаметром 3 мм, обычные 5-миллиметровые будут слишком выделяться (а под меньшие индикаторы потребуются светодиоды с еще меньшим диаметром). Светодиоды при этом желательно иметь с диффузным рассеиванием, чтобы их было одинаково видно со всех углов зрения. Так что вопрос их подбора может оказаться непростым.

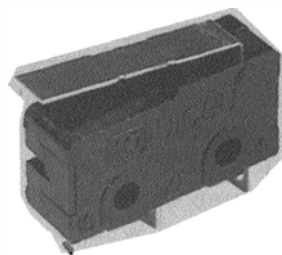


Рис. 20.3. Кнопка SM5 с лапкой-рычагом

Для каждого типа светодиодов придется подобрать резистор R34 (см. рис. 20.1) согласно необходимой яркости (для прозрачных номинал его будет больше, для диффузных — меньше). Устанавливать эту пару диодов следует не прямо друг над другом, а с некоторым наклоном, соответственно наклону цифры индикатора. Неплохо будут выглядеть и прямоугольные светодиоды (5×2 мм), также под наклоном, только их боковые грани придется закрасить густой черной краской или аккуратно обернуть их непрозрачной липкой лентой.

Я останавливаюсь на всех этих подробностях потому, что они имеют решающее значение для того, будет ли ваша конструкция выглядеть фирменно или напоминать продукт творчества членов кружка юных техников из деревни Гадюкино. Затрачивать столько сил и средств на конструирование и пренебречь при этом нюансами внешнего вида просто не имеет смысла — если вы, конечно, конструируете бытовой прибор, а не утилитарную схему для рабочих нужд. Но и в последнем случае гораздо удобнее брать в руки аккуратную и удобную в работе конструкцию, а не голую плату с болтающимися проводами.

Когда мы соединим плату управления с платой индикации кабелем и подключим питание, схема заработать сразу не сможет, потому что нужно запрограммировать МК. Для этого вы должны подключить к разъему X1 программатор и загрузить hex-файл с программой. Часы должны «затикать» светодиодами и показать все нули на индикаторах. Потом можно браться за установку времени.

Без сомнения, вы легко сможете доделать эту конструкцию, добавив в нее, к примеру, функции будильника. Причем это можно сделать даже без переделки схемы, если «повесить» функции установки и включения будильника на те же кнопки, раз-

делив их с простой установкой за счет отсчета времени удержания кнопки (т. е. между нажатием и отпусканием). Сложнее, правда, будет обеспечить выход на «пищалку», но ее можно «повесить» на тот же вывод «мигалки» управления разделительными светодиодами, если при срабатывании будильника заполнять включенное состояние мигалки частотой 2 кГц, предназначенной для управления разрядами, — например, переключая с этой частотой вывод OC1 то на вход, то на выход (при этом в обычном режиме «пищалка» будет еле слышно тикать). Но, разумеется, никто вас не заставляет жаться и применять именно 2313 — возьмите модель Mega8 или Mega8515, где выводов гораздо больше, и все окажется куда проще. Тем более, что в этом случае можно придумать и еще что-то, например, добавить маленькие разряды секундомера в углу передней панели, а будильник дополнить «полицейской» мигалкой, переключая красный и синий светодиоды попеременно.

Измеритель температуры и давления на AVR

Прежде чем непосредственно заняться этой относительно сложной конструкцией, нам придется углубиться в теорию и понять, как в восьмиразрядном контроллере производить арифметические действия с многобайтовыми числами, и к тому же получать результат в десятичной системе счисления. Без этого никакой измеритель с индикацией спроектировать невозможно, т. к. АЦП контроллера выдает абстрактные численные результаты, а нам нужны физические величины. Подгонять выходную шкалу с помощью регулирования соотношений опорного и измеряемого напряжения, как мы это делали в цифровом термометре из главы 17, при наличии процессора — не просто глупое, но и крайне неудобное занятие: для термометра нужна одна шкала, для датчика давления — совсем другая (а если бы мы еще пару датчиков других величин придумали вставить?).

Поэтому для начала поучимся оперировать в контроллере большими числами и представлять их в десятичной форме. В следующей главе мы перейдем к Arduino, где таких проблем не существует вовсе, — любые арифметические действия программируются «прозрачно» для пользователя, а сопутствующие проблемы за вас уже решили создатели компилятора AVRGCC. Зато когда вы поглядите на объем получающегося кода, то оцените преимущества программирования на ассемблере. И дело даже не в самом объеме (аналогичная программа для Arduino просто не влезла бы в память mega8535), а в скорости исполнения: к этой программе мы спокойно можем добавить еще часы с будильником, запись в память, общение с компьютером, и все это будет спокойно выполняться на частоте 4 МГц с максимальной возможной скоростью и без потерь.

Арифметика многобайтовых чисел в МК

Сложение и вычитание больших чисел в МК не представляет трудностей. Корректная операция сложения двух 16-разрядных чисел будет занимать две команды:

```
add RL1,RL2  
adc RH1,RH2
```

Здесь переменные `RL1` и `RL2` содержат младшие байты слагаемых, а `RH1` и `RH2` — старшие. Если при первой операции результат превысит 255, то перенос запишется во все тот же флаг переноса `C` и учтется при второй операции. Общий результат окажется в паре `RH1:RL1`. Совершенно аналогично выглядит операция вычитания. Примеры операций с большим числом слагаемых вы найдете в тексте программ далее.

А вот с умножением и делением несколько сложнее. Выполнение типовых операций на AVR для чисел с различной разрядностью, вообще говоря, приводится в фирменных руководствах по применению: «аппнотах» (Application Notes, в данном случае номер 200). Но эти процедуры для наших целей все равно придется творчески переработать. Поэтому мы не будем на них останавливаться, а сразу воспользуемся тем обстоятельством, что для контроллеров семейства Mega определены аппаратные операции умножения. Тогда и алгоритм сильно упрощается и легко модифицируется для любого размера операндов и результата. Вот так выглядит алгоритм для перемножения двух 16-разрядных сомножителей с получением 24-разрядного результата (в названиях исходных переменных отражен факт основного назначения такой процедуры — для умножения неких данных на некий коэффициент¹):

```
.def dataL = r4 ;младший байт данных
.def dataH = r5 ;старший байт данных
.def KoeffL = r2 ;младший байт коэффициента
.def koeffH = r3 ;старший байт коэффициента
.def temp = r16 ;байт 0 результата (LSB - младший разряд)
.def temp2 = r17 ;байт 1 результата
.def temp3 = r18 ;байт 2 результата (MSB - старший разряд)

* * * * *
;*****
;умножение двух 16-разрядных величин, только для Mega
;исходные величины dataH:dataL и KoeffH:KoeffL
;результат 3 байта temp2:temp1:temp
;*****
Mul16x16:
clr temp2 ;очистить старший
mul dataL,KoeffL ;умножаем младшие
mov temp,r0 ;в r0 младший результата операции mul
mov temp1,r1 ;в r01 старший результата операции mul
mul dataH,KoeffL ;умножаем старший на младший
add temp1,r0 ;в r0 младший результата операции mul
adc temp2,r1 ;в r01 старший результата операции mul
mul dataL,KoeffH ;умножаем младший на старший
add temp1,r0 ;в r0 младший результата операции mul
adc temp2,r1 ;в r01 старший результата операции mul
```

¹ Сокращения `LSB` и `MSB` означают *least (most) significant bit* — младший (старший) значащий разряд, по-русски МЗР и СЗР, соответственно.

```
mul dataH,KoeffH ;умножаем старший на старший
add temp2,r0 ;4-й разряд нам тут не требуется, но он - в r01
ret
;*****
```

Как видите, если нужно получить полный 32-разрядный диапазон, просто добавьте еще один регистр для старшего разряда (temp3, к примеру) и одну строку кода перед командой ret:

```
adc temp3,r01
```

Естественно, можно просто обзвать r01 через temp3, тогда и добавлять ничего не придется.

Деление — значительно более громоздкая процедура, чем умножение, требует больше регистров и занимает больше времени. Операции деления двух чисел (и 8- и 16-разрядных) приведены в той же «аппноте» 200, но они не всегда удобны на практике: часто нам приходится делить результат какой-то ранее проведенной операции умножения или сложения, а он нередко выходит за пределы двух байтов.

Здесь нам потребуется вычислять среднее значение для уточнения результата измерения по сумме отдельных измерений. Если даже само измерение укладывается в 16 разрядов, то сумма нескольких таких результатов уже должна занимать три байта. В то же время делитель — число измерений — будет относительно небольшим и укладывается в один байт. Но мы не будем здесь заниматься построением «настоящих» процедур деления (интересующихся отсылаю к моей книге [21]). Многие подобные задачи на деление удастся решить значительно более простым и менее громоздким методом, если заранее подгадать так, чтобы делитель оказался кратным степени 2. Тогда все деление сводится, как мы знаем, к сдвигу разрядов вправо столько раз, какова степень двойки.

Для примера предположим, что мы некую величину измерили 64 раза и хотим узнать среднее. Пусть сумма укладывается в 2 байта, тогда вся процедура деления будет такой:

```
;деление на 64
clr count_data ;счетчик до 6
div64L:
    lsr dataH ;сдвинули старший
    ror dataL ;сдвинули младший с переносом
    inc count_data
    cpi count_data,6
    brne div64L
```

Не правда ли, гораздо изящнее и понятнее? Попробуем от радости решить задачку, которая на первый взгляд требует по крайней мере знания высшей алгебры — умножить некое число на дробный коэффициент (вещественное число с «плавающей запятой»). Теоретически для этого требуется представить исходные числа в виде мантисса-порядок, сложить порядки и перемножить мантиссы. Нам же неохота возиться с этим представлением, т. к. мы не проектируем универсальный компьютер,

и в подавляющем большинстве реальных задач все конечные результаты у нас есть целые числа.

На самом деле эта задача решается очень просто, если ее свести к последовательному умножению и делению целых чисел, представив реальное число в виде целой дроби с оговоренной точностью. В десятичной форме это выглядит так: представим число 0,48576 как $48\,576/100\,000$. И если нам требуется на такой коэффициент умножить, к примеру, число 976, то можно действовать, не выходя за рамки диапазона целых чисел: сначала умножить 976 на 48 576 (получится заведомо целое число 47 410 176), а потом поделить результат на 10^5 , чисто механически перенеся запятую на пять разрядов. Получится 474,10176 или, если отбросить дробную часть, 474. Большая точность нам и не требуется, т. к. и исходное число было трехразрядным.

Улавливаете, к чему я клоню? Наше ноу-хау будет состоять в том, что мы для того, чтобы «вогнать» дробное число в целый диапазон в микроконтроллере, будем использовать не десятичную дробь, а двоичную — деление тогда сведется к той же самой механической процедуре сдвига разрядов вправо, аналогичной переносу запятой в десятичном виде.

Итак, чтобы умножить 976 на коэффициент 0,48576, следует сначала последний вручную умножить, например, на 2^{16} (65 536), и тем самым получить числитель соответствующей двоичной дроби (у которой знаменатель равен 65 536) — он будет равен 31 834,76736, или, с округлением до целого, 31 835. Такой точности хватит, если исходные числа не выходят, как у нас, за пределы 3–4 десятичных разрядов. Теперь мы в контроллере должны умножить исходную величину 976 на константу 31 835 (см. процедуру перемножения ранее) и полученное число 31 070 960 (оно оказывается 4-байтовым — \$01DA1AF0, потому нашу процедуру $Mul16 \times 16$ придется чуть модифицировать, как сказано при ее описании) сдвинуть на 16 разрядов вправо:

```
;в ddHH:ddH:ddM:ddL число $01DA1AF0,
;его надо сдвинуть на 16 разрядов
    clr cnt
div16L: ;деление на 65536
    lsr ddHH ;сдвинули старший
    ror ddH ;сдвинули 3-й
    ror ddM ;сдвинули 2-й
    ror ddL ;сдвинули младший
    inc cnt
    cpi cnt,16
    brne div16L ;сдвинули-поделили на 2 в 16
```

В результате, как вы можете легко проверить, старшие байты окажутся нулевыми, а в ddM:ddL окажется число 474 — тот же самый результат. Но и это еще не все — такая процедура приведена скорее для иллюстрации общего принципа. Ее можно еще больше упростить, если обратить внимание на то, что сдвиг на восемь разрядов есть просто перенос значения одного байта в соседний (в старший, если сдвиг влево, и в младший — если вправо). Итого получится, что для сдвига на 16 разрядов

вправо нам надо всего-навсего отбросить два младших байта и взять из исходного числа два старших `ddHH:ddH` — это и будет результат. Проверьте — `$01DA` и есть 474. Никаких других действий вообще не требуется!

Если степень знаменателя дроби, как в данном случае, кратна 8, то действительно никакого деления, даже в виде сдвига, не требуется, но чаще всего это не так. Однако и тогда приведенный принцип может помочь — например, при делении на 2^{15} вместо пятнадцатикратного сдвига вправо результат можно сдвинуть на один разряд влево (умножив число на два), а потом уже выделить из него старшие два байта. В программе далее мы будем делить на $2^{10} = 1024$, отбрасывая младший байт (деление на 8) и еще дважды сдвигая результат вправо. Вот такая специальная арифметика в МК.

Операции с числами в формате BCD

О двоично-десятичных числах или числах в формате BCD было подробно рассказано в *главе 14*. Как ясно из сказанного там, упакованные BCD-числа удобны для хранения данных, но неудобны для отображения и для выполнения арифметических операций с ними. Поэтому перед отображением упакованные BCD-числа распаковывают, перемещая старший разряд в отдельный байт и заменяя в обоих байтах старшие полубайты нулями. А перед проведением арифметических действий их переводят в обычный формат, после чего опять преобразуют в упакованный формат BCD. Вот этими операциями мы и займемся. Следует отметить, что в системе команд процессора 8051 (а также и знаменитого 8086) есть специальные команды десятичной коррекции, но в AVR их нет, и придется изобретать им замену самостоятельно.

В области двоично-десятичных преобразований (BCD-преобразований) есть три основные задачи:

- ❑ преобразование двоичного/шестнадцатеричного числа в упакованный BCD-формат;
- ❑ распаковка упакованного BCD-формата для непосредственного представления десятичных чисел с целью их вывода на дисплей;
- ❑ обратное преобразование упакованного BCD-формата в двоичный/шестнадцатеричный с целью, например, произведения арифметических действий над ним.

Некоторые процедуры для преобразования в BCD-формат содержатся в фирменной Application notes 204. Приведем здесь вариант такой процедуры, более экономичный в части использования регистров. Исходное hex-число находится в регистре `temp`, распакованный результат — в `temp1:temp`. Процедура довольно короткая:

```
;преобразование 8-разрядного hex в неупакованный BCD
;вход hex= temp, выход BCD temp1 - старший; temp - младший
;эта процедура работает только для исходного hex-числа от 0 до 99
bin2bcd8:
    clr temp1 ;очистить MSB
```



```

bBCD8_1:
    subi temp,10 ;input = input - 10
    brcs bBCD8_2 ;если установлен бит переноса, закончить
    inc temp1 ;увеличить MSB
    rjmp bBCD8_1 ;перейти на начало цикла
bBCD8_2:
    subi temp,-10 ;скомпенсировать лишнее вычитание
    ret

```

Заодно приведем одно из решений обратной задачи — преобразование упакованного BCD в hex-число, после чего с ним можно производить арифметические действия (хотя в программе далее это нам не понадобится). По сравнению с «фирменной» BCD2bin8 эта процедура хоть и немного длиннее, но понятнее и более предсказуема по времени выполнения:

```

;на входе в temp упакованное BCD-значение
;на выходе в temp hex-значение
;temp1 - вспомогательный регистр для промежуточного хранения temp
;действительна только для семейства Mega
HEX_BCD:
    mov temp1,temp
    andi temp,0b11110000 ;распаковываем старшую тетраду
    swap temp ;старший в младшей тетраде
    mul temp,mult10 ;умножаем на 10, в r0 результат умножения
    mov temp,temp1 ;возвращаемся к исходному
    andi temp,0b00001111 ;младший
    add temp,r0 ;получили hex
    ret

```

Более громоздкая задача — преобразование многоразрядных чисел. Преобразовывать BCD-числа, состоящие более чем из одного байта, обратно в hex-формат приходится крайне редко, зато задача прямого преобразования возникает на каждом шагу. В программе далее нам понадобится преобразование 16-разрядного hex-числа в упакованный BCD. Реализацию этой задачи нет смысла рассматривать подробно — она во всем аналогична рассмотренному случаю, с готовой процедурой bin2BCD16 вы можете ознакомиться в исходном тексте программы TP_meter (см. далее).

Хранение данных в ОЗУ

В проектируемом измерителе для всех операций переменных-регистров не хватит, и часть данных придется хранить в ОЗУ (SRAM). Познакомимся с общими принципами обращения к ячейкам этой памяти.

Для чтения и записи SRAM предназначены регистры X, Y и Z — т. е. пары r27:r26, r29:r28 и r31:r30, которые по отдельности еще именуют XH:XL, YH:YL, ZH:ZL — в том же порядке (т. е. старшим в каждой паре служит регистр с большим номером). Если обмен данными производится между памятью и другим регистром об-

шего назначения, то достаточно задействовать только одну из этих пар (любую), если же между областями памяти — целесообразно задействовать две. Независимо от того, какую из пар мы используем, чтение и запись происходят по идентичным схемам, меняются только имена регистров.

Покажем основной порядок действий при чтении из памяти в случае использования регистра Z ($r31:r30$). Чтение одной ячейки с заданным адресом Address, коррекция ее значения и обратная запись производятся так:

```
ldi ZH,High(Address) ;старший байт адреса RAM
ldi ZL,Low(Address) ;младший байт адреса RAM
ld temp,Z ;читаем ячейку в temp
inc temp ;например, увеличиваем значение на 1
st Z,temp ;и снова записываем
```

Режимы с преддекрементом и постинкрементом используются, когда нужно прочесть/записать целый фрагмент из памяти. Схема действий аналогичная, только команды выглядят так:

```
st -Z,temp ;с преддекрементом, запись в ячейку с адресом Z-1,
           ;после выполнения команды регистр Z = Z-1
st Z+,temp ;с постинкрементом, запись в ячейку с адресом Z,
           ;после выполнения команды регистр Z = Z+1
```

Абсолютно аналогично выглядят команды чтения:

```
ld temp,-Z ;с преддекрементом, чтение из ячейки с адресом Z-1,
           ;после выполнения команды регистр Z = Z-1
ld temp,Z+ ;с постинкрементом, чтение из ячейки с адресом Z,
           ;после выполнения команды регистр Z = Z+1
```

А вот как можно в цикле записать одно и то же значение из temp в 16 идущих подряд ячеек памяти, начиная с нулевого адреса старших 256 байтов памяти:

```
ldi ZH,1
clr ZL
LoopW:
st Z+,temp ;сложили в память
cpi ZL,16 ;счетчик до 16
brne LoopW
```

Напомним, что область пользовательского ОЗУ начинается с адреса \$60 (96_{10}). При попытке записать что-то по меньшему адресу вы обязательно попадаете в какой-то регистр, и результат окажется непредсказуем. Также не следует забывать о том, что последние адреса ОЗУ заняты под стек, который обязательно задействуется, если в программе применяются прерывания. Так, в ATmega8535 имеется 512 байтов SRAM, потому последний адрес (RAMEND) будет равен $96 + 512 - 1 = 607$ (\$25F), но не стоит занимать адреса ОЗУ выше примерно 592 (\$250).

Использование встроенного АЦП

Встроенный АЦП последовательного приближения входит в состав почти всех МК семейства Mega и большинства МК семейства Tiny, кроме простейших младших моделей и, увы, знакомого нам Tiny2313. Мы не будем жаться (от батареек термометру-барометру работать не придется, и экономить тут нечего) и выберем ATmega8535 в корпусе с 40 выводами, у которого имеются четыре порта A, B, C и D полностью (каждый по 8 выводов) и некоторая часть выводов задействована только под альтернативные функции.

Сначала несколько общих слов о встроенных АЦП. Во всех моделях AVR общего назначения они многоканальные и 10-разрядные (за некоторым исключением, например, в ATmega8 из 6 каналов только четыре имеют разрешение 10 разрядов, а оставшиеся два — 8, а в новейшем семействе Xmega АЦП имеет 12 разрядов). Многоканальность означает, что имеется только одно ядро преобразователя, которое по желанию программиста может подключаться к одному из входов через аналоговый мультиплексор, наподобие 561КП2, рассмотренного в *главе 15*. Если вы, как чаще всего и бывает, задействуете лишь часть входов, то остальные могут использоваться, как обычные порты ввода/вывода.

Точность АЦП номинально составляет ± 2 LSB, плюс еще 0,5 LSB за счет нелинейности по всей шкале. То есть фактически такой АЦП с точки зрения абсолютной точности соответствует 8-разрядному. При соблюдении всех условий эту точность, впрочем, можно повысить, правда, условия довольно жесткие и включают в себя как «правильную» разводку выводов АЦП, так и, например, требование остановки цифровых узлов на время измерения, чтобы исключить наводки (специальный режим ADC Noise Reduction, которого мы здесь касаться не будем).

Чтобы не углубляться в детали этого процесса и не усложнять задачу, мы в дальнейшем поступим проще: предпримем ряд мер, чтобы обеспечить стабильность результата, а абсолютную ошибку скомпенсируем за счет калибровки, которая все равно потребуется. Для этой цели погрешности встроенного АЦП нам хватит и без особых ухищрений, важно только, чтобы показания не «дребезжали». Уменьшение дребезга почти до нуля у нас будет достигаться тем, что, во-первых, на входе канала мы поставим конденсатор для фильтрации неизбежных в совмещенных аналого-цифровых схемах наводок на внешние цепи (фирменное руководство рекомендует еще последовательно с ним включать индуктивность порядка 10 мкГн, но мы без этого обойдемся). Во-вторых, мы будем измерять несколько раз и усреднять значения отдельных измерений.

АЦП в МК AVR могут использовать три источника опорного напряжения на выбор: внешний, встроенный и напряжение питания аналоговой части. Последний вариант, как самый простой, мы и применим — все равно подгонкой масштабов мы заниматься не будем, а все рассчитаем в цифровом виде. Отметим, что выводы аналогового питания сделаны отдельно от цифрового (хотя в простейших случаях это может быть и одно и то же питание, но мы их также разделим). Применение встроенного опорного источника при нестабильном общем питании мы рассмотрим в *главе 22* на примере Arduino.

Пару слов о самой организации измерений. АЦП последовательного приближения (см. главу 17) должен управляться определенной тактовой частотой, для чего в его состав входит делитель тактовой частоты самого МК, подобный предделителю у таймеров. Рекомендуется подбирать этот коэффициент деления так, чтобы тактовая частота АЦП укладывалась в промежуток от 50 до 200 кГц. Например, для тактовой частоты МК 4 МГц подойдет коэффициент деления 32, тогда частота АЦП составит 125 кГц. Преобразование может идти в непрерывном режиме (после окончания преобразования сразу начинается следующее), запускаться автоматически по некоторым прерываниям (не для всех типов AVR) или каждый раз запускаться по команде. Мы воспользуемся только последним «ручным» режимом, т. к. нам для осреднения результатов тогда удобно будет точно отсчитывать число преобразований. В таком режиме на одно преобразование уходит 14 тактов, потому для приведенного примера с частотой 125 кГц время преобразования составит приблизительно 9 мс.

По окончании процесса преобразования возникает прерывание АЦП, в обработчике которого результат измерения читается из соответствующих регистров. Поскольку число 10-разрядное, то оно займет два байта, у которых старшие 6 разрядов равны нулю. Это удобно, т. к. мы можем без опасений суммировать до 64 (2^6) результатов в рамках двухбайтового числа, не привлекая дополнительных регистров, и затем простым сдвигом, как мы обсуждали ранее, вычислять среднее.

Датчики температуры и давления

Аналоговая часть схемы измерения температуры совпадает с описанной в главе 17, за исключением диапазона выходных сигналов и, соответственно, несколько иных параметров. Чтобы использовать диапазон встроенного АЦП полностью, нам надо подавать сигнал от 0 до 5 В (точнее, до значения опорного напряжения, которое здесь совпадает с аналоговым питанием), причем с отрицательными напряжениями на входе в данном случае АЦП работать «не умеет» (в некоторых моделях AVR есть АЦП с дифференциальным режимом, и даже с предварительными усилителями, но точность при этом значительно снижается). При указанных на схеме (рис. 20.4) номиналах резисторов диапазон выходных напряжений всей схемы составит около 4,9 В, т. е. мы задействуем весь диапазон АЦП с некоторым запасом. Резистор R4, который устанавливает нижнюю границу диапазона, нужно выбирать равным не сопротивлению датчика при 0°, как в схеме по рис. 17.9, а равным его сопротивлению при нижней требуемой температуре.

С датчиком атмосферного давления все еще проще — ряд фирм выпускают готовые датчики давления. Мы возьмем барометрический датчик MPX4115 фирмы Motorola, питающийся от напряжения 5 В и имеющий удобный диапазон выхода примерно от 0,2 до 4,6 В. При этом учтем, что большая абсолютная точность нам не требуется, только стабильность — для небольших высот над уровнем моря можно считать, что при изменении высоты на каждые 10–12 м давление меняется примерно на 1 мм рт. ст. Так что в пределах такого города, как Москва, с естественными

перепадами высот до 100 и более метров¹, оно само по себе будет «гулять» в пределах как минимум 10 мм рт. ст., даже без учета этажности зданий. И нам все равно целесообразно будет подогнать результат «по месту» так, чтобы не иметь крупных расхождений с прогнозом погоды по телевидению, — иначе показания прибора окажутся никому не нужны.

Схема

С учетом всего сказанного схема термометра-барометра будет выглядеть так, как показано на рис. 20.4 (напомним, что ОУ MAX478 можно заменить, например, на ОР293, см. главу 12). Чтобы не загромождать схему, здесь не показан узел индикации, т. к. он аналогичен тому, что используется в часах из предыдущего раздела, за исключением того, что должен содержать не четыре, а шесть разрядов (показания в формате «33,3»° и «760» мм рт. ст.). К ним можно добавить постоянно горящие индикаторы, показывающие единицы измерения, подобно тому, как это делалось в главе 17 (рис. 17.9). На рис. 20.5 показан внешний вид табло такого измерителя, где дополнительные индикаторы изготовлены на основе шестнадцатисегментных PSA-05 красного свечения, в то время как основные семисегментные цифры — зеленого свечения. Минус, как и в главе 17, изготовлен из плоского светодиода.

Так как здесь выводов портов хватает, то можно назначить для управления сегментами разряды подряд, для чего выбран порт С (семь его битов из восьми). Тогда для упрощения программы можно применить следующий прием: где-либо в программе определяются константы, соответствующие маске сегментов для рисунка цифр (зажженному сегменту соответствует единица, младший бит соответствует сегменту *a*, далее по порядку):

```
OUT_N: ;маски цифр
.db 0b00111111,0b00000110,0b01011011,0b01001111,0b01100110,
0b01101101,0b01111101,0b00000111,0b01111111,0b01101111
```

Затем в процедуре индикации мы читаем эти константы с помощью инструкции `lpm`, которая специально предназначена для чтения констант из памяти программ. Инструкция находит их по адресу, в данном случае по метке `OUT_N` (т. к. адресация в памяти производится байтами, а нумерация команд выполняется словами, то адрес метки приходится умножать на два). После чего выводим в порт С непосредственно маску цифр:

```
ldi ZH,HIGH(OUT_N*2) ;адрес констант в памяти - в Z
ldi ZL,LOW(OUT_N*2)
add ZL,temp ;адрес маски цифры, равной temp
lpm ;в r0 - маска
out PortC,r0 ;установили сегменты
```

¹ Самое высокое место Москвы — в районе Тёплого Стана, лежит на высоте 255 м над уровнем моря, самое низкое — в пойме Москвы-реки — 117 м.

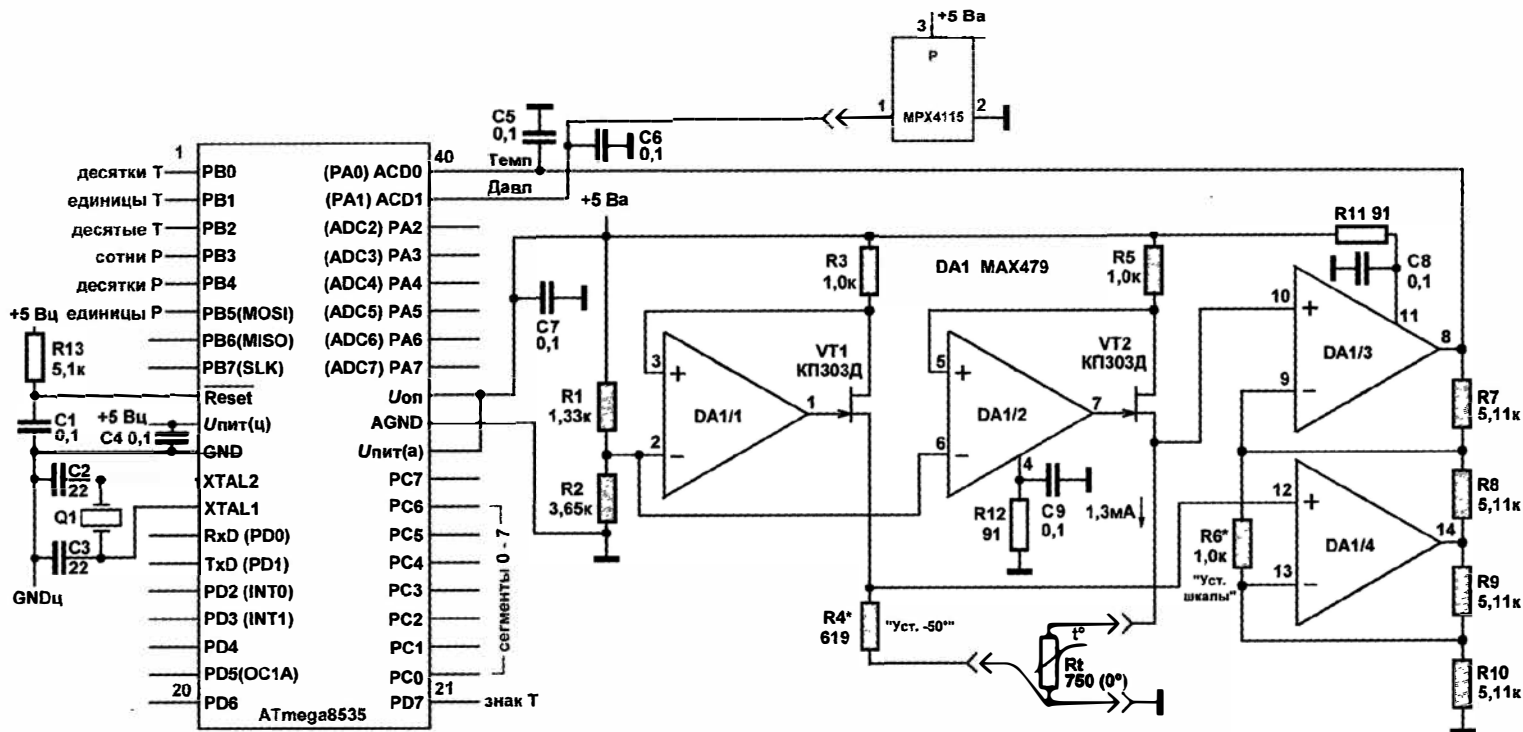


Рис. 20.4. Схема измерителя температуры и давления на МК ATmega8535



Рис. 20.5. Размещение индикаторов измерителя температуры и давления

Маски расположены по порядку цифр от 0 до 9. Поэтому перед выполнением этой последовательности команд у нас в рабочем регистре `temp` должно содержаться значение, соответствующее цифре, выводимой в текущем такте индикации. Так мы избегаемся от процедур рисования знаков. Разряды PB0–PB5 назначаем для управления разрядами индикации, а вывод PD7 — для управления знаком температуры.

Не показан на схеме и программирующий разъем, который одинаков для любой схемы на AVR и приведен на рис. 19.2 (соответствующие выводы для ATmega8535 названы на схеме рис. 20.4).

То, что вывод MOSI (вывод 6) совпадает с выводом индикации единиц давления, вас смущать уже не должно. Однако незадействованные в других функциях выводы программирования (в данном случае MISO и SLK, выводы 7 и 8) следует не забыть подсоединить к питанию (в нашем случае к цифровому питанию +5 Вц) «подтягивающими» резисторами номиналом от 1 до 10 кОм, как и показано на рис. 19.2.

Схема источника питания показана на рис. 20.6. Измеритель имеет четыре питания (+5 Вц, +5 Ва, –5 Ва и +12 В для индикации) и три «земли», причем обычным значком «⊥» здесь обозначена аналоговая «земля» GNDa. Линия цифровой «земли» обозначена GNDц, кроме этого, имеется еще общий провод индикаторов GNDи. Все три «земли» соединяются только на плате источника питания. Отмечу, что готовый трансформатор с характеристиками, указанными на схеме, вы можете не

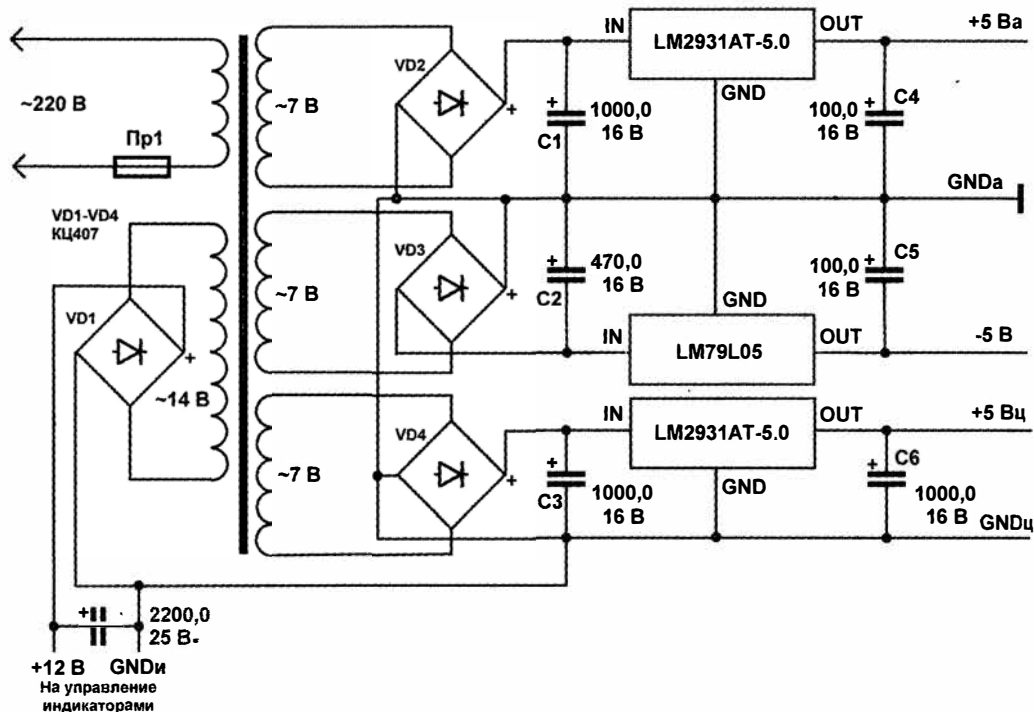


Рис. 20.6. Схема источника питания для измерителя температуры и давления

найти. Поэтому смело выбирайте тороидальный трансформатор мощностью порядка 10–15 Вт на напряжение вторичной обмотки 10–12 В (которое будет использоваться для индикаторов и стабилизатора +5 Вц), измерьте на нем количество витков на вольт (как описано в *главе 9*) и домотайте три одинаковых обмотки на 7–8 В, каждая поверх существующих, проводом не тоньше 0,3 мм в диаметре. Удобнее всего их мотать одновременно сложенным вдвое проводом заранее рассчитанной длины.

Программа

Чтобы перейти к обсуждению непосредственно программы измерителя, нам нужно решить еще один принципиальный вопрос. Передаточная характеристика любого измерителя температуры, показывающего ее в градусах Цельсия, должна «ломаться» в нуле — ниже и выше абсолютные значения показаний возрастают. Так как мы тут действуем в области положительных напряжений, то этот вопрос придется решать самостоятельно (в АЦП типа 572ПВ2, напомним, определение абсолютной величины и индикация знака производились автоматически).

Это несложно сделать, если представить формулу пересчета значений температуры в виде уравнения $N = K \cdot |x - Z|$, где N — число на индикаторе, x — текущий код АЦП, Z — код АЦП, соответствующий нулю градусов Цельсия (при наших установках он должен соответствовать примерно середине диапазона). Чтобы вычислить значение абсолютной величины, нам придется сначала определять, что больше — x или Z , и вычитать из большего меньшее. Заодно при этой операции сравнения мы определяем значение знака. Если в регистрах AregH:AregL содержится значение текущего кода АЦП x , а в регистрах KoeffH:KoeffL значение коэффициента Z , то алгоритм выглядит примерно вот так:

```

. . . . .
;вычисление знака:
    cp AregL,KoeffL ;сравниваем x и Z
    cpc AregH,KoeffH
    brsh b0
    ;если x меньше Z
    sub KoeffL,AregL
    sbc KoeffH,AregH
    mov AregL,KoeffL ;меняем местами, чтобы температура
    mov AregH,KoeffH ;оказалась опять в AregH:AregL
    sbi PortD,7 ; знак -
    rjmp m0
b0: ;если x больше Z
    sub AregL,KoeffL
    sbc AregH,KoeffH
    cbi PortD,7 ;знак +
m0:
<умножение на коэфф K>

```

.

Здесь разряд 7 порта D (вывод 21 контроллера) управляет плоским светодиодом «минус», который горит, если температура ниже нуля, и погашен, если выше.

Давление занимает только положительную область значений, поэтому там такой сложной процедуры не понадобится. Если вы посмотрите на характеристику датчика в фирменном описании, то выясните, что он работает не с начала шкалы — нулевому напряжению на выходе (и, соответственно, нулевому коду АЦП) будет соответствовать некоторое значение давления. В результате можно ожидать, что в формуле пересчета значений давления, представленной в виде $N = K(x + Z)$, все величины будут в положительной области.

Физический смысл коэффициента K — крутизна характеристики датчиков в координатах «входной код АЦП — число на индикаторах». Умножение на коэффициент K мы будем производить описанным ранее методом — через представление его в виде двоичной дроби (за основу берется $2^{10} = 1024$, этого будет достаточно). Вычисление ориентировочных значений коэффициентов K и Z поясняется далее, при описании процедуры калибровки.

Теперь можно окинуть взглядом собственно программу. Целиком ее текст и результирующий hex-файл можно скачать с сайта автора по адресу http://revich.lib.ru/AVR/TP_meter.zip. При всей своей видимой «навороченности», программа TP_meter занимает в памяти программ контроллера всего 632 байта — сравните со многими килобайтами и даже десятками килобайт, которые будет занимать аналогичная программа на Arduino.

Как вы видите из таблицы прерываний, здесь используется всего один, самый простой Timer 0, который срабатывает с частотой около 2000 раз в секунду. В его обработчике по метке TIM0 и заключена большая часть функциональности. В каждом цикле сначала проверяется счетчик cRazr, который отсчитывает разряды индикаторов (от 0 до 5). В соответствии с его значением происходит формирование кода индицируемого знака и затем на нужный разряд подается питание.

После формирования цифры программа переходит к довольно запутанному, на первый взгляд, алгоритму работы АЦП. На самом деле он не так уж и сложен. Управляют этим процессом две переменных: счетчик циклов countCyk и счетчик преобразований count. Первый из них увеличивается на 1 каждый раз, когда происходит прерывание таймера. Когда его величина достигает 32 (т. е. когда устанавливается единица в бите 5, см. команду `sbrs countCyk, 5`), то значение счетчика сбрасывается для следующего цикла, и происходит запуск преобразования АЦП, причем для канала, соответствующего значению бита в регистре Flag, указывающего, что именно мы измеряем сейчас: температуру или давление. Таким образом измерения равномерно распределяются по времени.

Сами преобразования отсчитываются счетчиком count до 64 (поэтому цикл одного измерения занимает чуть более секунды: $32 \times 64 = 2048$ прерываний таймера, а в секунду их происходит примерно 1953). Когда это значение достигается, то мы переходим к обработке результатов по описанным ранее алгоритмам: сумма измерений делится на 64 (т. е. вычисляется среднее за секунду), затем вычитается или прибавляется значение коэффициента Z и полученная величина умножается на коэффици-

ент K , точнее — на его целый эквивалент, полученный умножением на 1024. Затем произведение делится на это число (отбрасывается младший байт и оставшиеся сдвигаются на два разряда вправо) и преобразуется к распакованному двоично-десятичному виду, отдельные цифры которого размещаются в памяти для последующей индикации. Как только очередной такой цикл заканчивается, меняется значение бита в регистре `Flag`, поэтому давление и температура измеряются попеременно. В целом выходит, что значение каждой из величин меняется примерно раз в две секунды и представляет собой среднее за половину этого периода.

Собственно результат измерения читается в прерывании АЦП (процедура по метке `readADC`), которое происходит автоматически по окончании каждого преобразования. В нем увеличивается значение счетчика `count`, извлекается из памяти предыдущее значение суммы показаний (в зависимости от регистра `Flag` — температуры или давления), считываются значения АЦП, суммируются с предыдущими значениями, и сумма записывается обратно в память. Практически весь алгоритм мы описали — осталось только понять, как получить значения коэффициентов преобразования K и Z и затем произвести точную калибровку.

Калибровка

Для того чтобы прибор заработал, в него необходимо ввести предварительные значения коэффициентов преобразования K и Z , причем такие, желательно, чтобы они были достаточно близки к настоящим, и измеритель не показал бы нам сразу «погоду на Марсе». В программе «защиты» некие значения коэффициентов (см. процедуру `Reset`, секцию `Запись коэффициентов` в самом конце программы), которые вы можете использовать, если в точности воспроизведете схему по рис. 20.4 и используете тот же самый датчик давления. Как они получены?

Схема датчика температуры при указанных параметрах должна выдавать, как вы можете подсчитать, значение от 0 до 5 В в диапазоне температур примерно от -47 до 55 °C. То есть на 102 °C у нас приходится 1024 градации АЦП, и крутизна характеристики, если считать градусы с десятичными долями, составит $1020/1024 = 0,996$ тысячных долей градуса на единицу кода АЦП. Для вычислений в МК эту величину мы хотим умножить на 1024, так что можно было бы и не делить — ориентировочное значение коэффициента K и так будет 1020.

Величину Z , соответствующую 0 °C, вычислить также несложно. Мы полагаем, что нулевому значению кода соответствует температура -47 °, тогда значение кода в нуле должно составить величину 470, поделенную на крутизну: $470/0,996 = 471$.

Теперь разберемся с давлением. «Если повар нам не врет», то диапазон датчика, соответствующий изменению напряжения на его выходе от 0 до 4,6 В, составляет примерно 850 мм рт. ст. Диапазон 0–4,6 В будет соответствовать изменению кодов примерно от 0 до 940 единиц, т. е. крутизна K равна $850/940 = 0,904$ мм рт. ст. на единицу кода. В приведенном для наших расчетов виде это составит $0,904 \cdot 1024 = 926$. «Подставка» Z есть значение кода на нижней границе диапазона датчика, которая равна около 11 мм рт. ст., соответственно, $Z = 11/0,904 = 12$ единиц. Полученные величины «по умолчанию» и «зашиваем» в программу.

Для уточнения этих величин необходимо произвести калибровку. Откалибруем уже отлаженный прибор сначала по температуре. Для этого следует запустить прибор и поместить датчик температуры в воду, записав для двух значений температур (как можно ближе к 0° , но не ниже его, и около $30\text{--}35^\circ\text{C}$) показания датчика (t) и реальные значения температуры по образцовому термометру (t'). Они, естественно, будут различаться.

Для расчета новых (правильных) значений коэффициентов K' и Z' достаточно решить относительно них систему уравнений:

$$\begin{cases} t'_1 = K'(x_1 - Z'), \\ t_1 = K(x_1 - Z), \\ t'_2 = K'(x_2 - Z'), \\ t_2 = K(x_2 - Z). \end{cases}$$

Здесь величины со штрихами относятся к правильным (новым) значениям, а без штрихов — к старым, причем значение коэффициента K нужно подставлять в исходной форме (а не умноженным на 1024). Система четырех уравнений содержит четыре неизвестных, два из которых (величины кодов x_1 и x_2) вспомогательные. Если вы забыли, как решаются такие простые системы — обратитесь к любому справочнику по математике для средней школы (или к пособию по использованию Excel в алгебраических расчетах). Вычисленные значения (не забудьте K умножить на 1024!) «забейте» в программу и перепрограммируйте контроллер.

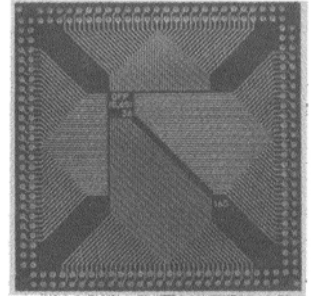
Аналогично калибруется канал давления, только коэффициент Z в уравнениях не вычитается, а прибавляется к x . Но самое сложное здесь — получить действительные значения давления. Далеко не все научные лаборатории располагают образцовыми манометрами для измерения столь малых давлений с необходимой точностью. Поэтому самый простой, хотя и долгий метод, — сравнивать показания датчика с данными по давлению, которые публикуются в Интернете. Данные радио и телевидения лучше не использовать, т. к. текущие значения могут сообщаться с опозданием на полсутки либо вообще отсутствовать, а по завтрашнему прогнозу, естественно, вы ничего не откалибруете.

Для получения двух точек дождитесь, пока давление на улице не станет достаточно низким, а затем, наоборот, высоким — экстремальные значения давления в европейской части России составляют примерно 720 и 770 мм рт. ст. Чем дальше будут отстоять друг от друга значения, тем точнее калибровка. Для повышения точности можно усреднить коэффициенты, рассчитанные по нескольким парам значений давления, но это стоит делать, только если у вас хватит терпения вести наблюдения в течение нескольких месяцев, когда будет пройдено несколько минимумов и максимумов. Средние значения давления при калибровке лучше не учитывать, т. к. ошибка ее из-за узкого интервала и так достаточно велика.

Можно ли объединить часы, описанные в первом разделе этой главы, с измерителем температуры и давления? Конечно, но я предоставляю читателям сделать это самостоятельно. Одно только замечание: общее количество индикаторов составит

10 штук (6 для измерителя и 4 для часов), и это почти предельная величина для динамической индикации. Увеличивать частоту обхода индикаторов нельзя до бесконечности — у контроллера может просто не хватить быстродействия, и он начнет терять прерывания, сбиваясь в опросе датчиков или, что еще хуже, в отсчете времени (правда, это отчасти решается увеличением тактовой частоты). Но и быстродействие транзисторных ключей тоже ограничено, и при слишком высокой частоте обхода будут подсвечиваться ненужные и терять яркость нужные сегменты.

Потому, возможно, схему придется продумывать более тщательно и применять индикаторы со встроенным контроллером-драйвером, позволяющим обойтись меньшим числом соединений и без дополнительных ключей. Такие индикаторы мы увидим в следующей главе, где будем конструировать настоящую метеостанцию с часами, выносным радиодатчиком и сохранением данных на флэш-карте.



ГЛАВА 21

Основы Arduino

Среда программирования и практика построения схем

— Но для путешествия в Лондон нужны деньги, — заметил Портос, — а у меня их нет.
— У меня тоже
— И у меня.
— У меня они есть, — сказал д'Артаньян, вытаскивая из кармана свой клад и бросая его на стол.

А. Дюма. Три мушкетера

Возникновение платформы Arduino стало закономерным ответом индустрии на запрос со стороны пользователей электронных приборов, не желающих тратить кучу времени на поиск нужного (и, возможно, отсутствующего) устройства на рынке, а сделать его своими руками, причем, желательно, с наименьшей затратой сил, средств и времени. Развитие микроэлектроники в последние десятилетия подготовило все условия для решения такой задачи, тем самым переведя радиолюбительство на принципиально иной уровень.

Переворот, который совершила Arduino в области любительского конструирования электронной техники, можно сравнить с революцией в фотографии, наступившей с появлением цифровых камер. Если еще лет тридцать назад увлеченному радиолюбителю, как и фотографу, приходилось заводить дома целую лабораторию, то теперь на все про все достаточно одного настольного компьютера. Своим возникновением Arduino создала новую категорию любителей и целую отрасль индустрии, направленную на их обеспечение нужными комплектующими. Вы берете платы из коробки, доставленной курьером, соединяете их в нужном порядке, и готовый прибор работает, даже если вы в жизни ни разу не прикасались к паяльнику.

Но не следует думать, что таким способом можно овладеть всеми тонкостями ремесла. Как грамотному фотографу по-прежнему необходимо знание многих теоретических нюансов из области теории цвета и оптики (а необходимость освоения основ химии ему теперь заменили основы компьютерных наук), так и любителю Arduino, если он не хочет ограничиваться повторением чужих схем неизвестного качества, а создавать и совершенствовать что-то свое, придется изучать контроллеры «изнутри». Именно поэтому я подчеркивал в *главе 19*, что если вы желаете овладеть микроэлектроникой по-настоящему, то начинать следует с программиро-

вания простых конструкций на ассемблере, а не на языке C и, тем более, не в среде Arduino. Переход к языкам высокого уровня целесообразен тогда, когда вы понимаете, что именно происходит в контроллере, и в случае надобности можете управлять этим процессом.

Это мое убеждение, однако, не исключает того факта, что в качестве элементарного введения в предмет Arduino подойдет очень неплохо. О недостатках этой платформы мы еще поговорим в самом конце, а в оставшихся главах книги покажем, как с минимальной затратой сил можно с помощью Arduino делать настоящие электронные приборы, которые будут работать лучше покупных, иметь больше функций и обойдутся при этом, как минимум, не дороже тех, что имеются на прилавках.

При этом ограниченный объем книги не позволяет мне остановиться на многих интересных темах: например, совсем несложно пристегнуть к Arduino модуль GPS и построить свой собственный навигатор, превратить Arduino в универсальный пульт управления бытовой техникой и даже создать на его основе автономный веб-сервер. По необходимости мы также оставим в стороне работу в Arduino со звуком и одно из главных направлений применения этой платформы в области конструирования роботов. Хочу еще обратить ваше внимание на открытый проект Accessory Development Kit компании Google — он позволяет устройствам на Android обеспечивать двусторонний обмен данными с Arduino через USB или Bluetooth. Здесь же мы сосредоточимся на измерительной технике, вопросах взаимодействия с компьютером и выводе информации на дисплей, что даст хорошее и обстоятельное введение в платформу и позволит конструировать практически полезные вещи.

Большинство упоминаемых в этих главах комплектующих можно приобрести в интернет-магазине «Амперка» (<http://amperka.ru>), сотрудники которого оказали автору неоценимую помощь в написании этого раздела книги. Администрация магазина просила сообщить, что читатели этой книги могут в «Амперке» получить скидку 5 % при использовании кодового слова ZELECTRONIKA (его надо назвать по телефону или указать в тексте письма при обращении в магазин). Советую также заглянуть в их вики-раздел [24], где собрано большое количество сведений о применении различных компонентов Arduino.

Что такое Arduino?

Платформа Arduino возникла в среде сотрудников Interaction Design Institute (что можно перевести, как «Институт конструирования взаимодействий»), находящегося в итальянском городке Ивреа, и получила свое почти толкиеновское название от имени реально существовавшего короля Ардуина, правившего этой местностью в начале прошлого тысячелетия. Arduino выросла из задачи научить студентов непрофильных специальностей создавать электронные устройства, причем быстро и, желательно, без опоры на углубленное изучение электроники, электротехники и программирования.

В конце концов группа, руководимая программистом Массимо Банци, создала универсальную аппаратную платформу на основе дешевых и доступных микрокон-

троллеров Atmel AVR, и решила ее распространять на принципах open source. Такие свободные лицензии, как знаменитая GPL, разработанная применительно к софту, для «железа» напрямую не годится, потому создатели взяли за основу пакет лицензий Creative Commons для творческих продуктов. Лицензия Arduino запрещает использование этой торговой марки для каких-то сторонних продуктов, кроме расширений основного проекта. Это привело к тому, что от Arduino стали отпочковываться аналогичные проекты, совместимые с ним, но желающие иметь иные названия — например, такие, как Freeduino, Craftduino, Carduino и многие другие.

Сама компания, носящая название Smart Projects, основанная в 2004 году, выпускает лишь платы контроллеров Arduino. В мире насчитывается более двухсот дистрибьюторов продукции Arduino, включая довольно крупные торговые фирмы. Контроллеров Arduino создано уже около 15 версий, причем некоторые из последних — на 32-разрядных AVR или даже на ARM-процессорах. Плата контроллера стоит приблизительно 30 долларов, или может быть изготовлена самостоятельно — документация доступна всем желающим (см. [23]). Бесплатно распространяется и среда программирования, основанная на адаптированной под непрофессионалов версии C/C++ под названием Processing. При желании платы Arduino можно программировать и напрямую на низком уровне или из других сред программирования, т. е. так, как описано в предыдущих главах этой книги, — на каждой из плат Arduino предусмотрен для этой цели ISP-разъем.

В основе платформы лежат несколько типовых плат-модулей, в современной версии большей частью построенных на контроллере ATmega328. Этот контроллер имеет 32 килобайта памяти программ, чего достаточно для загрузки даже столь объемных загрузочных файлов, какие получаются при компилировании в среде Arduino IDE. Подробно описывать базовые модули Arduino здесь нет особого смысла — с ними можно познакомиться на официальном сайте [23]. Они в целом соответствуют структуре типового AVR, описанной в *главе 18*, но дополнительно содержат стабилизаторы питания, несколько светодиодов и других компонентов, и, главное — встроенный загрузчик с преобразователем USB/UART, позволяющим и программировать контроллер через последовательный порт, и организовать «общение» программы с компьютером.

Для этой цели в контроллер на платах Arduino заранее записывается программа-загрузчик. Если вы будете программировать Arduino напрямую, через обычный ISP-программатор, то загрузчик, естественно, окажется испорченным. Однако его всегда можно восстановить с помощью среды Arduino IDE, потому любые эксперименты не приведут к фатальным последствиям. С другой стороны, на некоторых платах Arduino контроллер установлен на панельку, что позволяет применять плату совместно со средой программирования, как удобный программатор для МК AVR, которые потом можно устанавливать в другие схемы.

Мы в основном воспользуемся одним из самых популярных модулей под названием Arduino Uno, а в *главе 22* познакомимся с малогабаритным Arduino Mini.

Для начала работы необходимо установить и настроить среду Arduino IDE, чем мы сейчас и займемся.

Установка среды программирования Arduino

Среда программирования Arduino или Arduino IDE (Integrated Development Environment, интегрированная среда разработки) отличается от других подобных продуктов простотой и компактностью. Установки фактически не требуется — просто скачайте ZIP-архив с официального сайта и распакуйте его на компьютере в любую папку, учитывая при этом, что размещать среду предпочтительно не в привычной Program Files (или в Program Files (x86) для 64-разрядных Windows), а в отдельном каталоге вне системных папок — иначе придется возиться с правами доступа (см. далее).

Если качать архив не с официальной англоязычной страницы, на которую обычно ссылаются в руководствах (<http://www.arduino.cc/en/Main/Software>), а с русской версии сайта [23], то вы получите среду сразу на русском языке (правда, возможно, не самой последней версии). Затем для удобства можно вынести на рабочий стол ярлык файла `arduino.exe`, и на этом основная часть установки завершена.

Однако в Windows придется выполнить еще один шаг — установить драйвер `arduino`, чтобы Arduino IDE «видела» устройство. Проще всего это сделать, уже имея плату Arduino в наличии. Ранее для каждой разновидности плат имелся свой драйвер (и существующее на момент создания этой главы описание на русскоязычной странице <http://arduino.ru/Guide/Windows> рассчитано на такой случай), но в последних версиях он заменен на универсальный `arduino.inf`. Этот драйвер находится в каталоге Drivers внутри скачанной вами папки с программным обеспечением (будьте внимательны: именно в папке Drivers, а не в подпапке FTDI USB Drivers).

Для установки драйвера подсоедините любую имеющуюся плату Arduino к порту USB компьютера, для чего потребуется обычный AB-кабель USB (подключать плату дополнительно к источнику питания не надо). На плате должен при этом загореться зеленый светодиод ON. Если у вас Windows настроена на автоматическую установку драйверов, то сразу начнется поиск драйверов, который, естественно, закончится впустую (его можно сразу прервать, чтобы не терять времени). В Диспетчере устройств (Панель управления | Диспетчер устройств) в разделе Порты (COM и LPT) появится название платы — например, **Arduino UNO (COMxx)**.

Может так случиться, что этого названия не появится, а вместо него в общем списке возникнет **Неизвестное устройство** (Windows, особенно в последних версиях, — типичная вещь в себе, и часто ведет себя совершенно не так, как вы от нее ожидаете). В обоих случаях драйвер для этого устройства можно установить двумя путями: или прямо из Диспетчера устройств через пункт контекстного меню **Обновить драйвер**, или через апплет Панель управления | Устройства и принтеры, где должно возникнуть это самое **Неизвестное устройство**. Установка тогда делается через контекстное меню: **Свойства | Оборудование | Свойства | Драйвер | Обновить**. После этого выберите ручной поиск драйверов и укажите упомянутую ранее папку Drivers. В Диспетчере устройств и в окне Устройства и принтеры после этого возникнет соответствующее устройство с указанием номера привязанного к нему виртуального COM-порта — например, **Arduino Uno (COM3)**.

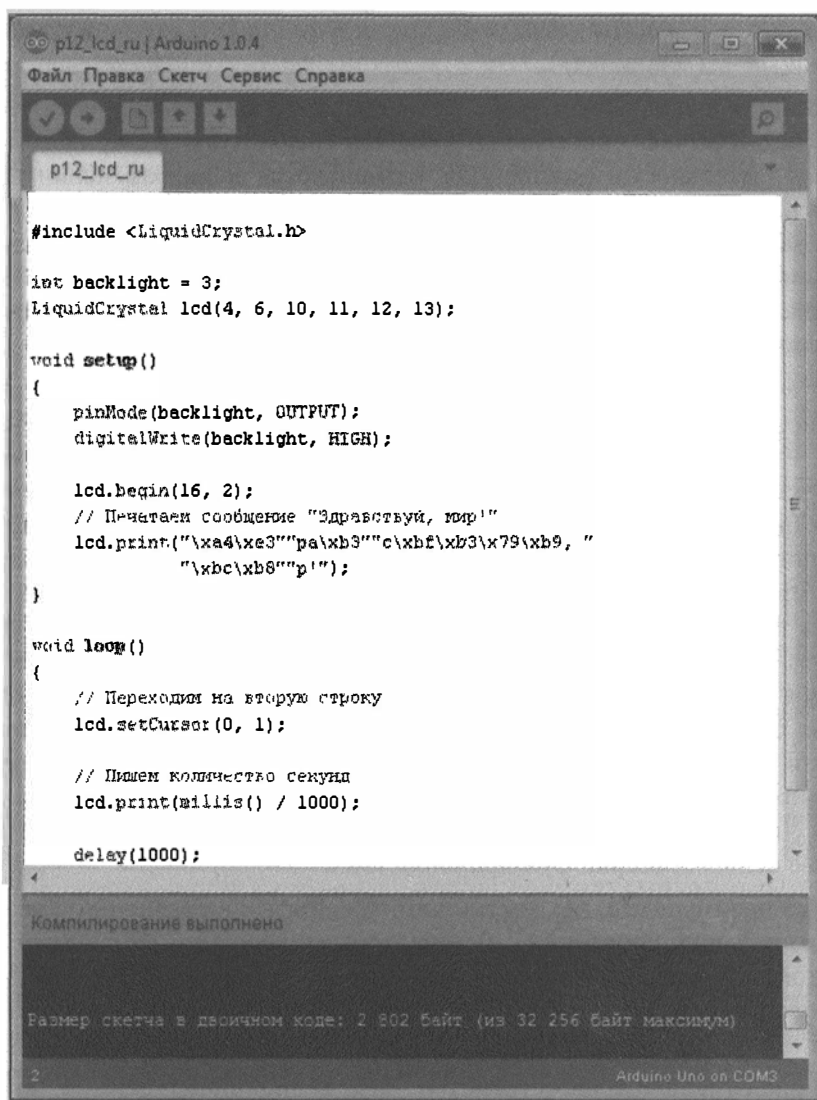


Рис. 21.1. Главное окно Arduino IDE

На рис. 21.1 показано окно Arduino IDE после компилирования демонстрационного примера из коллекции сайта «Амперки», представляющего собой вывод на русифицированный строчный ЖК-дисплей традиционного «Здравствуй, мир!». Для компиляции с целью проверки загруженного текста надо выбрать пункт меню **Скетч | Проверить/Компилировать** (или нажать сочетание клавиш <Ctrl>+<R>), а для его загрузки — пункт **Файл | Загрузить** (или нажать сочетание клавиш <Ctrl>+<U>). Перед загрузкой файл компилируется заново, потому проверенные программы можно не компилировать отдельно. Обычно среды программирования перед компиляцией автоматически сохраняют текущий вариант текста программы, но здесь его придется сохранять отдельной операцией (перед выходом из среды об этом вам напомнят). Причем каждый проект вас заставят сохранять в отдельной

папке, имя которой должно совпадать с именем файла (в общем-то, разумный подход, с точки зрения «чайника»).

А вот скомпилированный hex-файл, если он вдруг вам понадобится (его можно ведь загружать обычным программатором, без среды Arduino), придется поискать. Результаты деятельности Arduino IDE размещаются в недрах папки Пользователи\<имя пользователя>\AppData\Local\Temp (не путайте AppData с системной Application Data, куда вас, скорее всего, не пустят). Там вы найдете кучу папок с расширением tmp, название которых начинается с build (например, build290388496895462656.tmp) — внутри одной из них и находится искомый hex-файл, имя которого должно совпадать с именем файла программы.

Скриншот окна Arduino IDE на рис. 21.1 хорошо иллюстрирует главный недостаток программирования микроконтроллеров на высокоуровневом языке, таком, как Processing, — программа, содержащая всего два десятка строк, в памяти контроллера займет почти 3 килобайта (см. сообщение внизу). И хотя к этим двум десяткам следовало бы причислить еще пару-тройку сотен строк библиотеки LiquidCrystal (см. на скриншоте первую строку скетча¹), все равно для такой простой программы это очень много — почти полторы тысячи команд AVR-контроллера, которые уже не влезут в память, например, знакомого нам ATtiny2313. Аналогичная программа на «голом» AVR-асемблере заняла бы от силы пару сотен операторов и спокойно влезла бы в любой контроллер, имеющий достаточное количество выводов для управления строчным дисплеем. Такова цена за удобство и скорость разработки — написание и отладка подобной программы на асемблере у опытного программиста запросто может занять целый день, а в среде Arduino даже неопытный любитель создаст ее с нуля от силы за час, который в основном потребуется для макетирования схемы с целью проверки функционирования.

Еще больше преимуществ, как мы увидим, такой язык в сравнении с асемблером дает при выполнении операций с многобайтовыми числами или числами с плавающей запятой и производства некоторых других подобных действий (например, форматированного вывода чисел на дисплей). Эффективность труда программиста возрастает на много порядков.

Среда Arduino сама не найдет устройство. Даже если оно подключено, но по каким-то причинам связь с компьютером нарушена, то при попытке загрузки программы возникнет сообщение об ошибке (красная надпись внизу):

avrdude: stk500_getsync(): not in sync: resp=0x00

Сразу привыкайте к недоработкам редактора Arduino — среда при этом может невозмутимо сообщать, что **Загрузка завершена** (как говорится, не верь глазам своим!).

Чтобы этого красного сообщения не возникало, следует после установки драйвера и первого запуска arduino.exe сразу установить нужный COM-порт через меню Сер-

¹ Среда программирования Arduino основана на языке Processing, разработанном изначально для художников и дизайнеров, т. е. людей с гуманитарным складом ума. Потому исходные тексты программ в нем называются несерьезным словом «скетчи» (от англ. *sketch* — эскиз). Придется привыкнуть!

вис | Последовательный порт. Тогда в нижнем левом углу окна программы появится надпись, соответствующая типу платы и подключенному порту. Если подключенная плата не определяется автоматически или определяется неверно (это может быть, например, при подключении через отдельный адаптер таких плат, как Arduino Mini, не имеющих встроенного USB-порта), то тип платы придется выбрать отдельно через меню **Сервис | Плата**.

В процессе отладки коммуникационных функций по последовательному порту вам понадобится отключать и включать устройство Arduino. Если вы используете стороннюю коммуникационную программу (как чаще всего и бывает, см. далее), и забудете ее закрыть перед программированием, то порт может оказаться недоступным для Arduino IDE. Прежде всего закройте коммуникационную программу и попробуйте загрузить программу в плату заново — скорее всего, дело только в этом. Но при многих включениях и отключениях платы Arduino драйвер может окончательно запутаться, в результате чего последовательный порт окажется недоступен и в среде Arduino, и в сторонних коммуникационных утилитах. Чтобы восстановить работоспособность порта, необязательно перезагружать компьютер. Найдите устройство Arduino в Диспетчере устройств и в контекстном меню разыщите пункт **Отключить**. Отключите устройство, и сразу же включите опять (в Windows 7 и 8 пункт меню будет называться **Задействовать**). После этого порт должен заработать, как надо.

Настройки Arduino IDE

После загрузки драйвера первым делом проверьте пункт **Файл | Настройки (File | Preferences)** для англоязычной версии). Там вы можете поменять язык самой программы (и, кстати, также и язык сообщений об ошибках), отказаться от проверки наличия обновлений (иначе при каждом запуске будете получать назойливые предложения сменить русскую версию на последнюю английскую), и, главное, поменять размещение текстов ваших программ (скетчей), заданное по умолчанию.

Во всех последних версиях Windows подобные среды программирования предлагают разместить папку с проектами где-нибудь в недрах папки Users (Пользователи). Способ неудобный (проще хранить среду и привязанные к ней документы в одном каталоге) и опасный (потому что потерять пользовательские папки при переустановке системы — как два байта переслать), но вынужденный — по умолчанию писать в системный каталог Program Files пользовательским программам во всех версиях Windows после XP запрещено. Поэтому я и рекомендовал не распаковывать среду в системный каталог — если вы захотите создать в нем пользовательскую папку с проектами, то для нее придется долго и мучительно возиться с правами доступа. А если он размещен отдельно, то просто создайте внутри папки, содержащей arduino.exe, каталог, с названием, например, Projects, и укажите его в самом первом пункте настроек через кнопку **Выбрать**.

Много разнообразных настроек доступны через файл preferences.txt (его размещение указано внизу окна настроек). Так, обладателям большого монитора размер окна Arduino IDE по умолчанию покажется мелковатым, а запоминать размер среда по-

чему-то не умеет (ах, если бы это было самым крупным ее недостатком!). Для изменения этого параметра следует отредактировать в файле `preferences.txt` строки `editor.window.height.default` и `editor.window.width.default` (установив, например, 1000 и 800, соответственно). Только не забудьте, что перед внесением изменений в `preferences.txt` следует создать его резервную копию.

Программы для Arduino

Программы для Arduino (скетчи) пишутся на варианте языка Processing/Wiring, специально разработанном для этой среды. Как и многие другие языки, он основан на языке C/C++, потому в случае затруднений в правилах синтаксиса можете смело обращаться к любому сетевому справочнику по функциям этих популярных языков. В среде Arduino работает большинство стандартных функций языка C, так что проблема будет не в том, чтобы найти способ осуществления какого-либо действия (такого, как извлечение корня или преобразование числа в строку и наоборот), а в том, чтобы выбрать подходящий способ из всего многообразия, которым почему-то так гордятся приверженцы этого языка.

Справку по большинству функций языка C можно найти в соответствующем разделе классического учебника Герберта Шилдта [25]. Основные приемы выполнения арифметических и логических операций на языке C неплохо изложены в книге [26]. Что же касается функций, специфических для Arduino, то они изложены в разделе **Программирование** официального сайта Arduino, в том числе на русском языке [23].

Если вы с языком C до сих пор не знакомы, то учтите, что логики и стройности в нем немного, зато очень много лишнего и непонятного. Не унывайте — чтобы овладеть Arduino, изучать язык досконально не требуется, Processing и был придуман для тех, кто не хочет углубляться в программирование. Нам сейчас будет достаточно следующих элементарных сведений.

Любая программа в среде Arduino состоит из трех основных блоков: блока определений, функции установок и бесконечного цикла, который и составляет собственно программу. Эти блоки полностью аналогичны структуре нашей ассемблерной программы (см. главу 19), где с блока определений начиналась программа, функция установок у нас следовала за меткой `Reset`, а бесконечный цикл заключал текст, который выполняется вне прерываний (у нас — то, что между меткой `Cykle:` и оператором `rjmp Cykle`). Явное использование прерываний в программах Arduino — скорее исключение, что относится к числу недостатков этой платформы (и мы еще будем об этом говорить).

ПОДРОБНОСТИ

Но было бы ошибкой считать, что прерывания в Arduino не используются вовсе. Например, в Arduino отсчет времени реализован совершенно так же, как мы делали в главе 19, только не с помощью `Timer1`, как у нас, а через восьмиразрядный `Timer0`. Здесь тоже устанавливается прерывание таймера по переполнению и тоже с коэффициентом делителя 64. При обычной тактовой частоте Arduino, равной 16 МГц, прерывания переполнения восьмиразрядного таймера происходят каждые $(64/16) \cdot 256 = 1024$ микросекунды, что позволяет реализовать такие функции, как `millis()` или

`delay()`. Самый частый отсчет возможен при таком коэффициенте каждые 4 микросекунды, что обуславливает приведенное в справочнике по функциям Arduino максимальное разрешение функции отсчета микросекунд `micros()`. Любопытно, что задержка в микросекундах (т. е. функция `delayMicroseconds()`) при этом реализована в виде простой программной задержки, как мы делали в первом примере главы 19. Функции коммуникационного порта, кстати, также основаны на прерываниях (см. далее).

Блок определений содержит обычные для почти любого языка программирования ссылки на включаемые библиотеки и определения переменных, например:

```
#include <LiquidCrystal.h> //подключаем библиотеку для работы
//со строчным ЖК-индикатором
int i; //переменная i - 16-разрядный счетчик
byte temp = 0; //рабочая переменная типа byte
float temperature; //переменная - действительное число
//для значения температуры
```

Определение наименований выводов, как констант:

```
#define dataPin 16 //dataPin - цифровой вывод 161
//(т. е. вывод A2 платы, см. далее)
```

Выводы можно определять и как переменные целого типа:

```
int ledPin = 3; // цифровой выход управления светодиодом
```

Строчные и заглавные буквы здесь различаются, например, `string()` и `String()` — это разные функции (см. справочник по языку на сайте [23]). В языке C любые определения можно делать в любом месте программы, выносить их в начало необязательно. Только стоит учесть, что, например, вызов переменной, определенной внутри некоей функции (*локальная переменная*), в другой функции вызовет сообщение об ошибке. Для того чтобы переменная действовала для всей программы, она должна быть определена именно в начале, до всех функций (*глобальная переменная*). Нюанс заключается в том, что глобальная переменная займет ресурсы контроллера на все время работы программы, тогда как локальная освободит их по окончании действия функции. В условиях ограниченных ресурсов МК это может оказаться существенным фактором, влияющим на скорость выполнения программы.

Наша процедура `Reset` (блок установок) здесь выглядит, как функция `setup`:

```
void setup()
{
< операторы >
}
```

Следует заметить, что в языке C служебное слово `void` («пустота») обозначает, что за ним последует то, что в человеческом языке носит название «процедура» — т. е.

¹ Напомним, что на платах Arduino и в текстах программ цифровые выводы именуют просто номерами, но на схемах мы к номеру цифрового вывода для определенности будем добавлять привычную букву D.

функция, не возвращающая никакого значения. Между фигурными скобками здесь размещаются те операторы, которые должны выполняться при запуске программы один раз. После `setup` обычно идет функция (на самом деле тоже процедура) бесконечного цикла, которая обозначается словом `loop` («петля»):

```
void loop()
{
< операторы >
}
```

Кроме этих двух обязательных функций, программа для Arduino может включать в себя любое количество других функций (или процедур), определяемых пользователем, и примеры этого мы увидим далее.

В заключение нашего суперкраткого обзора программирования для Arduino стоит напомнить про некоторые особенности логических операций в языке C, которые почти не играют роли в обычном программировании, но в приложении к микроконтроллерам имеют важное значение. Это касается выполнения базовых логических функций «И», «ИЛИ» и «НЕ» о которых мы упоминали в *главе 14* (см. также [25]). В языке C имеются две разновидности логических операций: обычные («логическое И» `&&`, «логическое ИЛИ» `||`, «логическое НЕ» `!`) и поразрядные битовые («поразрядное И» `&`, «поразрядное ИЛИ» `|`, «поразрядное НЕ» `~`). Теперь вы можете с полным пониманием отнестись к этому разделению: обычные логические операции относятся к булевым переменным (т. е. таким, которые принимают только два значения: «ноль»/«не ноль», «ложь»/«правда»), а поразрядные — к числовым переменным, т. е. попросту к нашим родным регистрам контроллера.

В условных операторах (`if`) должна присутствовать чисто логическая операция с бинарным исходом («правда» — «ложь»), потому там надо ставить символы логических операций, а вот в операциях с числами и регистрами — поразрядных. Например, значок неравенства в языке C запишется, как `!=` (буквально и значит «не равно»), а запись `~=` будет бессмысленной. Но одинарные символы (`&` вместо положенного `&&` или `|` вместо положенного `||`) все равно часто ставят в условном операторе `if`, потому что там обычно фигурируют бинарные операции, вроде операций сравнения («больше», «меньше», «равно», «не равно» и т. п.), которые сами по себе в результате дают логическое значение. То есть они фактически состоят из одного двоичного разряда, и применение к ним побитовой операции даст ровно тот же результат, что и обычной логической.

Термостат на Arduino

Давайте соорудим для начала на Arduino что-нибудь простенькое. В *главе 12* мы уже изобретали термостаты на чисто аналоговых компонентах. Теперь посмотрим, как можно привлечь к этому полезному в хозяйстве делу цифровую технику.

Мы уже упоминали (см. *главу 18*), что в состав AVR-контроллеров входит 10-разрядный многоканальный АЦП. На платах Arduino его выводы специально помечены, как аналоговые входы (буквой A с цифрами от нуля до пяти). Заметьте, что они

могут быть задействованы и как обычные цифровые с номерами от 14 до 18, и мы в таком качестве ими еще воспользуемся. Один из этих входов мы как раз и применим для измерения температуры, а управлять подключением нагрузки будем с одного из цифровых выходов.

Итого нам понадобятся:

- ❑ плата Arduino Uno (годится и любая другая);
- ❑ термистор в качестве датчика температуры. Подойдет, например, имеющийся в «Амперке» B57164-K 103-J с номинальным сопротивлением 10 кОм при 25 °C — именно его характеристики приведены в *главе 13* в качестве иллюстрации к свойствам термисторов;
- ❑ переменный резистор 10 кОм, постоянный резистор 620 Ом;
- ❑ исполнительное реле — электромагнитное (обязательно с усилительным транзисторным ключом, см. далее) или твердотельное.

В продаже имеются модули на основе 5-вольтовых электромагнитных реле, специально подогнанных под управление от выходов Arduino. Электромагнитные реле сами по себе требуют довольно большого тока управления (и он тем больше, чем мощнее реле, — непосредственно от логики могут работать только самые мало-мощные герконовые реле), потому во всех подобных релейных модулях обязательно имеется транзисторный усилительный ключ¹. Например, в «Амперке» продается такой модуль на основе реле HLS8L-DC5V-S-C. Если вас электромагнитное реле не устраивает, и вы стремитесь к предельной простоте схемы, то можно поискать твердотельные реле — подойдут, например, CX240D5R фирмы Crydom или аналогичные с напряжением срабатывания 3–15 В. У них ток управления составляет около 15 мА при 5 вольтах на входе, что допустимо для AVR, потому их управляющий вход можно подключать к цифровому выводу Arduino напрямую. Правда, при напряжении 220 вольт коммутировать нагрузку мощностью больше киловатта CX240D5R не может, но нам в данной задаче больше и не требуется.

Схема термостата на Arduino Uno показана на рис. 21.2. На схеме обмотка реле К1 (с нормально разомкнутыми контактами) условно присоединяется прямо к цифровому выходу Arduino — подразумевается, что либо это упомянутое ранее твердотельное реле с нужными характеристиками, либо просто управляющий вход готовой платы релейного модуля. Для контроля состояния схемы одновременно с нагревателем срабатывает светодиод. Программа термостата в соответствии с подобной схемой крайне проста:

```
int termPin = A0; // Аналоговый вход термистора
int relayPin = 2; // Цифровой выход управления реле
int ledPin = 3;   // Цифровой выход управления
                // сигнальным светодиодом
```

¹ Хотя продавцы этот факт почему-то тщательно замалчивают — отсутствие документации или хотя бы исчерпывающих технических характеристик готовых комплектующих изделий для Arduino часто перерастает в серьезную проблему для желающего ими воспользоваться.


```

void setup()
{
    pinMode(relayPin, OUTPUT); //оба цифровых вывода - на выход
    pinMode(ledPin, OUTPUT);
}
void loop()
{
    // Считываем показания термистора и сравниваем
    // их с пороговыми значениями в середине диапазона АЦП
    if (analogRead(termPin) > 510) {
        // Если температура низкая (сопротивление
        // термистора высокое), включаем нагреватель и светодиод
        digitalWrite(relayPin, HIGH);
        digitalWrite(ledPin, HIGH);
    }
    if (analogRead(termPin) < 490) {
        // Если температура высокая - выключаем
        digitalWrite(relayPin, LOW);
        digitalWrite(ledPin, LOW);
    }
}

```

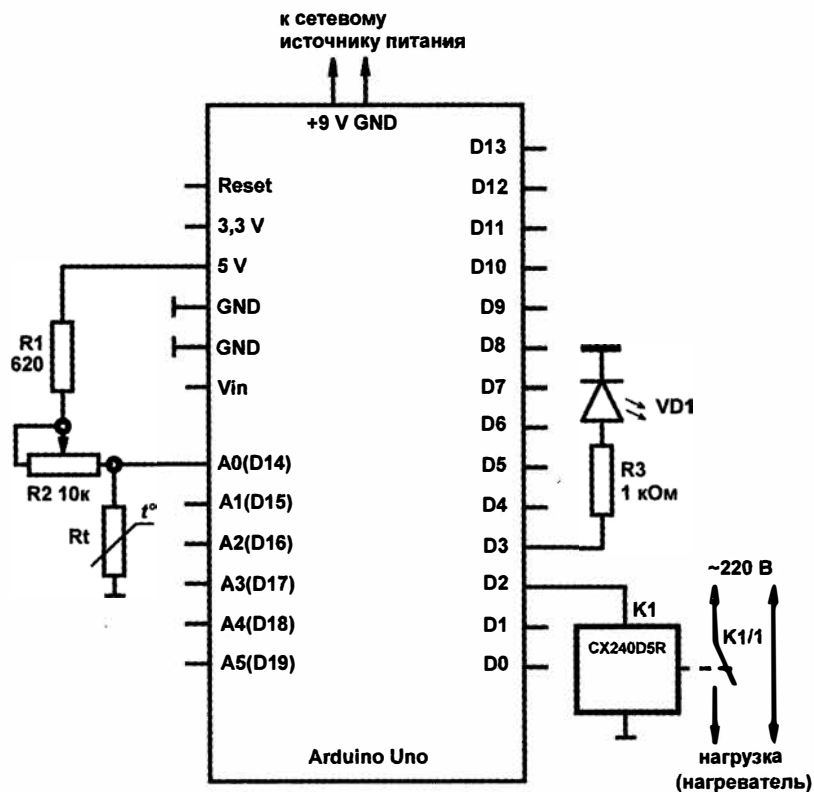


Рис. 21.2. Схема термостата на Arduino Uno

Величины резисторов подогнаны под указанный термистор B57164-K с номинальным сопротивлением 10 кОм при 25 °C (103-J). В соответствии с программой срабатывание реле будет происходить вблизи значения на выходе АЦП, равного 500. Это составляет примерно середину 10-разрядного диапазона (вся шкала — 1024 градации), т. е. такое значение установится при приблизительном равенстве верхнего и нижнего сопротивлений относительно входа А0 (напряжение на этом входе тогда составит примерно 2,5 вольта).

Обратите внимание, что обе функции `if` не заканчиваются привычным `else`. Для предотвращениядребезга в программу введен гистерезис: реле включается при превышении значения кода 510, а выключается при снижении до значения 490. В промежутке оно будет сохранять предыдущее состояние. Двадцать единиц кода (то, что в *главе 12* мы называли *зоной нечувствительности*) соответствуют примерно 10 милливольтам, т. е. гистерезис при температуре в пределах 30–40 градусов составит чуть меньше одной десятой градуса (проверьте сами с помощью табл. 13.1 из *главы 13*).

Установка температуры срабатывания с помощью резистора R2 при таких параметрах возможна в пределах примерно от 22 до 96 °C. Разумеется, на практике такой широкий диапазон регулировки не требуется, потому целесообразно номинал R2 уменьшить. Величина R1 подбирается так, чтобы R1 и номинальное значение R2 в сумме составляли сопротивление термистора при нижнем значении желаемого диапазона температур (в соответствии с табл. 13.1). Для более точной подгонки можно провести калибровку и изменить пороговые значения в программе, измеряя установившуюся температуру обычным термометром.

Если вы примените в этой схеме другие датчики, то не забудьте про знак температурного коэффициента. Обычный диод или транзистор в диодном включении (как в схемах из *главы 13*) также имеют отрицательный наклон характеристики, потому для них в программе придется поменять только числовые значения порога срабатывания. А вот полупроводниковые датчики типа TMP35 (см. *главу 13*) или просто металлические термометры сопротивления (как в конструкции из *главы 17*) имеют положительный температурный коэффициент, поэтому условия срабатывания придется изменить на обратные. Причем не просто поменять «больше» на «меньше» и наоборот, а изменить и соотношение порогов для гистерезиса — в новой ситуации нагреватель должен будет включаться, если значение меньше меньшего порога, а выключаться — если больше большего.

Как видите, обращаться с Arduino не просто, а очень просто. Работа с АЦП относится к базовым функциям платформы и не требует даже подключения отдельных библиотек. Оцените, насколько облегчили создатели платформы жизнь разработчику: вызову функции `analogRead()` соответствуют операции установки режима АЦП, тактовой частоты его работы, выбора канала и пр.

Попробуем на радостях решить задачку посложнее — научимся выводить данные через последовательный порт и на графический индикатор.

Обмен через последовательный порт

Для лучшего понимания, что именно мы будем делать дальше, кратко рассмотрим устройство последовательного порта. Сначала разберемся в терминах, которые имеют отношение к предмету разговора. В компьютерах ранее всегда присутствовал COM-порт, часто кратко называемый портом RS-232. Правильнее сказать так: COM-порт передает данные, основываясь на стандарте последовательного интерфейса RS-232. UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter, универсальный асинхронный приемопередатчик) есть основная часть любого устройства, поддерживающего RS-232. Соответственно, UART как составная часть входит практически во все универсальные микроконтроллеры, в том числе и в ATmega328, лежащий в основе Arduino. В контроллере ATmega2560 (Arduino Mega) таких портов даже целых три.

Кроме UART в порт RS-232 (в том числе в COM-порт ПК) входит схема преобразования логических уровней в уровни RS-232, где биты передаются разнополярными уровнями напряжения, притом инвертированными относительно UART. В UART действует положительная логика с обычными логическими уровнями, где логическая единица есть высокий уровень (+3 или +5 В), а логический ноль — низкий уровень (0 В). У RS-232 логическая единица передается отрицательным уровнем от -3 до -12 В, а логический ноль — положительным уровнем от +3 до +12 В. Преобразователь уровня в МК, естественно, не входит, так что для стыковки с компьютером придется его изобретать.

Идея передачи по интерфейсу RS-232 заключается в передаче целого байта по одному проводу в виде последовательных импульсов, каждый из которых может быть 0 или 1. Если в определенные моменты времени считывать состояние линии, то можно восстановить то, что было послано. При этом для приемника и передатчика, связанных между собой тремя проводами («земля» и два сигнальных провода «туда» и «обратно»), приходится задавать скорость передачи и приема, которая должна быть одинакова для устройств на обоих концах линии. Эти скорости стандартизированы и выбираются из ряда: 1200, 2400, 4800, 9600, 14 400, 19 200, 28 800, 38 400, 56 000, 57 600, 115 200 (более медленные скорости я опустил)¹. Число это обозначает количество передаваемых/принимаемых битов в секунду.

Проблема состоит в том, что приемник и передатчик — это физически совершенно разные системы, и скорости эти для них не могут быть строго одинаковыми в принципе (из-за разброса параметров тактовых генераторов), и даже если их каким-то образом синхронизировать в начале, то они в любом случае быстро «разъедутся». Потому в RS-232 передача каждого байта всегда сопровождается начальным

¹ Отметим, что стандарт RS-232E устанавливает максимальную скорость передачи 115 200, однако функции Windows позволяют установить и более высокую скорость, например, 128 000 или 256 000. Но не все схемы преобразования уровней могут пропустить через себя такие сигналы, и это следует учитывать при проектировании. В Arduino, вследствие общей «тормознутости» платформы, устанавливать связь на скоростях выше принятого по умолчанию значения 9600 не имеет особого смысла — чем меньше скорость, тем надежнее соединение.

(стартовым) битом, который служит для синхронизации. После него идут восемь (или девять — если используется проверка на четность) информационных битов, а затем стоповые биты, которых может быть один, два и более, но это уже не имеет принципиального значения. Общая диаграмма передачи таких последовательностей показана на рис. 21.3.

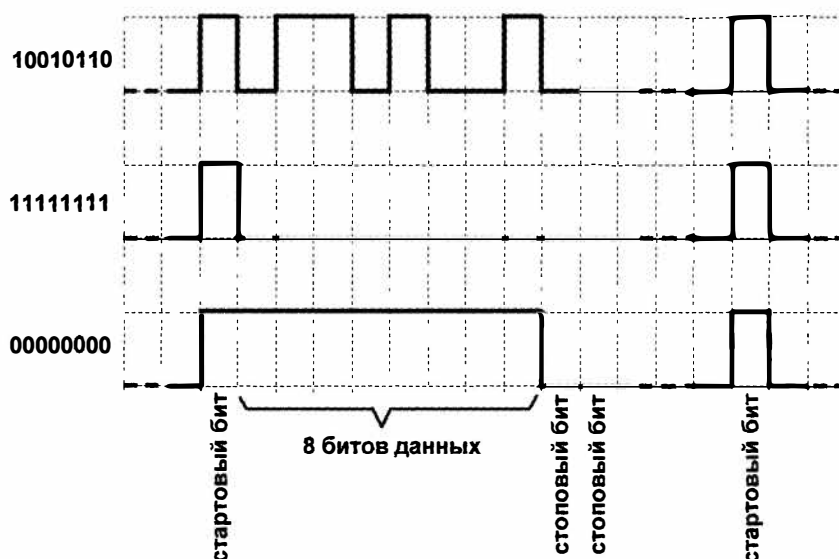


Рис. 21.3. Диаграмма передачи данных по последовательному интерфейсу RS232 в формате 8n2

В современных компьютерах COM-порт, как правило, отсутствует. Конечно, его можно обеспечить с помощью дополнительных плат или (в ноутбуках) PCMCIA-карт, но, в общем случае, это неудобно. Куда проще воспользоваться универсальным последовательным портом USB, имеющимся практически на каждом компьютерном устройстве. Микросхемы-переходники, обеспечивающие преобразование USB/RS-232, носят по наименованию выпускающей их фирмы название FTDI и являются составной частью любого устройства, обеспечивающего эмуляцию протокола RS-232 через USB. Устройство при этом имеет лишь простой UART, а преобразование обеспечивается микросхемой, которая в случае Arduino встроена в плату. При соединении такого устройства с компьютером через USB-кабель драйвер распознает его, как виртуальный COM-порт (см. раздел об установке Arduino в этой главе). Кстати, подобную связь с компьютером имеют многие дешевые мобильники — в них со стороны телефона имеется лишь UART, в точности так же, как в МК AVR, а для связи нужен специальный и иногда довольно дорогой кабель-адаптер с установленной внутри микросхемой FTDI или аналогичной.

Как и взаимодействие с АЦП, работа через последовательный порт в Arduino относится к базовым функциям и не требует подключения внешних библиотек. Далее мы увидим, что физически передача через последовательный порт может быть реализована далеко не только с помощью USB, — чуть позже мы рассмотрим модуль,

который «прозрачно» для программиста обеспечивает передачу по радиоканалу с помощью тех же самых функций.

Сам по себе обмен через последовательный порт в Arduino немногим сложнее чтения значения аналоговой величины в только что рассмотренном примере термостата и обеспечивается набором функций Serial (см. их описание в разделе **Программирование** [23]). Для успешной работы спроектированного устройства совместно с Windows, если Arduino IDE в ней не устанавливалась, необходимо установить драйвер ArduinoUSBSerial.inf, входящий в комплект Arduino IDE (находится в основном каталоге размещения среды Arduino). Для обмена данными библиотека Serial использует цифровые порты платы Arduino 0 (RX) и 1 (TX). Разумеется, если вы используете функции Serial, то нельзя одновременно с этим использовать порты 0 и 1 для других целей, — обратите внимание, что во всех наших проектах они остаются свободными.

Простейшая пробная программа для работы с функциями Serial выглядит так:

```
unsigned long time; //переменная отсчета времени
void setup()
{
    Serial.begin(9600); // Инициализируем последовательный порт
                        // на скорости 9600
    Serial.println("Hello"); // Посылаем сообщение "Hello"
}
void loop()
{
    // Ждем передачи с компьютера
    if (Serial.available() > 0)
    {
        byte b = Serial.read(); // Считываем пришедшую команду
//в переменную b
        Serial.write(b); // Отправляем считанный байт обратно
        time = millis();
        //выводит количество миллисекунд
        //с момента начала выполнения программы:
        Serial.println(time);
    }
}
```

Функция Serial.write() отличается от Serial.print() тем, что первая посылает данные, как числа, а вторая позволяет организовать вывод в различных строковых форматах (см. описание функции в [23]). Мы здесь употребляем вариант второй функции под названием Serial.println, который дополнительно присоединяет к выводу символы перевода строки. Многочисленные примеры употребления этих операторов в разных вариантах вы встретите далее.

ПОДРОБНОСТИ

Коммуникационные функции Arduino в случае приема нескольких байтов всегда требуют тщательной отладки на макете. На них (функциях) сказываются недостатки Arduino, заключающиеся в общей замедленности работы платформы. Отслеживание

данных, приходящих через последовательный порт через непредсказуемые промежутки времени, представляет собой непростую задачу даже при использовании профессионального инструментария. Тем не менее и в простейшем виде, предлагаемом стандартными возможностями Arduino IDE, с этой задачей можно справиться.

Для лучшего понимания, как это делается, стоит учесть, что с последовательным портом в Arduino связан буфер размером 64 байта (не путать с аппаратным буфером самого UART). Чтобы действительно ничего не упустить, следует вызывать функцию `Serial.available()` с задержкой — тогда, когда в этом буфере уже что-то имеется, иначе считается только первый пришедший байт, а остальные могут пропасть. Потому мы без зазрения совести ставим в программе временные задержки (функция `delay()`) при приеме нескольких байтов из компьютера или другого устройства — операция, которая в случае отсутствия такого буфера, наоборот, только привела бы к гарантированной потере данных. При формировании задержек следует ориентироваться на то, что передача одного байта на скорости 9600 занимает примерно 1 миллисекунду. Так что при приеме в пределах десятка байтов будут разумными величины задержек порядка 10 миллисекунд или несколько более на весь цикл приема. Именно такой прием мы применим при установке часов из компьютера в главе 22, где и познакомимся с приемом последовательности нескольких байтов.

Да, а как принять посланные байты в компьютере? Для этого годится абсолютно любая программа-монитор, позволяющая устанавливать номер порта и скорость приема. В том числе такая программа входит и в Arduino IDE (**Сервис | Монитор порта**). Она заслуженно вызывает многочисленные нарекания своей примитивностью, но для каких-нибудь простых тестовых целей вполне годится — главное, что в ней не надо ничего устанавливать, связь с устройством доступна немедленно после загрузки программы. Для более «продвинутых» читателей я рекомендую свою программу-монитор под названием Com2000 (ее можно скачать с сайта автора по адресу <http://revich.lib.ru/comcom.zip>) — она отличается тем, что позволяет организовать обмен в любом удобном формате (численном в десятичной или шестнадцатеричной форме, а также в текстовом). Входит подобная программа, как составная часть, и в утилиту X-CTU для настройки радиомодулей по протоколу Xbee, которыми мы будем заниматься в следующей главе.

Столь простое обращение с последовательным портом позволяет дополнить программы Arduino простейшим средством отладки. Такие средства напрочь отсутствуют в среде Arduino, а без них очень трудно отлаживать более-менее сложные программы, — ту же настройку часов из компьютера (глава 22) без контроля за тем, что принимается в программе и в каком виде, создать было бы просто нереально. Для этого в нужных местах программы вы расставляете операторы `Serial.print()` или `Serial.write()`, посылающие в компьютер переменные, значения которых необходимо контролировать, и отслеживаете их состояние через монитор порта.

Другие подробности работы с последовательным портом мы узнаем по ходу дела, а сейчас займемся задачей вывода значений на индикаторы. Это отдельная задача, и не слишком простая — имеющиеся в продаже дисплеи весьма разнообразны по типу и довольно капризны в обращении.

Работа с текстом на графическом дисплее MT-12864J

Дисплеи для вывода цифр, текста и графики, как мы уже знаем из *главы 7*, встречаются нескольких разновидностей. Здесь мы остановимся на небольших матричных дисплеях, в которых изображение составляется из точек, что позволяет формировать произвольные символы и элементарные изображения. Матричные дисплеи бывают графические и строчные, отличающиеся способом управления: у них разные контроллеры, ориентированные в одном случае на адресацию каждой точки в отдельности, во втором — на вывод символов по их коду, подобно тому, как это делается в программах для компьютеров. Разумеется, эта преимущественная ориентация не исключает вывод текста на графические дисплеи или вывод примитивных изображений на строчные. Именно задачей вывода текста на графический дисплей мы сейчас и займемся, а в следующей главе познакомимся со строчными разновидностями.

Для каждого из этих типов дисплеев имеется стандартный контроллер, по образцу которого строится управление любой аналогичной матрицей. Для символьных строчных экранов стандартный контроллер называется HD44780, а для графических ту же роль играет ks0108 — с ним совместимы все графические экраны небольшого размера. Мы воспользуемся популярным отечественным графическим ЖК-модулем MT-12864J фирмы МЭЛТ. На сайте «Амперки» в разделе **Вики** легко разыскать статью «Работа с ЖК-матрицей 128×64», рассказывающую о подключении этого модуля в стандартном графическом режиме с помощью библиотеки GLCD.

Здесь мы подробнее остановимся на некоторых нюансах практического применения ЖК-матриц на основе контроллера ks0108, а также рассмотрим вывод текста с помощью готовых шрифтов из библиотеки GLCD и вопросы их модернизации для вывода кириллических символов.

Подключение MT-12864J

К сожалению, контроллер ks0108 имеет параллельный восьмибитовый интерфейс, и с учетом управляющих выводов нам придется занять аж 13 функциональных контактов платы Arduino Uno. Число соединений можно сократить, если подключить ЖК-модуль через сдвиговый регистр или, что еще проще, дешифратор двоичного кода. В первом случае число линий данных сократится с восьми до одной плюс линия импульсов сдвига, во втором — до трех. Но в обоих случаях о стандартной библиотеке придется забыть, создавать свои схемы подключения и писать свои процедуры вывода.

Поэтому мы прибегнем к стандартному способу, но внесем в него некоторые изменения. Использовать именно те выводы Arduino, что предусмотрены библиотекой GLCD по умолчанию¹, при таком их количестве не только неудобно, но часто про-

¹ См. таблицу в описании библиотеки на официальном сайте Arduino, где матрице MT-12864J соответствует вариант «Pinout A»: <http://www.arduino.cc/playground/Code/GLCDks0108>. Описания этой библиотеки на русском языке, к сожалению, не имеется.

сто невозможно. Не забудем, что ведь мы еще подключаем к контроллеру всякие другие устройства по стандартным коммуникационным портам, и стоит постараться не занимать их выводы по максимуму.

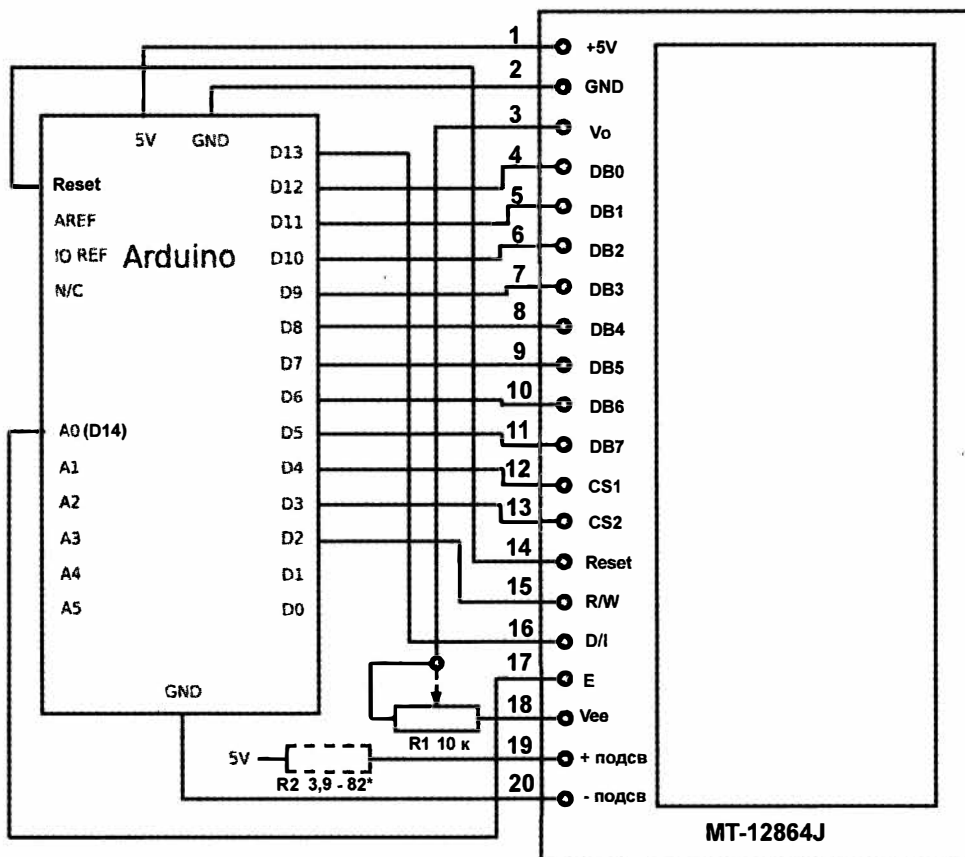


Рис. 21.4. Схема подключения MT-12864J к Arduino Uno

Модернизированная с учетом этого обстоятельства схема подключения MT-12864J к Arduino Uno приведена на рис. 21.4. Как видите, у нас оставлены свободными контакты D1 и D2 (RX и TX последовательного порта) и контакты A4–A5, которые, как мы еще узнаем, участвуют в обмене через порт I²C. Одновременная работа со стандартным подключением SD-карты, требующим выводов интерфейса SPI (11, 12, 13 и, с некоторыми оговорками, 10) здесь уже оказывается невозможной. Этот дефицит выводов станет одной из причин, по которым в проекте метеостанции, рассматриваемом в следующей главе, мы выберем другой тип дисплея. Но и ЖК-дисплей может оказаться полезным во многих случаях, особенно при проектировании малопотребляющих приборов, работающих на батарейках.

Обратим также внимание на резисторы R1 и R2, о которых почему-то авторы статей о графических матрицах часто забывают упомянуть. Переменный или подстроечный резистор R1 служит для регулировки контрастности индикатора. На схеме

он подключен так, как рекомендуется в документации фирмы МЭЛТ, однако может подключаться и по схеме потенциометра: одним концом к «земле», другим к питанию 5 В, а средним выводом к контакту V_0 индикатора. Номинал его выбирается в пределах 10–20 кОм, и в конечном продукте R1 можно заменить на постоянный резистор подобранного номинала.

Резистор R2 — токоограничивающий для LED-подсветки. Его можно не устанавливать вовсе (и в документации он не упоминается), поэтому на схеме он обозначен пунктиром. Согласно документации МЭЛТ, ток подсветки тогда составит около 64 мА. Установить токоограничивающий резистор R2 следует в двух случаях: если вы хотите уменьшить ток (и, соответственно, пожертвовать яркостью подсветки), или если подсветка питается от отдельного источника с повышенным напряжением. Последний вариант обычно реализуется при смешанном питании, когда подсветка подключается к нестабилизированному напряжению на выходе сетевого адаптера, а при переключении на батарейку отключается вовсе. Потребление контроллера модуля при выключенной подсветке тогда составит всего 4 мА (на подробностях реализации этого способа мы здесь останавливаться не будем). При обычном напряжении на выходе адаптера (7–9 В) резистор R2 должен погасить лишние 2–4 В, соответственно, его номинал должен составлять от 39 до 62 Ом.

Отметим, что на свету дисплей MT-12864J при отсутствии подсветки выглядит даже лучше — больше контраст и углы обзора, а сама подсветка настолько тусклая, что при посторонней засветке экрана только снижает контраст, ухудшая различимость символов. То есть фактически она требуется только при эксплуатации экрана в темноте. Зато, вопреки ожиданиям, качество дисплея в отсутствии подсветки оказалось вполне на высоте.

Скачать библиотеку GLCD можно с официального ресурса по ссылке, приведенной в сноске 5. На момент подготовки этой книги последняя версия библиотеки носит номер 3. Распакуйте ее, как обычно, в папку `libraries` каталога Arduino. Так как мы меняли контакты, то для начала файл библиотеки, где обозначены выводы, придется «причесать» в соответствии с нашими потребностями. Для этого разыщите в папке `libraries\glcd\config` файл `ks0108_Arduino.h`. Согласно схеме (см. рис. 21.4), установите следующие выводы (в листинге приводятся только строки файла, которые подлежат правке, а старые номера выводов закомментированы):

```
#define glcdData0Pin      2 //8 - так было в оригинале
#define glcdData1Pin      3 //9
#define glcdData2Pin      4 //10
#define glcdData3Pin      5 //11
#define glcdData4Pin      6 //4
#define glcdData5Pin      7 //5
#define glcdData6Pin      8 //6
#define glcdData7Pin      9 //7

#define glcdCSEL1         10 //14
#define glcdCSEL2         11 //15
```

```
#define glcdRW          12 //16
#define glcdDI          13 //17
#define glcdEN          14 //18
```

Русификация модуля MT-12864J

Никакого специального текстового режима в модулях MT-12864J не существует. Текст в них выводится просто как картинка, для чего имеются таблицы шрифтов в виде специальной функции, вызываемой через оператор `SelectFont`. Чтобы русифицировать этот индикатор, для него придется создать шрифт с русскими символами. Причем создать «руками» — рекомендуемый в описании библиотеки конвертер шрифтов Windows, к сожалению, не понимает никаких символов, кроме служебных и английских. Это объясняется тем, что в UTF-8, принятой в качестве кодировки для файлов Arduino IDE, только эти символы из стандартной таблицы ASCII однозначно переводятся в однобайтовую кодировку. Нет никаких сомнений, что авторы конвертера могли бы с этой проблемой справиться, — но только представьте, какой объем работы им пришлось бы повернуть, чтобы охватить всего десяток-другой самых популярных языков? Так что простим их и вспомним, что благодаря открытому коду все в наших руках.

Для этого мы модернизируем имеющийся в комплекте библиотеки GLCD английский шрифт 5×7 точек, размещающийся в файле `SystemFont5x7.h` (папка `fonts`). Никакие особые инструменты для этого не нужны — немного поразмыслив над приведенными там кодами (для наглядности каждый байт следует разложить в двоичное представление и записать все пять штук один над другим), вы легко разберетесь в принципе устройства таблицы и сможете ее менять и дополнять без какого-либо визуального редактора. Вот как, например, кодируется заглавная буква «Р» в этой системе (последовательность 0x7F, 0x09, 0x09, 0x09, 0x06):

```
01111111 0x7F
00001001 0x09
00001001 0x09
00001001 0x09
00001001 0x09
00000110 0x06
```

Если вы еще не догадались, то мысленно поверните байтовый массив на 90 градусов влево, и вы увидите букву «Р», образованную единицами. Хитрость дополнения имеющейся таблицы состоит только в том, чтобы русские буквы соответствовали их кодам, получающимся при компиляции текстового файла с программой, — вводить текст в программе через номера кодов не слишком удобно, приятнее писать его прямо по-русски.

Правила Arduino IDE для кодирования символов второй половины байтовой таблицы символов (т. е. с номерами более 127) соответствуют младшему байту кодировки UTF-8 (именно в ней сохраняется текстовый файл программы .ino). В русскоязычной части таблицы UTF-8 младшие байты кодов с 80h по 8Fh занимают строчные буквы от «р» до «я», далее идут подряд 32 заглавные от «А» до «Я» (исключая

букву «Ё»), а в кодах от B0h до BFh размещены оставшиеся строчные от «а» до «п». Таким образом у нас еще остается в конце байтовой таблицы незадействованная часть размером в целых 64 символа (с кодами от C0h до FFh), куда можно при надобности поместить различные служебные символы, отсутствующие в оригинале (вроде степеней или индексов). При самостоятельном дополнении таблицы не забывайте, что номера символов должны идти подряд, начиная с указанного в заголовке функции System5x7 кода 0x20 (что соответствует пробелу во всех разновидностях кодировок, основанных на ASCII). А общее количество символов следует указать в последнем параметре функции — в оригинале там стоит 0x60 (десятичное 96), у нас это число возрастает до 0xA0 (160).

Один из таких отсутствующих символов нам понадобится уже в следующей главе — ни в системном английском шрифте, ни в доработанных разными умельцами вариантах не содержится значка градуса. Чтобы больше ничего не менять в заголовке файла, мы не будем дополнять таблицу, а подставим этот значок вместо одного из редко используемых символов. Закодированный в этой системе символ градуса будет выглядеть так: 0x00, 0x00, 0x0F, 0x09, 0x0F. Для замены я выбрал знак «\» («обратный слэш»), номер которого в таблице равен 0x5C. Вместо значка градуса в операторе вывода тогда придется указывать либо его код (в среде Arduino IDE это удобнее делать в восьмеричном виде так: «\134»), либо просто двойной «обратный слэш» в соответствии с правилами синтаксиса языка C.

Кроме указанных изменений, в этом шрифте я исправил цифру 0 — вместо перечеркнутого «0» скопировал для символа 0x30 строку для буквы «O» (символ номер 0x4F). Перечеркнутый ноль давно удален из всех шрифтов в пользовательских устройствах, что иногда даже бывает неудобно, — например, когда требуется воспроизвести пароль с цифрами и буквами вперемешку. И только в таблицах шрифтов для подобных индикаторов он по инерции задержался с доисторических времен господства АЦПУ и алфавитно-цифровых терминалов, но в современном антураже выглядит довольно дико. Обидно, что для строчных дисплеев со встроенными шрифтами, подобных тем, что вы также увидите в следующей главе, этот символ так просто исправить не удастся.

Архив с файлом русифицированного шрифта под именем SystemFont5x7R.h вы можете скачать с сайта автора (http://revich.lib.ru/AVR/Rus_Lcd.zip). При его создании использованы наработки пользователя SkyFort с сайта Robocraft.ru, который и проделал основную работу по прорисовке русских символов и переводу их в hex-коды, применяя какой-то хитрый софт. Файлы шрифта можно размещать прямо в папке с библиотекой GLCD (там же, где размещается файл библиотеки glcd.h) или в ее подпапке fonts. В последнем случае в директиве #include к имени файла придется добавлять название каталога (по образцу: #include "fonts/SystemFont5x7.h").

В том же архиве имеется файл тестовой программы-примера Proba_LCD.ino, который выводит подряд символы русского алфавита и цифр, значок градуса и в нижней строке — наименование дисплея «MT-12864J»:

```
#include <glcd.h> //подключим библиотеку
#include "SystemFont5x7R.h" //файл шрифта
```

```
void setup() {  
  GLCD.Init(); //инициализация  
  GLCD.ClearScreen();  
}  
  
void loop()  
{  
  GLCD.SelectFont(System5x7); //выбираем шрифт  
  GLCD.CursorToXY(0,0); //установим курсор в начальную позицию  
  GLCD.println("АБВГДЕЖЗИЙКЛМНОП");  
  GLCD.println("РСТУФХЦЧШЩЪЫЬЭЮЯ");  
  GLCD.println("абвгдежзийклмноп");  
  GLCD.println("рстуфхцчшщъыьэюя");  
  GLCD.println("1234567890");  
  GLCD.CursorToXY(19*6,4*8); //установим курсор в предпоследнюю позицию 5-й  
  строки  
  GLCD.print("\\C"); //градус С  
  
  GLCD.CursorToXY(4*6,7*8); //установим курсор в позицию 4 строки 8  
  GLCD.print("MT-12864J");  
}
```

Из приведенного примера понятно, как обращаться с текстом при выводе. Текстовая зона с данным шрифтом содержит 8 строк по 21-му символу в каждой. При выводе строки длиннее 21 символа, ее конец автоматически перейдет на другую строку. Для принудительного перевода строки используйте функцию `GLCD.println()`. Чтобы правильно позиционировать вывод текста, следует иметь в виду, что библиотечная функция `CursorToXY()` рассчитана на графический экран 128×64 точки. По этой причине при выводе текста указывать положение курсора удобно так, как

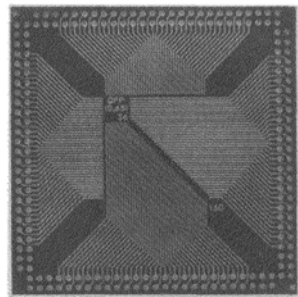


Рис. 21.5. Результат выполнения тестовой программы для дисплея MT-12864J

показано в примере, с учетом того, что символ занимает 6 точек по ширине, а строка — 8 точек по высоте. Поскольку позиции в строке и сами строки нумеруются с нуля, то вывод символа в предпоследнюю (20-ю, т. е. номер 19) позицию пятой (т. е. номер 4) строки предваряем оператором `CursorToXY(19*6, 4*8)`.

Обратите внимание, что вывод на такой дисплей всегда должен начинаться с функции установки курсора на определенную позицию — чтобы выводимые символы заменяли старые на том же месте. Иначе в следующем цикле функции `loop()` строки быстро поползут вверх, не давая разглядеть результата. Результат выполнения тестовой программы приведен на рис. 21.5. Фото сделано при выключенной подсветке — на снимке она была бы практически не видна.

ГЛАВА 22



Метеостанция на Arduino

Как на Arduino делать устройства лучше фирменных

Вдруг из темноты выступила какая-то фигура, очертания которой показались д'Артаньяну знакомыми, и привычный его слуху голос сказал.

— Я принес ваш плащ, сударь. сегодня прохладный вечер

А Дюма Три мушкетера

Домашняя метеостанция — один из самых необходимых и оправданных радиолюбительских проектов. Как мы уже говорили, бытовые метеостанции, имеющиеся в продаже, не выдерживают никакой критики — ни с точки зрения удобства пользования и дизайна, ни с точки зрения метрологических качеств. Через руки автора этих строк прошло не менее десятка моделей бытовых метеостанций, и ни у одной из них работу нельзя было признать удовлетворительной. Дисплеи перенасыщены лишней информацией, значения температуры «разъезжаются», показатели влажности не совпадают на десятки процентов, в довершение всего станция все время теряет внешний радиодатчик и поймать его можно, только полностью отключив питание и тем самым потеряв настройки дисплея и часов...

Все эти проблемы не имеют никаких объективных предпосылок и явно возникают исключительно из-за халатности разработчиков и производителей. С помощью современной элементной базы они легко решаются на среднем любительском уровне при наличии минимального терпения и аккуратности. Единственное, возможно, узкое место, которое трудно преодолеть при самостоятельном конструировании, представляет собой дисплей — после ознакомления с ассортиментом того же «Чипа-Дипа» становится понятно, почему для почти каждого бытового прибора придумывают экран своей оригинальной конструкции. Но тут уж ничего не поделаешь, придется выбирать, что дают.

В остальном Arduino позволяет подойти к конструированию метеостанции «повзрослому» — не делая скидок на любительское происхождение при выборе функциональности. Поскольку мы станем ориентироваться на ассортимент готовых модулей, то результат окажется, как минимум, не дороже тех убогих произведений, которыми переполнены интернет-магазины домашней техники. При этом мы легко сможем реализовать дополнительные функции, которые либо присущи очень дорогим моделям, либо отсутствуют в промышленных образцах вовсе. Самое трудное,

как всегда в таких случаях, — оформление конечного результата так, чтобы его было не стыдно повесить на стенку, но тут все в ваших руках.

Должен сказать, что в процессе отладки конструкции, описанной далее, производители комплектующих для Arduino не переставали меня удивлять. Я был готов к тому, что показания приобретенных датчиков придется корректировать программным путем, — совершенно невероятно, чтобы они на производстве подвергались уточняющей калибровке. Однако, датчики и без коррекции удовлетворяли требованиям! А 2-милливаттный Xbee-радиодатчик спокойно работал через три межкомнатных перегородки — лучше фирменного роутера Wi-Fi в тех же условиях.

Техническое задание

Перед тем как приступать к проектированию, надо точно определить, к чему мы стремимся. Давайте сформулируем, что должна «уметь» и из каких основных узлов состоять домашняя метеостанция.

- ❑ **Главный модуль** — измерение внутренней температуры (в месте установки), влажности и атмосферного давления. Питание от сети.
- ❑ **Выносной датчик внешней (уличной) температуры и влажности** — связь с главным модулем по радиоканалу, питание от батарейки (а значит, функции энергосбережения). Связь должна надежно работать как минимум через оконный стеклопакет, а лучше — через бревенчатую (в идеале — кирпичную или бетонную) стенку, на расстоянии не менее 5–7 метров.
- ❑ **Часы реального времени с календарем** — должны иметь автономное питание и возможность автоматической/полуавтоматической коррекции хода.
- ❑ **Дисплей главного модуля** — внешняя температура/влажность, внутренняя температура/влажность, атмосферное давление, время, дата, день недели. Проработаем два варианта: с ЖК-модулем (тем, который описан в предыдущей главе) и с более эстетично выглядящим, но и существенно более дорогим светящимся экраном на основе OLED.
- ❑ **Запись показаний на SD-карту** — этот пункт появился сам собой в процессе подбора комплектующих. Оказалось, что добавление этой функции в буквальном смысле ничего не стоит (в «Амперке» разница в цене между платами Wireless Shield просто и Wireless Shield SD с гнездом для карты MicroSD составляет 200 рублей). Такая возможность может оказаться полезной, например, школьнику, которого обязывают вести погодный дневник.
- ❑ **Метеорологические требования** — при установке выносного датчика рядом с главным модулем расхождение показаний по температуре желательно не более 0,5 °C, по влажности — не более 2 %. Абсолютное значение ошибки измерения температуры вблизи нуля градусов — не более 0,5 °C. Отметим, что погрешность барометра можно не нормировать — его показания в любом случае придется подгонять «по месту» по причинам, о которых далее.

Выбор компонентов и схема станции

Изучив каталог «Амперки» и сравнив на всякий случай с тем, что предлагают другие торговые организации, выберем следующие компоненты:

- плату Arduino Uno (для главного модуля);
- плату Arduino Mini (для выносного датчика);
- сетевой блок питания 5 В, 1000 мА;
- датчик температуры и влажности SHT1х (2 штуки: для главного модуля и выносного датчика);
- барометр SEN05291P;
- часы RTC на основе DS-1307;
- Xbee-радиомодуль (2 штуки: для главного модуля и выносного датчика);
- плату расширения Wireless Shield SD;
- ЖК-дисплей MT-12864J или два OLED-индикатора WEH001602B.

Строчный матричный OLED-индикатор WEH001602B фирмы Winstar представляет собой дисплей с крупными (почти 10 мм) и яркими матричными символами, размещенными по 16 символов в 2 строки на каждом. К сожалению, более, чем двухстрочных дисплеев с символами достаточно большого размера не существует, поэтому придется идти на усложнение конструкции и ставить две штуки (зато можно подобрать их с разными цветами, чтобы разделить данные и время/дату). Два таких индикатора обойдутся в сумму почти, как три ЖК-дисплея MT-12864J, но зато они намного лучше выглядят и имеют меньше внешних соединений, что позволит освободить контакты платы Arduino Uno, задействованные во взаимодействии с SD-картой (в варианте с MT-12864J SD-карту использовать не получится). Индикаторы выпускаются в разных цветах, я выбрал желтый для метеоданных и зеленый для времени. Приобрести эти индикаторы может быть непросто — их не оказалось не только в «Амперке», но и в розничной продаже вообще, пришлось заказывать и ждать доставки.

Полная схема подключения всех компонентов для главного модуля станции в варианте с двумя такими OLED-индикаторами представлена на рис. 22.1. На схеме не показаны соединения с SD-картой (контакты D4 и D11–D13), а также подключение Xbee-модуля (питание 3,3 В и контакты последовательного порта D1 и D2) — все это осуществляется автоматически при установке платы Wireless Shield SD на плату Arduino. Естественно, также не показан сам последовательный порт, размещенный на плате Arduino. Версию с ЖК-дисплеем мы опишем позже, а сейчас рассмотрим последовательно особенности подключения и программирования каждого из компонентов.

Подключение строчных OLED-дисплеев

Как мы уже говорили, для строчных матричных экранов стандартный контроллер носит название HD44780. Для работы с ним имеется стандартная библиотека LiquidCrystal, входящая в состав Arduino IDE. С командами HD44780 совместим

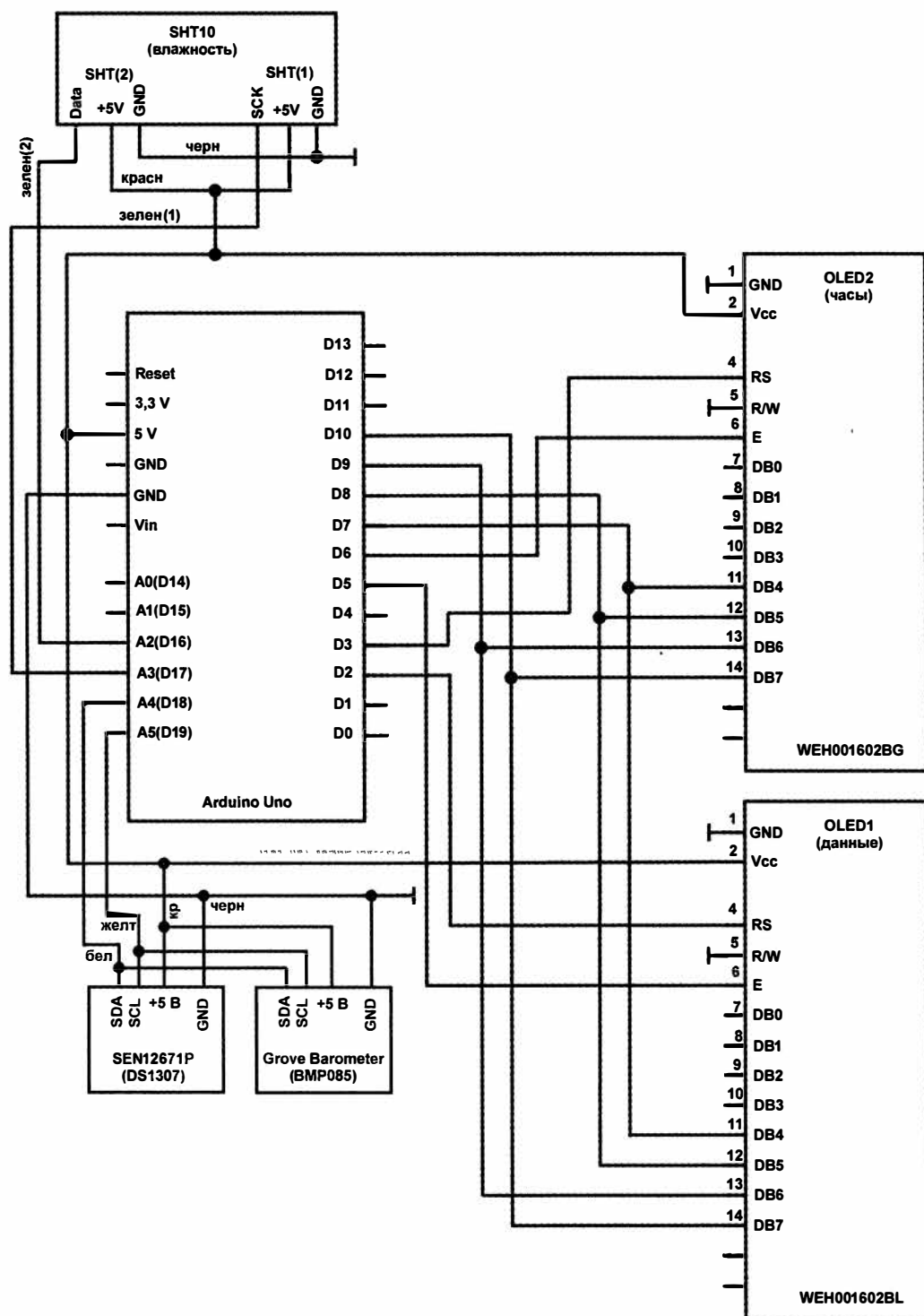


Рис. 22.1. Схема главного модуля метеостанции с OLED-индикаторами

интерфейс любых подобных конструкций, причем и ЖК- и OLED-разновидностей, однострочных или многострочных. Потому необязательно применять именно WEN001602B (буква В в конце наименования в данном случае указывает на высоту строки, 1602 означает, что это 16 символов на 2 строки). Почти без изменения программы можно ставить в схему любой подобный индикатор, в том числе и других производителей. Однако фирма Winstar захотела несколько улучшить стандарт, и потому ее произведения все-таки имеют свои особенности, о которых мы поговорим далее.

В OLED-версии дисплеев отсутствует вывод управления контрастом V_0 (вывод 3 индикатора не подключается), и также ни к чему не подсоединяются выводы 15 и 16, в ЖК-версии управляющие подсветкой. Правда, некоторые сетевые источники утверждают, что функциональность этих выводов можно восстановить путем перестановки некоторых перемычек на плате, и таким образом управлять яркостью свечения точек, но не очень понятно, зачем. Индикаторы WEN001602B могут работать как от питания 5 В, так и от питания 3,3 В, и именно от напряжения питания зависит яркость. Опыт показал, что нормальной яркости свечения дисплей достигает уже при 3,3 В. На схеме рис. 22.1 он подключен к питанию 5 В, при котором яркость в нормальных условиях явно избыточна. Однако я предполагаю, что передняя панель будет выполняться из прозрачного дымчатого пластика, затемняющего «потроха» прибора, так что в готовом изделии яркость окажется в самый раз.

ПОДРОБНОСТИ

Работа индикатора и контроллера от одного напряжения питания заодно позволит избавиться от необходимости соединять выходы Arduino со входами дисплея через резистивные делители согласования 5-вольтовых и 3-вольтовых уровней (так, как это будет делаться при подключении Xbee-модуля в выносном датчике, см. далее). А обязательно ли их устанавливать вообще? Зная, как устроены КМОП-входы микросхем (см. главу 15), мы можем ответить на этот вопрос совершенно точно. Что будет происходить, если выход с уровнем 5 В подключить ко входу микросхемы, питающейся от напряжения 3,3 В? Как только напряжение на входе превысит напряжение питания более, чем на 0,6 В, через защитный диод на входе потечет ток. Его величина зависит от разных факторов (от величины превышения напряжения, от мощности выходного транзистора, от сопротивления защитного диода в прямом направлении), и эксперимент показывает, что в данном случае ток составит порядка 2 мА на каждом выводе. То есть на семь подключенных в данном случае выводов величина дополнительного тока составит около 15 мА, что примерно удвоит потребление всей схемы Arduino Uno. Это не опасно для микросхем и не критично при питании прибора от сети, но может послужить источником неприятностей при батарейном питании и, тем более, при вводе схемы в режим энергосбережения. Именно по этой причине мы в дальнейшем в выносном датчике и озаботимся установкой делителей (в главном модуле благодаря плате Wireless Shield такой делитель на всякий случай уже установлен и без нашего вмешательства).

Потребление индикатора WEN001602B при питании 5 В, согласно фирменной документации, составит 43 мА. Обратите внимание, что это почти в полтора раза меньше, чем потребление ЖК-панели MT-12864J с включенной подсветкой. На самом деле потребление будет еще ниже — цифра в документации указывает на случай, когда засвечены все точки матрицы, в реальной жизни такого, конечно, не случается.

Контроллер WS0010

Модернизированный вариант стандартного контроллера HD44780 от Winstar носит незамысловатое наименование WS0010. Главное отличие его от стандартного заключается в наличии нескольких встроенных таблиц шрифтов, из-за чего управление этим дисплеем усложняется, и нам придется немного модернизировать стандартную библиотеку LiquidCrystal. Но проблема заключается не в одних только шрифтах — как водится, что-то улучшив, разработчики что-то и ухудшили.

Для начала следует увеличить задержку после включения питания перед инициализацией. В оригинале, согласно спецификации на традиционный контроллер HD44780, она составляет 50 мс, но для версии WS0010 этого недостаточно — документация требует минимум 500 мс. Если это исправление не внести, то и без того плохо отработанный контроллер будет «глючить» вплоть до полной неработоспособности: после включения вместо символов появятся произвольные картинки, они могут бегать по экрану и мерцать. Капризность дисплеев фирмы Winstar отмечали многие, но, к сожалению, доступную замену сыскать очень сложно.

Для увеличения задержки разыщите в папке `libraries/LiquidCrystal` файл `LiquidCrystal.cpp`. Первым делом сделайте его копию, сохранив ее, например, как `LiquidCrystal.cpp.bak`. Затем откройте его через Блокнот, и в тексте функции

```
void LiquidCrystal::begin найдите строку
```

```
delayMicroseconds(50000);
```

В оригинальном файле эта строка имеет номер 100. Измените число 50000 (50 мс) на 800000 (0,8 секунды) и сохраните файл. После этого нужно заново откомпилировать программы Arduino, применяющие эту библиотеку. В том числе можно это сделать и для старого типа контроллеров, если у вас такие программы имеются, — увеличение задержки при включении ничему не помешает.

Крупный недостаток этих дисплеев — ни в традиционном HD44780, ни в новом WS0010 не предусмотрено наличие аппаратного Reset. Потому при первом запуске после перепрограммирования вы, скорее всего, получите на дисплеях сплошной мусор. Кнопку Reset контроллера для перезапуска применять бессмысленно — дисплей-то при этом не перезапускается, а устанавливается в непредсказуемое состояние. Обычно помогает перезапуск отключением питания — выдергивание USB-кабеля с последующей вставкой сетевого адаптера вместо него.

Если полностью избавиться от мусора при включении станции все-таки не удастся (это, кроме всего прочего, зависит и от конкретного экземпляра индикатора), то поставьте на задней панели станции кнопку с двумя парами перекидных контактов, одной парой размыкающую линию питания индикатора при нажатии, а второй в это же время замыкающей на землю вывод Reset контроллера. При отладке все время дергать USB-кабель неудобно, но в этом случае можно просто выдергивать проводок питания индикатора с последующим перезапуском контроллера кнопкой Reset на плате. Описанный в *главе 21* графический дисплей MT-12864J, у которого есть нормальный аппаратный перезапуск, таких сложностей не требует, — его вывод Reset просто соединяется с выводом Reset платы Arduino (как и показано на рис. 21.4).

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Отмечу, что от одного «глюка» индикаторов WEH001602B мне так и не удалось избавиться: какую из двух строк в операторе `setCursor` считать строкой 0, а какую строкой 1 — почему-то это зависит от характера питания. При питании всей схемы от USB нулевой строкой преимущественно оказывается нижняя, а при питании от адаптера 7,5 В — всегда верхняя, что надо учитывать при программировании.

Пишем по-русски

Далее нужно разобраться с русским языком — модели дисплеев с новым контроллером WS0010 русифицируются переключением кодовой таблицы, что в стандартной библиотеке `LiquidCrystal` не предусмотрено. Введением таких таблиц в фирме Winstar кардинально решили проблему национальных прошивок: 255 символов на все языки не хватает, а применение Unicode в восьмиразрядном контроллере весьма затруднено. Ранее в каждый регион приходилось поставлять дисплеи со своим языком, что вызывало понятные трудности у потребителя.

С контроллером WS0010 этого не требуется, в нем уже записаны четыре таблицы: `ENGLISH_JAPANESE`, две таблицы `WESTERN EUROPEAN` и `ENGLISH_RUSSIAN`. Выбор осуществляется переключением двух специальных битов `FT` (`font table`), которые в старом варианте просто не задействованы и не должны ничему мешать, — в силу чего отредактированная библиотека должна быть полностью совместима со старыми типами дисплеев. Если они все-таки мешать будут (автор, естественно, никакой гарантии дать не может), то придется использовать два варианта библиотеки или усложнять ее введением специальной функции установки `font_table`. Здесь же мы просто добавим одну лишнюю строку в тот же файл `LiquidCrystal.cpp`.

Для объявления кириллической таблицы шрифтов найдите в файле начало функции `void LiquidCrystal::begin`. Там, внутри оператора `if (lines > 1)`, имеется строка номер 87: `_displayfunction |= LCD_2LINE;` Сразу после нее (перед замыкающей операторной скобкой `}}`) вставьте еще одну строку:

```
_displayfunction |= 0x02; //russian codetable
```

Она устанавливает биты `FT` в состояние `1:0`, соответствующее таблице `ENGLISH_RUSSIAN`. Сами коды кириллических символов одинаковы и для старого варианта HD44780 с «прошитой» русской таблицей, и для нового WS0010 (табл. 22.1). Подогнать под кодировку UTF-8 здесь их не удастся (и исправить перечеркнутый ноль тоже). В отличие от таблицы ASCII, в этих таблицах указаны только кириллические символы, отличающиеся от английских, потому в функции `print()` совпадающие буквы в обоих языках можно указывать напрямую, как обычно, а кириллические придется вставлять указанием их числового кода.

В табл. 22.1 приведены шестнадцатеричные коды символов (в строке записываются с предваряющим `\x`), а также восьмеричные. В тексте программ на основе и без того совершенно нечитаемого языка C, на мой взгляд, восьмеричные выглядят компактнее, потому что требуют одного лишь предваряющего обратного слэша. Обычные символы и коды можно писать вперемешку. Например, процедура заме-

Таблица 22.1. Коды кириллических символов и значка градуса для контроллера WS0010 (таблица ENGLISH_RUSSIAN, код 0x02)

Русский символ	Код		Русский символ	Код	
	восьмеричный	шестнадцатеричный		восьмеричный	шестнадцатеричный
Б	240	A0	и	270	B8
Г	241	A1	й	271	B9
Ё	242	A2	к	272	BA
Ж	243	A3	л	273	BB
З	244	A4	м	274	BC
И	245	A5	н	275	BD
Й	246	A6	п	276	BE
Л	247	A7	т	277	BF
П	250	A8	ч	300	C0
У	251	A9	ш	301	C1
Ф	252	AA	ъ	302	C2
Ч	253	AB	ы	303	C3
Ш	254	AC	ь	304	C4
Ъ	255	AD	э	305	C5
Ы	256	AE	ю	306	C6
Э	257	AF	я	307	C7
Ю	260	B0	Д	340	E0
Я	261	B1	Ц	341	E1
б	262	B2	Щ	342	E2
в	263	B3	д	343	E3
г	264	B4	ф	344	E4
ё	265	B5	ц	345	E5
ж	266	B6	щ	346	E6
з	267	B7	°(градус)	337	DF

ны английских названий дней недели на русские при выводе показаний часов DS1307 (см. далее) будет выглядеть, как показано в листинге далее. Сами часы выдают дни недели в цифровом виде, а соответствующие им англоязычные константы MON, TUE и т. п. уже определены в файле ds1307.h.

```
switch (clock.dayOfWeek) // вывод дней недели по-русски
{
    case MON:
        oled.print("\276o\275e\343"); //понед
        break;
```

```

    case TUE:
        oled.print("\263\277op\275"); //вторн
        break;
    case WED:
        oled.print("сре\343a"); //среда
        break;
    case THU:
        oled.print("\300e\277\263 "); //четв_
        break;
    case FRI:
        oled.print("\276\307\277\275 "); //пятн_
        break;
    case SAT:
        oled.print("cy\262\262 "); //суб_
        break;
    case SUN:
        oled.print("\263oc\272p"); //воскр
        break;
}

```

Подключение библиотеки LiquidCrystal

После подключения библиотеки LiquidCrystal к программе ее необходимо инициализировать, причем с указанием реальных контактов, к которым присоединяются выводы выбора индикатора RS, разрешения E и линии данных. Индикаторы на базе HD44780 могут подключаться как по восьмипроводной, так и по четырехпроводной линии данных. Все реальные библиотеки в целях экономии числа соединений, естественно, выбирают второй способ. В нашем случае таких индикаторов два: четыре линии данных у них будут общие, а линии RS и E различаются — ими мы будем обеспечивать выбор текущего дисплея.

Таким образом, тестовая программа для двух дисплеев WEN001602B, подключенных согласно схеме на рис. 22.1, будет выглядеть следующим образом:

```

#include <LiquidCrystal.h>
LiquidCrystal oled1(2, 5, 7, 8, 9, 10); //RS,E,Data4,Data5,Data6,Data7
LiquidCrystal oled2(3, 6, 7, 8, 9, 10); //RS,E,Data4,Data5,Data6,Data7
void setup()
{
    oled1.begin(16, 2); //Выставляем количество колонок и строк
    oled2.begin(16, 2);
    // Выводим текст для проверки:
    oled2.print("setiing...");
    delay(1000);
    oled2.clear();
    oled1.clear();
}

```

```
void loop()
{
  //верхний дисплей OLED1
  oled1.setCursor (0,0);
  oled1.print(" 10.0\337C 81%"); //для проверки
  //выводим строку «10.0 °C 81%»
  //нижний дисплей - OLED2
  oled2.setCursor (0,0);
  oled2.print("13:00 10.04.14"); //строку времени для проверки
}
```

Часы реального времени DS-1307

Модуль часов реального времени RTC на основе микросхемы DS-1307, предлагаемый в «Амперке», имеет один недостаток — к нему требуется батарейка редко встречающегося в продаже типоразмера CR1225, которую придется приобретать отдельно. Проблемой в дальнейшем это, однако, не станет: согласно спецификации, DS-1307 потребляют ток 0,5 мкА, так что в теории этой батарейки при ее емкости 48 мА·ч должно хватать примерно лет на десять — больше, чем ее гарантийный срок хранения. Надо учесть, что без установленной батарейки часы неработоспособны, и их не удастся даже запрограммировать.

Сам модуль представляет собой практически «голую» микросхему DS-1307 с установленными резисторами «подтяжки» для интерфейса I²C. К Arduino модуль подключается через штатные выводы аппаратного I²C (TWI) МК AVR, т. е. через контакты платы Arduino A4 (SDA) и A5 (SCL). Доступ к этому интерфейсу реализован в стандартной библиотеке Wire.h, поставляемой вместе со средой Arduino IDE. Подробно об интерфейсе I²C (другое название интерфейса: TWI, Two Wire Interface) можно прочесть в моей книге [21], здесь мы только укажем, что к нему одновременно могут подключаться до 128 устройств (различаются они программно по индивидуальному адресу). Поэтому на схеме к тем же выводам подключен еще и барометр, который мы рассмотрим позднее.

ЗАМЕТКИ НА ПОЛЯХ

Следует отметить, что существует очень много библиотек Arduino для работы с часами DS-1307, и большинство из них не используют аппаратный порт I²C, предполагая подключение к другим цифровым выводам. Как рассказывается в моей книге [21], аппаратная реализация I²C (TWI) в AVR действительно оставляет желать лучшего. Но в данном случае мы пойдем именно этим путем — наш барометр тоже применяет тот же способ, а, значит, мы можем сэкономить на выводах, подключив эти устройства к одному и тому же интерфейсу. Что же касается неудобств реализации интерфейса, то все трудности здесь скрыты от нас создателями библиотеки.

Библиотеку RTC можно скачать с официального сайта Seeed¹. Все взаимодействие программы с часами заключается в подключении библиотек ds1307.h и Wire.h, вызо-

¹ См. http://www.seeedstudio.com/wiki/File:RTC_Library.zip.

ве функции инициализации `clock.begin()` и считывании показаний с помощью единственной функции `clock.getTime()`, которая обеспечивает обновление целого вывода скрытых переменных, таких как `clock.hour`, `clock.minute` и т. п. Потому основная проблема в программировании взаимодействия с часами не в том, чтобы периодически читать показания и выводить их на дисплей, а в том, как удобно и корректно организовать их начальную установку и периодическую коррекцию.

Установка часов

Привычную установку часов с помощью одной-двух кнопочек в современных условиях я считаю приемлемым методом только в случае самых простых радиолучительских конструкций — подобных той, что рассматривалась в *главе 20*. Так как там мы еще не изучали последовательный порт и другие коммуникационные возможности контроллеров, то и не умели организовать установку часов иным способом. В устройствах, ориентированных на практическое применение, заставлять пользователя жать на кнопочки после каждого сбоя в питании — признак либо лени, либо крайней безграмотности разработчика.

Самым, вероятно, прогрессивным способом установки и коррекции встроенных часов будет полная автоматизация этого процесса — подобно тому, как это делает Windows, периодически обновляя внутренние часы через Интернет незаметно для пользователя. В случае готового доступа в Интернет это просто, а вот для автономного прибора потребуются соответствующие беспроводные функции. Их можно организовать двояким способом: либо через службы точного времени (так устроены некоторые серийные метеостанции), либо через подключение GPS-модуля, имеющего доступ к сигналам точного времени по определению.

Существует модуль Arduino DCF77 radio clock receiver, ориентированный на прием радиосигналов служб точного времени (известных, как DCF77)¹. Способ имеет тот недостаток, что работает не везде, — так, модули, ориентированные на немецкий передатчик во Франкфурте-на-Майне, глохнут уже километрах в ста к востоку от Москвы. Как ни странно, но никаких серийно выпускаемых модулей (необязательно именно ориентированных на Arduino), предназначенных для приема сигналов российских служб точного времени, я так и не нашел — возможно, они просто неактуальны в связи с распространением спутниковых систем навигации.

Применение для этой цели приемников GPS (или GPS/Глонасс), конечно, более универсальный и повсеместно доступный способ. Но в нашем случае я счел это нецелесообразным — GPS-приемник удорожит нашу станцию примерно вдвое, а использоваться будет лишь изредка. Потому здесь мы пожертвуем полной автоматизацией, и сделаем процесс полуавтоматическим, через подключение к компьютеру. Обновить время, раз в полгода подключив станцию к любому компьютеру, совсем несложно, тем более что никаких дополнительных аппаратных средств для этого не понадобится. В версии станции с SD-карточкой мы еще и будем хранить на ней софт, упрощающий этот процесс.

¹ См. <http://playground.arduino.cc/Code/DCF77>.

Скетч под названием `Clock_set.ino` для проверки функционирования и установки часов реального времени, подключенных по схеме рис. 22.1, можно скачать с сайта автора по ссылке <http://revich.lib.ru/AVR/Meteoset.zip>. Он принимает команды от компьютера и, в соответствии с принятым символом, выполняет ту или иную операцию. По приему символа «D» (десятичный код 68) контроллер переходит в режим установки часов из компьютера и ждет, что ему придут еще последовательно семь байтов в десятичной форме: год (младшие две цифры), месяц, дата, часы, минуты, секунды и день недели (понедельник — первый). В общем-то, последняя цифра не нужна, т. к. день недели полностью определяется остальными данными, но в часах его установка почему-то предусмотрена отдельно, и в библиотеке `DS1307.h` имеется соответствующая функция.

Со значением года создатели библиотеки придумали пользователю дополнительные заморочки. В сами часы загружается лишь один байт, соответствующий двум последним цифрам года, но почему-то при обращении к функциям установки из библиотеки `DS1307.h` нужно загружать двухбайтовое число, представляющее год полностью. Функции Windows, которые применяются в нашей Delphi-программе (см. далее), тоже выдают год целиком. Но чтобы не возиться с передачей двухбайтового числа через порт, мы в компьютерной программе вычитаем из значения года число 2000, затем в программе `Clock_set.ino` снова его прибавляем, а в библиотечных функциях (см. в конце файла `DS1307.cpp` из библиотеки `RTC`) оно опять вычитается, как и требуют часы. Глупость, конечно, но править библиотеку по столь незначительному поводу мы не станем. По окончании установки часов контроллер выдает в «верхнюю» программу строку «Ok».

По приходу команды «R» (десятичный код 82) контроллер считывает часы и выдает их «наружу», причем день недели выдается английским сокращением, как в примере из библиотеки. Впоследствии мы воспользуемся этим разделением по командам для приема данных через последовательный порт из другого источника. В качестве составной части скетч `Clock_set.ino` вошел в полную программу метеостанции, но может использоваться и как отдельная тестовая программа.

Для облегчения задачи установки часов я написал утилиту на Delphi, которая взаимодействует с программой `Clock_set.ino` с помощью всего двух кнопок (точно так же он работает и с полной программой метеостанции). Эту утилиту под названием `MeteoSet` можно найти в том же архиве, что и скетч `Clock_set.ino`. В архиве, кроме собственно программы (файл `setmeteo.exe`), находится папка с Delphi-проектом, который читатель волен использовать по собственному усмотрению. Проект создан в версии Delphi 7, но после преобразования будет компилироваться и в любой более поздней версии, изменения вносить не потребуется.

Предварительно соедините компьютер со станцией USB-кабелем, загрузите в прибор скетч `Clock_set.ino` и установите в запущенной на компьютере программе `setmeteo.exe` соответствующий порт (предусмотрены номера от COM1 до COM8). После этого можно прочесть показания часов из станции (кнопка **Read Time from Station**), сравнить их с текущим временем (показывается внизу окна программы) и обновить через нажатие кнопки **Set current Time**. Перед проведением этой операции целесообразно принудительно обновить время в самом компьютере через

пункт **Настройка даты и времени** контекстного меню области уведомлений (хотя Windows делает это автоматически по расписанию, но не каждый день, и часы могут «уйти»).

Температура, влажность и давление

Выбранные нами Arduino-модули для измерения температуры, влажности и атмосферного давления также применяют связь по двухпроводному интерфейсу I²C. При этом библиотека для Barometer Sensor на основе чипа BMP085¹ ориентирована на тот же самый аппаратный интерфейс I²C, реализованный через стандартную библиотеку Wire.h, что и часы DS-1307. Потому на схеме рис. 22.1 Barometer Sensor и подключен к тем же самым выводам A4 и A5. Микросхема BMP085 производства Bosh устроена так, что перед чтением показаний давления следует обязательно прочесть температуру (см. пример по ссылке в сноске 3). Именно эту температуру мы в дальнейшем будем демонстрировать в качестве «внутренней» на дисплее главного модуля нашей станции — хотя нет никаких проблем в том, чтобы вывести и значение, получаемое из модуля SHT1.

Что же касается атмосферного давления, то модуль BMP085 выдает его, как водится, в паскалях в виде действительного числа (т. е. типа float). В программе придется ввести коэффициент пересчета для его представления в привычных миллиметрах ртутного столба, притом в виде целого числа (указывать десятичные доли атмосферного давления не имеет смысла). Вот тут и скажутся все преимущества высокоуровневого языка Arduino — этот коэффициент имеет величину 0,0075 (750 мм рт. ст. — это 1000 гПа с высокой точностью). Для умножения на такую величину в ассемблерной программе придется сначала преобразовывать ее в целое число, применять довольно громоздкие процедуры перемножения многобайтовых чисел, потом приводить результат к нужному виду (см. главу 20), а у нас это сведется к одной строке в программе:

```
mmHg = int(pressure*0.0075)+5;
```

Здесь мы применяем явное преобразование типов — результат умножения переменной `pressure` типа `float` на дробный коэффициент мы сразу приводим к целому виду типа `int`. За такую роскошь мы, конечно, расплачиваемся дополнительными килобайтами кода, но в данном случае оно того стоит.

ПОДРОБНОСТИ

А зачем здесь к полученному значению добавляется еще и число 5? Это поправочный коэффициент, который вводится индивидуально из следующих соображений. В главе 20 мы упоминали, что для небольших высот над уровнем моря при изменении высоты на каждые 10–12 м давление меняется примерно на 1 мм рт. ст. В пределах такого города, как Москва, показания могут меняться в зависимости от местоположения примерно на 10 миллиметров. Мы же хотим, чтобы станция показывала величины, близкие к тем, что передаются Гидрометцентром, — иначе, проглядев прогноз погоды, ее показания придется все время пересчитывать в уме. Так что коэффициент 5 — это

¹ См. http://www.seeedstudio.com/wiki/Grove_-_Barometer_Sensor.

экспериментально вычисленная поправка в моем случае. Будьте готовы, что вам ее придется пересчитать, сравнивая показания с теми, что публикуются для вашего населенного пункта каждые три часа в интернет-службах погоды. Если же вы хотите, чтобы станция показывала реальное давление без всяких поправок, то просто вычеркнуть этот коэффициент из программы будет недостаточно — придется датчик дополнительно калибровать. А это дело непростое — не каждый физический институт имеет средства для проверки датчиков атмосферного давления, потому и проще подогнать его показания под Гидрометцентр.

В библиотеке для барометра — файле `Barometer.cpp` (папка `Barometer_sensor`) — необходимо закомментировать забытые разработчиками тестовые строки 28 и 40: `Serial.print("Temperaturet: ")` и `Serial.print("Temperaturet2: ")`. В противном случае у вас сойдет прием данных от Xbee-модуля и все время на индикаторных панелях будет возникать лишний мусор.

В отличие от барометрического, библиотека для модуля измерения температуры и влажности `SHT1x`¹ применяет не аппаратный интерфейс I^2C , а его программную реализацию (подробнее о том, как это делается, рассказано в моей книге [21]). Модуль подключается к любым цифровым выводам — на схеме рис. 22.1 в этом качестве выступают выводы A2 и A3 (что соответствует цифровым выводам 16 и 17). В программе в секции определений их надо указать:

```
#include <SHT1x.h>
#define dataPin 16
#define clockPin 17
SHT1x sht1x(dataPin, clockPin);
```

Особенность подключения `SHT1x`, как мы видим на схеме, — наличие двух разъемов, где выводы питания дублируются (рассмотрев плату, я не обнаружил между ними разницы), а сигнальные линии `Data` и `SCK` пространственно разделены. Это не доставляет никаких проблем при создании конструкции (все равно задействовано лишь два вывода Arduino), но если вы хотите уменьшить число проводов, то в «Амперке», кроме `SHT1x`, предлагается и другой подобный датчик — `DHT11` (имеющий, впрочем, как утверждается, меньшую точность).

Тестовые программы для обоих модулей прилагаются к соответствующим библиотекам. В скетче для `SHT1x` следует только не забыть заменить номера выводов на указанные на схеме рис. 22.1.

Подключение радиомодулей Xbee

Подключение Xbee-модулей, возможно, самая сложная часть проекта. Трудность тут заключается в том, что для коммуникации с контроллером они используют тот же последовательный порт, что и USB-соединение с компьютером (собственно, Xbee-модуль представляет собой как бы продолжение UART в замену проводному кабелю). Поэтому Xbee-модуль будет мешать не только коммуникации с компьютером, но и процессу программирования платы, отчего перед каждой модификаци-

¹ См. <https://github.com/practicalarduino/SHT1x>.

ей программы его придется извлекать из схемы и вставлять заново. Опыт показал, что это делать необязательно, если Xbee-модуль не участвует в коммуникации (т. е. не осуществляет приема или передачи), но в общем случае на это полагаться не стоит — проще отключить его и подключить заново.

Xbee-модули не требуют для своей работы каких-либо библиотек — `serial`-коммуникация через них осуществляется совершенно прозрачно для программиста, с применением стандартных функций последовательного порта. Это, как мы говорили, позволит нам через один и тот же порт осуществлять и прием данных от внешнего датчика, и установку часов из компьютера. Правда, тогда при подключении к компьютеру Xbee-модуль придется извлекать из устройства точно так же, как это делается при программировании контроллера. Но делать это придется очень редко — только для подстройки времени, если часы DS-1307 сильно убегут, т. е. не чаще, чем где-то раз в полгода), ну и, разумеется, при смене батарейки, которой, как обещают производители, должно хватить на несколько лет.

ПДРОБНОСТИ

Если мы не хотим озадачивать пользователя извлечением Xbee-модуля, то пришлось бы использовать как минимум Arduino Mega, где UART-портов несколько. На мой взгляд, как и в случае применения GPS-модуля для полностью автоматической установки часов, это слишком большая цена за функцию, которая будет применяться лишь изредка.

Кстати, подкину еще одну идею: если приобрести третий Xbee-модуль, настроить его на совместную работу с остальными и подключать его к компьютеру через специальный Xbee-адаптер, то через него можно не только устанавливать часы, как через обычный UART, но даже и программировать контроллер. Программу станции при этом можно использовать ту же, что приведена далее, только тогда перед обращением к часам извлекать Xbee-модуль не придется. Предлагаю вам заняться на досуге такой доработкой — базовый материал для нее есть в статье о настройке Xbee на сайте «Амперки», которая упомянута в разд. «Подключение и настройка Xbee-модулей» этой главы.

Из этой ситуации можно вывернуться и еще одним способом — попросту организовать программный UART на свободных выводах Arduino Uno (правда, в случае ЖК-дисплея для этого может не хватить контактов платы). О том, как это делается, см. <http://arduino.ua/ru/prog/SoftwareSerial>. Вариант этого способа — применить для общения датчика со станцией не Xbee, а, например, беспроводной модуль на основе nRF24L01¹. Он предназначен в принципе для тех же целей, но управляется не через UART, а через SPI, и его можно использовать параллельно с записью на SD-карточку. Как видите, платформа Arduino дает большое разнообразие способов решения для любых пришедших в голову идей.

Подключение и настройка Xbee-модулей

Здесь придется повозиться: настройка пары Xbee-модулей для совместной работы — не самое простое занятие. Мы применим для их прошивки не отдельную плату XBee-USB адаптера (который один раз используется, а затем оказывается ненужным), а универсальную Wireless Shield, которую потом приспособим и в схеме

¹ Об этом модуле см., например, тут: <http://mk90.blogspot.ru/2013/12/freeduino-wireless-2.html>.

станции, причем в варианте с разъемом для SD-карты (Wireless Shield SD¹). Ее подробное описание можно найти на украинском сайте Arduino². Там же имеются рекомендации по подключению Xbee-модулей фирмы Digi. Обычно контроллер из платы Arduino перед прошивкой Xbee-модулей через Wireless Shield рекомендуют извлекать, но мы поступим иначе — в упомянутом разделе украинского сайта приведена программа-заглушка, которую перед настройкой следует загрузить в Arduino, чтобы контроллер не мешал прошивке модулей. Программа очень проста и состоит из двух строк:

```
void setup() { }  
void loop() { }
```

Отметим, что в обратной ситуации (т. е. при прошивке Arduino в присутствии Xbee-модуля) столь простого решения не существует — при необходимости изменить программу Xbee-модуль придется извлекать каждый раз.

Скомпилируйте эту программу в новом файле и загрузите в Arduino. Затем подключите Wireless Shield к плате Arduino Uno, установите в него Xbee-модуль (не забудьте про соответствие номеров контактов на модуле и «шилде»!) и переключите на плате Wireless Shield микропереключатель в положение «USB». Не забывайте, что для нормальной работы Xbee-модуля с контроллером переключатель надо возвращать в положение «Micro».

При подключении USB-кабеля к Arduino Uno теперь должен загореться красный светодиод PWR в углу платы Wireless Shield. При работе с модулем следует обращать внимание на этот светодиод — его ровное и яркое свечение сигнализирует о том, что модуль вставлен правильно. В этом неудобство применения таких модулей — они-то прошиваются один раз, а рабочую программу приходится долго отлаживать. Потому стоит постараться отладить все возможное до установки Xbee-модуля, и напоследок оставить только беспроводные функции.

Теперь отвлечемся от украинского сайта — на нем рекомендуют настраивать модуль руками с помощью отправки команд. Мы пойдем более простым путем и обратимся к статье на сайте **Amperka.ru** «Настройка пары модулей XBee Series 2 для коммуникации друг с другом»³. Учтите, что все сказанное далее относится к модулям Series 2 (на плате помечены буквами S2), а встречающиеся в некоторых магазинах более дешевые модули Series 1 (они не помечены никак) настраиваются несколько иначе и несовместимы с Series 2.

Пропускаем там все, касающееся подключения модуля к XBee-USB адаптеру, и далее узнаем, что надо скачать специальную программу X-CTU с сайта производителя. Отправившись по ссылке, даже подготовленный человек растеряется, — только для Windows там представлены три варианта указанной программы. Скачиваем наугад самую верхнюю (на момент написания этих строк это XCTU ver. 5.2.8.6) и устанавливаем. Ура! Мы попали как раз на то, что надо.

¹ См. <http://amperka.ru/product/arduino-wireless-shield-sd>.

² См. <http://arduino.ua/ru/hardware/WirelessShield>.

³ См. [http://wiki.amperka.ru/беспроводная-связь:настройка-xbee-series-2?s\[\]=xbee](http://wiki.amperka.ru/беспроводная-связь:настройка-xbee-series-2?s[]=xbee).

Запускаем X-CTU, первым делом выбираем COM-порт, соответствующий Arduino, и для проверки жмем кнопку **Test/Query** (напоминаю, что в Arduino перед этим уже должна быть загружена программа-заглушка или контроллер извлечен из платы). Далее переходим на вкладку **Modem Configuration** и скачиваем свежие версии прошивок через кнопку **Download new versions** (что будет выполняться довольно долго — программа скачивает обновления для всех устройств, которые в ней предусмотрены).

И, наконец, выполняем собственно прошивку, как описывается в статье, для двух Xbee-модулей: одного в режиме «координатора», другого — «роутера». Сначала выбираем тип модема, определенный программой через **Test/Query** (в нашем случае **XB24-B**), затем в поле **Function Set** находим пункт **ZNET 2.5 COORDINATOR AT** (не ошибитесь! Там много пунктов с похожими названиями). Кроме этого, устанавливаем идентификатор сети в графе **PAN ID** (рис. 22.2). Он должен быть одинаковый для обоих модулей, пусть у нас он будет равен **0FFF**. Можно устано-

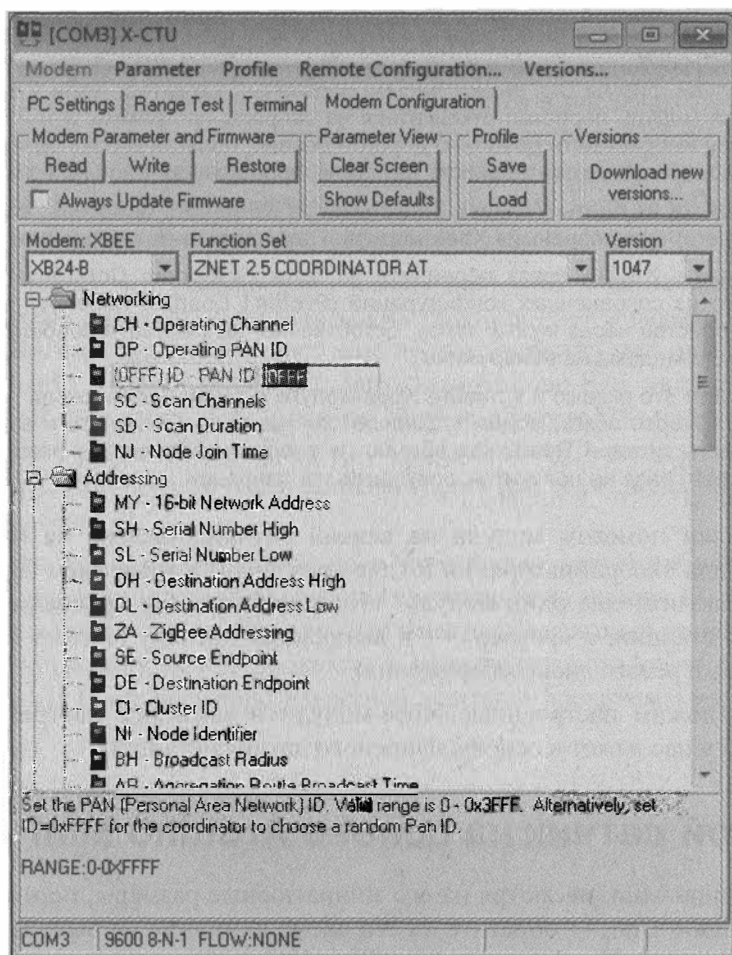


Рис. 22.2. Установка параметров Xbee-модуля в программе X-CTU

вить скорость обмена в пункте **Serial interfacing/BD-BaudRate**, однако по умолчанию там и без того установлено значение 3 (9600). Потом на всякий случай поставьте отметку в пункте **Always update firmware** (при повторной прошивке этого можно не делать) и, наконец, нажмите кнопку **Write**.

Для второго модуля в поле **Function Set** находим **ZNET 2.5 ROUTER/END DEVICE AT** и делаем все то же самое, только еще в пункте **Sleep Modes/SM-Sleep Mode** выбираем значение **1 - PIN HIBERNATE** (это нам понадобится для установки режима энергосбережения в выносном датчике). Кроме этого, советуют в пункте **Serial Interfacing/D7-DIO7 Configuration** установить значение 0 (**CTS flow control disabled**). После этого устройство конфигурируется именно как **END DEVICE**, и нам станет доступен **Sleep-режим**, который активируется установкой логической 1 на выводе 9 модуля.

Обязательно сохраните обе конфигурации (**Profile | Save**). При повторном подключении модулей можно прочесть зашитую в них конфигурацию, нажав кнопку **Read**, и в случае необходимости что-то подправить.

ПОДРОБНОСТИ

Xbee-модули фирмы Digi имеют весьма капризный характер. Если у вас в процессе настройки модуль перестал откликаться на запросы программы X-CTU, то не кидайтесь сразу выбрасывать довольно дорогой девайс, полагая его испорченным. Помогает следующая последовательность действий, проверенная мной на практике:

1. Извлеките из платы **Wireless Shield** (или из **XBee-USB адаптера**, если вы используете его) «неисправный» Xbee-модуль и подключите ее к компьютеру.
2. Запустите X-CTU, сразу перейдите на вкладку **Modem Configuration**, загрузите любую из сохраненных конфигураций (**Profile | Load**) и попробуйте загрузить ее в устройство через кнопку **Write**. Естественно, вы получите сообщение о том, что никакого модема не обнаружено.
3. Закройте это окошко и вставьте Xbee-модуль в плату. Затем снова нажмите кнопку **Write**. Скорее всего, модем «пропишется» как надо. После этого его можно будет прочесть кнопкой **Read**, как обычно, и внести необходимые исправления. Если с первого раза не получится, повторите эти операции.

После прошивки пометим модули на всякий случай, наклеив на них «лейблы» с буквами C (для «координатора») и R (для «роутера») и значением ID — вдруг мы захотим подключить еще один модуль? «Координатор» мы присоединим к основному модулю станции, а «роутер» — к выносному датчику (только **END DEVICE** можно вводить в режим энергосбережения).

Теперь мы отложим настроенные Xbee-модули и займемся настройкой **Arduino Mini**, который у нас ляжет в основу выносного датчика станции.

Выносной датчик на основе Arduino Mini

Кстати, у **Arduino Mini**, несмотря на его миниатюрные размеры, портов даже больше, чем у **Arduino Uno**, — обратите на его схеме внимание на выводы **AD6** и **AD7** (см. <http://arduino.ru/Hardware/ArduinoBoardMini>). Правда, они могут использоваться только по прямому назначению — как аналоговые входы. По аналогии с вы-

водами AD0–AD5 (цифровые порты 14–19) может показаться, что им должны соответствовать цифровые порты с номерами 20 и 21, но это не так: AD6 и AD7 представляют собой отдельные входы АЦП контроллера ATmega328 (ADC6 и ADC7), которые, в отличие от остальных, никак не связаны с цифровыми выводами портов. Отсутствие входов AD6 и AD7 в большинстве остальных модификаций Arduino объясняется просто: выводы ADC6 и ADC7 имеются лишь у ATmega328 в плоских корпусах TQFP и MLF, где число выводов увеличено до 32, а в PDIP-корпусе с 28 выводами, на которых построено большинство обычных модификаций Arduino, они отсутствуют.

Для программирования Arduino Mini нам придется создать отдельную конструкцию, включающую внешний USB-Serial адаптер, который придется приобрести отдельно. В датчике такой адаптер нам не нужен, и он все равно будет конфликтовать с Xbee-модулем. Потому мы создадим отдельную схему для программирования платы, а отладку функций энергосбережения, чтения показаний датчика SHT1x и работы с Xbee-модулем вынесем на отдельный макет.

Схема для программирования Arduino Mini показана на рис. 22.3. Обратите внимание, что линии RxD и TxD платы и адаптера соединены перекрестно. Конденсатор между выводами Reset адаптера и платы выбирается в пределах 0,1–0,5 мкФ — он служит для сброса контроллера перед программированием. Его можно не подключать, но тогда перед программированием на всякий случай нужно сбрасывать контроллер вручную, кнопкой на плате (нажимать не сразу, а когда появляется надпись **Uploading**, или, в русском варианте **Загружаем**).

При подключении этой схемы через кабель mini-USB к компьютеру, USB-Serial адаптер должен самостоятельно прописаться в системе — в разделе **Порты (COM и LPT)** Диспетчера задач возникнет еще одно устройство под названием **Arduino USB Serial Light Adapter (COMxx)**. Запустите Arduino IDE, укажите ей через меню **Сервис | Плата** тип платы **Arduino Mini w/ATmega328**), а затем через меню **Сервис | Порт** — номер порта, который показывает Диспетчер задач для USB-Serial адаптера. При подключении должны гореть два светодиода: на адаптере и на плате контроллера.

Убедимся, что все работает, загрузив в контроллер какую-нибудь простенькую программку, вроде стандартного мигания светодиода на выводе 13. В Arduino Mini такого светодиода нет, но на этом выводе имеется балластный резистор 1 кОм, поэтому светодиод к нему можно подключать непосредственно (отрицательным выводом к «земле»). Текст всемирно известной тестовой программы на всякий случай привожу:

```
void setup()
{
  pinMode(13, OUTPUT); // настраиваем 13 вывод на выход
}

void loop()
{
  digitalWrite(13, HIGH); // включаем светодиод
  delay(1000); // ждем 1000 миллисекунд
```



```
digitalWrite(13, LOW); // выключаем светодиод
delay(1000); // ждем 1000 миллисекунд
}
```

Если с первого раза получаете «отлуп» (в виде того самого красного сообщения **avrdude: stk500_getsync(): not in sync : resp =0x1c**), то сделайте следующее: запустите Диспетчер задач и найдите там устройство Arduino USB Serial Light Adapter. Затем выдерните USB-кабель из адаптера и сразу включите вновь (в Диспетчере задач устройство исчезнет и опять появится). Теперь ему следует сделать дополнительный программный сброс — в контекстном меню Arduino USB Serial Light Adapter разыщите пункт **Отключить**. Отключите устройство и сразу же

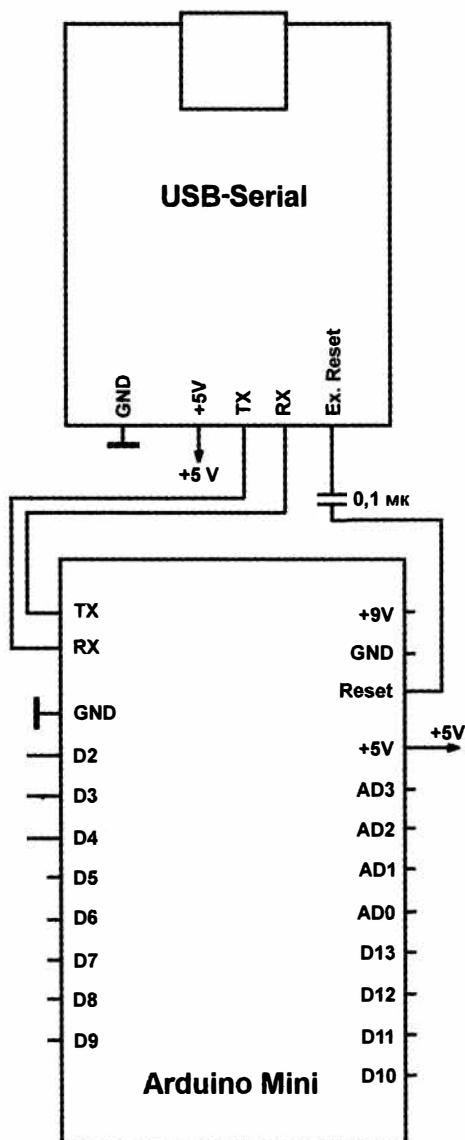


Рис. 22.3. Схема для программирования Arduino Mini

включите опять (напомню, что в Windows 7 и 8 пункт меню будет называться **Задействовать**). Если после этих манипуляций связь с платой все равно не заработает, как надо, то перезагрузите компьютер — должно помочь.

Схема выносного датчика

Схема выносного датчика показана на рис. 22.4. Его мы будем вводить в режим энергосбережения, потому придется принять ряд схемотехнических мер. Подключение Xbee-модуля к Arduino Mini отличается от стандартного наличием линии Sleep (контакт 9 платы Xbee-модуля). По этой линии мы будем загонять модуль

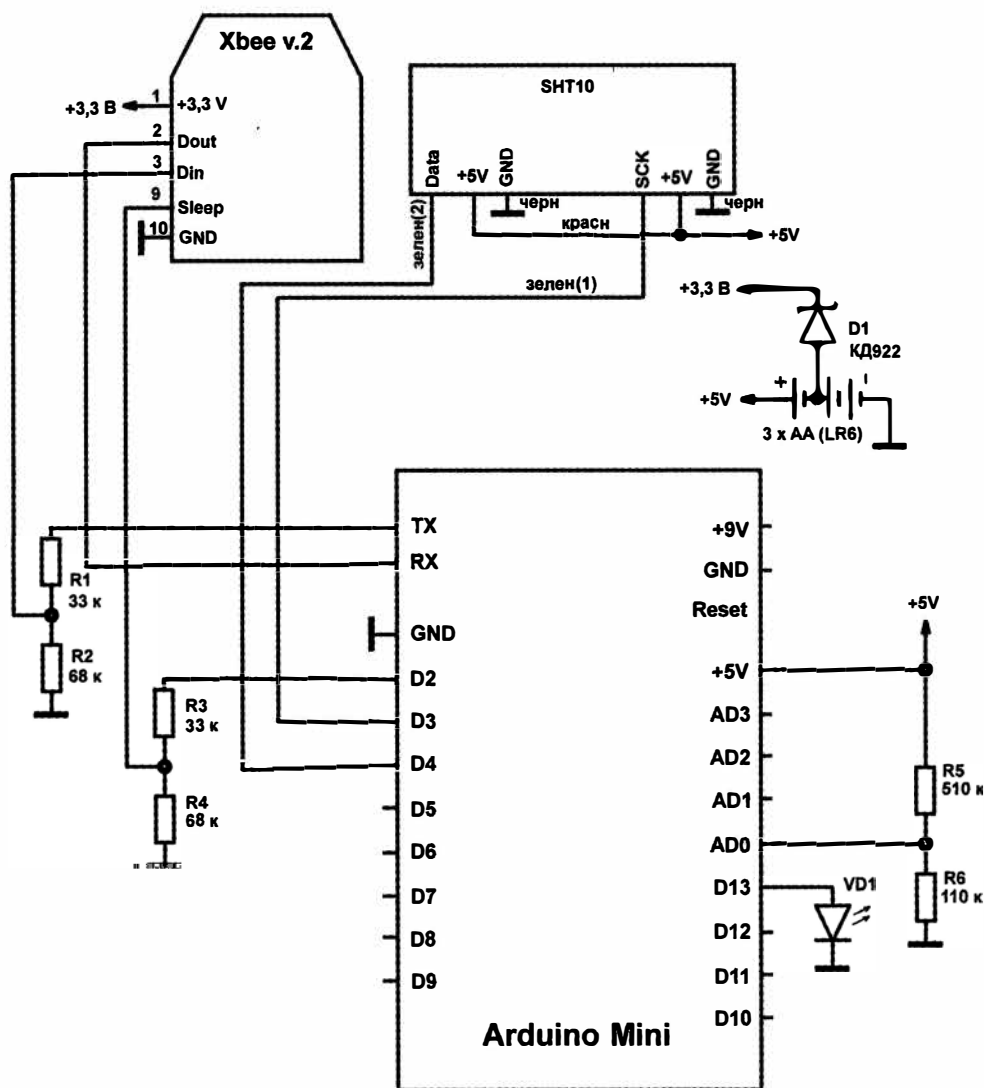


Рис. 22.4. Схема выносного датчика метеостанции

в режим низкого потребления в паузах между измерениями. Обратите внимание, что выходы Arduino подключены к модулю через согласующие делители R1/R2 и R3/R4 с довольно большим сопротивлением, — без согласования, как мы говорили, ток через эти выводы резко возрастет. В этих же целях придется выпаять из платы Arduino Mini желтый неуправляемый светодиод, который сигнализирует о подаче питания (его не было в ранних релизах Arduino Mini). Этот светодиод мы заменим на красный, подключенный к стандартному 13-му выводу платы и заставим его кратковременно включаться в момент считывания показаний и передачи их в станцию (напомним, что к 13-му выводу на плате уже подключен балластный резистор 1 кОм).

Хитрое включение батарейного питания ориентировано на достижение энергосбережения в максимальной степени. От трех элементов АА (реальное напряжение около 4,5–4,8 В) питается плата Arduino, а от отвода между вторым и третьим — модуль Хбее (напряжение 3,0–3,2 В). Дiod D1 типа КД922 (с переходом Шоттки, т. е. с малым падением напряжения) развязывает источники питания 5 и 3,3 В, чтобы они по каким-то причинам не начали работать друг на друга. Если бы мы подключили обычное питание 7–9 В к стабилизатору платы, а модуль Хбее через какой-нибудь из стандартных «шилдов» со встроенным стабилизатором 3,3 В, то теряли бы питание не только на самих стабилизаторах, но и за счет их собственного потребления.

ПОДРОБНОСТИ

Правда, в Arduino Mini установлен малопотребляющий стабилизатор LP2985AIM5-5.0 (в этом отличие Mini от Uno, где стоит стабилизатор NCP1117ST50T3G — более мощный, но совсем не экономичный). Однако его, во-первых, может не хватить для питания Хбее-модуля в случае, если мы выберем Pro-версию (согласно документации фирмы Digi, модуль Хбее Pro может потреблять в момент передачи почти 300 мА, а LP2985 допускает только 150). Во-вторых, для получения 3,3 В все равно нужен дополнительный стабилизатор, а в нашем Wireless Shield установлен CX1117-3.3 — тоже не самый экономичный.

В результате при батарейном питании проще вообще обойтись без нагромождения стабилизаторов — до напряжения 1,1 В на каждый элемент схема должна работать надежно, а это практически 80 % емкости щелочных батарей (см. рис. 9.2). И раз уж мы применяем Arduino, который позволяет многое без особого напряжения сил, то для удобства станем измерять напряжение батареи датчика, передавать его в главный модуль вместе с данными и заставлять станцию сигнализировать, если элементы питания на исходе. В главном модуле для индикации того, что батарейки садятся, заставим строку с внешними данными мигать, если напряжение ниже установленного порога (пусть это будет 3,3 В — по 1,1 В на каждый элемент, возможно, по результатам эксплуатации эту величину придется подкорректировать). Мне неизвестны какие-либо бытовые приборы, имеющие подобную функцию контроля за напряжением источников питания (кроме, разумеется, мобильных или фотокамер), — пусть это будет наше ноу-хау.

Программу для выносного датчика можно скачать с сайта автора по ссылке <http://revich.lib.ru/AVR/Extsens.zip>. В программе используются встроенные воз-

возможности Arduino IDE для ввода контроллера в режим энергосбережения и пробуждения по встроенному таймеру WDT. О применении этих режимов можно прочесть на официальном сайте Arduino по ссылке <http://playground.arduino.cc/Learning/ArduinoSleepCode> (к сожалению, на английском языке). Поиском в Сети можно найти и русскоязычные примеры их использования.

ПОДРОБНОСТИ

Заметим, что в этой конструкции применяется довольно несовершенный метод измерения аналоговой величины напряжения батарейки, когда в качестве опорного напряжения АЦП использован внутренний источник (см. строку `analogReference (INTERNAL)`), подробности о работе АЦП в МК AVR см. главу 20 и книгу [21]). Потому коэффициент пересчета не вычисляется теоретически, а должен устанавливаться именно путем калибровки, причем с реальным источником питания (набором батареек), а не при подключении к USB или внешнему адаптеру.

Делитель напряжения R5/R6 (он добавляет к общему потреблению менее микроампера) нужен для «подгонки» измеряемого значения под опорное. Не стоит бояться, что входное сопротивление АЦП внесет погрешность при установке столь высокоомного делителя — в МК AVR оно измеряется десятками гигаом. В данном случае выходной код АЦП определяется формулой $ADC = 1024 V_{in} / V_{ref}$ (подробности см. в главах 17 и 20). При превышении входным напряжением опорного этот код «застынет» на максимальном значении 1023, так что нам необходимо иметь на входе АЦП напряжение, заведомо меньшее опорного. А опорное напряжение определяется в нашем случае внутренним источником и имеет величину примерно 1,2 В с довольно большим разбросом. Отсюда соотношение сопротивлений резисторов этого делителя должно быть около 5, а точное значение величины коэффициента в программе, с помощью которого вычисляется реальная величина напряжения (переменная `voltage`, см. строку 105 исходного текста скетча) и должно быть определено с помощью калибровки. Коэффициент будет равен частному от деления реального напряжения батареи в вольтах на величину кода АЦП (переменная `val`) — у меня он получился равным 0,0059. Если задаться величиной опорного напряжения, равной 1,1 В, то теоретический расчет даст близкое значение.

Чтобы проверить и при надобности уточнить значение коэффициента, измерьте напряжение батарейки мультиметром во время работы датчика, затем сравните с тем, что запишется в файл на карте (см. далее). Поделив записанное значение на измеренное, вы получите поправку, на которую необходимо умножить значение коэффициента из программы. В случае ЖК-индикатора без записи на карту, операция калибровки будет сложнее — вам придется временно подправить программу так, чтобы вывести на дисплей значение напряжения, получаемое с датчика.

Во время работы в соответствии с программой датчик основное время потребляет примерно 500 мкА, и каждые 8 секунд по WD-таймеру включается примерно на 0,8 с — снимает показания с SHT-модуля, измеряет напряжение батарейки и передает данные через Хбее-модуль. Напряжение батарейки во избежание случайных выбросов усредняется за каждые 16 показаний. Измерения показали, что во включенном состоянии потребление всего выносного датчика в среднем составляет около 15 мА. Пиковое потребление обычного Хбее-модуля в момент передачи может превышать 40 мА, но это происходит лишь в течение нескольких миллисекунд, и мы этими выбросами можем пренебречь в своих расчетах. Итого среднее потребление датчика составит приблизительно 2 мА — в соответствии с данными приложения 2 АА-батареек должно хватить примерно на два месяца непрерывной работы.

Заметим, что если бы мы писали программу на ассемблере, то могли бы уменьшить время активного состояния в несколько десятков раз, и батарейки работали бы гораздо дольше.

Ресурс батареек можно увеличить, если задать снятие показаний и их передачу не каждое пробуждение по WD-таймеру, а, например, каждое седьмое (т. е. примерно раз в минуту), но отладка такой медленной программы резко усложнится.

Версия станции с ЖК-дисплеем

У нас уже все готово для того, чтобы представить версию метеостанции без записи на SD-карту. Реализацию этой версии мы оформим в виде варианта с ЖК-дисплеем MT-12864J, рассмотренным в *главе 21*. Для подключения SPI-интерфейса карты вместе с дисплеем у нас все равно не хватит выводов, так что запись на карту мы реализуем отдельно.

Схема метеостанции в таком варианте представлена на рис. 22.5. Подключение датчиков и часов ничем не отличается от рассмотренного ранее, а подключение ЖК-дисплея и обращение с ним описано в *главе 21*. Полную программу для этого случая можно скачать с сайта автора по ссылке http://revich.lib.ru/AVR/Meteo_LCD.zip. Внешний вид дисплея при работе этой программы показан на рис. 22.6.

Если внешний датчик будет недоступен (отключен, пропадет связь, закончатся батарейки), то в верхней строке после слов «На улице» будут отображаться прочерки. Если передаваемая устройством величина напряжения батарейки станет меньше порога (установленного нами в 3,3 В), то строка с данными начнет мигать. После включения питания внешнего датчика в течение первых 16 переданных показаний вместо значения напряжения батарейки станут передаваться одни нули, соответственно, дисплей главного модуля также будет миганием напоминать, что батареи в датчике якобы разряжены. Однако примерно через 2 минуты начнет передаваться измеренное среднее значение, и все должно встать на свои места.

ПОДРОБНОСТИ

Величину порога, возможно, придется подкорректировать по результатам испытаний. Arduino Mini фактически ничего, кроме контроллера, не содержит, и она должна вообще «тянуть» вплоть до полного истощения батареек (согласно документации, у ATmega328 нижний предел питания 1,8 В¹). У сенсора SHT1х нижний порог повыше (2,4 В), но это тоже далеко за пределами того, что дадут три даже истощенных элемента. То есть, нас будет лимитировать Xbee-модуль, который, согласно документации фирмы Digi, функционирует до 2,1 В. Из этих соображений и выбран порог в 1,1 В на элемент: 2,2 В на модуль или 3,3 В на все питание. В реальности это требует тщательной проверки, причем с реальными батарейками, а не в искусственно созданных условиях. Что же касается дальности работы выносного датчика, то Xbee-модули про-

¹ Учтите, что сами по себе платы Arduino при таком напряжении питания, вероятно, вполне работоспособны, а вот последовательный порт вкупе с USB-адаптером, как и другие внешние модули, — едва ли. Так что без тщательного анализа всех компонентов схемы лучше применять питание в рекомендуемых пределах от 4,5 до 5 В.

явили себя наилучшим образом — в процессе испытаний данные уверенно принимались через три гипсолитовых межкомнатных перегородки толщиной 20 см каждая (уровень сигнала Wi-Fi в тех же условиях падает примерно на 70–80 дБ, что снижает скорость передачи до почти полной неработоспособности канала). Впрочем, если вас дальность работы не удовлетворит, то та же фирма Digi выпускает намного более мощный Xbee Pro.

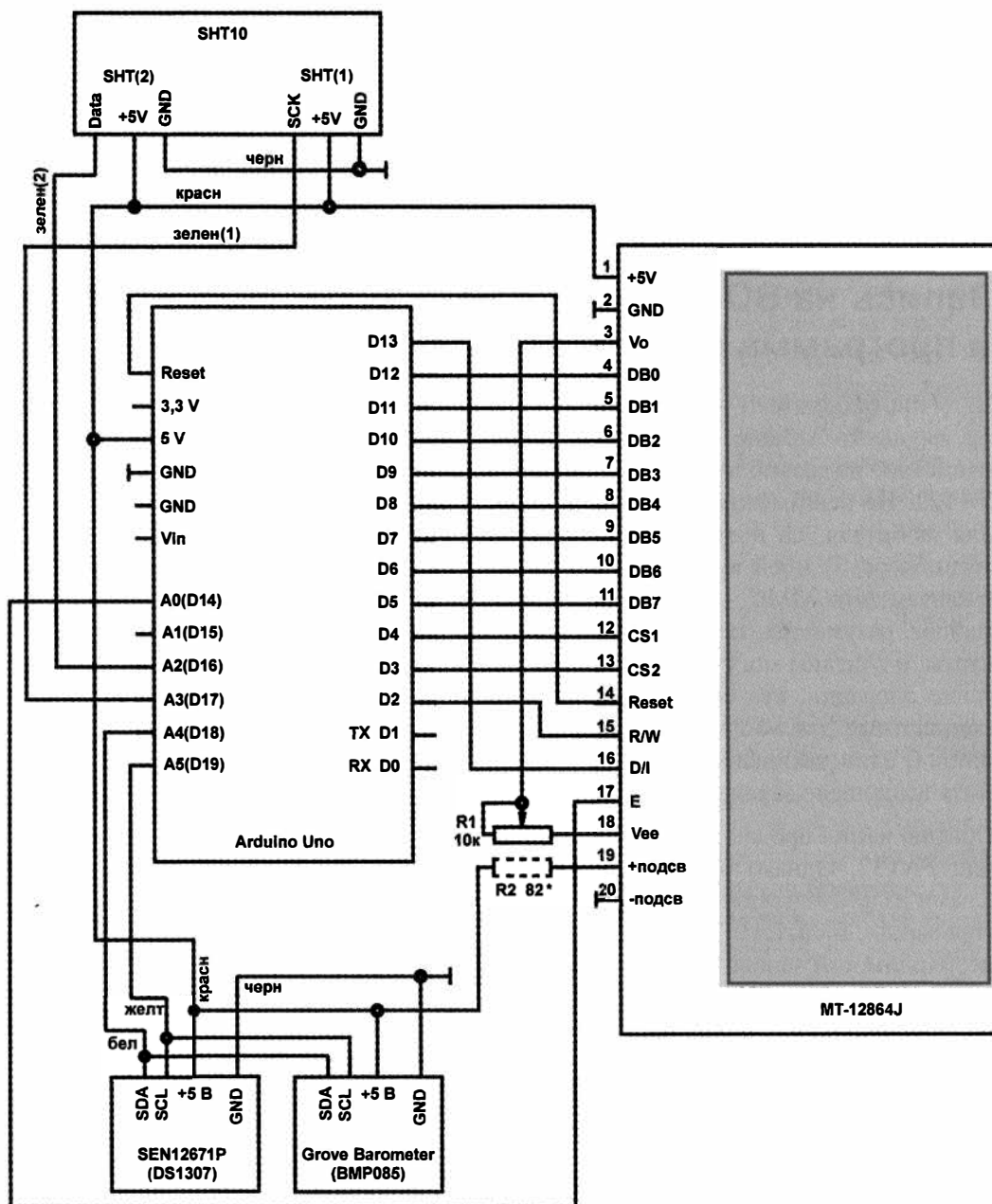


Рис. 22.5. Схема метеостанции с ЖК-дисплеем MT-12864J



Рис. 22.6. Отображение результатов работы метеостанции на ЖК-дисплее

Запись на SD-карту и программа станции с OLED-дисплеем

Наличие библиотеки для работы с SD-картой — один из самых ярких примеров преимуществ Arduino. Можно только представить себе, сколько трудов стоило бы написание на ассемблере кода доступа к флэш-карте, отформатированной в системе FAT32. Не невозможная задача, конечно, но весьма трудновыполнимая, особенно для любителя, да и вряд ли кто-нибудь когда-нибудь пытался выполнить ее на ассемблере. В моей книжке [21] есть пример кода записи/чтения применительно к картам типа MMC — «младшему брату» карт Secure Digital. Ни о каких именах файлов, разумеется, там и речи не идет — данные пишутся просто в ячейки памяти карты, и считаны могут быть только таким же способом, через контроллер. А здесь такие операции, как создание, удаление файла или проверка его существования, стандартные для «больших» компьютеров, выполняются не сложнее, чем в Windows. С единственным ограничением — собственно форматирование карты должно быть выполнено заранее.

Обычно карты продаются уже отформатированными в нужной нам системе FAT16 или FAT32. Однако оно может «слететь» в процессе эксплуатации или наших с вами издевательств над картой, кроме того, изредка встречаются карты, отформатированные в системе, отличной от FAT. Для того, чтобы проверить систему и при необходимости заново отформатировать карту, ее надо вставить в кардридер компьютера, подождать, пока она появится в Проводнике и через контекстное меню выбрать пункт **Свойства**. Там на самой первой вкладке **Общие** будет показана система, в которой отформатирована эта карта. Если она отличается от FAT16 (просто FAT) или FAT32, то закройте окно свойств, заново вызовите контекстное меню и выберите пункт **Форматировать**.

Мы воспользуемся уже упоминавшимся модулем Wireless Shield SD, кроме разъема для Xbee-модуля, имеющим также слот для миниатюрной карты microSD. Более универсальным будет отдельный SD Card shield V4.0, куда можно вставлять

SD-карты обычного типоразмера (карты MicroSD вставляются в него через адаптер). Обращение с этими модулями совершенно одинаково, и заняты у них одни и те же контакты, ориентированные на применение библиотеки SD, входящей в комплект Arduino IDE.

Недостаток большинства подобных стандартных Arduino-модулей с разъемом для SD-карты состоит в том, что они в качестве вывода «выбор кристалла» задействуют вывод номер 4. Это сделано по понятным причинам — чтобы освободить стандартный вывод SS порта SPI (вывод 10) для использования этого интерфейса в каких-то иных целях. Однако такой прием приводит к ограничениям на применение вывода 10 — он должен быть установлен только «на выход», иначе стандартные функции SPI-контроллера работать не будут. Потому вместо одного дополнительного вывода карта фактически занимает два. К счастью, в качестве выходного мы можем применять порт 10 по своему усмотрению — в нашей схеме он служит одной из линий данных.

Работа метеостанции с функциями записи на SD-карту

Полную программу метеостанции с OLED-индикаторами, построенной согласно схеме на рис. 22.1 с добавленными функциями записи на SD-карту, можно скачать с сайта автора по ссылке http://revich.lib.ru/AVR/Meteo_OLED.zip. Внешний вид индикационной панели с отображением данных показан на рис. 22.7 далее, в разд. «Конструкция».

Согласно этой программе, при каждом включении питания в файл data.txt будет записываться строка Arduino meteostation data. А в установленные моменты времени в него записываются данные в виде строки:

```
06:00 06.04.14 +21.2 26 750 +20.7 27 4.4
```

Здесь после значения времени идут сведения о внутренней температуре и влажности, затем давление, потом температура и влажность с выносного датчика. В конце выводится информация о напряжении батареи датчика, которая позволит осуществлять контроль за работой узла определения разрядки батареи (в случае необходимости подкорректировать порог надо знать, при каком напряжении датчик прекратил работу). Строка содержит 40 символов, так что об исчерпании пространства на карте можно не беспокоиться — самой маленькой карты объемом в гигабайт хватит примерно на 8 тысяч лет непрерывной записи. Учитывая такой объем свободного пространства, на карте удобно заодно хранить все сопутствующие программы: Arduino IDE вместе с прошивкой станции и утилиту для установки часов.

В соответствии с программой, запись данных на карту будет происходить в часы, кратные трем: в 0, 3, 6, 9, 12, 15, 18 и 21 час. Согласно международным правилам, три часа составляют так называемый *синоптический интервал*, а моменты записи должны отсчитываться по всемирному времени UTC. В настоящее время московский регион отличается от UTC на четыре часа (т. е. всемирному времени 00:00 соответствует московское 04:00), потому для укладки в стандартный ряд синоптиче-

ских наблюдений необходимо учитывать эту поправку¹. Закомментированная строка в начале процедуры записи на карту `if (clock.second == 0)` служит для отладки программы — если ее восстановить (а вышележащую, наоборот, спрятать за комментарием), то запись на карту будет происходить каждую минуту.

После вставки карты следует обязательно перезагрузить станцию и проследить, чтобы после загрузки в первую очередь появилась надпись **SD card Ok**. Если вместо этого появляется сообщение об ошибке инициализации **SD card failed**, то выключить и включить питание станции необходимо еще раз. Если карта инициализировалась верно, то в файл `data.txt` на ней запишется строка `Arduino meteostation data`. Если этот файл на карте не существовал, то он будет создан заново, иначе указанная строка просто запишется в него еще раз, сигнализируя о том, что станция включалась.

Подтверждение тому, что запись действительно идет успешно, можно получить, если проследить за поведением станции в момент, соответствующий очередному сеансу записи, — не должно появиться сообщение **File open failed!**, которое возникает, если карта просто отсутствует в слоте. Если же карта вставлена, но инициализация прошла неудачно, то в момент записи станция «повиснет» примерно на 12 секунд — таковы особенности работы библиотеки SD.

Повторю — для успешной записи на карту карта должна быть вставлена в слот до включения питания станции. Следует взять за правило перезапускать станцию после каждого извлечения/вставки карты. Предоставляю читателю самому поэкспериментировать с модификацией программы, которая позволила бы избежать таких ограничений. Вероятно, для этого придется привлечь какую-нибудь другую библиотеку по работе с SD-картами в Arduino — особенность прилагаемой библиотеки SD в том, что если карта однажды была инициализирована, то после извлечения и последующей ее вставки при работающем контроллере от программы невозможно добиться не только сообщений об ошибках, но не получается даже принудительно инициализировать карту заново.

Конструкция

Все элементы разработанных нами схем по рис. 22.1 и 22.5 продаются в комплекте с соединительными кабелями, исключение составляют только дисплеи. В «Амперке» имеется в продаже специальная расширительная плата *Troyka Shield*, позволяющая подключать подобную периферию. Таким образом, самый простой вариант создания законченной конструкции главного модуля станции заключается в приобретении этой платы и установке друг на друга последовательно трех плат (*Arduino Uno*, *Troyka Shield* и *Wireless Shield*). На *Wireless Shield*, которая должна быть свер-

¹ Осенью 2014 года вместо постоянного «летнего» времени было введено постоянное «зимнее» (опережает астрономическое на один час, а не на два, как до этого), и теперь «московское время» отличается от UTC ровно на три часа. Не приведи Господь, у нас опять введут «летнее/зимнее» время — тогда программу придется усложнять. В часах DS-1307, конечно, никакого автоматического перевода не предусмотрено, и слава Богу.

ху этого «бутерброда» (для лучшей работы модуля Xbee), имеется поле пустых контактов достаточного размера, чтобы на нем можно было установить контактную колодку для подключения ЖК-дисплея.

Все это монтируется в пластиковый (обязательно!) корпус, передняя стенка которого вырезана под дисплей. Работе Xbee пластиковый корпус не мешает, а вот датчики лучше вынести наружу — даже то небольшое количество тепла, которое выделяют компоненты схемы при работе, исказит значения температуры, а влажность в герметичном корпусе может отличаться от реальной на десятки процентов (не в этом ли причина столь плохой работы серийных изделий?).

Сложнее окажется конструкция варианта с двумя OLED-дисплеями — на стандартных Arduino-платах для них просто не хватит места. Возможный вариант — изготовление кросс-платы, на которую устанавливаются все модули, соединенные дорожками с контактами платы Arduino. Отверстия на кросс-плате делаются так, чтобы штыри Wireless Shield можно было протолкнуть насквозь, пропаять, а затем надеть на них плату Arduino Uno с другой стороны. На рис. 22.7 показано, как выглядит вариант конструктивного исполнения станции с отображением информации на дисплеях.

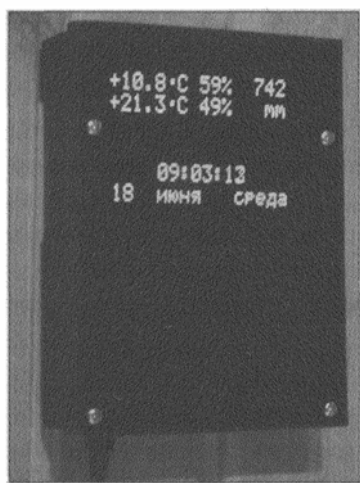


Рис. 22.7. Готовая метеостанция на стене загородного дома

В выносном датчике устанавливать какие-либо платы расширения не имеет особого смысла. Все компоненты схемы по рис. 22.4 можно установить на печатной макетной плате (подобной показанной на рис. 3.2 *слева*), и соединить их монтажными проводами. Конечно, не стоит паять непосредственно выводы платы Arduino Mini — придется приобрести переходные колодки типа PBS.

Трудность состоит в том, что шаг выводов Xbee-модуля — 2 мм, и под него довольно сложно найти готовую плату. Так что придется либо раскладывать и изготавливать ее самостоятельно, либо пожертвовать экземпляром Wireless Shield, вырезав из нее кусок с колодками для подключения Xbee-модуля. На этой плате рядом с колодками имеются соединенные с ними контактные площадки, расположенные с обычным шагом 2,5 мм, куда можно поместить вилку штыревого PLS-

разъема, получив таким образом переходную панельку для установки в обычную плату. Все это монтируется в корпус вместе с батарейным отсеком на три элемента типоразмера АА или С. Как и в случае главного модуля станции, плату SHT1х с датчиками лучше вынести за пределы корпуса, защитив ее от внешних воздействий ограждением или кожухом из пластиковой сетки.

О недостатках Arduino

Как мы видим, проектировать и изготавливать конструкции с помощью Arduino гораздо проще, чем обычным дедовским способом, из отдельных компонентов. Но за эту простоту приходится платить. В некотором смысле ситуация с Arduino напоминает историю персональных компьютеров — как известно, самым первым продуктом компании Microsoft, созданной в 1976 году, была реализация языка Бейсик под компьютер Altair, для которой требовалось аж целых 4 килобайта памяти. Андреас Хейлсберг тоже создавал свою первую версию Pascal на чистом ассемблере, получив файл объемом 31 Кбайт. Современные среды программирования (в том числе и для тех же самых языков) занимают гигабайты, но при этом работают на гигагерцевых компьютерах медленнее, чем первые продукты Гейтса и Хейлсберга на машинах того времени с тактовой частотой и объемом памяти в тысячи раз меньшими. Подобно им и AVR-контроллеры, запрограммированные в среде Arduino, оказываются далеки от своих потенциальных возможностей.

Я не ставлю перед собой задачу как-то принизить значение Arduino и отговорить читателей от работы с этой платформой. Наоборот, я всячески приветствую ее энтузиастов и распространителей. Хочется только, чтобы натолкнувшись в Сети на ее критику, неискушенный читатель не впал в уныние, а хорошо представлял себе, как говорится, «на каком свете он находится».

Простота Arduino во многом обусловлена тем, что практически все действия в программе осуществляются в ее главном цикле. Но такая простота оборачивается недостаточной надежностью работы — «правильно» запрограммированный контроллер работает почти исключительно через прерывания. Например, неверно заставлять программу отслеживать нажатие кнопки в главном цикле и убирать дребезг путем простых временных задержек, как это делается в распространенном примере для начинающих¹. Когда контроллер основное время занят последовательным отслеживанием происходящих событий, он запросто может потерять какое-то из них. Так поступали в семидесятые годы, когда контроллеры были намного примитивнее сегодняшних. В «правильной» программе состояние кнопки отслеживается по внешнему прерыванию, а дребезг убирается его запретом и последующим разрешением по прерыванию таймера. Только так эти действия не могут помешать никаким другим процедурам в программе.

¹ См., например, тут: <http://wiki.amperka.ru/конспект-arduino:кнопочный-переключатель>. Отметим, что специальная библиотека Bounce (см. <http://greenoakst.blogspot.ru/2012/06/arduino-bounce.html>) дает куда более совершенный метод отслеживания кнопки, основанный на подсчете времени.

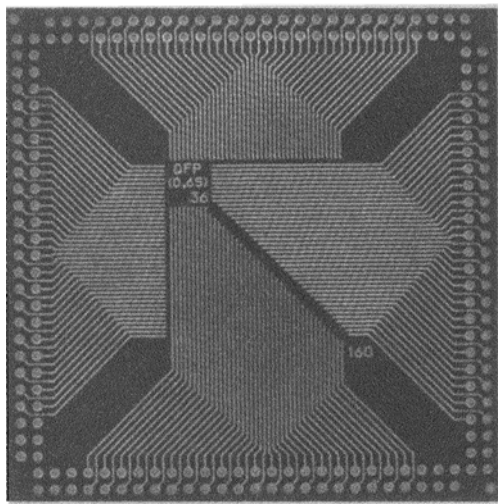
В Arduino просто эксплуатируется факт, что современные микроконтроллеры работают очень быстро, но, по мере усложнения программы, вы довольно скоро упреетесь в порог этого быстродействия и не будете понимать, как из этой ситуации вернуться. На **Habrahabr.ru** один критик платформы писал, что «вы можете всю жизнь формировать задержки с помощью delay-функций и не иметь простейшего представления, как работает таймер на микроконтроллере».

Впечатляют и размеры программ, получающихся после компилирования скетчей в среде Arduino IDE. Программа метеостанции с ЖК-дисплеем займет почти 20 килобайт — около 10 тыс. AVR-команд. Это непредставимо большая величина для таких устройств, и неудивительно, что при выполнении времязависимых операций они будут тормозить, — именно по этой причине при сборе данных, поступающих из последовательного порта, нам приходится с помощью задержек ожидать, пока они не соберутся в буфере. А если нам понадобится принять или передать пару десятков килобайт или мегабайт данных, что много больше объема буфера? Как угадать задержки так, чтобы гарантированно ничего не потерять?

Программа, состоящая из всего двух функций: `digitalWrite(HIGH)` и `digitalWrite(LOW)`, попеременно переключающих внешний вывод без искусственных задержек, при проверке на осциллографе покажет меандр с частотой 50 Гц — это в контроллере, работающем на частоте 16 МГц! Простая замена этих функций на непосредственное управление портом, даже без выхода за пределы среды Arduino, ускоряет выполнение операций переключения порта примерно в 10 тыс. раз — с почти 2 миллисекунд до долей микросекунды.

Хорошей иллюстрацией к расточительности языка служит также пример пустой программы из двух строк, которую мы употребляли в качестве заглушки при программировании Xbee-модуля. Ее размер после компиляции составит целых 466 байтов — с помощью ассемблера в такой объем можно запросто втиснуть небольшую программку ориентирования по звездам для орбитального аппарата (реальный случай с одним программистом 60-х годов прошлого века из НАСА, который упаковал такую программу в остававшиеся свободными 256 байт памяти бортовой ЭВМ спутника).

Нет особых проблем применять к разработке программ для Arduino все возможности МК AVR, включая и прерывания, но при этом среда Arduino потеряет свою простоту и идеальную приспособленность к нуждам любителей. Придется ковыряться в англоязычных «даташитах», изучать регистры, прерывания и таймеры, вникать в тонкости программирования той или иной процедуры, и тогда вы быстро придете к выводу, что Arduino IDE вместе с языком Processing только мешают — придется переходить на обычный C или на ассемблер. К этому выводу в конце концов приходят все, кто старается двигаться дальше. Но не унывайте: Arduino дает отличный старт!



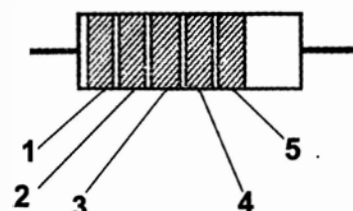
ПРИЛОЖЕНИЯ

- Приложение 1.** Резисторы
- Приложение 2.** Стандартные обозначения, размеры и характеристики некоторых гальванических элементов
- Приложение 3.** Классы усилителей
- Приложение 4.** Соответствие наименований и функциональности некоторых зарубежных и отечественных цифровых микросхем
- Приложение 5.** Словарь часто встречающихся аббревиатур и терминов
- Приложение 6.** Единицы измерения и обозначения

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Резисторы

Международная цветная маркировка резисторов

 <p>1 — первая цифра; 2 — вторая цифра; 3 — множитель; 4 — допуск (красный — 2 %, золотистый — 5 %, серебряный — 10 %, отсутствует — 20 %); 5 — надежность (необязательный элемент)</p>	Цифра 1 и 2	Цвет	Множитель
		Серебряный	0,01 Ом
		Золотистый	0,1 Ом
	0	Черный	1 Ом
	1	Коричневый	10 Ом
	2	Красный	100 Ом
	3	Оранжевый	1 кОм
	4	Желтый	10 кОм
	5	Зеленый	100 кОм
	6	Голубой	1 МОм
	7	Фиолетовый	10 МОм
	8	Серый	
	9	Белый	
Пример: красно-желто-оранжево-золотистый — резистор на 24 кОм с допуском 5 %			

Таблицы номиналов резисторов и конденсаторов

Далее приведены множители для номиналов резисторов и конденсаторов (см. главу 5) с допуском 5 % (ряд E24) и 10 % (ряд E12, выделен жирным). Из этих значений формируются стандартные номиналы резисторов путем их умножения на степень десяти — например: 1,8 Ом, 18 Ом, 180 Ом, 1,8 кОм, 18 кОм, 180 кОм и т. д.

10	16	27	43	68
11	18	30	47	75
12	20	33	51	82
13	22	36	56	91
15	24	39	62	

Резисторы с допуском 1 % (ряд E96) имеют следующие множители для номиналов:

100	140	196	274	383	536	750
102	143	200	280	392	549	763
105	147	205	287	402	562	787
107	150	210	294	412	576	806
110	154	215	301	422	590	825
113	158	221	309	432	604	845
115	162	226	316	442	619	866
118	165	232	324	453	634	887
121	169	237	332	464	649	903
124	174	243	340	475	665	931
127	178	249	348	487	681	953
130	182	255	357	499	698	976
133	187	261	365	511	715	
137	191	267	374	523	732	

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Стандартные обозначения, размеры и характеристики некоторых гальванических элементов

В табл. П2.1 представлены стандартные разновидности бытовых одноразовых электрохимических элементов питания. Элементы одного типоразмера взаимозаменяемы, а также могут быть заменены NiMH-аккумуляторами аналогичных типоразмеров (подробности описаны в *главе 9*). Щелочные элементы (с буквой L в обозначении или надписью «alkaline» на корпусе) приблизительно в три раза превышают по энергоемкости «обычные» солевые (последние часто маркируются надписью «GENERAL PURPOSE», то есть «общего назначения»). Кроме стандартных щелочных, существуют также элементы Super (Ultra) Alkaline, емкость которых еще приблизительно на треть-четверть выше.

Таблица П2.1. Стандартные разновидности одноразовых элементов питания

Напряжение, В	Обозначение (типоразмер)			Размеры, мм		Примерная емкость, мА·ч**
	Торговое (ANSI)	Международное (МЭК)*	Отечественное (ГОСТ)	Диаметр (высота×ширина)	Длина (толщина)	
4, 5	—	3R12, 3LR12	3336	62× 67	22	6000
9	PP3, 1604	6LR61 (щелочная) 6F22 (солевая)	«Крона»	17,5×26	48	600
1,5	AAA	R03, LR03, FR03	286	10,5	45	1200
1,5	AA	R6, LR6, FR6	316	14,5	50,5	2500
1,5	C	R14, LR14	343	26,2	50	7500
1,5	D	R20, LR20	373	34,2	61,8	15 000– 18 000

* Буква L означает щелочной элемент, F — литий-железо-дисульфидный (Li/FeS₂).

** Для щелочных элементов

Аккумуляторы NiMH тех же типоразмеров имеют близкую емкость (в среднем на 10–20 % ниже), за исключением типоразмера «Крона» — емкость аккумулятора в этом исполнении не превышает 200 мА·ч.

Кроме указанных в таблице элементов марганец-цинковой системы (к которым относятся и щелочные, и солевые батарейки), в последние годы появились литий-железо-дисульфидные в типоразмерах AA и AAA, со стандартным номинальным напряжением питания 1,5 В (в отличие от обычных литий-марганцевых, имеющих напряжение 3–3,6 В). Они отличаются повышенной емкостью при больших токах разряда, и при токе порядка 0,5 А превышают щелочные примерно вдвое. В мало-мощных приборах при комнатной температуре в емкости выигрыша литиевые элементы почти не дают, но их высокая стоимость все равно оправдывается долгим сроком хранения (15 лет при комнатной температуре), а также намного большей стойкостью к низким температурам — так, фирма Energizer гарантирует работу своих FR6-элементов до -40°C . Основная особенность литиевых, отличающая их от других типов, — они держат напряжение «до последнего», после чего оно быстро падает до нуля (см. разрядные кривые на рис. 9.3 в главе 9).

Для питания маломощных электронных устройств широко применяются «таблетки»: серебряно-оксидные (SR) или литиевые (CR) малогабаритные элементы. Литиевые имеют номинальное напряжение 3 В, «серебряные» — 1,55 В, причем размеры корпусов для тех и других отличаются, литиевые больше диаметром и обычно тоньше («монетки»). Емкость ходовых литиевых элементов (CR2032) достигает 225 мА·ч при токе разряда не более 0,2 мА, у «серебряных» она ниже, и для самых крупных (SR44) не превышает 200 мА·ч. В тех же габаритах, что и «серебряные», изредка можно встретить щелочные «таблетки» (LR) с близким номинальным напряжением (1,5 В), их емкость примерно на 30 % ниже, а в остальном они взаимозаменяемы. Система обозначений «таблеток» и «монеток» очень проста: первые две цифры обозначают диаметр, третья и четвертая — толщину (например, 2032 — «монетка» 20 мм в диаметре и толщиной 3,2 мм, 1225 — «таблетка» диаметром 12,5 мм и толщиной 2,5 мм).

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Классы усилителей

В зависимости от режима работы выходных транзисторов усилители (не только УМЗЧ — усилители мощности звуковой частоты) делятся на классы. Различают классы А, В, АВ, С, D, G и H, недавно был также предложен еще один класс — Т. Классы D и Т относятся к дискретным (цифровым) усилителям, остальные — к линейным (аналоговым). Рассмотрим особенности режимов работы выходного каскада для распространенных классов А, В и АВ.

Действующее значение напряжения

Для того чтобы было более понятно рассмотрение важнейшего вопроса о КПД для различных классов, приведем сначала точное определение действующего значения напряжения переменного тока U_d (именно действующее значение определяет мощность на нагрузке и выходных транзисторах, а следовательно, и КПД):

$$U_d = U_a \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}. \quad (1)$$

Здесь U_a — амплитудное значение напряжения $u(t)$, T — период (в данном случае мы рассматриваем полпериода от 0 до π). Для синусоидального напряжения $u(t) = \sin(t)$:

$$U_d = U_a \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(t) dt} = U_a \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{t}{2} - \frac{\sin 2t}{4} \right) \Big|_0^{\pi}} = \frac{U_a}{\sqrt{2}}. \quad (2)$$

При выводе учитывается, что:

$$\int \sin^2(t) dt = t/2 + \sin(2t)/4.$$

Соотношение (2) для действующего значения (без вывода) уже приводилось в главе 4.

Классы усилителей

Класс А (рис. ПЗ.1) — это фактически режим, соответствующий усилительному каскаду с общим эмиттером (см. рис. 6.6).

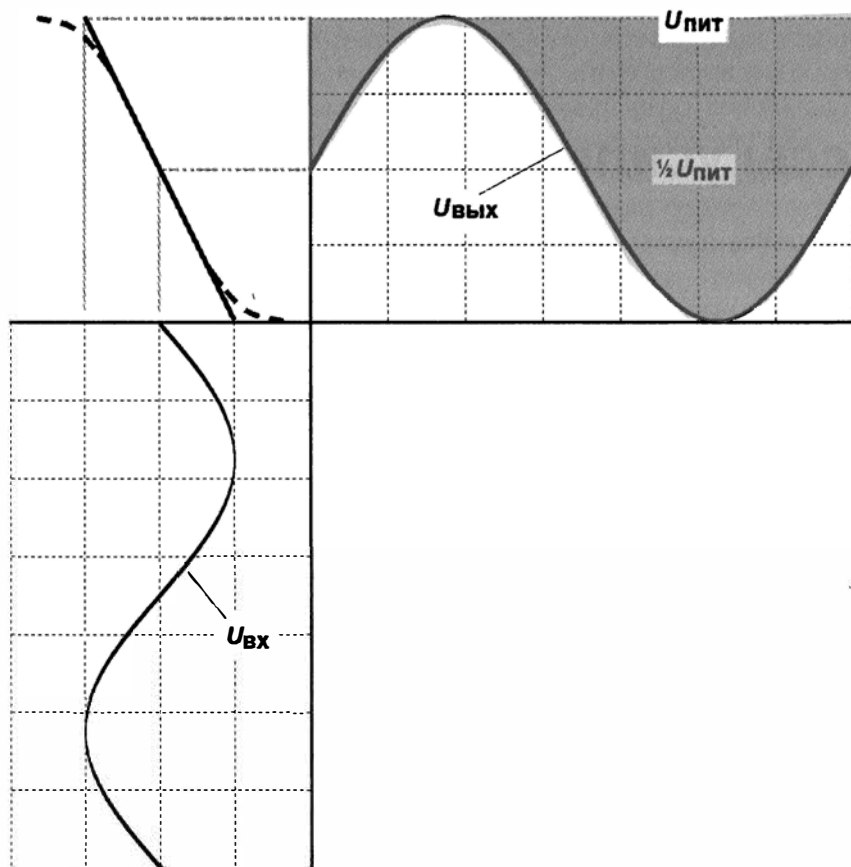


Рис. ПЗ.1. Режим работы усилителя класса А

В классе А на коллекторе транзистора устанавливается ровно половина питания. Если считать переходную характеристику каскада строго линейной (сплошная линия на рис. ПЗ.1), то амплитуда выходного сигнала может достигать напряжения питания. Для оценки КПД в этом идеализированном случае обратим внимание, что незатемненная область на графике выходного напряжения соответствует мгновенным (в каждый момент времени) значениям напряжения на нагрузке, а затемненная — напряжениям на выходном транзисторе. Как мы видим из графика, эти области строго равны друг другу по площади, поэтому соответствующие интегралы (1) и действующие значения напряжения на нагрузке и на транзисторе будут равны, так что КПД будет равен ровно 50 % — половина затрачиваемой мощности выделяется на нагрузке, половина — на транзисторе. В реальности же переходная характеристика имеет S-образный вид (пунктир на рис. ПЗ.1), поэтому во избежание

искажений приходится ограничивать амплитуду сигнала, так что в действительности КПД может быть значительно меньше, да и реальный сигнал никогда не достигает максимальных амплитудных значений.

Другим крупнейшим недостатком класса А является то, что в отсутствие входного сигнала через транзистор течет большой ток (причем легко показать, что именно в отсутствие сигнала мощность, выделяющаяся на транзисторе, будет максимальной, и в этом случае КПД фактически равен нулю). Вместе с тем, режим класса А позволяет без лишних проблем получить неискаженный сигнал, усиленный как по току, так и по напряжению, и потому широко используется в маломощных каскадах, где КПД не имеет существенного значения. Например, в этом режиме работает «раскачивающий» каскад на транзисторе VT3 в УМЗЧ из главы 8.

Режим усилителя класса В фактически используется только в двухтактных схемах эмиттерных повторителей, подобных показанной на рис. 8.2. На рис. ПЗ.2 изображены соответствующие графики для одной (положительной) половины такого каскада (для второй половины все — в случае идеального согласования характеристик выходных транзисторов — строго симметрично). Как мы видим, выходное напряжение представляет собой половину синусоиды, и в отсутствие входного сигнала

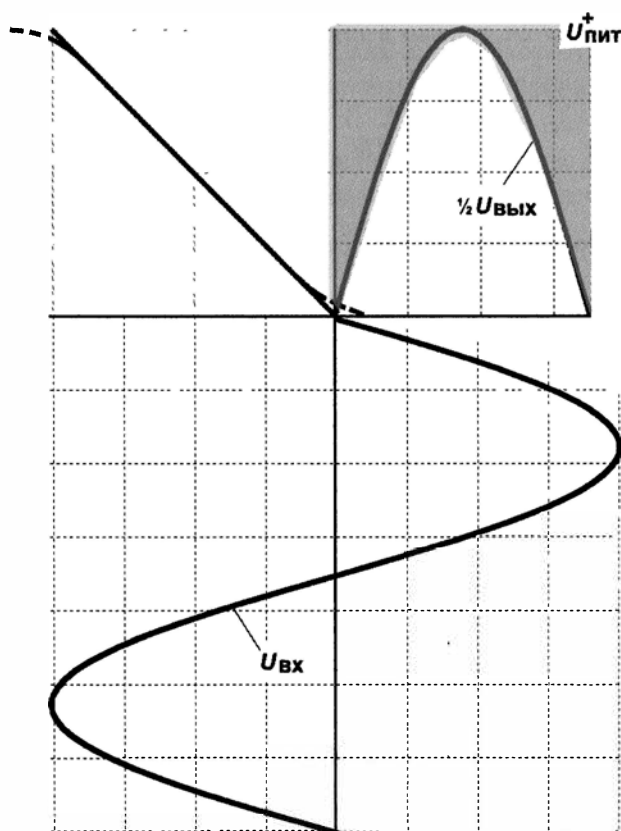


Рис. ПЗ.2. Режим работы усилителя класса В

ток через транзистор(ы) равен нулю. Примем, как и ранее для класса А, что переходная характеристика строго линейна, и попробуем оценить теоретический КПД.

Действующее значение напряжения на нагрузке равно, как следует из формулы (2), $U_H = U_a / \sqrt{2}$ (в общем случае $U_a \neq U_{\text{пит}}$), откуда мощность в нагрузке будет равна:

$$N_H = \frac{U_a^2}{2R},$$

где R — сопротивление нагрузки.

Мгновенное значение напряжения на транзисторе можно определить как «остаток» от того, что выделяется на нагрузке (затемненная область на рис. ПЗ.2), т. е. $u_T = U_{\text{пит}} - u_H(t)$. (Маленькими буквами мы здесь обозначаем мгновенные значения.) Ток через транзистор тот же самый, что и через нагрузку, и его величина будет равна $i_H = u_H(t)/R$. Тогда мгновенная мощность на транзисторе выразится формулой:

$$n_T = u_T i_H = [U_{\text{пит}} - u_H(t)] \frac{u_H(t)}{R}.$$

Средняя же мощность в одном плече определится следующей формулой (обратите внимание, что хотя мы считаем для одного плеча, осреднение происходит по полному значению периода 2π , просто в течение второго полупериода плечо не работает):

$$N_T = \frac{1}{2\pi R} \int_0^\pi [U_{\text{пит}} - u_H(t)] u_H(t) dt.$$

Для синусоидального напряжения подставим $u_H(t) = U_a \sin(t)$, $\int \sin(t) dt = -\cos(t)$, а также выражение для $\int \sin^2(t) dt$ (см. ранее), и получим:

$$N_T = \frac{1}{R} \left(\frac{U_a U_{\text{пит}}}{\pi} - \frac{U_a^2}{4} \right).$$

Суммарная мощность, потребляемая от источника, будет равна сумме мощностей на обоих транзисторах и нагрузке, а КПД выразится формулой (величина сопротивления нагрузки R в числителе и знаменателе сокращается):

$$\text{КПД} = \frac{N_H}{(N_H + 2N_T)} = \frac{U_a^2}{2 \left[\frac{U_a^2}{2} + 2 \left(\frac{U_a U_{\text{пит}}}{\pi} - \frac{U_a^2}{4} \right) \right]} = \frac{\pi U_a^2}{4 U_a U_{\text{пит}}}.$$

Учтем, что в данном случае $U_{\text{пит}} = U_a$, и окончательно получим, что теоретический КПД для усилителя класса В составляет $\pi/4 = 0,785 = 78,5\%$. Практически же КПД будет существенно меньше по целому ряду причин. Первая причина — мы производили расчет для максимального значения сигнала, а в реальности, как и для клас-

са А, сигналы достигают этой величины только изредка. На рис. ПЗ.3 приведены графики распределения мощностей и изменения КПД в зависимости от амплитуды сигнала.

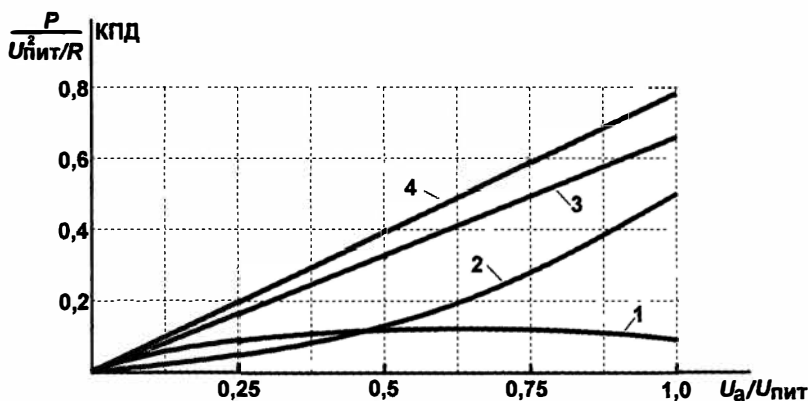


Рис. ПЗ.3. Распределение мощностей и величина КПД в зависимости от относительной амплитуды выходного сигнала в усилителях класса В: 1 — мощность на каждом из транзисторов; 2 — мощность в нагрузке; 3 — суммарная мощность, потребляемая от источника; 4 — КПД

Интересно, что в отсутствие сигнала КПД, как и для класса А, равен нулю, но есть одно существенное различие — сама мощность, потребляемая от источника питания, при этом также равна нулю.

Кроме этого, есть и другие причины снижения КПД. Прежде всего, переходная характеристика, как и для класса А, не является прямой линией — практически это выражается, в частности, и в том, что напряжение на выходе будет ограничиваться величинами, меньшими, чем напряжение питания. Напряжение на выходе будет всегда ниже входного по крайней мере на величину падения база-эмиттер. Все это само по себе уменьшит незатемненную область на графике и увеличит затемненную.

Главное же, что в чистом виде класс В для усиления аналоговых сигналов не используют — из-за больших искажений типа «ступенька» (см. главу 8). Поэтому практически классы В и А объединяют, создавая некоторый начальный ток смещения комплементарной пары, — такой режим усилителя известен, как **класс АВ**, и большинство аналоговых схем построено по этому принципу (в главе 8 мы обеспечивали режим АВ с помощью цепочки диодов).

Все это касается случая, когда выходной каскад составлен из биполярных транзисторов. Применение комплементарных полевых транзисторов может существенно снизить искажения, однако там появится новая напасть — в момент равенства сигнала нулю оба транзистора пары будут приоткрыты (эффект «сквозного тока» — явление, аналогичное происходящему при переключении в КМОП-микросхемах), и это равносильно принудительному смещению биполярных транзисторов. В результате КПД «хороших» усилителей класса АВ составляет от силы 60 %, а часто еще меньше (именно поэтому в главе 8 при расчете радиаторов я задавался величиной мощности на выходных транзисторах, равной мощности в нагрузке).

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Соответствие наименований и функциональности некоторых зарубежных и отечественных цифровых микросхем

В табл. П4.1 приведены основные микросхемы «классической» КМОП-серии, их отечественные аналоги, полные или функциональные аналоги из серии 74, включающей в себя как быстродействующие КМОП-микросхемы (с буквой С в наименовании), так и ТТЛ, а также отечественные функциональные ТТЛ-аналоги из серий 155 (133), 555, 533, 1555, 1533 и др. Следует отметить, что всего в серии 74 представлено около полутора десятков различных технологий, но одинаковые по функциональности микросхемы в различных сериях называются одинаково. Не все микросхемы имеются во всех исполнениях — так, полные аналоги 4049/4050 имеются только в серии НС, в то же время дешифратор 74хх247(ИД18) существует только в ТТЛ-исполнении. CD4056 (561ИД5) не является его полным аналогом, т. к. имеет дополнительные выводы для управления ЖКИ или люминесцентного индикатора переменным напряжением и т. д.

Кроме приведенных в таблице, и 4000-я серия, и, тем более, разновидности 74-й включают в себя еще очень много типов микросхем, здесь приведены только те, которые имеют аналоги в отечественной «классической» 561-й серии (за исключением ряда микросхем, выполняющих арифметические функции, ввиду потери ими актуальности). Часто приводимая в справочниках серия 54 есть та же 74-я, но в военном исполнении, с повышенным температурным диапазоном. О соответствии отечественных и импортных КМОП-серий говорилось в *главе 15*.

Прочерк в таблице для микросхем ТТЛ и 74-й серии означает, что для данной микросхемы «классической» КМОП-серии прямых функциональных ТТЛ-аналогов не существует. Однако это вовсе не означает, что микросхем, выполняющих аналогичные функции, в ТТЛ и быстродействующей КМОП вообще нет. Так, в этих сериях нет микросхемы, аналогичной CD4000 (два элемента «ЗИЛИ-НЕ» и один элемент «НЕ»), но есть микросхема ЛЕ4 (74хх27), содержащая три элемента «ЗИЛИ-НЕ», которые могут выполнять те же функции. Для некоторых типов, как для упо-

мянутой CD4056, функциональный аналог приведен неполный: ПУ4 и 74НС4050 имеют обычный двухтактный выход, а ЛП4 и 74хх17 — с открытым коллектором, еще сложнее ситуация с некоторыми счетчиками. Поэтому при замене «классических» КМОП-микросхем на их быстродействующие аналоги и, тем более, на ТТЛ-микросхемы всегда следует сверяться с техническими описаниями.

CD4xxx — наименование серии 4000, принятое в фирме Fairchild Semiconductor, MC14xxx — в фирме Motorola. У других фирм могут быть свои префиксы, например, SN4xxx — у Texas Instruments, НСС или HCF — у фирмы ST Microelectronics, HEF — у Philips и NXP. Микросхемы серии 74НС Texas Instruments выпускает также с префиксом SN, Fairchild — с префиксом MM, остальные с префиксом M или вовсе без префикса. Еще разнообразнее правила в отношении 74АС, кроме того, все эти правила действуют не всегда, — так, имеются микросхемы с префиксом CD, но производства не Fairchild, а других фирм (например, Texas Instruments или Philips). Отечественное НПО «Интеграл» выпускает лицензионные микросхемы 74-й серии с префиксом IN. Сами обозначения микросхем в серии остаются одинаковыми независимо от префикса.

Таблица П4.1. КМОП-микросхемы, их аналоги и функции

4000	КМОП (561)	74хх	ТТЛ	Функции (цифра обозначает число входов элемента)
CD4000	ЛП4	—	—	Два элемента «ЗИЛИ-НЕ» и один элемент «НЕ»
CD4001	ЛЕ5	02	ЛЕ1	Четыре логических элемента «2ИЛИ-НЕ»
CD4002	ЛЕ6	25	ЛЕ3	Два логических элемента «4ИЛИ-НЕ»
CD4008	ИМ1		ИМ3	4-разрядный сумматор
CD4011	ЛА7	00	ЛА3	Четыре логических элемента «2И-НЕ»
CD4012	ЛА8	20	ЛА1	Два логических элемента «4И-НЕ»
CD4013	ТМ2	74	ТМ2	Два D-триггера (динамических)
CD4015	ИР2		ИР46	Два 4-разрядных сдвигающих регистра
CD4017	ИЕ8	—	—	Счетчик-делитель на 10
CD4018	ИЕ19	—	—	5-разрядный счетчик с предустановкой
CD4019	ЛС2	—	—	Четыре логических элемента «И-ИЛИ»
CD4020	ИЕ16	—	—	14-разрядный двоичный счетчик
CD4022	ИЕ9	—	—	Счетчик-делитель на 8
CD4023	ЛА9	10	ЛА4	Три логических элемента «3И-НЕ»
CD4025	ЛЕ10	27	ЛЕ4	Три логических элемента «ЗИЛИ-НЕ»
CD4027	ТВ1	72	ТВ1	Два JK-триггера
CD4028	ИД1	42	ИД6, ИД10	Двоично-десятичный дешифратор
CD4029	ИЕ14	168	ИЕ16	4-разрядный двоично-десятичный реверсивный счетчик

Таблица П4.1 (окончание)

4000	КМОП (561)	74хх	ТТЛ	Функции (цифра обозначает число входов элемента)
CD4030, CD4070	ЛП2	86	ЛП5	Четыре логических элемента «исключающее ИЛИ»
CD4034	ИР6	198	ИР13	8-разрядный регистр сдвига
CD4035	ИР9	195	ИР12	4-разрядный регистр сдвига
CD4039	РП1	170	РП1	Буферное ЗУ
CD4042	ТМ3	175	ТМ8	Четыре D-триггера («защелки»)
CD4043	ТР2	279	ТР2	Четыре RS-триггера
CD4046	ГГ1	124	ГГ1	Генератор с фазовой автоподстройкой частоты
CD4049	ЛН2	04, 74НС4049	ЛН1	Шесть инверторов
CD4050	ПУ4	17, 74НС4050	ЛП4	Шесть буферных повторителей
CD4051	КП2	152	КП5	Аналоговый 8-канальный мультиплексор (КМОП), 8-канальный мультиплексор (ТТЛ, серия 74)
CD4052	КП1	153	КП2	Два аналоговых 4-канальных мультиплексора (КМОП), два 4-канальных мультиплексора (ТТЛ, серия 74)
CD4056	ИД5	247	ИД18	Дешифратор для управления сегментными индикаторами
CD4059	ИЕ15	–	–	Программируемый счетчик-делитель
CD4061	РУ2		РУ2	ОЗУ 256 бит со схемами управления
CD4066	КТ3**	–	–	Четыре 2-направленных переключателя
CD4093	ТЛ1	132	ТЛ3	Четыре триггера Шмитта «2И-НЕ»
CD4098	АГ1	123	АГ3	Два мультивибратора/одновибратора
CD40107	ЛА10	22	ЛА7	Два элемента «2И-НЕ» с открытым истоком (коллектором)
CD40109	ПУ6	–	–	Четыре преобразователя уровня ТТЛ-КМОП с индивидуальным стробированием
МС14502	ЛН1	365	ЛП10	Шесть стробируемых инверторов
МС14516	ИЕ11	169	ИЕ17	4-разрядный двоичный реверсивный счетчик
МС14520	ИЕ10	393	ИЕ19	Два 4-разрядных двоичных счетчика

* В быстродействующей КМОП-версии не существует. Рекомендуется заменять на 514ИД1/2 (MSD047/MSD101).

** Для аналоговых сигналов предпочтительнее использовать 590КН2/КН5/КН13.

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

Словарь часто встречающихся аббревиатур и терминов

Разработчики электронных приборов — большие любители сокращений, которые нередко приводят без дополнительных пояснений. Некоторые из часто встречающихся английских аббревиатур расшифровываются в табл. П5.1.

Таблица П5.1. Английские аббревиатуры

Термин	Расшифровка
AC (alternating current)	Переменный ток
ADC (analog-to-digital converter)	Аналого-цифровой преобразователь, АЦП
AF (audio frequency)	Звуковая частота
AM (amplitude modulation)	Амплитудная модуляция, АМ
ATM (asynchronous transfer mode)	Асинхронный режим передачи
CLK (clock)	Тактовый сигнал
CMOS (complementary metal-oxide semiconductor)	Комплементарная структура металл-оксид-полупроводник, КМОП
CPU (central processing unit)	Центральный процессор, ЦП, ЦПУ
DAC (digital-to-analog converter)	Цифроаналоговый преобразователь, ЦАП
DC (direct current)	Постоянный ток
EIA/TIA (Electronics Industry Association/Telecommunications Industry Association)	Ассоциация электронной промышленности/Ассоциация телекоммуникационной промышленности
EEPROM (electrically erasable programmable read-only memory)	Электрически стираемое программируемое постоянное запоминающее устройство, ЭСППЗУ
EPROM (erasable programmable read-only memory)	Стираемое программируемое постоянное запоминающее устройство, СППЗУ
FET (field-effect transistor)	Полевой транзистор
FLOP (floating octal points)	Плавающая восьмеричная точка
FM (frequency modulation)	Частотная модуляция, ЧМ

Таблица П5.1 (продолжение)

Термин	Расшифровка
FPGA (field-programmable gate array)	Логическая матрица, программируемая пользователем, ПЛИС (программируемая интегральная схема)
GND (ground)	«Земля», корпус, общий
GPU (general processing unit)	Главный процессорный модуль
IC (integrated circuit)	Интегральная схема, ИС
IEC (International Electrotechnical Commission)	Международная электротехническая комиссия
IR (infrared)	Инфракрасный, ИК
ISO (International Standards Organization)	Международная организация по стандартизации
ITU (International Telecommunication Union)	Международный телекоммуникационный союз
LCD (liquid-crystal display)	Жидкокристаллический индикатор, ЖКИ
LED (liquid emitting diode)	Светодиод
LPF (lowpass filter)	Фильтр низких частот, ФНЧ
MODEM (modulator/demodulator)	Модулятор/демодулятор
MOSFET (metal-oxide semiconductor field-effect transistor)	Полевой транзистор структуры металл-оксид-полупроводник, МОП-транзистор
MPU (microprocessor unit)	Микропроцессорный модуль
MUX	Мультиплексор
NC (not connected)	Свободный, не подсоединенный вывод
NR (noise reduction)	Шумоподавление
PA (power amplifier)	Усилитель мощности, УМ
PCB (printed circuit board) или PWB (printer wiring board)	Печатная плата, ПП
PCI (peripheral component interconnect)	«Соединение периферийных компонентов», стандарт передачи данных
PM (phase modulation)	Фазовая модуляция, ФМ
ppb (parts per billion)	Частей на миллиард
ppm (parts per million)	Частей на миллион
PWM (pulse width modulation)	Широтно-импульсная модуляция (ШИМ)
RAM (random access memory)	Запоминающее устройство с произвольной выборкой (ОЗУ)
ROM (read only memory)	Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ)
RX (receiver/receive)	Приемник/прием, ПРМ
TCR (temperature coefficient of resistance)	Температурный коэффициент сопротивления, ТКС

Таблица П5.1 (окончание)

Термин	Расшифровка
T/R (transmit/receive)	Прием/передача
TTL (transistor-transistor logic)	Транзисторно-транзисторная логика, ТТЛ
TX (transmit/transmitter)	Передача/передатчик, ПРД
V-REF (voltage reference)	Опорное напряжение
Vss (voltage super source)	Напряжение питания

Далее приведен перевод некоторых терминов, часто встречающихся в технической документации. Термины, вошедшие в русский язык в оригинальном звучании или близком к нему (transistor, resistor, logic, timer, emitter и т. п.) и потому понятные без перевода, за некоторыми исключениями не приводятся. Не приводятся также термины и сокращения, подробно рассмотренные в тексте соответствующих глав (SRAM, DRAM, EEPROM и т. п.).

Соответствие терминов на русском их переводу на английский

- | | |
|--|--|
| <input type="checkbox"/> Блок (узел, устройство) — unit | <input type="checkbox"/> Затвор — gate |
| Центральный процессорный блок — central processor unit, CPU | <input type="checkbox"/> Земля — ground |
| <input type="checkbox"/> Внешний — external | <input type="checkbox"/> Измерение — measuring |
| <input type="checkbox"/> Внутренний — internal | <input type="checkbox"/> Индуктивность (катушка индуктивности) — coil |
| <input type="checkbox"/> Восьмеричный — octal | <input type="checkbox"/> Исток, источник — source |
| <input type="checkbox"/> Вход — input | <input type="checkbox"/> Канал — channel |
| <input type="checkbox"/> Вывод (компонента) — pin, lead | Канал передачи данных — data transfer channel |
| <input type="checkbox"/> Выпрямитель — rectifier | <input type="checkbox"/> Кнопка — button, key |
| <input type="checkbox"/> Выход — output | <input type="checkbox"/> Конденсатор — capacitor |
| <input type="checkbox"/> Вычитание — subtraction | <input type="checkbox"/> Корпус — case, package |
| <input type="checkbox"/> Генератор тактирующих импульсов — clock | <input type="checkbox"/> Коэффициент усиления — gain |
| <input type="checkbox"/> Данные — data | Коэффициент усиления по напряжению — voltage gain |
| <input type="checkbox"/> Двоичный — binary | <input type="checkbox"/> Мост — bridge. |
| <input type="checkbox"/> Действующий, ее (значение, напряжение) — effective | Мост выпрямительный — rectifier bridge |
| <input type="checkbox"/> Деление — division | <input type="checkbox"/> Мощность — power |
| <input type="checkbox"/> Делитель — divisor | <input type="checkbox"/> Набор — kit |
| <input type="checkbox"/> Десятичный — decimal | <input type="checkbox"/> Напряжение — voltage |
| <input type="checkbox"/> Диапазон — range, scale | Высокий уровень ~ напряжения — high voltage |
| <input type="checkbox"/> Доступ — access | Низкий уровень напряжения — low voltage |
| <input type="checkbox"/> Дрейф — drift | Напряжение питания — supply voltage |
| <input type="checkbox"/> Емкость — capacity, capacitance | Напряжение смещения — bias |
| <input type="checkbox"/> Задержка — delay | |
| <input type="checkbox"/> Заряд — charge | |

- ☐ **Ноль** — zero
- ☐ **Объединение** (каналов) — multiplex
- ☐ **Отношение** — ratio
- ☐ **Пайка** — soldering

- ☐ **Память** — memory
- ☐ **Панель** (для микросхем) — socket
- ☐ **Параллельный** — parallel
- ☐ **Переключатель** — switch

Соответствие терминов на английском их переводу на русский

- ☐ **AC** (alternating current) — переменный ток
- ☐ **Access** — доступ
- ☐ **Accuracy** — точность (погрешность)
- ☐ **ADC** (analog-to-digital converter) — аналого-цифровой преобразователь
- ☐ **Adding** — сложение
- ☐ **Adjust** — регулировать
- ☐ **Adjustment** — регулировка
- ☐ **Amperage** — сила тока
- ☐ **Amplifier** — усилитель
- ☐ **Band** — полоса (частот)
- ☐ **Bandwidth** — ширина полосы
- ☐ **Battery** — элемент (гальванический)
- ☐ **Bias** — смещение; напряжение смещения
- ☐ **Binary** — двоичный
- ☐ **Board** — плата
- ☐ **Bridge** — мост
Rectifier Bridge — выпрямительный мост
- ☐ **Billion** — миллиард
- ☐ **Bus** — шина
- ☐ **Button** — кнопка, клавиша
- ☐ **Capacitor** — конденсатор
- ☐ **Capacity, capacitance** — емкость
- ☐ **Case** — корпус
- ☐ **Cell** — ячейка, элемент (гальванический)
- ☐ **Channel** — канал
Data transfer channel — канал передачи данных
- ☐ **Charge** — заряд
- ☐ **Check** — проверка, контроль
- ☐ **Circuit** — схема
- ☐ **Clock** — синхронизация; генератор тактирующих импульсов
- ☐ **Coil** — индуктивность (катушка индуктивности)

- ☐ **Conductor** — проводник
- ☐ **Connect** — соединение
- ☐ **Connector** — соединитель (разъем)
- ☐ **Control** — управлять, регулировать, управление
- ☐ **Converter** — преобразователь
- ☐ **Cord** — гибкий провод (шнур)
- ☐ **Correction** — поправка
- ☐ **Counter** — счетчик
- ☐ **CPU** (central processor unit) — центральный процессорный блок
- ☐ **Current** — ток
Base current — ток базы
Bias current — ток смещения
Saturation current — ток насыщения
Sink current — втекающий ток
Source current — вытекающий ток
- ☐ **Cycle** — период (импульсов)
- ☐ **Data** — данные
- ☐ **DC** (direct current) — постоянный ток
- ☐ **Decimal** — десятичный
- ☐ **Delay** — задержка
- ☐ **Device** — устройство
- ☐ **Direct** — прямой
- ☐ **Division** — деление
- ☐ **Divisor** — делитель
- ☐ **Drain** — сток
- ☐ **Drift** — дрейф
- ☐ **Effective** — действующий (значение, напряжение)
- ☐ **Erase** — стирание
- ☐ **External** — внешний
- ☐ **Frequency** — частота
- ☐ **Gain** — коэффициент усиления
- ☐ **Gate** — затвор (полевого транзистора); логический элемент, вентиль (AND gate)

- ☐ **Ground** — земля
- ☐ **Hexadecimal** — шестнадцатеричный
- ☐ **Input** — вход
- ☐ **Internal** — внутренний
- ☐ **Key** — кнопка
- ☐ **Kit** — набор
- ☐ **Lead** — вывод (компонента)
- ☐ **Leakage** — утечка
- ☐ **Limit** — предел
- ☐ **Loop** — контур обратной связи; цикл (в программе)
- ☐ **MCU** (mean control unit) — центральное устройство управления
- ☐ **Measuring** — измерение
- ☐ **Memory** — память
- ☐ **Mobile** — мобильный
- ☐ **Mode** — режим (работы)
- ☐ **Mount** — монтировать
- ☐ **Multiplex** — объединение (каналов)
- ☐ **Multiplication** — умножение
- ☐ **Multiplier** — множитель
- ☐ **Octal** — восьмеричный
- ☐ **Offset** — смещение
- ☐ **Output** — выход
- ☐ **Package** — корпус
- ☐ **Parallel** — параллельный
- ☐ **Pin** — вывод (компонента)
- ☐ **Power** — мощность, питание.
Power supply — источник питания
- ☐ **Random** — произвольный, случайный
- ☐ **Range** — диапазон
- ☐ **Rate** — показатель
- ☐ **Ratio** — отношение
- ☐ **Rectifier** — выпрямитель
- ☐ **Reset** — переустановка; начальная установка
- ☐ **Scale** — диапазон
- ☐ **Semiconductor** — полупроводник
- ☐ **Serial** — последовательный
- ☐ **Set** — установка
- ☐ **Socket** — панель (для микросхем)
- ☐ **Soldering** — пайка
- ☐ **Source** — исток, источник
- ☐ **State** — состояние
- ☐ **Storage** — хранение
- ☐ **Subtraction** — вычитание
- ☐ **Support** — поддержка
- ☐ **Switch** — переключатель
- ☐ **Unit** — блок (узел, устройство)
- ☐ **Value** — значение
- ☐ **Voltage** — напряжение
High voltage — высокий уровень напряжения
Low voltage — низкий уровень напряжения
Supply voltage — напряжение питания
Voltage gain — коэффициент усиления по напряжению
- ☐ **Watchdog** — сторожевой (таймер)
- ☐ **Wire** — провод
- ☐ **Zero** — ноль

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

Единицы измерения и обозначения

Физические величины и их единицы измерения по умолчанию

- ☐ I — ток, ампер (А)
- ☐ U — напряжение, вольт (В, V)
- ☐ R — электрическое сопротивление, ом (Ом, Ohm)
- ☐ E — энергия, джоуль (Дж)
- ☐ N, P — электрическая мощность, ватт (Вт, W)
- ☐ W — тепловая мощность, ватт (Вт, W)
- ☐ C — электрическая емкость, микрофарада (мкФ, μF)
- ☐ Q — заряд, кулон (Кл)
- ☐ t — время, секунда (с)
- ☐ T, θ — температура, градус Цельсия ($^{\circ}\text{C}$)
- ☐ L — длина, метр (м)
- ☐ S — площадь (м^2)
- ☐ ρ — удельное сопротивление ($\text{ом}\times\text{м}/\text{мм}^2$)

ПРИМЕЧАНИЕ

Все наименования единиц измерения, которые названы по фамилиям ученых, в сокращении пишутся с большой буквы (вольт — В, ом — Ом, ватт — Вт, ампер — А), а все остальные — с маленькой (секунда — с, метр — м).

Приставки и множители для образования десятичных кратных и дольных единиц

Приставка			Множитель
Наименование	Обозначение		
	русское	международное	
экса	Э	E	10^{18}
пета	П	P	10^{15}
тера	Т	T	10^{12}
гига	Г	G	10^9
мега	М	M	10^6
кило	к	k	10^3
гекто	г	h	10^2
дека	да	da	10
деци	д	d	10^{-1}
санти	с	c	10^{-2}
милли	м	m	10^{-3}
микро	мк	μ	10^{-6}
нано	н	n	10^{-9}
пико	п	p	10^{-12}
фемто	ф	f	10^{-15}
атто	а	a	10^{-18}

Некоторые буквенные обозначения в электрических схемах


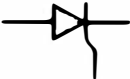


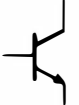

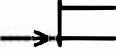
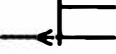


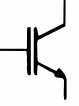
- ☐ R — резистор
- ☐ C — конденсатор
- ☐ VT — транзистор
- ☐ VD — диод
- ☐ Н — цифровой индикатор
- ☐ К — тумблер, кнопка
- ☐ Р — реле
- ☐ DA — аналоговая микросхема

- ☐ DD — цифровая микросхема
- ☐ D — микросхема, содержащая аналоговые и цифровые узлы
- ☐ Q — кварцевый резонатор
- ☐ L — лампа (газоразрядная или накаливания)




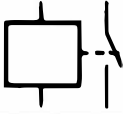





Некоторые символические обозначения в электрических схемах

Изображение	Элемент
	Постоянный резистор
	Переменный резистор
	Подстроечный резистор
	Резистор с зависимостью от температуры (терморезистор, термистор)
	Конденсатор
	Полярный (электролитический) конденсатор
	Диод
	Стабилитрон







(продолжение)

Изображение	Элемент
	Двусторонний стабилитрон
	Тиристор
	Светодиод
	Фотодиод
	Биполярный транзистор (n-p-n)
	Биполярный транзистор (p-n-p)
	Полевой транзистор с рп-переходом и n-каналом
	Полевой транзистор с рп-переходом и p-каналом
	Полевой транзистор с изолированным затвором и n-каналом (n-МОП)
	Полевой транзистор с изолированным затвором и p-каналом (p-МОП)
	Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT)

(окончание)

Изображение	Элемент
	Кварцевый или керамический резонатор
	Нормально замкнутый контакт (реле, тумблера, кнопки)
	Нормально разомкнутый контакт (реле, тумблера, кнопки)
	Реле с нормально разомкнутым контактом
	Лампа накаливания
	Лампа газоразрядная (неоновая)
	Динамическая звуковая головка
	Общий провод
	«Земля»

Символические обозначения мощности резисторов на схемах

Изображение	Резистор
	Резистор 0,125 Вт
	Резистор 0,25 Вт
	Резистор 0,5 Вт
	Резистор 1 Вт
	Резистор 2 Вт
	Резистор 10 Вт

Литература

1. Элементарный учебник физики, тома II, III /под ред. Г. С. Ландсберга. — М.: Наука, 1971.
2. Физические величины: справочник. /под ред. И. С. Григорьева, Е. З. Мейлихова. — М.: Энергоатомиздат, 1991.
3. Ан Пей. Сопряжение ПК с внешними устройствами. Пер. с англ. — М.: ДМК Пресс, 2003.
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. //М.: Мир, 1982 (широко доступна в Интернете в формате Djvu, например: <http://rutracker.org/forum/viewtopic.php?t=3607076>).
5. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники, в 3 т. Пер. с англ. — М.: Мир, изд. 1983, 2001, 2003.
6. Крылов Г. Пример расчета усилителя мощности (<http://geokrilov.com/design.html>)
7. Крылов Г. Схемотехника транзисторных усилителей мощности (<http://geokrilov.com/powersch.html>)
8. Крылов Г. Мой взгляд на субъективизм (<http://geokrilov.com/notes.html>)
9. Ежков Ю. С. Справочник по схемотехнике усилителей. — 2-е изд. — М.: РадиоСофт, 2002. — 272 с.
10. Куликов Г. В. Бытовая аудиотехника (устройство и регулировка). — М.: ПрофОбрИздат, 2001.
11. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — 2-е изд. — Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1988.
12. Гнеденко Б. В., Хинчин А. Я. Элементарное введение в теорию вероятностей. — М.: Едиториал УРСС, 2003.
13. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. — 7-е изд., стереотип. — М.: Высшая школа, 2001.
14. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. — 2-е изд. — М.: Высшая школа, 2000.

15. Горелова Г. В., Кацко И. А. Теория вероятностей и математическая статистика в примерах и задачах с применением Excel. Учебное пособие для вузов. — 2-е изд., испр. и доп. — Феникс, 2005.
16. Петцольд Ч. Код. — М.: ИТД «Русская редакция», 2001.
17. Андреева Е., Фалина И. Информатика. Системы счисления и компьютерная арифметика. //серия: Информатика. — М.: Лаборатория Базовых Знаний, 1999.
18. Шило В. Л. Популярныe цифровые микросхемы: Справочник. — М.: Радио и связь, 1987, 1988, 1989.
19. Евстифеев А. В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007.
20. Евстифеев А. В. Микроконтроллеры AVR семейства Tiny. Руководство пользователя. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007.
21. Ревич Ю. Практическое программирование микроконтроллеров Atmel AVR на языке ассемблера. — СПб.: БХВ-Петербург, 2-е изд. — 2011, 3-е изд. — 2014.
22. Зубарев А. А. Ассемблер для микроконтроллеров AVR: Учебное пособие. — Омск: Изд-во СибАДИ, 2007. — 112 с.
(<http://bek.sibadi.org/fulltext/ED1519.pdf>).
23. Официальный сайт Arduino на русском языке: <http://arduino.ru>
24. Вики на сайте «Амперки» (Материалы, статьи, руководства):
<http://wiki.amperka.ru/>
25. Шилдт Г. Полный справочник по C. // 4-е изд. — М.: Вильямс, 2004
(http://cpp.com.ru/shildt_spr_po_c/index.html, раздел по элементарным операциям: http://cpp.com.ru/shildt_spr_po_c/02/0210.html)
26. Прокопенко В. С. Программирование микроконтроллеров ATMEЛ на языке C. — К.: МК-Пресс; СПб.: КОРОНА-ВЕК, 2012.

Предметный указатель

A

Alkaline 152, 547
Arduino 487–489, 540
◊ отладка 503
◊ последовательный порт 502
◊ программирование 494
◊ среда программирования 490
ASM Editor 435
AVR
◊ встроенный АЦП 476
◊ прерывание 425
◊ процедуры деления 471
◊ процедуры умножения 470
◊ семейства 417

B

BOD 422, 438

E

EEPROM 413, 421
EPROM 412

F

Flash-память 414
Fuse-биты 436

P

PWM 428

R

RAM 410
ROM 407
4RS-232 500
RTC 520

S

SRAM 420, 474

U

UART 429, 500

X

Хвее-модуль 524
◊ подключение 525

А

Аккумуляторы 63, 155, 548
Алгебра Буля 285
АЛУ 401
Ампер 21
Амперметр 27, 33
Амплитуда 64
Анод 96
Антидребезг 330, 345, 349
Аппроксимация 277
Ассемблер 434
АЦП 373
◊ двойного интегрирования 384
◊ интегрирующие 375
◊ однократного интегрирования 375
◊ параллельного действия 373
◊ последовательного приближения 373
◊ с двойным интегрированием 378
◊ с уравниванием заряда 382

Б

База 98
Бит 297, 300
Бокорезы 46

В

Ватт 67
Величина переменная 64
Вольт 21
Вольтметр 27, 34
Выпрямитель двухполупериодный 163

Г

Гальванический элемент 63
Генератор 31
◊ аналоговый 237
◊ кварцевый 339
◊ прямоугольных импульсов 333
◊ релаксационный 195
◊ цифровой лабораторный 358
Герц 64
Гистерезис 247

Д

Датчик
◊ давления 477

◊ температуры 244, 245, 257, 266, 389
◊ трехпроводная схема включения 390
Демонтаж 56
Децибел 73
Диод 95
◊ вольтамперная характеристика 96
◊ германиевый 96
◊ защитный 211
◊ кремниевый 96
◊ характеристики 97
◊ Шоттки 96, 463
Дисперсия 275
Дисплей
◊ OLED 513
◊ жидкокристаллический 504, 510
◊ строчный 513–20
◊ текстовый режим 507
Доверительная вероятность 276
Доверительный интервал 276
Дрейф 271
Дроссель 203

Е

Елочная гирлянда 445
Емкость
◊ определение 82
◊ распределенная 86

З

Заземление 186, 203
Закон
◊ Джоуля — Ленца 67
◊ Мэрфи 43
◊ Ома 22
◊ трансформатора 161
Заряд 21
Земля 186
ЗУПВ 410

И

Импульс управляющий 193
Индикатор цифровой 267
Индикаторы
◊ жидкокристаллические 130, 504
◊ семисегментные 129, 130
Индуктивность 93, 203
Интегратор 235

Источник

- ◇ бестрансформаторный 159, 189
- ◇ вторичный 159
- ◇ двуполярный 165, 168
- ◇ импульсный 181
- ◇ напряжения 28
- ◇ нестабилизированный 163
- ◇ питания 36, 159
- ◇ простейший 163
- ◇ регулируемый 170
- ◇ стабилизированный 166
- ◇ тока 28, 237
- ◇ трансформаторный 159

К

- Калибровка 483
Каскад дифференциальный 109
Катод 96
Кварц 338
Класс точности 279
Колебания
 - ◇ амплитуда 64
 - ◇ суммирование 66Коллектор 98
Компаратор 243, 250
Комплементарный 114
Конденсатор 82
 - ◇ в цепи переменного тока 90
 - ◇ емкость 82
 - ◇ заряд и разряд 84
 - ◇ неполярный 88
 - ◇ номинальные значения 77, 546
 - ◇ параллельное и последовательное соединение 89
 - ◇ развязывающий 143, 186
 - ◇ фильтрующий 164, 166
 - ◇ электролитический 87Конфигурационные биты 436
Корпус
 - ◇ изготовление в домашних условиях 59
 - ◇ нанесение надписей 59Коэффициент
 - ◇ диэлектрической проницаемости 87
 - ◇ мощности 94
 - ◇ ослабления синфазного сигнала (КООС) 74
 - ◇ передачи 142
 - ◇ передачи в системе с обратной связью 227
 - ◇ сопротивления температурный, ТКС 25
 - ◇ температурный резисторов 77

- ◇ удельного сопротивления 25
- ◇ усиления 141
- ◇ усиления ОУ 227

Л

- Лейденская банка 82
Литиевый элемент 152
Логика 283
Логические
 - ◇ микросхемы 311, 319
 - ◇ переменные 285, 286
 - ◇ схемы на транзисторах 292Логическое
 - ◇ отрицание 285
 - ◇ сложение 285
 - ◇ умножение 285

М

- Магнитопровод 162
Математическая статистика 270
Математическое ожидание 275
Меандр 71
Метеостанция 511
Метод наименьших квадратов 278
Микроконтроллер 400, 416
 - ◇ прерывания 446
 - ◇ программирование 431
 - ◇ таймеры-счетчики 449Микропроцессор 399
Микросхема
 - ◇ КМОП 314
 - ◇ КМОП, основные типы 321
 - ◇ корпуса 212
 - ◇ с открытым коллектором (истоком) 322
 - ◇ ТТЛ 312
 - ◇ цифровая 311Микросхемы 205
 - ◇ защита от статики 210
 - ◇ схемотехника 208
 - ◇ эксплуатация 210Монтаж 55
Мост
 - ◇ выпрямительный 163, 198, 199
 - ◇ Уитстона 261Мощность 67
 - ◇ звукового усилителя 143
 - ◇ регулирование 192, 195
 - ◇ резисторов номинальная 79
 - ◇ управление 192

Мультивибратор 335

Мультиметр 32

Мультиплексор 332

Н

Напряжение 21, 22

◊ действующее значение 69, 193

◊ измерение 193

◊ несинусоидальное 69

◊ определение 21

◊ переменное 64

◊ постоянное 64

◊ прямое падение 96

◊ сетевое 40, 73, 159, 189

◊ синусоидальное 65

◊ среднеамплитудное значение 69

◊ среднее значение 69

◊ фазное 187

◊ эмиттерного перехода 98

Нормальное распределение вероятностей 273

◊ характеристики 275

О

Обратная связь 141, 222

◊ отрицательная 106, 170, 222, 226

◊ отрицательная, принцип действия 223

◊ положительная 224, 248

Одновибратор 344

Олигархи 31

Ом 24

Оптопара 125, 195

Оптрон 125, 198

◊ диодный 198

◊ резисторный 201

Осциллограф 37

Отсчет 366

Оцифровка 365

Ошибки измерения

◊ систематические 271

◊ случайные 271

◊ случайные, оценка 272

П

Память

◊ данных (SRAM) 419

◊ программ 419

Паяльник 46

Перерегулирование 242

Период 64

ПЗУ 407

Пинцет 46

Питание сетевое 73

Платы печатные 53

Плотность вероятностей 273

Погрешность 271

◊ абсолютная 279

◊ относительная 279

◊ относительная приведенная 279

Полупроводники 95

Помехи 202

Порт ввода/вывода 424

Последовательный порт 429

Постоянная времени

◊ RC цепи 86

◊ тепловая 242

Правила де Моргана 287

Преобразование

◊ напряжения в ток 79

◊ тока в напряжение 79

Преобразователь

◊ аналого-цифровой, АЦП 373, 476

◊ дельта-сигма 382

◊ инвертор 394

◊ напряжение-время 382

◊ цифроаналоговый, ЦАП 368

Прерывание 425

◊ Reset 448

◊ таймера 1 449

Прерывания 446

Провода 57

◊ обмоточные 58

Программа часов 464

Программатор 431

Программирование 431, 439

Программная задержка 443

Р

Радиатор 175, 216

◊ методика расчета 175

◊ монтаж 177

Разбаланс 94

Разводка питания 185

Разрешающая способность 270

PBV (регистр ввода/вывода) 420

Регистр 351

◊ защелка 352

◊ последовательный 352

◊ сдвиговый 352

Регрессия 277

◇ уравнение 278

Резистор 25, 75

◇ допустимое напряжение 79

◇ маркировка 76

◇ МЛТ 76

◇ мощность 79

◇ номинальные значения 76, 546

◇ параллельное соединение 80

◇ переменный 26, 79

◇ подстроечный 80

◇ последовательное соединение 80

◇ прецизионный 78

◇ С1-4 76

◇ самодельный 35

Реле 117, 190

◇ герконовые 119

◇ напряжение срабатывания 120

◇ с самоблокировкой 121

◇ ток срабатывания 121

◇ электромагнитное 117

◇ электронные 126, 195, 246

РОН (регистр общего назначения) 420

С

Светодиод 124, 127

◇ особенности включения 128

◇ падение напряжение 129

Сигнал 72

Симистор 192, 200

Синхронизация луча осциллографа 39

Система счисления 293

◇ двоичная 296

◇ перевод 298

◇ позиционная 295

◇ шестнадцатеричная 297

Скважность 71

СОМ-порт 500

Сопротивление 22

◇ внутреннее 28

◇ определение 24

◇ реактивное 90, 93

◇ резисторов 77

◇ удельное 25

Среднеквадратическое отклонение 276

Стабилизатор 166

◇ интегральный 168

Стабилитрон 122, 173

◇ вольтамперная характеристика 123

◇ двусторонний 123

Сумматор 323

◇ аналоговый 235

◇ двоичный 323

◇ одноразрядный 326

◇ полный 327

Схема

◇ антидребезга 330, 345, 349

◇ АЦП с двойным интегрированием 379

◇ АЦП с однократным интегрированием 375

◇ АЦП типа 383

◇ включения интегрального стабилизатора 169

◇ включения светодиода 128

◇ включения тиристора 190

◇ выделения фронтов 342

◇ генератора аналогового 237

◇ генератора релаксационного 334

◇ генератора цифрового 359

◇ двоичного полусумматора 326

◇ двуполярного нестабилизированного источника 165

◇ дешифратора семисегментного 408

◇ дифференциального каскада 109

◇ дифференциального усилителя 232

◇ задержки импульса 343

◇ защиты входа микрофонного усилителя 123

◇ защиты выводов микросхем 211

◇ звонка 122

◇ звуковой сигнализации 337

◇ идеального источника тока 237

◇ измерения сопротивления 262

◇ измерения тока 35

◇ измерителя температуры и давления 478

◇ инвертирующего усилителя с высоким коэффициентом усиления 230

◇ инвертора напряжения 394

◇ интегратора 235

◇ исключающее ИЛИ 325

◇ кварцевого генератора 339

◇ компаратора с гистерезисом 248

◇ лабораторного источника питания 170

◇ логическая диодно-транзисторная 292

◇ логическая на выключателях 288

◇ логическая на реле 289

◇ метеостанции 513, 534

◇ микропроцессора 401

◇ мостика Уитстона 261

◇ мультивибратора 335

- ◇ мультивибратора с управлением 336
- ◇ одновибратора 344
- ◇ плавного включения ламп 201
- ◇ повторителя 228
- ◇ повторителя/инвертора 235
- ◇ подключения переменного резистора 79
- ◇ портов ввода/вывода 404
- ◇ предустановки счетчика 357
- ◇ проверка закона Ома 22
- ◇ простейшего источника питания 163
- ◇ разводки питания 185
- ◇ расщепителя напряжения 393
- ◇ реле с самоблокировкой 121
- ◇ ручного регулятора мощности 195, 199
- ◇ с общим коллектором 105
- ◇ с общим эмиттером 103
- ◇ сетевого фильтра 203
- ◇ системы с отрицательной обратной связью 226
- ◇ стабилизатора двуполярного 168
- ◇ стабилизатора на стабилитроне 166
- ◇ стабилизатора на транзисторе 167
- ◇ стабилизатора параметрического 166
- ◇ структурная термостата 240
- ◇ сумматора аналогового 235
- ◇ сумматора двоичного 326
- ◇ счетчика асинхронного 353
- ◇ счетчика реверсивного 356
- ◇ счетчика синхронного 354
- ◇ терморегулятора 244
- ◇ термостата для нагревания воды 249
- ◇ термостата на Arduino 497
- ◇ токового зеркала 209
- ◇ транзистора в ключевом режиме 100
- ◇ транзистора Дарлингтона 102
- ◇ транзисторного УМЗЧ 140
- ◇ триггера RS 347
- ◇ триггера динамического типа D 351
- ◇ триггера статического типа D 350
- ◇ триггера счетного 351
- ◇ УМЗЧ на микросхемах 214, 215, 217, 219
- ◇ управления реле 121
- ◇ усилительного каскада 106
- ◇ усилителя инвертирующего 229
- ◇ усилителя неинвертирующего 228
- ◇ фазового компаратора 330
- ◇ фильтра высоких частот 91
- ◇ фильтра низких частот 93
- ◇ формирователя 341

- ◇ ЦАП 369, 372
- ◇ цепи с двумя резисторами 26
- ◇ цепочки R–2R 371
- ◇ часов, плата индикации 462
- ◇ часов, плата управления 460
- ◇ электромагнитного реле 119
- ◇ электронного термометра 265, 267, 390
- ◇ элемента КМОП 312
- ◇ элемента ТТЛ 312
- ◇ эмиттерного повторителя 105
- Счетчик 353
- ◇ двоичный 354
- ◇ реверсивный 356

Т

- Таймеры-счетчики 427
- Тактирование 422
- Температура 255
 - ◇ измерение 268
- Теорема Котельникова 366
- Теория вероятностей 270
- Термистор 499
- Термометр
 - ◇ медный 259, 389
 - ◇ металлический 257
 - ◇ платиновый 259
 - ◇ полупроводниковый 260
 - ◇ ртутный 260
 - ◇ сопротивления 259
 - ◇ цифровой 267, 384, 389
 - ◇ цифровой, калибровка 393
 - ◇ электронный 265, 267, 368
- Терморегулятор 244, 249
- Термостат 239
 - ◇ на Arduino 496
- Тестер 32
- Тетрада 300
- Тиристор 190
- Ток 21, 22
 - ◇ зависимость от напряжения (закон Ома) 22
 - ◇ измерение 33
 - ◇ измерение вольтметром 35
 - ◇ определение 21
- Токовое зеркало 209
- Точность 270
- Транзистор 97, 114
 - ◇ биполярный 97
 - ◇ включение с общим коллектором 105
 - ◇ включение с общим эмиттером 101

Транзистор (*прод.*)

- ◇ Дарлингтона 100, 102
- ◇ дифференциальное включение 108
- ◇ ключевой режим 99, 100
- ◇ комплементарный 114, 144
- ◇ коэффициент усиления по току 100, 103
- ◇ критерии выбора 112, 114
- ◇ маломощный 114
- ◇ мощность 113
- ◇ мощный 115
- ◇ полевой 110
- ◇ полевой с р-п-переходом 110
- ◇ типа п-р-п 98
- ◇ типа р-п-р 98
- ◇ усилительный режим 103
- ◇ характеристики 112

Трансформатор 151, 159, 163

- ◇ импульсный 199
- ◇ определение количества витков 161
- ◇ расчет 161

Трансформаторы 67

Триаки 192, 200

Триггер 341, 346

- ◇ динамический типа D 351
- ◇ статический типа D 350
- ◇ счетный 351
- ◇ типа RS 347

Трубка кембриковая термоусадочная 58

У

УМЗЧ 140, 214

- ◇ маломощный 218

Усилитель 549

- ◇ дифференциальный 232
- ◇ звуковой 139
- ◇ звуковой на микросхемах 214
- ◇ инвертирующий 229
- ◇ инструментальный 234
- ◇ мощность 143, 146, 148
- ◇ неинвертирующий 228
- ◇ операционный 170, 174
- ◇ операционный, использование 221
- ◇ операционный, определение 221

- ◇ переменного тока 108

- ◇ режим АВ 146

Ф

Фаза 65, 193

Фарада 82

Фильтр

- ◇ высоких частот 91
- ◇ нижних частот 93
- ◇ развязывающий 187, 203

Флюс

- ◇ активный 49
- ◇ спирто-канифольный 48

Ц

ЦАП 368

Цепь

- ◇ дифференцирующая 91
- ◇ интегрирующая 93

Цифровой звук 367

Ч

Частота, определение 64

Часы реального времени 520

Чип 205

Щ

Щелочной элемент 152, 547

Э

Электронно-лучевая трубка 37

Электрохимический элемент 63, 151, 547

Электрознергия 72

Элемент

- ◇ алкалайновый 32
 - ◇ литиевый 152
 - ◇ солевой 154
 - ◇ щелочной 152
- Эмиттер 98
- Эмиттерный повторитель 105, 141, 142