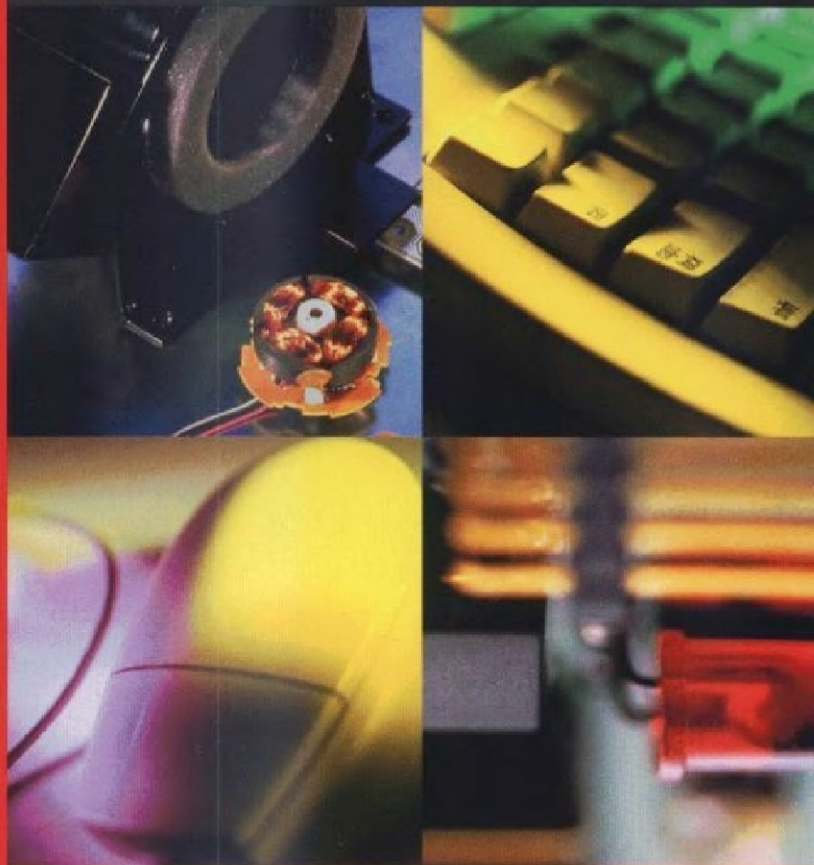




АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕРФЕЙСЫ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

Стюарт Болл Р.

**Аналоговые
интерфейсы
микроконтроллеров**



EMBEDDED TECHNOLOGY™
SERIES

Analog Interfacing to Embedded Microprocessors

by Stuart R. Ball

СЕРИЯ
ПРОГРАММИРУЕМЫЕ СИСТЕМЫ

Р. Стюарт Болл

Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров

Перевод с английского



Москва
Издательский дом «Додэка-XXI»
2010

УДК 004.32
ББК 32.973
Б79

Болл Стюарт Р.

Б79 Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI». — 360 с.: ил. (Серия «Программируемые системы»).

ISBN 978-5-94120-142-6

Данное издание является практическим пособием по применению различных интерфейсов для подключения аналоговых периферийных устройств к компьютерам, микропроцессорам и микроконтроллерам. Раскрывается специфика применения таких интерфейсов, как I²C, SPI/Microware, SMBus, RS-232/485/422, токовая петля 4-20 мА и др. Дается обзор большого количества современных датчиков: температурных, оптических, ПЗС, магнитных, тензодатчиков и т. д. Подробно описываются контроллеры, АЦП и ЦАПы, их элементы — УВХ, ИОН, кодеки, энкодеры. Рассмотрены исполнительные устройства — двигатели, терморегуляторы — и вопросы их управления в составе систем автоматического управления различного типа (релейного, пропорционального и ПИД). Книга снабжена иллюстрациями, наглядно представляющими аппаратные и программные особенности применения элементов аналоговой и цифровой техники.

Заинтересует не только начинающих радиолюбителей, но и специалистов, имеющих стаж работы с аналоговой и цифровой техникой, а также студентов технических колледжей и вузов.

УДК 004.32
ББК 32.973

Все права защищены. Никакая часть этого издания не может быть воспроизведена в любой форме или любыми средствами, электронными или механическими, включая фотографирование, ксерокопирование или иные средства копирования или сохранения информации, без письменного разрешения издательства.

Настоящее издание «Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров» Стюарта Болла Р. выполнено по договору с Elsevier Inc., 200 Wheeler Road, 6th Floor, Burlington, MA01803, USA.

ISBN 978-5-94120-142-6 (рус.)
ISBN 0-7506-7723-6 (англ.)

© Elsevier Science (USA)
© Издательский дом «Додэка-XXI»
® Серия «Программируемые системы»

ОГЛАВЛЕНИЕ

Принятые сокращения	12
Предисловие	13
Введение	14
Глава 1. Параметры системы	15
1.1. Динамический диапазон	15
1.2. Точность измерения напряжения	16
1.3. Калибровка	16
1.4. Пропускная способность шины	19
1.5. Производительность процессора	20
1.5.1. Прерывания	21
1.5.2. Интерфейсы	21
1.5.3. Поддержка на аппаратном уровне	21
1.5.4. Требования к процессору	22
1.5.5. Требования к операционной системе	22
1.5.6. Язык программирования и компилятор	22
1.6. Ограничение скорости	22
1.6.1. Затраты	23
1.6.2. Электромагнитная совместимость	23
1.7. Другие системные ограничения	24
1.7.1. Периферийные устройства	24
1.7.2. Общие интерфейсы	24
1.7.3. Приоритет задач	24
1.7.4. Системные требования	25
1.7.5. Разрядность цифрового слова	27
1.7.6. Интерфейсы	27
1.8. Частота дискретизации и наложение	27
Глава 2. Аналого-цифровые преобразователи	30
2.1. Общие сведения	30
2.2. Описание АЦП	32
2.2.1. Опорное напряжение	33
2.2.2. Выходное слово	33

2.2.3. Разрешение	33
2.3. Типы АЦП	34
2.3.1. Следящий АЦП	34
2.3.2. Параллельный АЦП	36
2.3.3. АЦП последовательных приближений	37
2.3.4. АЦП двойного интегрирования	38
2.3.5. Сигма-дельта АЦП	40
2.3.6. Составной АЦП	43
2.4. Сравнение типов АЦП по основным показателям	44
2.5. Устройства выборки-хранения	45
2.6. Реальные компоненты	48
2.6.1. Входные уровни	48
2.6.2. Встроенный источник опорного напряжения	49
2.6.3. Дополнительная емкость на входе опорного напряжения	49
2.6.4. Встроенное УВХ	49
2.7. Интерфейс микропроцессора	49
2.7.1. Кодирование выходного слова	49
2.7.2. Параллельный интерфейс	50
2.7.3. Время доступа	52
2.7.4. Выход BUSY	54
2.7.5. Время освобождения шины	54
2.7.6. Связь сигналов шины управления с АЦП	55
2.7.7. Задержка между преобразованиями	55
2.7.8. Величина погрешности преобразования	56
2.8. Синхронные интерфейсы	56
2.9. Последовательные интерфейсы	58
2.9.1. Периферийный последовательный интерфейс SPI/Microwire	58
2.9.2. Шина I ² C	61
2.9.3. Шина SMBus	63
2.9.4. Специализированные последовательные интерфейсы	64
2.10. Многоканальные АЦП	65
2.11. Встроенные в микроконтроллер АЦП	65
2.12. Кодеки	67
2.13. Прерывания	67
2.14. Многофункциональные выводы микроконтроллеров	68
2.15. В рабочую тетрадь разработчика	70
Глава 3. Датчики	71
3.1. Температурные датчики	71
3.1.1. Терморезисторы	71
3.1.2. Масштабирование	75
3.1.3. Влияние разброса параметров компонентов	79

3.1.4. Резистивные температурные датчики	81
3.1.5. Термопары	81
3.1.6. Полупроводниковые температурные датчики	84
3.2. Оптические датчики	85
3.2.1. Щелевой оптрон	85
3.2.2. Отражательный оптрон	85
3.2.3. Особенности работы в ИК-диапазоне	88
3.2.4. Механическая нестабильность	90
3.2.5. Датчик защитного кожуха	91
3.2.6. Управление несколькими датчиками	92
3.2.7. Оптрон с закрытым оптическим каналом	94
3.2.8. Дискретные оптические датчики	96
3.3. Приборы с зарядовой связью	99
3.3.1. Основы работы ПЗС	99
3.3.2. Управление экспозицией	101
3.3.3. ПЗС-линейки	101
3.3.4. Распознавание цвета	103
3.3.5. Трехлинейные ПЗС	104
3.3.6. Методы цветовой обработки	106
3.3.7. Чувствительная площадь ПЗС-матрицы	106
3.3.8. Темновой заряд	107
3.3.9. Двойная коррелированная выборка	107
3.3.10. Неравномерность	108
3.3.11. Питание ПЗС	110
3.3.12. АЦП ПЗС	110
3.4. Датчики магнитного поля	110
3.4.1. Датчики Холла	110
3.4.2. Линейные дифференциальные трансформаторы	113
3.4.3. Датчики с переменным магнитным сопротивлением	114
3.5. Полупроводниковые тензодатчики движения/ускорения	116
3.6. Металлические тензодатчики веса/силы	117
3.7. Ключи	119
Глава 4. Измерение временных параметров	121
4.1. Общие сведения	121
4.2. Измерение периода или частоты	125
4.3. Смещение частот	127
4.4. Преобразователи напряжение-частота	129
4.4.1. Применение ПНЧ	130
4.4.2. Фильтрация	131
4.5. Тактовая частота и диапазон	131
4.6. Увеличение точности при ограниченном разрешении	133

Глава 5. Методы управления	139
5.1. Управление с разомкнутой петлей обратной связи	139
5.2. Отрицательная обратная связь	139
5.3. Микропроцессорные системы управления	140
5.4. Система релейного управления	141
5.5. Температурный перегрев	144
5.6. Система пропорционального управления	144
5.7. Пропорционально-интегрально-дифференциальное управление	148
5.7.1. Вклад операции дифференцирования в алгоритм управления	151
5.7.2. Вклад операции интегрирования в алгоритм управления	153
5.7.3. ПИД-управление в целом	155
5.7.4. Способы применения системы ПИД-управления	156
5.7.5. Насыщение	157
5.7.6. Программное обеспечение	159
5.7.7. Временная задержка	159
5.7.8. Резкие изменения сигнала	160
5.7.9. Специальные требования	161
5.8. Управление двигателем	161
5.8.1. Пример постоянной скорости вращения круговой карусели	163
5.8.2. Позиционирование	165
5.8.3. Программное обеспечение	167
5.9. Управление с предсказанием	168
5.10. Измерение и анализ реакции петли обратной связи	169
5.10.1. Логический анализатор/Цифровой осциллограф	170
5.10.2. Измерение параметров двигателя	171
5.10.3. Доступное программное обеспечение	173
5.11. Примеры программирования ПИД-систем	173
5.11.1. Основная петля ПИД-управления	173
5.11.2. Функция запрета первоначального действия	174
5.11.3. Фильтрация входного шума	174
5.11.4. Предотвращения выхода управляющего параметра за допустимые пределы	175
5.11.5. Предотвращение выхода управляющего параметра за пределы средней величины	176
5.11.6. Реализация данных примеров	177
5.12. В рабочую тетрадь разработчика	178
Глава 6. Соленоиды, реле и другие исполнительные устройства	179
6.1. Соленоиды	179
6.1.1. Реле	179
6.1.2. Интерфейс соленоидов и реле	180
6.1.3. Включение/удержание реле	182
6.2. Нагревательные элементы	185

6.2.1. Обрыв нагревателя	186
6.2.2. Обрыв датчика	187
6.2.3. Нагреватель на основе термометра сопротивления	188
6.3. Охладители	191
6.3.1. Охладитель Пельтье	191
6.3.2. Вентиляторы	191
6.4. Светодиоды	193
6.4.1. Оптроны с закрытыми оптическими каналами	195
6.4.2. Одновременное включение нескольких светодиодов	196
6.5. ЦАП	198
6.6. Цифровые потенциометры	199
6.7. Аналоговые ключи	202
6.7.1. Типы аналоговых ключей	204
6.7.2. Применение аналоговых ключей	204
6.7.3. Мультиплексоры	205
Глава 7. Двигатели	206
7.1. Шаговые двигатели	206
7.1.1. Биполярные и однополярные шаговые двигатели	208
7.1.2. Резонанс	210
7.1.3. Полушаговый режим двигателя	211
7.1.4. Микрошаговый режим двигателя	214
7.1.5. Управление шаговым двигателем	215
7.1.6. Сквозной ток	216
7.1.7. Контроль тока	220
7.1.8. ИС управления двигателем	221
7.1.9. Управление по методу прерывания	222
7.1.10. Методы управления и резонанс	224
7.1.11. Линейное управление	225
7.2. Двигатели постоянного тока	226
7.2.1. Управление двигателями постоянного тока	227
7.2.2. Бесколлекторные двигатели постоянного тока	230
7.2.3. Энкодеры	234
7.2.4. ИС контроллеров двигателей постоянного тока	237
7.2.5. Программируемые контроллеры	242
7.3. Достоинства и недостатки различных типов двигателей	244
7.4. Порядок включения питания логических цепей и двигателя	246
7.5. Вращающий момент двигателя	248
7.5.1. Вращающий момент при заторможенном двигателе	248
7.5.2. Противодействующее электромагнитное поле	248
7.5.3. Вращающий момент и скорость	248
7.6. Реальное применение шагового двигателя	249

Глава 8. Электромагнитные помехи	254
8.1. Связь по земле	254
8.1.1. Ток двигателя	258
8.1.2. Самонаведенные токовые ошибки	259
8.2. Электростатический разряд	260
8.2.1. Самонаведенный электростатический разряд	260
8.2.2. Защита от электростатического разряда	261
Глава 9. Системы высокой точности	264
9.1. Общие сведения	264
9.2. Входное напряжение смещения	266
9.3. Входное сопротивление	267
9.4. Частотные характеристики	268
9.5. Влияние температуры на сопротивление резисторов	269
9.6. Источник опорного напряжения	270
9.7. Влияние изменения температуры в целом	272
9.8. Заземление и шумы	273
9.9. Печатная плата	275
9.9.1. Заземление на печатной плате	275
9.9.2. Источник питания	277
9.10. Статистическая погрешность	278
9.11. Опорное напряжение от источника питания	280
9.12. Резюме	280
Глава 10. Стандартные интерфейсы	281
10.1. Интерфейс IEEE 1451.2	281
10.1.1. Электрические параметры	281
10.1.2. Параметры датчиков	282
10.1.3. Международная система единиц измерения СИ	282
10.2. Последовательный периферийный интерфейс токовая петля 4-20 мА	283
10.3. Интерфейс Fieldbus	283
Глава 11. Аналоговая схемотехника	286
11.1. Питание микроконтроллера и напряжение смещения	286
11.2. Наборы резисторов	288
11.3. Многоходовые системы управления	289
11.4. Управление цепями переменного тока	291
11.5. Схемы контроля напряжения питания	293
11.6. Управление биполярными транзисторами	294
11.6.1. Преобразование логических уровней	296
11.6.2. Скорость переключения	296
11.6.3. Высоковольтные ключи	297
11.7. МОП-транзисторы	297

11.7.1. Управление МОП-транзисторами	297
11.7.2. МОП-транзистор для коммутации	299
11.8. Измерение параметров сигнала отрицательной полярности	301
11.9. Пример системы управления	302
11.9.1. Релейное управление	305
11.9.2. Пропорциональное управление	305
11.9.3. ПИД-регулирование	309
11.9.4. Пропорционально-интегральное управление	313
<i>Приложение А. Операционные усилители</i>	<i>314</i>
<i>Приложение Б. Широтно-импульсная модуляция</i>	<i>326</i>
<i>Приложение В. Полезные сайты в Интернете</i>	<i>339</i>
<i>Приложение Г. Программа Python для главы 11. Данные Excel для главы 4</i>	<i>340</i>
Словарь терминов	345
Предметный указатель	348

Принятые сокращения

ISR (Interrupt Service Routine) — подпрограмма обработки прерываний.
NTC (Negative Temperature Coefficient) — отрицательный температурный коэффициент.

АЦП — аналогово-цифровой преобразователь.

ДКВ — двойная коррелированная выборка.

ИОН — источник опорного напряжения (reference).

ИС — интегральная схема.

КД — константа диссипации (рассеивание мощности).

КМОП — комплементарная МОП-структура.

КПТ — коэффициент передачи по току (Current Transfer Ratio, CTR).

МК — микроконтроллер.

МОП — металл-окисел-полупроводник.

МП — микропроцессор.

ОЗУ — оперативное запоминающее устройство (Random Access Memory, RAM).

ОК — открытый коллектор.

ООС — отрицательная обратная связь.

ОС — обратная связь.

ОУ — операционный усилитель.

ПЗС — прибор с зарядовой связью.

ПЗУ — постоянное запоминающее устройство (Read Only Memory, ROM).

ПИД — пропорционально-интегрально-дифференциальный.

ПНЧ — преобразователь напряжение-частота.

ПО — программное обеспечение.

ППЗУ — программируемое ПЗУ.

РТД — резистивный температурный датчик.

УВХ — устройство выборки-хранения.

ФНЧ — фильтр нижних частот.

ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь.

ЦОС — цифровая обработка сигналов.

ШИМ — широтно-импульсная модуляция.

ЭДС — электродвижущая сила.

ЭМС — электромагнитная совместимость.

ЭСППЗУ — электрически стираемое ППЗУ.

Предисловие

Иногда создается впечатление, что между аналоговой и цифровой схемотехникой лежит огромная пропасть. Разработчики цифровой техники не любят погружаться в дебри аналогового мира, а разработчики аналоговых схем — связываться с цифровыми системами. Отличаются даже термины для обозначения одних и тех же понятий.

Несмотря на то что скорость и производительность микропроцессоров стремительно возрастает, а с ней возрастает «цифровизация» аппаратуры различного назначения, окружающий мир остается аналоговым по своей природе. Для измерения процессов в окружающем мире и управления различными устройствами, разработчикам микропроцессорных систем, так или иначе, приходится применять аналоговую технику. Причем существует техническая литература отдельно по аналоговой схемотехнике и отдельно по цифровой. В данной книге предпринята попытка соединить эти разделы радиоэлектроники.

Введение

В основном современные электронные системы — микропроцессоры, логические устройства, интерфейсы — являются цифровыми. Цифровые вычислительные системы в настоящее время проще создать, чем аналоговые с теми же функциями. К примеру, представьте современный аналоговый персональный компьютер, который должен управлять работой многих программ, выполнять сложные вычисления, обеспечивать выход в Интернет... Хотя на заре компьютерной эры встречались и аналоговые вычислительные машины.

Сегодня электронный мир, в основном, цифровой, реальный же мир и цифровой, и аналоговый. Температура в вашем офисе не просто горячая или холодная, а изменяется в широком диапазоне. Вы можете использовать термометр для определения температуры, но как преобразовать эту величину в цифровой вид для передачи информации в микропроцессор? Микроконтроллер управления зажиганием в автомобиле должен измерять скорость вращения вала двигателя для формирования искры в нужное время. Микропроцессорная система управления станка должна точно позиционировать резец для обработки детали.

В этой книге описаны многие практические методы управления внешними устройствами и некоторые схемы на операционных усилителях (ОУ). Но главной задачей книги не является ни описание теории управления, ни описание теории работы операционных усилителей. В основном, книга посвящена измерению аналоговых величин и управлению аналоговыми устройствами с помощью микропроцессорных систем. Измеряете ли вы сигнал со спутника или температуру в тостере, микропроцессорная система должна измерять, анализировать и управлять аналоговыми величинами. В двух словах можно сказать, что эта книга о соединении входных и выходных аналоговых устройств с микропроцессорной системой для выполнения прикладных задач.

Большинство встроенных микропроцессорных систем содержат узлы обработки входных сигналов и формирования выходных сигналов. При этом как входные, так и выходные сигналы могут быть аналоговыми. Цифровые узлы аналоговых систем, такие, например, как интерфейс микропроцессора (МП) с памятью, в данной книге не представлены. Однако в этой книге рассматриваются компоненты, присущие любой встроенной системе и осуществляющие связь этой системы с внешним миром.

1.1. Динамический диапазон

Прежде чем создавать систему, необходимо уточнить требуемый *динамический диапазон входных и выходных сигналов*. Динамический диапазон определяет, с какой точностью должны быть измерены входные сигналы или сформированы выходные. Точность измерения, в свою очередь, влияет на такие параметры, как допустимый уровень шума и точность применяемых компонентов. Допустим, что микропроцессорная система измеряет входной аналоговый сигнал и преобразует его в цифровой код (как это делается, будет показано в главе 2). Динамический диапазон традиционно выражается в децибелах (дБ), как принято при измерении отношений напряжения или мощности. Проще говоря, динамический диапазон можно представить как отношение наибольшей величины к наименьшей. Но этих отношений недостаточно, если речь идет о микропроцессорной системе. Так, в большинстве случаев следует также знать число бит для обеспечения требуемой точности при измерении или управлении.

Так, например, если температура должна измеряться в диапазоне 0...100°C и точность измерения должна составлять 1°C, понадобится 100 дискретных величин. Поскольку 8-битный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) может разбить величину входного напряжения на 2^8 , или 256, значений, для данной системы вполне допустимо применение 8-бит-

ного АЦП. Но если точность измерения температуры повышается и должна составлять 0.1°C , понадобится уже 100/0.1 дискретных величин, т. е. 1000 величин, и, следовательно, — 10-битный АЦП (который производит 2^{10} , или 1024 величины).

1.2. Точность измерения напряжения

Число бит, необходимое для измерения температуры в нашем случае, зависит от диапазона измеряемой величины (температуры, напряжения, интенсивности света, давления и т. п.), а не от диапазона входного напряжения АЦП. Действительно, диапазон температур $0\ldots 100^{\circ}\text{C}$ может быть приведен к разным величинам размаха входного сигнала: $0\ldots 5\text{ В}$ или $0\ldots 1\text{ В}$. В обоих случаях динамический диапазон остается тем же. Однако в диапазоне $0\ldots 5\text{ В}$ для обеспечения точности 1°C каждый шаг составляет 19.5 мВ , который получается делением $5\text{ В}/256$, а для обеспечения точности 0.1°C — 4.8 мВ ($5\text{ В}/1024$). В случае диапазона $0\ldots 1\text{ В}$ каждый шаг уменьшается соответственно до 3.9 мВ и 976 мкВ . Это повлияет на выбор типов АЦП и операционных усилителей (ОУ) и т. п. (Более детальное изучение этих соотношений будет произведено в последующих разделах.) При этом динамический диапазон системы определяет, сколько бит необходимо для измерения с требуемой точностью величин сигналов. То, как преобразуется динамический диапазон аналогового и затем цифрового сигнала в целом, накладывает определенные ограничения на систему.

1.3. Калибровка

Определение параметров, связанных с динамическим диапазоном, поднимает вопросы калибровки. Измеряемая величина, заключенная в определенном динамическом диапазоне, подразумевает определенное число бит для достижения требуемой точности. Однако реальные компоненты, применяемые для измерения реальных величин, сами обладают собственными погрешностями. Резистор номиналом 10 кОм может иметь сопротивление в пределах $9900\ldots 10100\text{ Ом}$, если погрешность составляет 1% , или — $9990\ldots 10010\text{ Ом}$, если погрешность составляет всего лишь 0.1% . К тому же, сопротивление изменяется при изменении температуры. Все компоненты системы, включая датчики, имеют погрешности. Более детально этот вопрос будет изучен в главе 9, а сейчас рассмотрим, как достигается требуемая точность.

Возьмем вновь пример с измерением температуры в диапазоне $0\ldots 100^{\circ}\text{C}$. Измерение с точностью 1°C может быть достигнуто без дополни-

тельных подстроек. Однако надо заметить, что точность 0.1°C потребует введения дополнительной калибровки, поскольку трудно найти соответствующий температурный датчик по приемлемой цене. Выйти из положения можно, включив в конструкцию подстроечный элемент для компенсации погрешности.

Необходимость этапа калибровки подразумевает и другие технические требования к системе. Например, будет ли часть системы, содержащая датчик, находиться на плате рядом с подстроечным элементом? Если нет, то, как связать эти компоненты после того, как калибровка выполнена? И что, если инженер должен заменить датчик в производственных условиях? Сделает ли инженер калибровку? Будет ли реально дешевле добавлять этап калибровки при процедуре сборки, чем купить более дорогой датчик? На данном этапе технические и экономические вопросы калибровки идут рядом и должны учитываться разработчиком. Решить все эти вопросы и сделать калибровку технологичной, независимой от образца к образцу поможет замена аналоговых высокоточных элементов и датчиков на стандартные цифровые компоненты.

Например, во многих случаях, когда без калибровки не обойтись, полученные параметры могут быть вычислены программно и записаны в память системы. Как этого добиться? Можно поместить датчик в среду с известной температурой и измерять выходной сигнал. Известно, что идеальный датчик должен произвести напряжение X при температуре T , однако реальный датчик при температуре T производит напряжение Y . Измеряя выходной сигнал при различных температурах, можно получить таблицу соответствия напряжение/температура в виде констант. Данная таблица констант может быть сохранена в памяти микропроцессорной системы. Когда микропроцессор будет считывать показания датчика, он обратится к данной таблице констант и произведет необходимые вычисления для определения действительной температуры.

Допустим, вам понадобилось хранить калибровочные константы датчика, который физически размещается на некотором удалении от микропроцессора. На **Рис. 1.1** показаны три варианта хранения калибровочных констант. На **Рис. 1.1a** удаленный датчик соединен кабелем с микропроцессором. Тогда датчик можно было бы заменить другим без дополнительной калибровки, так как микропроцессор хранит калибровочные данные во внешнем электрически стираемом ППЗУ (ЭСППЗУ — Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory, EEPROM) или флэш-памяти (flash memory). Особенности использования данной схемы подключения следующие:

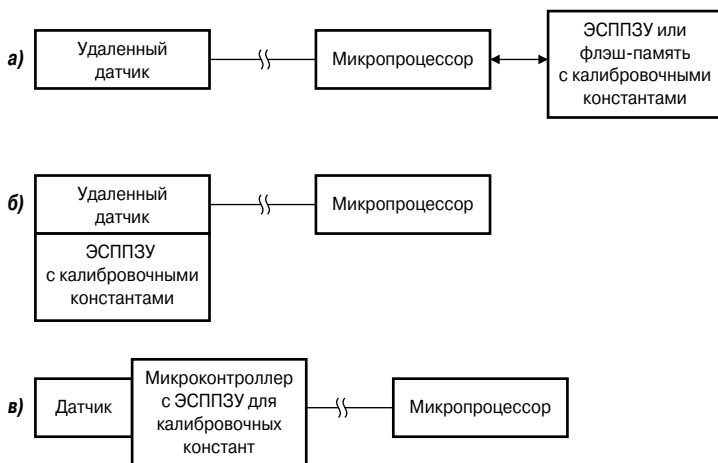


Рис. 1.1. Методы хранения калибровочных констант датчика

- Калибровочные константы для всех используемых датчиков можно хранить в одной и той же области памяти, что требует меньшего объема памяти. К тому же, если калибровка выполняется с помощью программных вычислений, вместо поиска из таблицы констант, одна подпрограмма может быть использована для любых датчиков одного типа.
- После калибровки датчик должен всегда находиться с одной и той же микропроцессорной платой.
- Если заменить датчик или микропроцессор, используя калибровочные константы одного датчика для другого, то результаты будут неточными, но узнать об этом будет невозможно, пока микропроцессор не идентифицирует новый датчик.

Схема на **Рис. 1.1б** иллюстрирует другой метод хранения констант не совместно с микропроцессором, а в ППЗУ, содержащем калибровочные константы, которое находится на одной плате с датчиком. ППЗУ может представлять собой небольшую микросхему, соединенную с микропроцессором при помощи одного из типов интерфейсов: I²C или Microwire (более подробно об интерфейсах см. в главе 2). Особенности данной схемы подключения следующие:

- Поскольку каждый датчик снабжен ППЗУ со своими калибровочными константами, плата датчика может быть заменена без дополнительных трудностей. Датчики могут быть откалиброваны без специального согласования с микропроцессорной системой.

- Требуется больше запоминающих устройств — по одной интегральной схеме ППЗУ на каждый датчик.

И, наконец, схема на **Рис. 1.1в** находится еще на шаг впереди своих предшественников. На плату с датчиком устанавливается микроконтроллер (МК), выполняющий калибровку и хранение данных во внутреннем ППЗУ микроконтроллера.

Особенности третьей схемы следующие:

- Отпадает необходимость в калибровке на плате главного микропроцессора. При одинаковых измеряемых величинах на центральную плату всегда будет поступать одна и та же величина независимо от разброса параметров датчиков.
- Если датчик недоступен и должен быть заменен в готовом изделии, замена не повлияет на программное обеспечение главного процессора, поскольку все калибровки сохранены на удаленной плате во внутренней памяти микропроцессора датчика.
- Требуется поддерживать большее количество микропроцессорной техники, в некоторых случаях, с серьезным программным обеспечением (медицина, военная техника), что может значительно увеличить стоимость.

Отдельная тема при рассмотрении процесса калибровки — это человеческий фактор. Если система нуждается в калибровке в условиях производства, не окажется ли так, что персонал должен выполнять калибровку на расстоянии около 3.66 м (12 футов) от центрального процессора и одновременно нажимать клавишу ENTER на клавиатуре? Где же следует разместить переключатели так, чтобы не делать постоянные пробежки от датчика к компьютеру для нажатия клавиш или просмотра результатов на дисплее? Следует ли автоматизировать процесс настройки для снижения числа действий оператора? Чем больше ручных подстроек, тем больше шансов ошибиться.

1.4. Пропускная способность шины

Несколько лет назад я занимался методами визуализации изображений. Разработанная система служила для ввода данных с помощью светочувствительной ПЗС-линейки. За одно сканирование мы регистрировали 1024 *пикселя*¹⁾. К тому же, мы должны были считывать информацию со скоростью 150 дюймов в секунду с разрешением 200 пикселей на дюйм. Сигнал от каждого элемента подвергался 8-битному аналого-цифровому

¹⁾ Пиксель (от англ. picture element — pixel) — точка раstra. (Прим. науч. ред.)

преобразованию (байт на пиксель). Скорость обработки данных составила, таким образом, $150 \times 1024 \times 200$ или 30 720 000 байт/с.

Планировалось использовать *шину стандартного параллельного интерфейса магистрально-модульного VME* (Versa Module Europe bus) как основную для данной системы. Данные каждого сканирования должны были быть считаны, нормированы, отфильтрованы, а затем преобразованы в 1-битное изображение. При обсуждении архитектуры будущей системы один из инженеров настаивал, чтобы все данные были поданы на шину VME. В те дни шина VME характеризовалась максимальной пропускной способностью (bandwidth) 40 Мбайт/с, но очень немногие системы достигают максимально возможного теоретического предела. Нам была необходима следующая пропускная способность:

- Считывание данных, поступающих от видеокамеры: 30.72 Мбайт/с.
- Прохождение данных через систему нормализации: 30.72 Мбайт/с.
- Прохождение данных через фильтр: 30.72 Мбайт/с.
- Поступление данных на преобразователь в монохромный формат: 30.72 Мбайт/с.
- Прохождение монохромных данных к выходу: 3.84 Мбайт/с.

Если сложить данные значения, получится величина 126.72 Мбайт/с, намного превышающая даже теоретический предел пропускной способности шины VME. Недавно мне довелось работать с подобным устройством визуализации изображений с применением систем *цифровой обработки сигналов*, ЦОС (Digital Signal Processing, DSP) и множественной системной 32-битной шиной *стандартного параллельного периферийного интерфейса* для подключения периферийных устройств *PCI* (Peripheral Component Interconnect), причем одна из шин PCI была близка к своей максимальной пропускной способности.

Основная задача в таких случаях состоит в том, чтобы знать, какой объем данных требуется передать, и какие используются интерфейсы для передачи данных. Если предполагается использовать *стандартные последовательные интерфейсы*, такие как *Ethernet* или *FireWire*, следует удостовериться в том, что они поддерживают требуемую пропускную способность.

1.5. Производительность процессора

Во многих приложениях необходимо учитывать *производительность процессора* (Processor Throughput). В упомянутых выше системах обработки изображений большинство функций было реализовано аппаратно, поскольку существующие на тот период времени процессоры не могли обеспечить достаточной скорости. С ростом тактовой частоты процессоров

больше функций стало выполняться программно. Существуют отдельные ключевые факторы, которые необходимо рассмотреть для определения производительности процессора.

1.5.1. Прерывания

Как часто должны происходить прерывания, и как много операций должно быть выполнено в каждой процедуре обработки прерывания (Interrupt Service Routine, ISR)? Какова максимальная задержка обработки прерывания? Будут ли некоторые прерывания запрещены на продолжительное время, и как это отразится на задержке остальных прерываний? Вам может понадобиться один или более процессоров: один для выполнения высокоскоростных прерываний с минимальным временем задержки и невысокой сложностью вычислений, другой для обработки медленных прерываний с повышенными требованиями к программному обеспечению.

1.5.2. Интерфейсы

Что система должна сообщать? Как будет осуществляться связь с внешним миром? Сколько потребуется электроники для поддержания выбранного интерфейса, и как много функций должно будет выполнять программное обеспечение? Например, интерфейс I²C, осуществляемый программным обеспечением микроконтроллера, больше повлияет на общую производительность, чем тот же интерфейс, но выполненный аппаратно. Подобная ситуация возникает и в связи с обработкой прерываний, поскольку в интерфейсах также используются прерывания. Об интерфейсе I²C более подробно рассказывается в главе 2.

1.5.3. Поддержка на аппаратном уровне

Система визуализации изображений, в которой используется контроллер прямого доступа к памяти, ПДП (Direct Memory Access, DMA), не потребует столько вычислительной мощности от процессора, как система, в которой все данные обрабатываются программно. Процессор, передающий данные программе, но обладающий аппаратной инструкцией перемещения блока (block-move инструкцией), будет быстрее процессора, выполняющего цикл за циклом. Подобно тому, как, если микропроцессор содержит встроенный математический сопроцессор, то операции с плавающей точкой выполняются аппаратно быстрее, чем с помощью программы. В каждом конкретном случае необходимо выбрать оптимальное соотношение программных и аппаратных средств в зависимости от решаемой задачи и расставленных приоритетов.

1.5.4. Требования к процессору

При обработке изображений передача процессором данных от одного блока (например, интерфейс камеры) к другому (например, цифровой фильтр) отнимет некоторую часть процессорного времени. Если процессор должен выполнить алгоритм фильтрации программно, это займет значительную часть процессорной мощности. Неправильно спроектированные процессорные системы, не учитывающие объем операций микропроцессора, как правило, выполняют операции медленно и круг их задач крайне ограничен.

1.5.5. Требования к операционной системе

При использовании операционных систем следует обратить особое внимание на время запрета выполнения прерываний. Совместимо ли это время с ограничениями по задержке на обработку прерываний? А если операционная система вдруг остановит вычисления для того, чтобы потратить несколько секунд на обслуживание жесткого диска? Станет ли это причиной потери данных? Должна ли система работать в режиме реального времени (что потребует применения специальной операционной системы реального времени)?

1.5.6. Язык программирования и компилятор

Если предполагается использовать *объектно-ориентированный язык программирования высокого уровня*, такой как C++, то что может случиться, если процессору понадобится переслать большой объем данных в память? Не потеряется ли часть данных? Не придется ли менять 100 МГц процессор на 1 ГГц, только для того, чтобы сократить интервал времени сбора данных?

1.6. Ограничение скорости

Выбор достаточно быстрых шин и процессора — очень важное дело, но может не менее важно избежать слишком высокой скорости? Может показаться нелогичным нежелание применять самый быстрый процессор и периферийные устройства, однако бывают приложения, где встречается именно такая ситуация, не требующая суперпроцессора... В основном, из-за цены или в соответствии с требованиями электромагнитной совместимости устройств.

1.6.1. Затраты

Стандартный компьютерный параллельный интерфейс PC/104 определяет механические и электрические характеристики плат PC, оптимизированных для встроенных систем. Платы PC/104 поставляются с оригинальной шиной, подобной устаревшей шине *стандартного компьютерного параллельного интерфейса ISA* по электрическим и временным характеристикам, но способной передавать данные со скоростью 5 Мбайт/с. Платы центрального процессорного устройства (ЦПУ) компьютера работают на повышенных скоростях обмена информацией при использовании усовершенствованного *стандартного компьютерного параллельного интерфейса PC/104+*. При этом скорость обмена доходит до скоростей по интерфейсу PCI (133 Мбайт/с). Хотя часто предпочтение отдается более скоростным устройствам, следует, однако, учитывать, что цена платы PC/104 значительно ниже, чем PC/104+. Благодаря синхронизации на меньшей частоте, PC/104 позволяет применять более длинные проводники и более простую логику. Если перед вами стоит задача подключения большой (по размерам) платы аналогового ввода/вывода к плате PC/104, то временные соотношения PC/104 позволят вам сделать проще трассировку соединений. С другой стороны, при выпуске систем малым тиражом, может не получиться покрыть все расходы на применение скоростной платы PC/104+. Подобные рассуждения применимы, в общем случае, и для построения систем на основе других компьютерных архитектур типа PC, Compact PC и т. п. Все зависит от того, что мы хотим и за какие деньги.

1.6.2. Электромагнитная совместимость

Почти каждая микропроцессорная система проходит тест на *электромагнитную совместимость (ЭМС)* перед тем, как поступить в продажу в США или в Европе. Требования ЭМС ограничивают объем энергии, излучаемой прибором, для предотвращения влияния на другие электроприборы, такие как телевизоры или радиоприемники. Заметим, что чем выше тактовая частота, тем сильнее будет излучение в окружающее пространство. Современные стандарты ЭМС охватывают электромагнитное излучение в частотном диапазоне 30 МГц...1 ГГц. Процессор, работающей на частоте 6 МГц, не будет обладать значительной излучающей способностью в том диапазоне, в который могут попасть лишь пятая и выше гармоники тактовой частоты процессора. Высшие гармоники обычно обладают меньшей энергией. Напротив, 33-МГц процессор генерирует излучение в тестируемом диапазоне уже на основной частоте. К тому же, микропроцессор, работающий на

повышенной частоте, требует применения скоростных логических ИС для обработки сигналов с короткими фронтами и соответственно увеличенной энергией высших гармоник. Пример с 6-МГц процессором в эпоху 3-ГГц 2-ядерных Пентиумов слишком архаичен, но вносит большую ясность. Ограничения по ЭМС — зачастую именно это причина снижения скорости процессора и шины до частот, действительно необходимых для работы. Естественное предупреждение в данном случае — не ограничивать частоты слишком, чтобы не оказаться на грани работоспособности прибора.

1.7. Другие системные ограничения

1.7.1. Периферийные устройства

Однажды, у меня при разработке системы визуализации возникли проблемы с потерей данных. Дело в том, что система временно записывала в буфер жесткого диска значительный объем данных. Проблема крылась в функции записи жесткого диска; диск ненадолго останавливался при приеме данных, и буфер с файлом изображения переполнялся. Этот дефект связан с тем, что используемый жесткий диск оснащен схемой температурной компенсации, которая часто требовала от встроенной схемы управления отключения обмена данными на несколько десятков миллисекунд. Наша система, однако, требовала довольно продолжительного доступа к диску. Так что удостоверьтесь сначала, что используемые вами *периферийные устройства* не создают лишних проблем.

1.7.2. Общие интерфейсы

Что влияет на общие интерфейсы? Например, если записывать с двух видеокамер данные на два жестких диска, то скорости одного интерфейса IDE может не хватить. Может понадобиться два интерфейса IDE для двух дисков так, чтобы те могли работать независимо либо придется выбрать другой интерфейс жесткого диска. Удержит ли все данные 10-baseT Ethernet или сразу выбрать 100-baseT Ethernet? Сопоставьте объем данных с возможностями выбранного интерфейса и удостоверьтесь в том, что он обладает необходимой пропускной способностью.

1.7.3. Приоритет задач

Архитектура IBM PC используется для многих приложений. Это хорошо документированный стандарт с огромным числом совместимого программного обеспечения, имеющегося в наличии, от разных производителей.

лей. Но существуют и недостатки, включая работу *операционной системы Windows* не в режиме реального времени. Вы, вероятно, сталкивались с временным прекращением на несколько секунд реакции компьютера на внешние воздействия из-за переполнения емкости жесткого диска по непонятным причинам. При печати документа, например, некоторое раздражение вызывает такое явление, когда курсор вдруг пропадает и появляется через несколько секунд вместе с набором вновь введенных символов. Что произойдет, если операционная система ПК вдруг прекратит интенсивный поток данных от аудио- или видеоустройства к ПК, работающего в качестве домашнего кинотеатра, и начнет выполнять другую задачу? Если в компьютерной системе не предусмотрено предоставление наивысшего приоритета вашей задаче, то неизбежна потеря данных. При использовании РС-подобной архитектуры следует удостовериться, что выбранные вами программное обеспечение и операционная система будут поддерживать необходимые функции.

1.7.4. Системные требования

Нужен ли вам процессор, способный проводить вычисления с плавающей точкой для обработки данных? Если так, то простым 8-битным микроконтроллером не обойтись. Понадобится, по крайней мере, компьютер на основе 486-го процессора. Потребуется ли для выбранной скорости передачи данных процессор с прямым доступом к памяти? Подобное изучение круга решаемых задач помогает выбрать подходящий микропроцессор. В некоторых случаях, возможно, лучше немного переделать технические средства, работающие совместно с микропроцессором для снижения цены прибора, чем применять дорогостоящий экземпляр процессора. Данное утверждение иллюстрируется на следующем примере.

Представьте, что колесо, приводимое в движение двигателем, производит прерывание в вашей программе через каждые 20 градусов поворота (**Рис. 1.2**). Двигатель может вращаться с разной скоростью, и процессор должен отслеживать эти изменения, так как включает соленоид, чтобы открыть клапан через несколько градусов вращения после вызова процедуры обработки прерывания.

Такие 20-градусные прерывания будут повторяться через каждые 3.3 мс, если колесо вращается со скоростью 1000 оборотов в минуту, либо через каждые 666 мкс, если скорость вращения равна 5000 об./мин. Если процессор использует таймер для измерения скорости вращения (времени между прерываниями) с тактовой частотой 1 МГц, то между прерываниями на скорости 1000 об./мин таймер сделает 3300 отсчетов, а на скорости 5000 об./мин — 666 отсчетов.

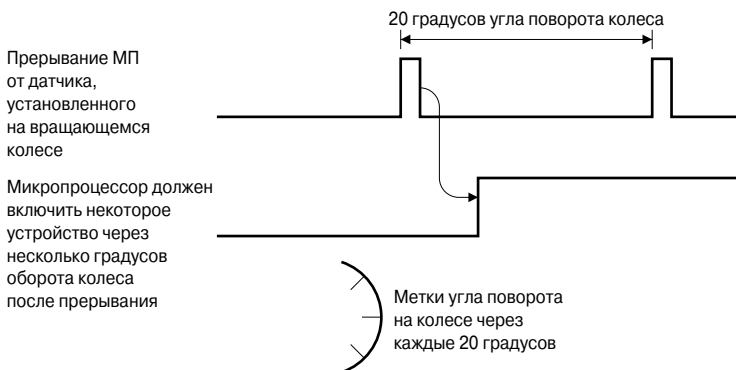


Рис. 1.2. Временные диаграммы вращения колеса

Скажем, процессор должен включить соленоид после поворота колеса на 5 градусов после очередного прерывания, как показано на **Рис. 1.2.** Формула для вычисления времени таймера (сколько должно быть добавлено к текущему отсчету для задержки на 5°) выглядит следующим образом:

$$\text{Приращение таймера} = \frac{5^\circ \text{ задержка}}{20^\circ / \text{прерывание}} \times N,$$

где N — число отсчетов таймера на прерывания.

Так, на скорости 1000 об./мин задержка 5° составит 825 отсчетов таймера, а на 5000 об./мин — 166 отсчетов. Применение данного метода во встроенных системах с использованием ограниченных по производительности процессоров проблемно из-за необходимости проведения операции деления. Деление очень затратная по времени операция для программного обеспечения, и для данного метода лучше выбрать процессор со встроенной инструкцией деления.

Если заменить нашу измерительную систему так, чтобы двадцатиградусные метки были поделены на двоичные величины, вычисления становятся гораздо проще. Скажем, мы решили поделить 20-градусные метки на 32 равные части, каждая — по 0.625°. Теперь переименуем наши приращения. Приращение 5° будет теперь 5/0.625 или 8 единиц. Формула будет выглядеть следующим образом:

$$\text{Приращение таймера} = \frac{8}{32 / \text{прерывание}} \times N.$$

Это даст нам тот же результат, что и ранее (825 на скорости 1000 об./мин и 166 на скорости 5000 об./мин), но деление на 32 может быть выполнено с помощью простой операции сдвига в сдвиговом регистре, вместо сложного программного алгоритма. Мы, путем дополнительной разметки, перешли от десятичной к двоичной системе счисления, в которой выполняет вычисления микропроцессор. Подобное изменение позволяет применять простой 8-битный микроконтроллер вместо сложного и дорогого микропроцессора. Все, что мы сделали — это перешли от измерения скорости вращения к измерению того, что легче будет считать процессору. Это пример нетривиального выхода из положения, если не по карману покупка дорогого микропроцессора.

1.7.5. Разрядность цифрового слова

Если перед вами стоит задача соединения 12-битного АЦП с микропроцессором, вы, вероятно, предпочли бы 16-битный процессор вместо 8-битного. Хотя 16-битные операции можно исполнить и на 8-битном микропроцессоре, но это требует обычно множества инструкций и накладывает другие ограничения. Если процессор не просто передает данные, а обеспечивает взаимосвязь различных устройств, то необходимо также организовать интерфейс с определенной разрядностью (шириной) слова. Если же производятся вычисления с 32-битной точностью, то более приемлемым покажется 16-битный процессор с шириной слова 32-бита для более быстрых и легких вычислений.

1.7.6. Интерфейсы

Удостоверьтесь, что какое-либо из возможных состояний интерфейса не нанесет вред системе. Например, плата микропроцессора соединена с контроллером двигателя при помощи кабеля. Что произойдет, если кто-либо из обслуживающего персонала оставит кабель неподключенным и включит систему? Останется двигатель в первоначальном положении или начнет двигаться бесконтрольно? Необходимо учесть все подобные варианты.

1.8. Частота дискретизации и наложение

На Рис. 1.3 показан входной синусоидальный сигнал АЦП и выходной сигнал при недостаточно высокой частоте дискретизации. При аналого-цифровом преобразовании синусоиды заданной частоты с вдвое меньшей частотой дискретизации, АЦП измеряет кажущуюся синусоиду вдвое

меньшей частоты. Этот эффект называется наложением спектров (aliasing) и происходит всякий раз, когда частота входного сигнала кратна высокой частоте дискретизации.

Также на **Рис. 1.3** показан входной сигнал другой формы — не синусоидальный. В этом случае сигнал, сохраняемый в дискретных отсчетах и вовсе не совпадает с входным.

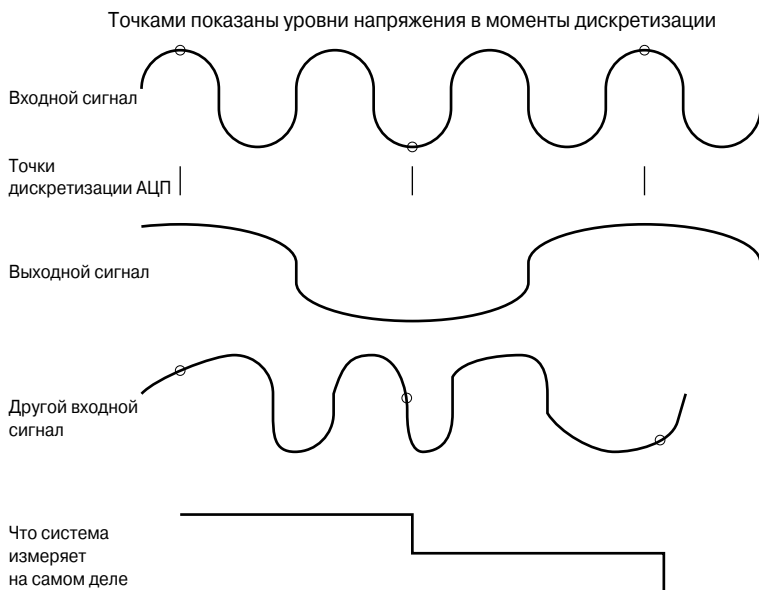


Рис. 1.3. Наложение

Заметим, что любая система должна быть спроектирована так, чтобы не исказить измеряемую величину. Должна быть учтена и скорость, с которой АЦП дискретизирует входной сигнал, и скорость, с которой АЦП может обрабатывать полученные отсчеты. Как известно, каждый непрерывный сигнал можно представить в виде набора выборок (дискретов), период которых, согласно *теореме Шеннона*¹⁾, должен быть обратно про-

¹⁾ В отечественной научной литературе эту теорему называют теоремой Котельникова по фамилии ученого, сформулировавшего эту теорему независимо от иностранного автора. (Прим. науч. ред.)

порционален удвоенной частоте спектра исходного аналогового сигнала. Эта операция называется *дискретизацией по времени*. Тогда непрерывный сигнал представляется набором точек разной амплитуды, отстоящих друг от друга на период выборки. Каждому уровню присваивается определенный вес (двоичный код), например 0.25, 0.5, 1.0 и т. д. Эта операция называется *квантованием по уровню*. Например, в 4-битном АЦП будет 16 уровней, так как код АЦП изменяется от 0000 до 1111. Если минимальный шаг квантования равен 0.25 В и коду 0000 соответствует напряжение 0 В, то коду 1111 (число 15) будет соответствовать напряжение $0.25 \times 15 = 3.75$ В. Таким образом, аналого-цифровое преобразование «стоит на трех китах», а именно на:

1. Дискретизации по времени.
2. Квантовании по уровню.
3. *Кодировании*, т. е. на выходе любого АЦП будет кодовое слово.

У 4-битного АЦП будет кодовое слово от 0000 до 1111. Если мы выберем период выборки меньше, чем «нам указал Шеннон», мы пропустим часть непрерывного сигнала при его восстановлении, то есть обратном цифро-аналоговом преобразовании. Примером неправильного выбора периода выборки служит **Рис. 1.3**.

Если частота входного сигнала оказывается выше, чем частота дискретизации измерительной системы, можно пойти по одному из следующих путей:

- Увеличить скорость работы системы для согласования с входным сигналом.
- Отфильтровать высокочастотную компоненту сигнала перед АЦП.
- Отфильтровать или проигнорировать высокочастотные компоненты на программном уровне. Хотя звучит данное утверждение довольно неестественно: как можно отфильтровать более высокую частоту, чем та частота, которую вы измеряете? Но если известен реальный диапазон измеряемых величин, например, число автолюбителей, выезжающих на определенный участок земли за определенное время, тогда фиктивные входные сигналы могут быть выявлены. В данном случае любая входная частота, превышающая 2 события в секунду, может расцениваться как влияние шума или результат ошибки датчика. Реальные автомобили не смогут парковаться на стоянке с такими скоростями.

Качество проектируемой системы зависит от выбора правильных соотношений между производительностью процессора, ценой системы и стоимостью изготовления.

2.1. Общие сведения

Хотя данная глава в первую очередь об *АЦП* (ADC), но понимание работы *ЦАП* (DAC) также важно. На **Рис. 2.1** показана простая резистивная цепь лестничного типа с тремя ключами. Резисторы составлены в R/2R конфигурации. Номиналы резисторов не имеют значения; сопротивление может быть 10 кОм, 100 кОм и т. п. Каждый из ключей S0...S2 может подключать один вывод одного резистора номиналом 2R между землей и входным опорным напряжением, V_{REF} . На рисунке показано что происходит, когда S2 замкнут «ON» (соединен с V_{REF}), а S0 и S1 разомкнуты «OFF» (соединены с землей). В результате падения напряжения на последовательно-параллельной резистивной цепи окончательно выходное напряжение (V_O) становится равным $0.5 \cdot V_{REF}$. Если подобным образом вычислить V_O для всех других комбинаций ключей, получим:

S2	S1	S0	V_O
OFF	OFF	OFF	0
OFF	OFF	ON	$0.125 \cdot V_{REF} (1/8 \cdot V_{REF})$
OFF	ON	OFF	$0.25 \cdot V_{REF} (2/8 \cdot V_{REF})$
OFF	ON	ON	$0.375 \cdot V_{REF} (3/8 \cdot V_{REF})$
ON	OFF	OFF	$0.5 \cdot V_{REF} (4/8 \cdot V_{REF})$
ON	OFF	ON	$0.625 \cdot V_{REF} (5/8 \cdot V_{REF})$
ON	ON	OFF	$0.75 \cdot V_{REF} (6/8 \cdot V_{REF})$
ON	ON	ON	$0.875 \cdot V_{REF} (7/8 \cdot V_{REF})$

Если положения (замкнут-разомкнут) трех ключей представить, как цифровое слово из трех бит, тогда можем переписать таблицу следующим образом (используя обозначения ON = 1 (замкнут), OFF = 0 (разомкнут)):

Положение ключа			Эквивалентное логическое состояние			S0...S2 численный эквивалент
S2	S1	S0	S2	S1	S0	
OFF	OFF	OFF	0	0	0	0
OFF	OFF	ON	0	0	1	1
OFF	ON	OFF	0	1	0	2
OFF	ON	ON	0	1	1	3
ON	OFF	OFF	1	0	0	4
ON	OFF	ON	1	0	1	5
ON	ON	OFF	1	1	0	6
ON	ON	ON	1	1	1	7

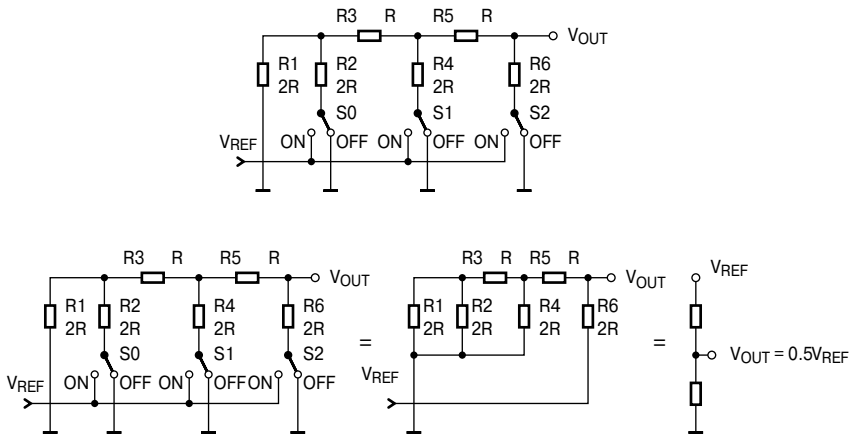


Рис. 2.1. 3-битные ЦАП

Выходное напряжение, таким образом, является представлением комбинации положений ключей. Каждый дополнительный бит в таблице добавляет $V_{REF}/8$ к общему напряжению. Или, другими словами, выходное напряжение равно двоичному числу комбинации $S_0...S_2$, умноженному на $V_{REF}/8$. Такой 3-битный АЦП имеет 8 возможных состояний, и каждый шаг напряжения составляет $V_{REF}/8$.

Мы могли бы добавить еще одну $R/2R$ пару и еще один ключ в цепь, получив цепь с четырьмя ключами и шестнадцатью шагами по $V_{REF}/16$ вольт

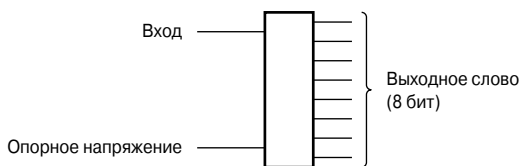
каждый. Цепь с восемью ключами имела бы 256 ступеней по $V_{REF}/256$ вольт каждая. В итоге, мы можем заменить механические ключи в схеме на электронные для создания полноценного интегрального ЦАП.

2.2. Описание АЦП

Широко используемый метод передачи аналогового сигнала в микропроцессор — это использование *АЦП*. АЦП воспринимает аналоговый сигнал, напряжение или ток, и преобразует его в цифровое слово, понятное микропроцессору (**Рис. 2.2а**). На **Рис. 2.2б** показан простой АЦП. Этот гипотетический элемент имеет два входа: опорное напряжение, V_{REF} (reference), и измеряемый сигнал. АЦП имеет один выход — цифровое слово размерностью 8 бит, представляющее в цифровой форме входную величину. Пока не будем касаться методов передачи этого слова микропроцессору.



а)



б)

Рис. 2.2. Простой АЦП

2.2.1. Опорное напряжение

Опорное напряжение, V_{REF} — максимальная величина напряжения, которую АЦП может преобразовать. В нашем примере АЦП может преобразовать напряжения с величинами от 0 до V_{REF} . Этот диапазон напряжений поделен на 256 уровней или шагов. Размер одного шага задается как:

$$\frac{V_{\text{REF}}}{256} = \frac{5\text{ В}}{256} = 0.0195\text{ В} = 19.5\text{ мВ}.$$

Это размер шага преобразователя. Он также определяет разрешение АЦП.

2.2.2. Выходное слово

Наш 8-битный преобразователь представляет аналоговый вход цифровым словом. Старший значащий бит этого слова (бит 7) показывает, выше ли входное напряжение, чем $V_{\text{REF}}/2$ (2.5 В при $V_{\text{REF}} = 5\text{ В}$). Каждый следующий бит (от бита 6 до бита 0, который будет младшим значащим битом — least significant bit, LSB) представляет половину значения предыдущего, как показано в таблице:

Бит	Бит 7	Бит 6	Бит 5	Бит 4	Бит 3	Бит 2	Бит 1	Бит 0
Напряжение [В]	2.5	1.25	0.625	0.3125	0.156	0.078	0.039	0.0195

Так цифровое слово 0010 1100 представляет следующую величину:

Бит	Бит 7	Бит 6	Бит 5	Бит 4	Бит 3	Бит 2	Бит 1	Бит 0
Напряжение [В]	2.5	1.25	0.625	0.3125	0.156	0.078	0.039	0.0195
Выходная величина	0	0	1	0	1	1	0	0

Складывая напряжения, соответствующие каждому единичному биту, мы получаем:

$$0.625 + 0.156 + 0.078 = 0.859\text{ В}.$$

2.2.3. Разрешение

Разрешение АЦП определяется опорным напряжением и шириной слова. Разрешение устанавливает наименьшее изменение напряжения, которое может быть измерено АЦП и определяет точность АЦ/преобразования. Как упоминалось ранее, разрешение — это то же, что и размер наименьшего шага, и может быть вычислено делением V_{REF} на число возможных величин преобразования.

Например, мы все еще используем 8-битный АЦП с $V_{REF} = 5$ В, разрешение равно 0.0195 В (19.5 мВ). Это значит, что любое входное напряжение меньше 19.5 мВ даст на выходе 0. Входное напряжение между 19.5 и 39 мВ приведет к 1 на выходе. Между 39 и 58.6 мВ — к числу 2 и т. д. Разрешение может быть улучшено уменьшением V_{REF} . Изменение V_{REF} с 5 до 2.5 В даст разрешение 2.5/256 или 9.7 мВ. Однако максимальное измеряемое напряжение теперь составит не 5, а 2.5 В.

Есть только один путь увеличения разрешения без изменения опорного напряжения — использовать АЦП с большей шириной слова. Так 10-битный АЦП с опорным напряжением 5 В имеет 2^{10} , или 1024, возможных выходных двоичных кодов. Разрешение составит 5 В/1024 или 4.88 мВ.

2.3. Типы АЦП

Существует несколько типов АЦП, работающих с разными скоростями, имеющие различные интерфейсы и обеспечивающие различную точность. Рассмотрим их особенности.

2.3.1. Следящий АЦП

Следящий АЦП состоит из компаратора, реверсивного счетчика, управляемого компаратором, и ЦАП. Компаратор сравнивает входное напряжение с выходным напряжением ЦАП и управляет направлением счета реверсивного счетчика (+/–). Если входное напряжение больше, чем напряжение ЦАП, счетчик под действием тактовых импульсов, поступающих на его вход «Такты» (в виде треугольника на схеме **Рис.2.3а**) считает на сложение (+), если же меньше напряжения ЦАП, счетчик считает на вычитание (–).

Вход ЦАП соединен с выходом счетчика. Допустим $V_{REF} = 5$ В. Это значит, что преобразователь сможет работать в диапазоне входных напряжений 0...5 В. Если старший значащий бит входного слова ЦАП равен 1, то $V_{ЦАП} = 2.5$ В. Если следующий бит равен 1, добавляется 1.25 В, устанавливая в результате 3.75 В. Каждый следующий бит прибавляет половину выходного напряжения, соответствующего предыдущему биту. Таким образом, входные биты ЦАП соответствуют следующим напряжениям:

Бит	Бит 7	Бит 6	Бит 5	Бит 4	Бит 3	Бит 2	Бит 1	Бит 0
Напряжение [В]	2.5	1.25	0.625	0.3125	0.156	0.078	0.039	0.0195

На **Рис. 2.3** показано, как следящий АЦП обрабатывает постоянный сигнал с уровнем $V_{ВХ} = 0.37$ В. Счетчик стартует с нуля, при этом выход компаратора находится в ВЫСОКОМ логическом уровне. Счетчик счита-

ет на сложение с каждым тактовым импульсом, ступенчато поднимая $V_{\text{ЦАП}}$. Когда счетчик проходит двоичную величину, представляющую $V_{\text{ВХ}}$, то компаратор переключается, и счетчик начинает считать на вычитание. В итоге, счетчик будет колебаться вокруг величины, представляющей $V_{\text{ВХ}}$.

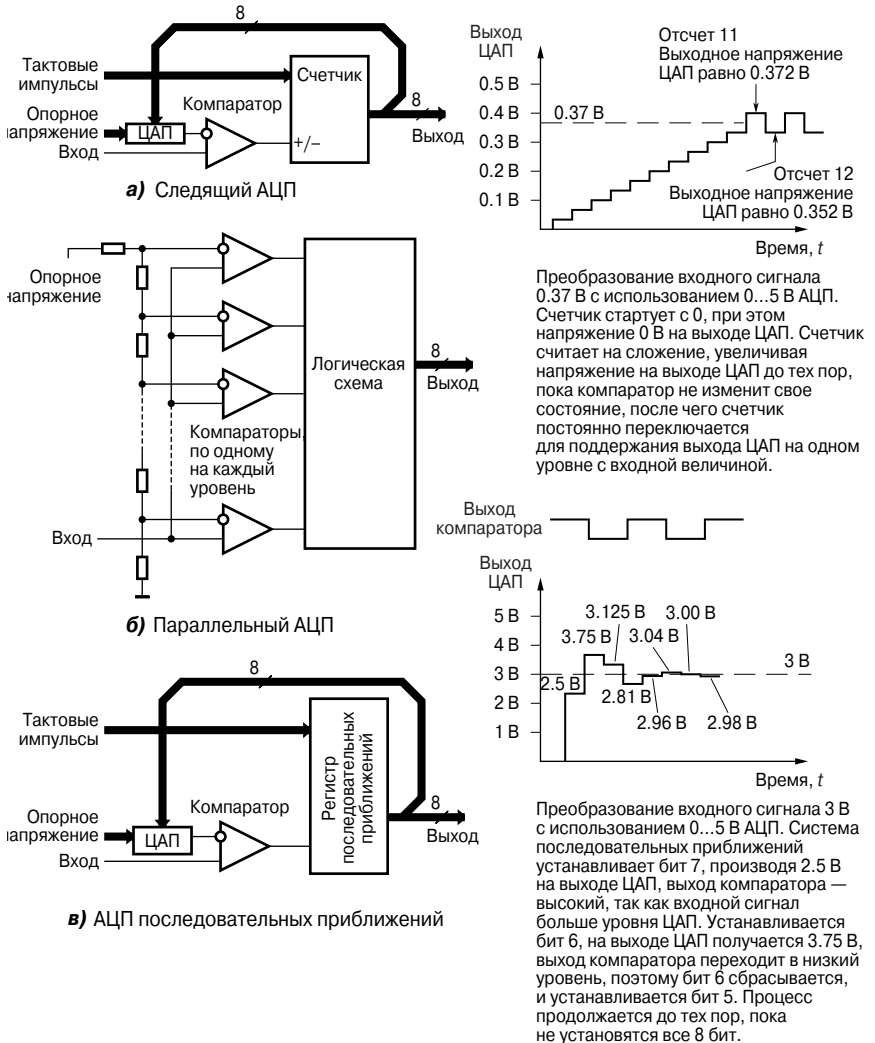


Рис. 2.3. Три типа АЦП

Главный недостаток следящих АЦП — низкая *скорость АЦ-преобразования*. Преобразование может занять до 256 тактов для 8-битного выхода, 1024 такта для 10-битного значения и т. д. К тому же, скорость преобразования изменяется в зависимости от $V_{ВХ}$. Если бы напряжение в данном примере составляло 0.18 В, преобразование заняло только половину тактов по сравнению с $V_{ВХ} = 0.37$ В.

Максимальная тактовая частота АЦП следящего типа зависит от задержки распространения сигнала в ЦАП и компараторе. После каждого тактового импульса выход счетчика должен быть преобразован ЦАП, а результат преобразования с выхода поступить на инверсный вход компаратора. Компаратор отнимает некоторую часть времени для реакции на изменение $V_{ЦАП}$, производя новый управляющий сигнал на сложение или вычитание для реверсивного счетчика. Все задержки сигнала делают следящий АЦП самым медленным из всех представленных типов АЦП. Следящие АЦП широкого распространения не получили; среди интегральных схем, выпускаемыми крупными фирмами, такими как Analog Devices, Maxim, Burr-Brown (все перечисленные выпускают АЦП), невозможно найти следящих АЦП. Надо отметить, что АЦП последовательных приближений с такой шириной слова работает с большим быстродействием. Однако встречаются такие случаи, когда следящий АЦП будет полезным. Например, если сигнал изменяется медленно по отношению к частоте дискретизации, следящий АЦП будет устанавливать выходное число за меньшее число тактов, чем АЦП последовательных приближений. Однако, поскольку следящих АЦП не выпускают и, следовательно, их нет в продаже, такой преобразователь придется собирать из дискретных элементов.

2.3.2. Параллельный АЦП

Параллельный АЦП (Рис. 2.36) — самый быстрый из выпускаемых изготовителями. Параллельный АЦП содержит по компаратору на каждый шаг напряжения. На один из входов каждого компаратора подается измеряемое напряжение. Другие входы компараторов подключаются к линейке резисторов. Если двигаться вверх по этой линейке, то можно заметить, что каждый последующий компаратор подключен к более высокому напряжению с постоянным шагом приращения напряжения. В зависимости от изменения входного напряжения будут переключены в состояние 1 только те компараторы, у которых было превышено опорное напряжение. Сигналы с выходов всех компараторов поступают в логический блок — шифратор, который и задает выходное цифровое m -битное слово АЦП в зависимости от того, какие компараторы в состоянии 0, а какие в состоянии 1. Число компараторов определяется числом кодовых комбинаций $2^m - 1$, где m —

разрешение АЦП. Тогда для 3-битного АЦП потребуется 7 компараторов, для 4-битного — 15 компараторов и т. д. Разрешение параллельного АЦП ограничено, как правило, от 6 до 12 бит. Несложно подсчитать, что в АЦП на такое разрешение потребуется 63 входных компаратора.

Скорость преобразования параллельного АЦП складывается из времени задержки одного компаратора и логического блока (время задержки логических цепей обычно пренебрежимо мало). Параллельные АЦП самые быстродействующие среди основных типов АЦП. Их *быстродействие* составляет десятые доли микросекунд. К недостаткам параллельных АЦП можно отнести резкое увеличение входных компараторов вместе с увеличением разрешения. По этой причине для них недостижим барьер в 12 бит, даже с увеличением степени интеграции микросхем. Такие огромные объемы интегральных элементов (компараторов и кодирующей логики шифраторов) в одной микросхеме реально влияют на рабочие характеристики. Использование большого числа компараторов ведет к увеличению потребляемого тока. Так, например, 10-битный параллельный АЦП может потреблять ток до 0.5 А. В свою очередь *ток потребления* определяет *рассеиваемую мощность* корпусом микросхемы. 8-12-битные АЦП должны иметь на плате эффективный теплоотвод от корпуса АЦП.

2.3.3. АЦП последовательных приближений

АЦП последовательных приближений (Рис. 2.3в) подобен следящему АЦП в том, что система ЦАП/счетчик формирует напряжение, которое поступает на один вход компаратора, а входной сигнал поступает на другой вход. Различие состоит в том, что регистр последовательных приближений выполняет двоичный поиск, вместо счета вверх или вниз по единице. Возьмем для примера, что начальное входное напряжение составляет 3 В, а опорное 5 В (Рис. 2.3). Регистр последовательных приближений исполнит преобразование следующим образом:

Установить MSB, напряжение на выходе ЦАП равно 2.5 В

Выход компаратора — высокий логический уровень, MSB остается установленным.
Результат: 1000 0000

Установить бит 6, напряжение на выходе ЦАП равно 3.75 В ($2.5 + 1.25$)

Выход компаратора — низкий логический уровень, сбрасывает бит 6.
Результат: 1000 0000

Установить бит 5, напряжение на выходе ЦАП равно 3.125 В ($2.5 + 0.625$)

Выход компаратора — низкий логический уровень, сбрасывает бит 5.
Результат: 1000 0000

Установить бит 4, напряжение на выходе ЦАП равно 2.8125 В ($2.5 + 0.3125$)

Выход компаратора — высокий, оставляет бит 4 установленным.
Результат: 1001 0000

Установить бит 3, напряжение на выходе ЦАП равно 2.968 В ($2.8125 + 0.15625$)

Выход компаратора – высокий, оставляет бит 3 установленным.

Результат: 1001 1000

Установить бит 2, напряжение на выходе ЦАП равно 3.04 В ($2.968 + 0.078125$)

Выход компаратора – низкий, сбрасывает бит 2.

Результат: 1001 1000

Установить бит 1, напряжение на выходе ЦАП равно 3.007 В ($2.8125 + 0.039$)

Выход компаратора – низкий, сбрасывает бит 1.

Результат: 1001 1000

Установить бит 0, напряжение на выходе ЦАП равно 2.988 В ($2.8125 + 0.0195$)

Выход компаратора – высокий, оставляет бит 0 установленным.

Результат: 1001 1001

При использовании 8-битного ЦАП с выходным напряжением 0...5 В, этому результату соответствует напряжение

$$2.5 + 0.3125 + 0.15625 + 0.0195 = 2.988 \text{ В.}$$

Это не точно 3 В, но настолько близко, насколько можно получить с 8-битным преобразованием и опорным напряжением 5 В.

8-битный АЦП последовательного приближения может завершить преобразование за 8 тактов, независимо от входного напряжения. Требуется больше логических цепей, чем для следящего АЦП, но зато скорость преобразования будет выше.

2.3.4. АЦП двойного интегрирования

АЦП двойного интегрирования (Рис. 2.4) использует интегратор, за которым следует компаратор и счетная логика. Сначала вход интегратора подключается к входному сигналу, и емкость интегратора заряжается до уровня входного напряжения в той же полярности. После определенного числа тактов, вход интегратора переключается к источнику опорного напряжения (V_{REF1} на Рис. 2.4), и емкость интегратора разряжается до величины этого напряжения.

В тот момент, когда ключ замыкается на V_{REF1} , счетчик отсчитывает столько же тактов, сколько занимало время первоначального интегрирования. Когда напряжение на выходе интегратора падает ниже величины второго опорного напряжения (V_{REF2} на Рис. 2.4), выход компаратора переходит в состояние **ВЫСОКОГО** логического уровня, счетчик останавливается, а значение счетчика соответствует величине входного напряжения. Более высокое входное напряжение позволяет емкости интегратора зарядиться до большей величины в течение времени первоначального интегрирования, что приводит к большему времени разряда до V_{REF2} , и к большему выходному значению счетчика. Меньшее значение напряжения на входе приводит к меньшему потенциалу на емкости интегратора, и, соответственно, к меньшему выходному числу.

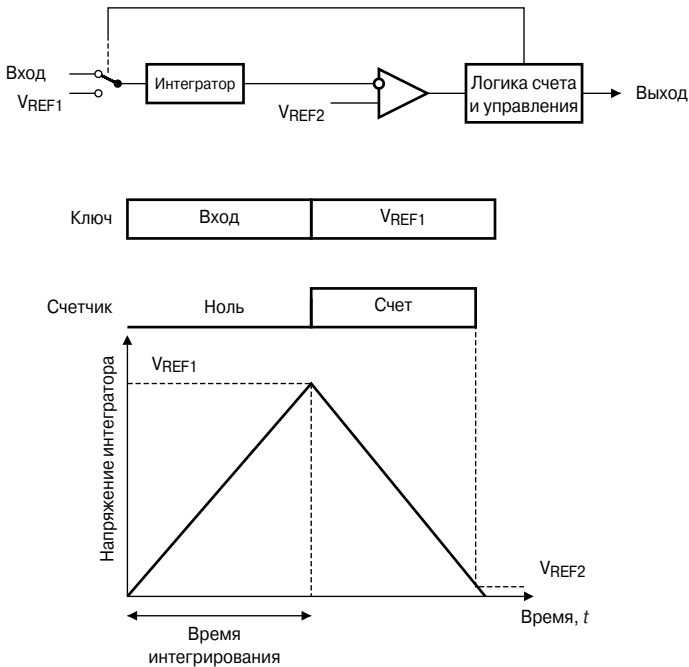


Рис. 2.4. АЦП двойного интегрирования

Более простой интегрирующий АЦП с одинарным интегрированием, инициирует счетчик во время зарядки емкости, и останавливает счет, когда достигнуто опорное напряжение (вместо заряда за определенное время). Однако на преобразователь с одинарным интегрированием влияют погрешности тактовой частоты. Схема с двойным интегрированием устраняет проблемы точности синхронизации, так как один и тот же генератор тактовых импульсов применяется для задания времени зарядки емкости и для приращения (инкремента) содержимого счетчика. Заметим, что кратковременное изменение — дрожание (в научной литературе называется джиттер) длительности тактовых импульсов и дрейф в течение одного преобразования будут влиять на точность результата. Преобразователь с двойным интегрированием тратит относительно длительное время на выполнение преобразования, зато присущая интегратору фильтрация устраняет шум.

2.3.5. Сигма-дельта АЦП

Перед тем, как рассматривать непосредственно *сигма-дельта АЦП*, следует изучить, как работает передискретизация (oversampling), поскольку это ключ к сигма-дельта архитектуре. На **Рис. 2.5** показан зашумленный сигнал уровня 3 В с шумом, имеющим размах 0.2 В. Как показано на рисунке, мы можем разбить этот сигнал на равные по времени промежутки. Четыре таких промежутка показаны на рисунке. Усреднением дискретных величин в промежутках мы можем отфильтровать шумы:

$$(3.05 + 3.1 + 2.9 + 2.95)/4 = 3 \text{ В.}$$

Очевидно, что значения в этом примере несколько подогнаны, но данный пример иллюстрирует суть. Если система способна дискретизировать данные в 4 раза быстрее, чем действительно необходимо, мы можем усреднять по 4 дискрета для лучшей фильтрации. Если система способна дискретизировать в 10 раз быстрее, мы можем усреднить 10 выборок с еще лучшим результатом. Чем больше выборок мы можем усреднить, тем ближе наш цифровой результат будет к входной аналоговой величине. Препятствием в данном методе является необходимость повышения скорости работы АЦП и наличия специального программного обеспечения для усреднения данных.

На **Рис. 2.6** показано, как работает сигма-дельта АЦП. Входной сигнал поступает на один вход дифференциального усилителя, выход которого соединен с НЧ-фильтром и компаратором. С выхода компаратора сигнал поступает на цифровой фильтр и 1-битный ЦАП. Выход ЦАП может переключаться между уровнями напряжения +V и -V. На примере, показанном на **Рис. 2.6**, +V — это 0.5 В, а -V — это -0.5 В. С выхода ЦАП сигнал поступает на другой вход дифференциального усилителя, так что выход дифференциального усилителя представляет собой разность между входным напряжением и напряжением на выходе ЦАП. В приведенном примере, входное напряжение составляет -0.3 В, так что выход дифференциального усилителя будет либо -0.8 В (когда выход ЦАП -0.5 В), либо -0.2 В (когда выход ЦАП 0.5 В).

Сигнал с фильтра НЧ поступает на один из входов компаратора, а другой вход компаратора заземлен. Так, если в какой-либо момент сигнал на выходе фильтра выше потенциала земли, на выходе компаратора установится ВЫСОКИЙ логический уровень, а если выход фильтра окажется ниже потенциала земли, то выход компаратора перейдет в НИЗКИЙ логический уровень. Главное, что следует запомнить — это то, что данная цепь пытается удерживать выход фильтра вблизи 0 В.

Как показано на **Рис. 2.6**, рабочий цикл или коэффициент заполнения импульсов на выходе ЦАП, отсчитанный по уровню входного сигнала 0.3 В,

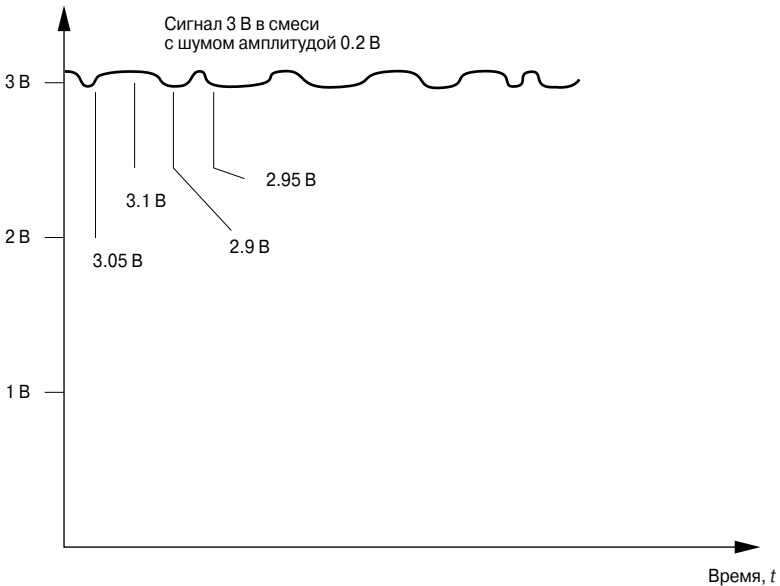


Рис. 2.5. Передискретизация

составляет 20%, а пауза соответственно 80%. При этом входной сигнал на выходе ЦАП изменяется в диапазоне $-0.5...0.5$ В. *Рабочий цикл* в общем виде — это отношение длительности импульса к периоду повторения. В конкретном примере (Рис. 2.6) рабочий цикл составляет $20\% / (20\% + 80\%) = 20\% = 0.2$. Цифровой фильтр преобразует сигнал в двоичный цифровой код.

Входной диапазон сигма-дельта преобразования составляет $\pm V_{\text{ЦАП}}$. В примере на Рис. 2.6 используется входной диапазон ЦАП $-0.5...0.5$ В, то есть всего 1 В. Для уровней ± 1 В на выходе ЦАП полный размах сигнала составит 2 В.

Главное преимущество сигма-дельта преобразования — высокое *разрешение*. В результате того, что обратная связь рабочего цикла может быть подстроена с разрешением в 1 такт, разрешение ограничено только тактовой частотой. Чем выше тактовая частота, тем выше разрешение.

Все другие типы АЦП используют соединения резисторов, либо последовательного, либо лестничного типа. Последовательность резисторов параллельного АЦП, питаемая от источника опорного напряжения, обеспечивает требуемое опорное напряжение для каждого компаратора. В следящих АЦП и АЦП последовательного приближения цепочка резисторов — это часть ЦАП в цепи ОС. Проблема с цепочкой резисторов состоит в том, что точность сопротивлений напрямую влияет на *точность* результата АЦ-пре-

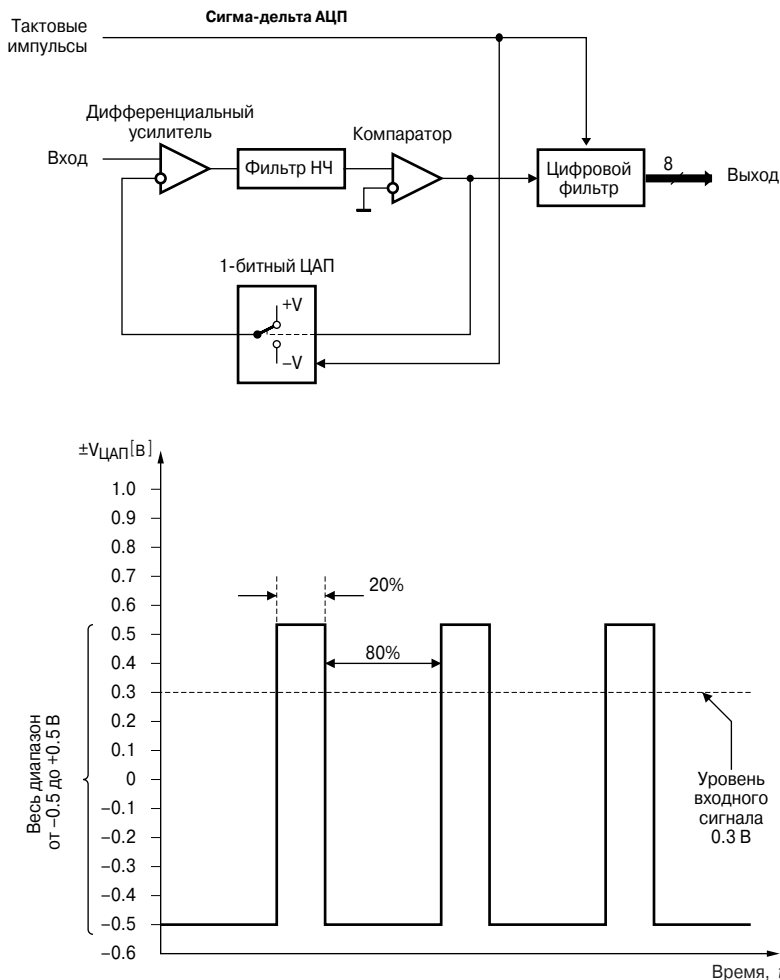


Рис. 2.6. Сигма-дельта АЦП

образования. Хотя в современных АЦП используются очень точные резисторные (а иногда и конденсаторные) цепи с лазерной подгонкой параметров, определенные погрешности все же остаются. Сигма-дельта преобразователь не содержит резистивной цепочки. ЦАП в цепи ОС, с разрешением всего 1 бит, формирует на своем выходе значения, переключающиеся между $+V_{\text{REF}}$ и $-V_{\text{REF}}$. Такой принцип обеспечивает более точный результат.

Главный недостаток сигма-дельта преобразователя — небольшая скорость. Так как преобразователь работает с передискретизацией, преобразование занимает много тактов. Для данной тактовой частоты сигма-дельта преобразование медленнее, чем у других типов преобразования. Или, другими словами, для данной скорости преобразования, сигма-дельта преобразователь нуждается в более высокой тактовой частоте.

Другой недостаток сигма-дельта преобразователя — необходимость применения сложного цифрового фильтра, преобразующего информацию о рабочем цикле в выходное цифровое слово. Микросхемы сигма-дельта АЦП в одном корпусе стали широко доступны с появлением возможности размещать цифровые фильтры и устройства цифровой обработки сигналов на одном кристалле с аналоговыми цепями.

2.3.6. Составной АЦП

На Рис. 2.7 показана структурная схема *составного АЦП*. Здесь представлен пример исполнения 8-битного АЦП с 32 компараторами вместо 256. Составной АЦП содержит 4-битный (16 компараторов) параллельный преобразователь для формирования старших значащих битов результата. Сигнал с выхода этого преобразователя поступает на вход 4-битного ЦАП для формирования напряжения смещения. Это напряжение затем вычитается из входного сигнала, и получаемая разность затем преобразуется другим 4-битным параллельным преобразователем для получения четырех младших битов.

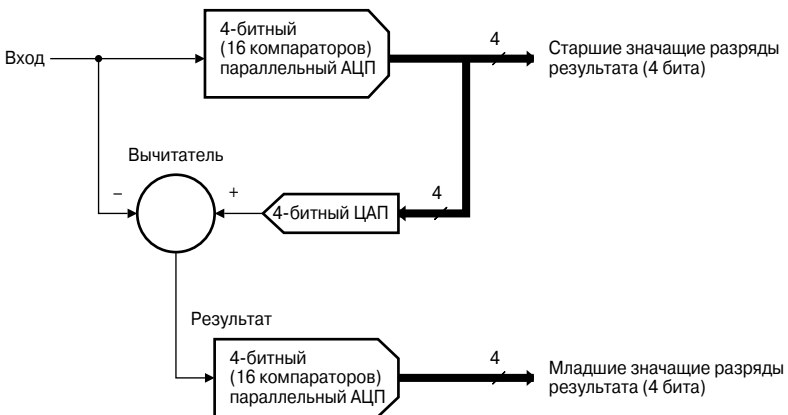


Рис. 2.7. Составной АЦП

Если на вход такого преобразователя, рассчитанного на диапазон входных напряжений 0...5 В подать $V_{ВХ} = 3.1$ В (**Рис. 2.7**), то цикл преобразования можно было бы представить следующим образом:

Число на выходе верхнего (на **Рис. 2.7**)
 преобразователя 9
 Напряжение на выходе ЦАП $9 \times 16 \times 19.53 \text{ мВ} = 2.8125 \text{ В}$
 Напряжение на выходе вычитателя ... $3.1 \text{ В} - 2.8125 \text{ В} = 0.2875 \text{ В}$
 Число на выходе нижнего (на **Рис. 2.7**)
 преобразователя Eh
 Окончательный результат. 9Eh, или 158d

Составные АЦП могут содержать 3 ступени вместо двух; 12-битный преобразователь мог бы иметь, таким образом, 3 параллельных АЦП, каждый на 4 бита. Результат старших 4 битов был бы в этом случае вычтен из входного напряжения, а разность приложена ко входу 4-битного АЦП средней ступени. Полученный результат был бы вычтен из входа АЦП средней ступени, а разность приложена к оставшемуся 4-битному АЦП. Составной преобразователь медленнее, чем параллельный, но содержит гораздо меньше компараторов и, следовательно, потребляет меньший ток.

2.4. Сравнение типов АЦП по основным показателям

На **Рис. 2.8а** показано сравнение по разрешающей способности АЦП четырех типов: интегрирующих, сигма-дельта, последовательного приближения и параллельных. Из диаграммы следует, что наибольшей разрешающей способностью (12...24 бита) обладают дельта-сигма АЦП, чуть меньшей — интегрирующие (12...20 битов) и т. д. На графике (**Рис. 2.8б**) АЦП сравниваются по максимальной скорости преобразования. Как видите, скорость доступных сигма-дельта АЦП достигает диапазона АЦП последовательного приближения, но меньше, чем даже у самых медленных параллельных АЦП. Что не показывают эти диаграммы — так это отношение между скоростью и точностью. Например, хотя вполне возможно найти АЦП последовательного приближения с разрешением в диапазоне 8...16 бит, вы не отыщите 16-битную версию для самых скоростных микросхем данного семейства. Среди параллельных АЦП (самых быстрых из всех АЦП) не встречаются 12-битные преобразователи, есть только 6- или 8-битные.

Эти диаграммы можно представить как «фотоснимки» текущего состояния технологии. С улучшением временных характеристик КМОП-мик-

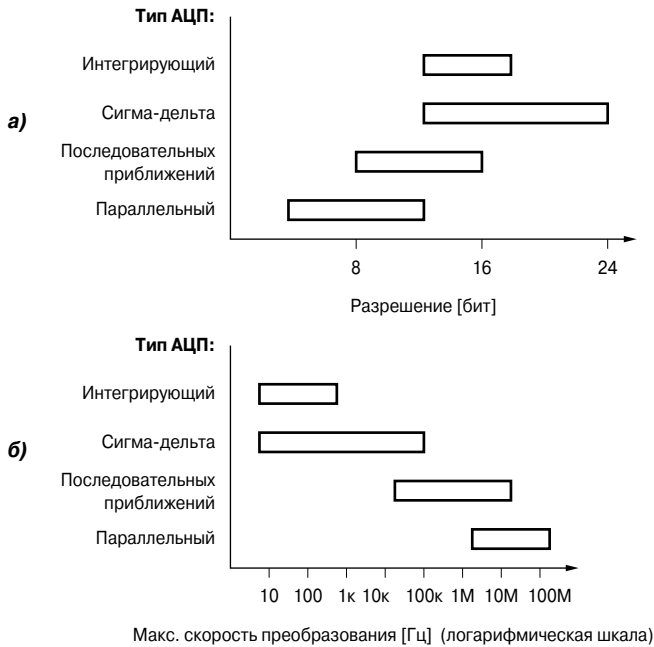


Рис. 2.8. Сравнение различных типов АЦП

рошем, время преобразования последовательного приближения сократилось от десятков микросекунд до единиц и долей микросекунд. Но хотя увеличение быстродействия интегральной КМОП-логики улучшило производительность всех видов АЦП, увеличение функциональности встроенных устройств ЦОС не коснулось, например, АЦП последовательного приближения, а привело к улучшению свойств, главным образом, сигма-дельта преобразователей.

2.5. Устройства выборки-хранения

До сих пор рассматривалась работа АЦП при преобразовании постоянного входного сигнала. А что случится, если сигнал будет быстро меняться? На **Рис. 2.9** показан АЦП последовательного приближения, пытающийся преобразовать быстро изменяющийся входной сигнал. Допустим, в момент старта преобразования, входное напряжение составляло 2.3 В. Результат преобразования должен быть равным 117d или 75h. Регистр АЦП

устанавливает MSB (старший значащий бит), вызывая на выходе встроенного ЦАП появление напряжения 2.5 В. Поскольку уровень входного сигнала менее 2.5 В, регистр сбрасывает седьмой бит и устанавливает бит 6 на следующем такте. АЦП отслеживает уровень входного сигнала, заканчивая в итоге с результатом 127_{10} ($7F_{16}$). Напряжение на входе в конце преобразования равно 2.8 В, что соответствует коду 143_{10} ($8F_{16}$).

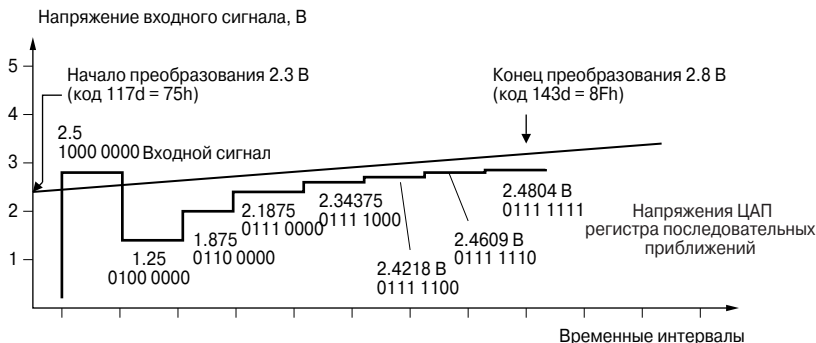


Рис. 2.9. Погрешность АЦП, вызванная изменением входного сигнала

Окончательный же выходной код АЦП (127_{10}) соответствует входному напряжению 2.48 В. Это не начальное входное напряжение (2.3 В) и не конечное (2.8 В). В этом примере используется относительно быстрое изменение входного сигнала для демонстрации эффекта. Медленно изменяющийся входной сигнал приводит к таким же эффектам, но с меньшими ошибками. Один из методов снижения числа подобных ошибок — это установить перед АЦП НЧ-фильтр, параметры которого выбираются из расчета, чтобы входной сигнал АЦП не изменился значительно за цикл преобразования.

Другой путь — удерживать изменяющийся входной уровень сигнала добавлением устройства выборки-хранения (sample-and-hold circuit, S/H) перед АЦП. На Рис. 2.10 показано, как работает устройство выборки-хранения (УВХ). УВХ обычно содержит аналоговый ключ с управляющим входом. Когда управляющий сигнал переходит в состояние с ВЫСОКИМ логическим уровнем (хранение), отключая емкость хранения от входа, выход УВХ остается на уровне, на каком был вход в момент переключения ключа. Когда ключ замыкается снова, емкость быстро заряжается, и напряжение на выходе УВХ повторяет входное. Обычно УВХ переключается

в режим хранения прямо перед стартом аналого-цифрового преобразования, и обратно после его завершения.

При изучении модели УВХ с идеальными параметрами, когда утечка емкости хранения отсутствует и входное сопротивление буферного усилителя бесконечно, выходное напряжение должно оставаться стабильным бесконечно долго. В реальности, и у емкости есть некоторая утечка, и входное сопротивление буферного каскада имеет конечную величину, так что уровень выходного напряжения будет медленно дрейфовать в направлении потенциала земли в связи с разрядом емкости.

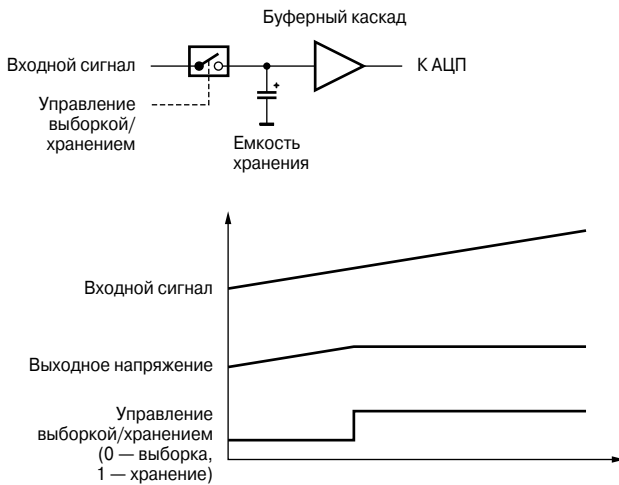


Рис. 2.10. Устройство выборки-хранения

Способность УВХ удерживать выходной сигнал на одном уровне в режиме хранения зависит от качества емкости хранения, характеристик буферного усилителя (в первую очередь входного сопротивления) и качества электронного ключа (реальные электронные ключи также обладают утечкой). Величина дрейфа напряжения на выходе УВХ в режиме хранения называется *скоростью спада* (droop rate) и измеряется в мВ/с, мкВ/с или мВ/мкс.

Реальные УВХ к тому же имеют конечное входное сопротивление, так как электронные ключи не идеальны. Это значит, что в режиме выборки емкость хранения заряжается через некоторое сопротивление. Это ограничивает скорость, с которой УВХ может отслеживать входной сигнал. Время, в течение которого УВХ должен оставаться в режиме выборки для того,

чтобы отследить сигнал во всем входном диапазоне, называется *временем сбора* (acquisition time) и измеряется в мкс или нс.

Некоторое входное сопротивление, присутствующее в режиме выборки и емкость хранения образуют паразитный НЧ *RC*-фильтр, ограничивающий максимальную частоту работы УВХ. Данная частота называется *максимальный рабочий диапазон полосы частот* (full power bandwidth) и измеряется в кГц или МГц.

Как упоминалось выше, электронные ключи не идеальны, и входной сигнал немного влияет на выходной даже в режиме хранения. Это нежелательное явление называется *паразитным прохождением сигнала* (feedthrough) и измеряется в децибелах.

Смещение выходного сигнала (output offset) — это разность напряжений между входом и выходом. В документации смещение выхода обычно указывается для режима выборки и для режима хранения и измеряется в милливольтках.

2.6. Реальные компоненты

Реальные ИС АЦП поступают пользователю с некоторыми недостатками и особенностями, не рассмотренными ранее.

2.6.1. Входные уровни

До сих пор рассматриваемые примеры были на основе АЦП с диапазоном входных напряжений 0...5 В. Это распространенный диапазон и для реальных АЦП, однако многие из них работают в более расширенном диапазоне напряжений. ИС *AD570* фирмы *Analog Devices* имеет входной диапазон до 10 В. ИС может быть конфигурирована с использованием всего одного вывода так, чтобы обрабатывать входной сигнал в пределах $-5...5$ В, либо 0...10 В. Естественно, для преобразования отрицательного входного напряжения потребуется дополнительный источник питания отрицательной полярности. Также получили распространение АЦП с диапазонами входных напряжений ± 2.5 и ± 3 В.

Благодаря всеобщей тенденции снижения потребляемой мощности и сокращения дополнительного оборудования, производители стремятся сделать АЦП с низким напряжением питания от однополярного источника. Традиционно, однополярные АЦП рассчитаны на напряжение питания 5 В и диапазон входных напряжений 0...5 В. Самые новые разработки АЦП рассчитываются уже на работу при напряжении питания 3.3 В или даже 2.7 В с соответствующим входным диапазоном 0... V_S .

2.6.2. Встроенный источник опорного напряжения

Многие АЦП снабжены *встроенным источником опорного напряжения (ИОН)*. Типичный пример такой ИС с встроенным источником опорного напряжения $V_{REF} = 2.5$ В представляет собой *AD872* фирмы *Analog Devices*. Выход источника опорного напряжения соединен с одним из выводов микросхемы. Вход смещения АЦП также подключается к другому выводу корпуса ИС. Таким образом, для использования встроенного источника опорного напряжения надо соединить два вывода микросхемы. Если есть желание использовать свой внешний источник опорного напряжения, можно соединить его со входом смещения АЦП, отсоединив встроенный источник опорного напряжения.

2.6.3. Дополнительная емкость на входе опорного напряжения

Хотя вход смещения АЦП обычно высокоимпедансный с низким потреблением тока, многие АЦП будут отнимать значительный ток на этом входе в момент преобразования. Это особенно касается АЦП последовательного приближения, вызывающих импульс тока при переключении цепочки аналоговых ключей. Следовательно, для большинства АЦП необходимо, чтобы ко входу смещения V_{REF} была подключена емкость порядка 0.1 мкФ.

2.6.4. Встроенное УВХ

Многие АЦП, такие, например, как *MAX191* фирмы *MAXIM/Dallas*, снабжены *встроенным УВХ*. АЦП со встроенным УВХ может иметь отдельный вывод для переключения между режимами выборки и хранения или передачи управления стартом УВХ самому преобразователю.

2.7. Интерфейс микропроцессора

2.7.1. Кодирование выходного слова

Приведенные до сих пор примеры базировались на двоичных кодах, где каждый бит представляет определенную величину напряжения, соответствующую весу бита, и сумма напряжений, соответствующих сумме весов каждого единичного бита в выходном слове, представляет величину входного напряжения. Основные типы АЦП представляют выходное слово в прямом коде числа. Некоторые АЦП представляют выходное слово в дополнительном коде числа, где отрицательное напряжение имеет цифро-

вой эквивалент в виде дополнения до двух прямого кода числа, которое будет инверсией (отрицательной величиной) прямого кода. Представление в дополнительном коде позволяет заменить операцию вычитания двух прямых кодов на операцию сложения прямого с дополнительным кодом числа. Такое действие производится в сумматоре вместо использования намного более сложного вычитателя. Некоторые АЦП представляют выходное слово в двоично-десятичном коде (Binary Coded Decimal, BCD). Но данное представление легче воспринимается людьми, а не вычислительными машинами. Очевидно, что такое представление потребует больше бит для данного диапазона; 12-битный двоичный выход будет представлять величины от 0 до 4095, однако в двоично-десятичном 12-битном выходе диапазон величин уменьшится (0...3999). Данный код (BCD) используется в АЦП с выходом на цифровые индикаторы.

2.7.2. Параллельный интерфейс

Выпускаемые промышленностью АЦП снабжаются различными выходными параллельными и последовательными интерфейсами для работы со многими типами процессоров. Некоторые ИС включают более чем один интерфейс для обеспечения совместимости с возможно большим числом микропроцессоров.

ИС MAX151 фирмы MAXIM/Dallas представляет собой типичный 10-битный АЦП с 8-битным универсальным периферийным параллельным интерфейсом для связи с микропроцессорами. Как показано на Рис. 2.11, микропроцессорный интерфейс MAX151 содержит 8 бит данных, выходы сигналов: $\overline{CS}$ (chip select) — «выбор кристалла (микросхемы)», $\overline{RD}$ (read strobe) — «строб-импульс чтения», $\overline{BUSY}$ — «занято». Также MAX151 содержит встроенное устройство выборки-хранения (УВХ).

На спаде импульса на входах $\overline{RD}$ и $\overline{CS}$ УВХ переходит в режим хранения, и стартует АЦ-преобразование. В большинстве разрабатываемых систем выход $\overline{CS}$ соединяется с декодером адреса и поэтому сигнал на нем переходит в НИЗКИЙ логический уровень перед сигналом на входе $\overline{RD}$. Как только преобразование началось, АЦП устанавливает сигнал на выводе $\overline{BUSY}$ в НИЗКИЙ (активный) уровень. Вывод $\overline{BUSY}$ остается в НИЗКОМ логическом уровне до тех пор, пока не завершится преобразование.

На первой стадии работы, которая в спецификации фирмы MAXIM называется режим медленной памяти (Slow Memory Mode), процессор ждет, удерживая $\overline{RD}$ и $\overline{CS}$ на НИЗКОМ уровне пока преобразование не завершится. В подобных системах вывод $\overline{BUSY}$ преобразователя обычно соединяется с выводом $\overline{RD}$ («чтение») или $\overline{WAIT}$ («ожидание») процессора. Это удержи-

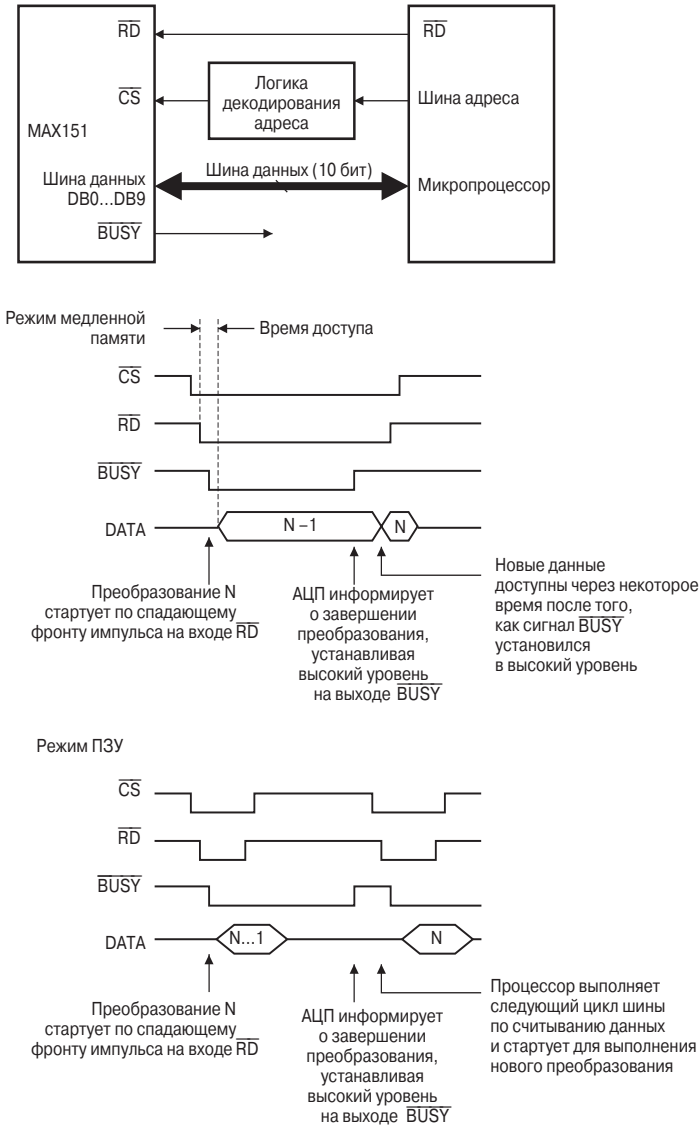


Рис. 2.11. Интерфейс ИС MAX151 фирмы MAXIM

вает процессор в режиме ожидания, пока преобразование не завершится. Максимальное время преобразования для MAX151 составляет 2,5 мкс.

Вторая стадия операции называется режим ПЗУ (ROM mode). На этой стадии процессор выполняет цикл чтения, в котором $\overline{VBX}$ переходит в режим фиксации уровня, и АЦП начинает преобразование. Во время этой стадии процессор считывает результаты предыдущего преобразования. Сигнал $\overline{BUSY}$ не используется на стадии чтения данных. Вместо этого, вывод $\overline{BUSY}$ соединяется с выводами процессора «запрос прерываний» или «поочередный опрос устройств» (polling) для индикации завершения преобразования.

Когда уровень $\overline{BUSY}$ становится высоким, процессор производит следующее чтение, чтобы получить следующий результат и начать следующее преобразование. Хотя в спецификациях (data sheets) эти операции относятся к двум различным стадиям работы, АЦП работает аналогичным образом в обоих случаях:

- По спаду импульсов на входах $\overline{RD}$ и $\overline{CS}$ начинается цикл преобразования.
- Текущий результат становится доступен на шине после того, как истекло время доступа чтения.
- Пока $\overline{RD}$ и $\overline{CS}$ остаются в состоянии НИЗКОГО логического уровня, текущий результат остается доступным на шине.
- После завершения цикла преобразования, данные преобразования защелкиваются и становятся доступны процессору; если $\overline{RD}$ и $\overline{CS}$ остаются все еще в НИЗКОМ уровне, эти данные замещают на шине результат предыдущего преобразования.

ИС MAX151 спроектирована для обеспечения интерфейса с большинством типов микропроцессоров. Согласование со специальными типами процессоров требует анализа временных последовательностей MAX151 и соответствия их с временными последовательностями МП.

2.7.3. Время доступа

ИС MAX151 характеризуется *максимальным временем доступа* 180 нс во всем температурном диапазоне (Рис. 2.12). Это значит, что результат преобразования будет доступен на шине не ранее, чем через 180 нс после спада сигнала $\overline{RD}$ (предполагается, что на выводе $\overline{CS}$ уже НИЗКИЙ уровень, когда на $\overline{RD}$ только устанавливается НИЗКИЙ уровень). Процессору необходимо, чтобы данные были стабильными некоторое время перед фронтом на $\overline{RD}$. Если установлен буфер шины данных между MAX151 и процессором, задержка прохождения сигнала через этот буфер добавляется к об-

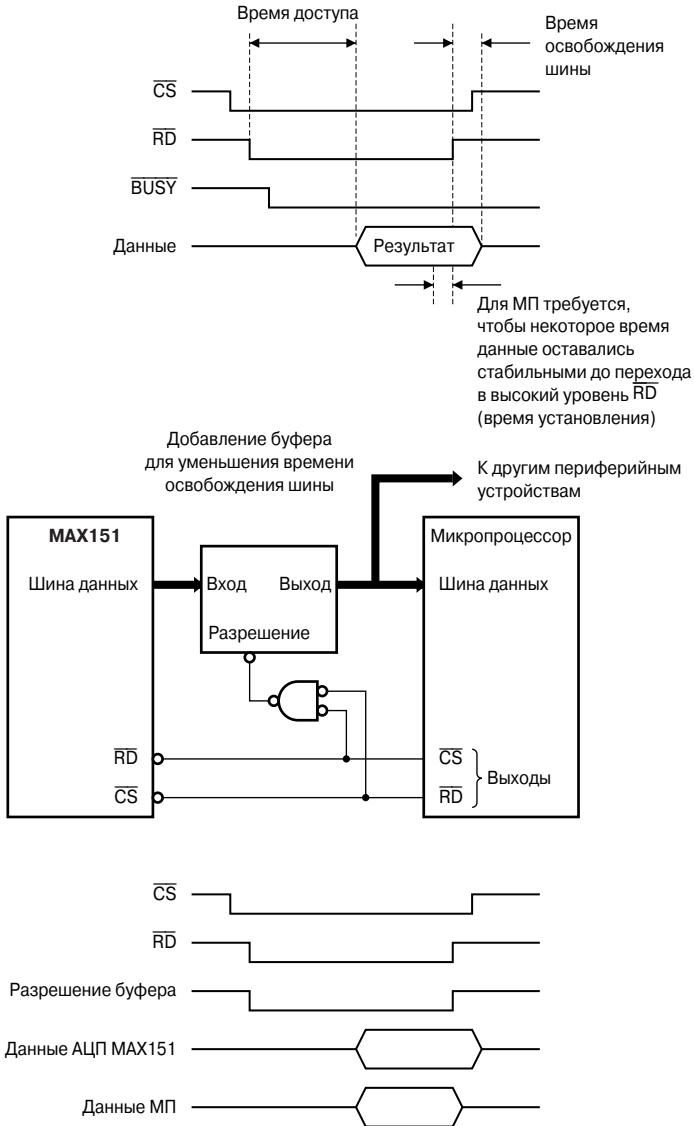


Рис. 2.12. Временные соотношения доступа к данным и освобождения шины ИС MAX151

щему времени задержки. Это значит, что цикл шины процессора (время, в течение которого на выводе $\overline{RD}$ присутствует НИЗКИЙ логический уровень) должен продолжаться, по крайней мере, столько же, сколько длится время доступа MAX151 плюс время установления данных процессора, плюс прочие задержки буфера шины данных.

2.7.4. Выход $\overline{BUSY}$

На выводе $\overline{BUSY}$ микросхемы MAX151 устанавливается НИЗКИЙ логический уровень максимум через 200 нс после спада на $\overline{RD}$. Это слишком большое время для большинства микропроцессоров, если использовать режим медленной памяти. Для большинства процессоров необходимо, чтобы на линии $\overline{RD}$ или $\overline{WAIT}$ были установлены НИЗКИЕ логические уровни раньше, чем устанавливается цикл шины данных. Для некоторых микропроцессоров нужно, чтобы сигнал запроса ожидания был низким один такт после того, как НИЗКИЙ уровень установится на $\overline{RD}$. У этой проблемы есть только одно решение: надо искусственно вставить состояние ожидания в цикл шины до того, как на выводе $\overline{BUSY}$ установится НИЗКИЙ уровень. Некоторые микропроцессоры, например семейства 8088, снабжены встроенным формирователем состояния ожидания (wait-state generator) и могут добавить состояние ожидания в цикл шины. Формирователь состояния ожидания процессора 80188 может быть запрограммирован для добавления одного, двух, трех и более состояний ожидания.

Как показано на **Рис. 2.12**, когда микропроцессор находится в режиме медленной памяти, на выводе $\overline{BUSY}$ устанавливается ВЫСОКИЙ логический уровень сразу перед тем, как становится доступным результат нового преобразования. В соответствии с фирменными спецификациями, это время не превышает 50 нс. Для некоторых процессоров это означает, что сигнал «запрос ожидания» (wait request) должен удерживаться активным в течение дополнительного цикла шины после установления ВЫСОКОГО уровня на $\overline{BUSY}$ для гарантированного чтения в конце цикла достоверных данных.

2.7.5. Время освобождения шины

ИС MAX151 характеризуется *максимальным временем освобождения шины* (bus relinquish) около 100 нс. Это означает, что MAX151 может обращаться к шине данных в пределах 100 нс после того, как на $\overline{RD}$ устанавливается ВЫСОКИЙ уровень. Если процессор попытается начать новый цикл немедленно после чтения результата АЦ-преобразования

MAX151, это может привести к конфликту на шине. Типичным примером может послужить процессор 80186, который мультиплексирует шину данных и адреса. Во время старта цикла, шина данных не находится в третьем состоянии, однако процессор устанавливает адрес на шину. Если АЦП MAX151 до сих пор обращается к шине, это может привести к некорректному защелкиванию адреса шины. Решение этой проблемы — добавить буфер шины данных между MAX151 и процессором. Входы буфера соединяются с выходами шины данных ИС MAX151, а выходы буфера — с шиной данных процессора. Буфер включается, когда на $\overline{RD}$ и $\overline{CS}$ НИЗКИЕ уровни, и выключается, когда на любом из них есть ВЫСОКИЙ уровень. Хотя MAX151 будет подавать на вход буфера данные, выходы будут отключены от шины данных, так как установлены в третьем (ни 0, ни 1) высокоимпедансном состоянии, что предотвратит конфликт на шине данных процессора. Буфер может потребоваться и в случае, если шины данных и адреса не мультиплексируются, но процессор работает с очень высокой тактовой частотой. В этом случае микропроцессор может начать следующий цикл до того, как MAX151 освободит шину. Типичным примером может служить процессор семейства 80960, рассматриваемый далее.

2.7.6. Связь сигналов шины управления с АЦП

ИС MAX151 имеет характерную особенность, не присущую другим АЦП, учитывающую связь сигналов шины управления с АЦП. Современные АЦП построены как монолитные ИС, аналоговые и цифровые части которых совместно используют некоторые внутренние компоненты, такие как шины питания или подложку кристалла. Поэтому иногда сложно не внести в АЦП дополнительную погрешность от шума, производимого шинами данных и управления микропроцессора и способного повлиять на результат преобразования. Для минимизации данной связи *максимальная длительность сигнала $\overline{RD}$* установлена не более 300 нс для режима ПЗУ (ROM mode). Это предотвращает воздействие спада $\overline{RD}$ на процесс аналого-цифрового преобразования.

2.7.7. Задержка между преобразованиями

Когда встроенное УВХ микросхемы MAX151 находится в режиме выборки, емкость хранения соединена со входом. Эта емкость имеет номинал около 150 пФ. В момент старта преобразования, емкость отключается от входа. Когда преобразование заканчивается, эта емкость снова подключается к входу и должна зарядиться до величины входного сигнала перед

тем, как начнется следующее преобразование. Последовательно с входной емкостью также установлен резистор сопротивлением 150 Ом. Следовательно, ИС MAX151 должна характеризоваться *максимальной задержкой между преобразованиями* по крайней мере 500 нс, если импеданс источника входного сигнала менее 50 Ом. Если импеданс источника сигнала будет 1 кОм, то задержка увеличится до 1.5 мкс. Данная задержка характеризует время от фронта $\overline{BUSY}$ до спада на $\overline{RD}$ и должна учитываться при проектировании устройств на микросхеме MAX151.

2.7.8. Величина погрешности преобразования

Теоретически, для зарядки конденсатора требуется бесконечное время, поскольку емкость заряжается по экспоненциальному закону, и напряжение на емкости никогда не достигнет входного напряжения. На практике, процесс заряда емкости конечен. Более важно то, что емкость должна зарядиться с погрешностью не более чем 1 LSB (младший значащий бит). Например, для 10-битного преобразования с ± 4 В диапазоном входных напряжений, ошибка в 1 бит соответствует 8 В/1024 или 7.8 мВ. Это довольно важное теоретическое положение, которое мы рассмотрим подробнее в разделе 9. Проще говоря, ошибки в рамках одного бита разрешения не влияют на точность преобразования. С другой стороны, также и суммарная ошибка (за счет смещений операционного усилителя, коэффициентов усиления и т. п.) не должна превысить одного бита разрешения.

2.8. Синхронные интерфейсы

Интерфейс ИС MAX151 с шиной синхронизации, такой как, например, реализованный на основе микропроцессора семейства 80960, показан на **Рис. 2.13**. Процессоры семейства 80960 используют шину синхронизации без использования стробирующего сигнала $\overline{RD}$. Данные зашелкиваются процессором на фронте тактовых импульсов быстрее, чем на фронте сигнала управления, такого как $\overline{RD}$. Такой формат шины обычно применяется с очень быстрым процессором и способен поддерживать высокоскоростные пакетные операции.

На **Рис. 2.13** показан сначала обычный цикл шины без состояний ожидания. Данный цикл подходит для ИС памяти или периферийных устройств, способных работать на полной скорости шины. Информация адреса и статуса устанавливается за один такт, а на следующем такте МП считывает данные.

За ним следует цикл доступа MAX151. Как можно заметить, MAX151 намного медленнее этого процессора, так что время цикла шины должно быть увеличено (цикл расширен) с помощью циклов «состояний ожидания» (либо внутренних, либо сформированных внешним устройством). Данная диаграмма является примером выполнения положения о том, что действительное количество состояний ожидания, которое должно быть добавлено, зависит от тактовой частоты процессора. Время освобождения шины будет накладываться на следующий цикл процессора, поэтому применение буферного каскада здесь необходимо.

Примечание. Поскольку микропроцессор не генерирует сигнал $\overline{RD}$, он должен быть сформирован логическими цепями, которые декодируют шину адреса и генерируют временные сигналы для памяти и периферийных устройств. Обычный метод организации интерфейса АЦП такого типа — это использовать режим ПЗУ (ROM mode). Режим медленной памяти (Slow Memory mode) держит процессор в состоянии ожидания длительное время — около 2.5 мкс, время преобразования MAX151, заняло бы 82 такта процессора 80960 на частоте 33 МГц.

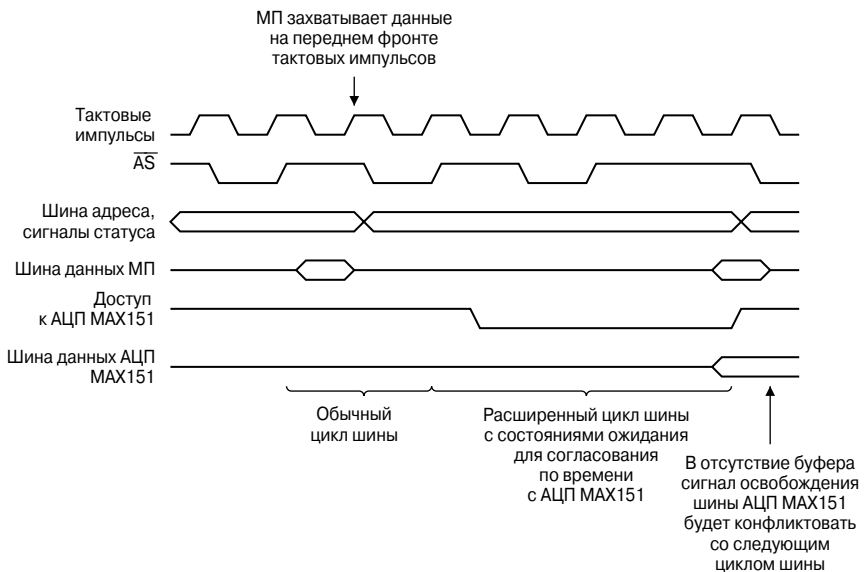


Рис. 2.13. Интерфейс микропроцессорной шины синхронизации

2.9. Последовательные интерфейсы

Периферийный последовательный интерфейс для связи с микропроцессорами используют многие АЦП. Одно из достоинств периферийного последовательного интерфейса — обеспечение процессорно-независимого интерфейса, не зависящего от состояния ожидания процессора, времени удержания шины и тактовой частоты. А самое большое достоинство — резкое сокращение количества выводов микросхемы по сравнению с параллельным интерфейсом. Основной недостаток заключается в низкой скорости обмена данными, поскольку данные должны быть переданы последовательно — бит за битом.

2.9.1. Периферийный последовательный интерфейс SPI/Microwire

Периферийный последовательный интерфейс SPI/Microwire применяется как для сопряжения микроконтроллеров между собой, так и микроконтроллеров с периферийными устройствами. В одном сеансе связи участвуют только 2 устройства, из которых одно обязательно микроконтроллер, а другое или микроконтроллер, или периферийное устройство с интерфейсом SPI (АЦП, датчик, память, исполнительное устройство и т. д.). В периферийном последовательном интерфейсе SPI используются цифровые сигналы «такты» (clock), «выбор кристалла (микросхемы)» (chip select), «вход данных» (data input) и «выход данных» (data output), но нет адресных сигналов. Данные считываются с выхода последовательного АЦП по биту за такт (**Рис. 2.14**). Каждое из устройств, подключенных к шине SPI требует наличия отдельного сигнала $\overline{CS}$, которым оно выбирается. Два устройства работают в режиме «ведущий-ведомый». Данные, которые требуется передать, загружаются в 8-битные регистры портов и вход данных ведущего устройства соединяется с выходом данных ведомого. В свою очередь выход данных ведущего устройства соединяется с входом данных ведомого. Также подключены к микроконтроллеру (ведущему устройству) остальные вышеперечисленные ведомые устройства, которые включаются по отдельным сигналам «выбор кристалла» $\overline{CS}$. Хотя регистры имеют по 8 бит, но при таком подключении входов и выходов образуется общий 16-битный регистр сдвига и кроме того одновременно передаются по двум линиям данные в обоих направлениях. Сдвиг проводится тактовыми сигналами от тактового генератора ведущего устройства.

ИС MAX1242 фирмы MAXIM/Dallas является типичным примером АЦП с интерфейсом SPI. MAX1242 — 10-битный АЦП последовательного приближения с УВХ в одном 8-выводном корпусе. На **Рис. 2.15** показаны вре-

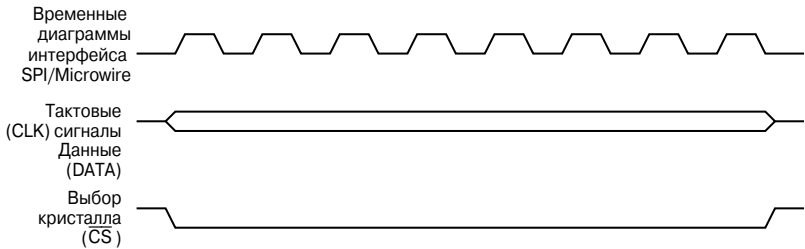


Рис. 2.14. Шина SPI

временные диаграммы работы последовательного интерфейса ИС MAX1242. По спаду сигнала $\overline{CS}$ начинается преобразование, которое длится максимум 7.5 мкс. Когда на $\overline{CS}$ НИЗКИЙ логический уровень, ИС MAX1242 переводит сигнал на выводе «выход данных» (data output) также в 0. После завершения преобразования на выводе (data output) устанавливается ВЫСОКИЙ логический уровень. Процессор затем может считать данные бит за битом, синхронизируя чтение сигналами «такты» на линии тактовых импульсов (clock line) и управляя выводом данных на контакте DOUT (data output) микросхемы MAX1242. После того, как 10 бит данных прочитаны, ИС MAX1242 формирует два служебных бита (sub-bits) S1 и S0. После прохождения 13 тактов синхронизации ИС устанавливает выход в 0, что означает окончание выдачи данных с вывода DOUT (data output).

На Рис. 2.15 показано, как АЦП MAX1242 может быть соединен с микроконтроллером при помощи встроенного SPI/Microwire интерфейса.

Сигнал SCLK с АЦП MAX1242 поступает на вывод SCK SPI микроконтроллера, а выход DOUT АЦП MAX1242 соединяется с SPI входом данных микроконтроллера. Один из выводов порта МК генерирует сигнал $\overline{CS}$ для выбора ИС MAX1242. Заметим, что по сигналу $\overline{CS}$ начинается преобразование и $\overline{CS}$ должен оставаться НИЗКИМ до тех пор, пока преобразование не завершится. Это значит, что шина SPI будет недоступна для соединения с другими периферийными устройствами до тех пор, пока не закончится преобразование, и не будет прочитан результат. Если есть подпрограммы обработки прерываний, использующие SPI-устройства, они должны быть запрещены во время преобразования. Для избегания связанных с прерываниями проблем, АЦП MAX1242 мог бы обращаться к МК с помощью специализированной (нестандартной) SPI-шины. Такой подход потребует использования дополнительно трех выводов микроконтроллера. Поскольку большинство микроконтроллеров, если и имеют, то только один SPI-интерфейс. Все необходимые временные диаграммы спе-

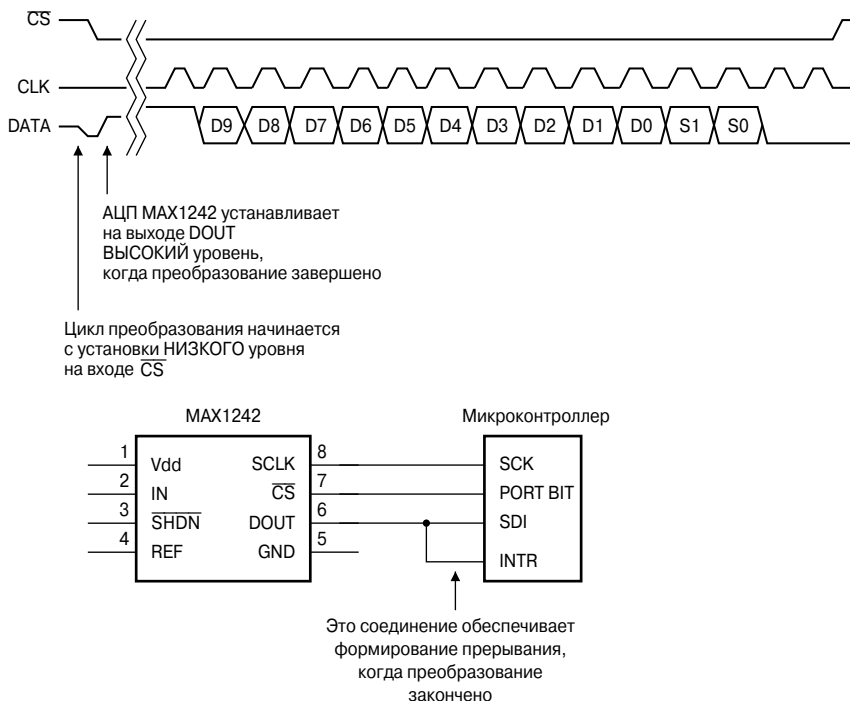


Рис. 2.15. Интерфейс АЦП MAX1242

циализированной SPI-шины должны быть выполнены программно и выведены на другой порт (вывод) микроконтроллера.

Наконец, возможно генерировать прерывание МК, после того, как аналого-цифровое преобразование завершится. Специальное соединение для выполнения такой функции показано на **Рис. 2.15**. Вывод DOUT АЦП MAX1242 соединяется с выводом INTR («прерывание») микроконтроллера. Когда на $\overline{CS}$ НИЗКИЙ уровень, и преобразование завершено, сигнал DOUT перейдет в ВЫСОКИЙ уровень, генерируя прерывание на МК. Для использования данного метода программное обеспечение должно запретить или игнорировать прерывания во время АЦ-преобразования.

Другим примером АЦП с SPI интерфейсом является ИС AD7823 фирмы Analog Devices. Как и в ИС MAX1242, в АЦП AD7823 для обеспечения интерфейса используется 3 вывода: SCLK («такты»), DOUT («выход данных») и $\overline{CONVST}$ («преобразование»), которое по функции соответствует сигналу $\overline{CS}$ ИС АЦП MAX1242. ИС AD7823 — это 8-битное АЦП последо-

вательного приближения с встроенным УВХ. Преобразование начинается по спаду CONVST и занимает 5.5 мкс. Отрицательный фронт сигнала CONVST служит разрешением для осуществления связи по последовательному интерфейсу.

В отличие от MAX1242, АЦП AD7823 не изменяет логический уровень на выводе данных, пока микроконтроллер не станет считывать результат, так что шина интерфейса SPI может использоваться другими устройствами пока идет преобразование. Так как нет изменения уровня на выводе данных, то и нет специального сигнала для МП о том, что преобразование завершилось. Процессор сам должен дать старт преобразованию, потом подождать какое-то время до завершения преобразования, и, наконец, считать результат. Один из методов управления этим процессом — использование регулярных прерываний таймера. С каждым прерыванием результат считывается, и начинается новое преобразование.

2.9.2. Шина I²C

В двунаправленной шине I²C используется только 2 линии: последовательная линия синхронизации SCL (SCLock) и последовательная линия данных SDA (SDAta). Сигнал на линии SCL формируется процессором для синхронизации данных периферийного устройства. Оба вывода (SDA и SCL) обычно выполняются с открытым коллектором (ОК) или открытым стоком (ОС), что определяется типом микросхемы: биполярная и КМОП. Они соединены с положительным источником питания через нагрузочный резистор по схеме «Монтажное И» и, таким образом, несколько устройств могут одновременно использовать шины SCL и SDA.

При передаче данных сигнал SDA можно менять, только тогда пока на SCL установлен НИЗКИЙ уровень. Когда на SCL ВЫСОКИЙ уровень, перепады на линии SDA из одного уровня в другой интерпретируются как условия «СТАРТ» и «СТОП».

Если SDA переходит в НИЗКИЙ, в то время как на линии SCL ВЫСОКИЙ уровень, все периферийные устройства на шине будут воспринимать это событие как СТАРТ-условие. Если SDA переходит в ВЫСОКИЙ, когда на SCL ВЫСОКИЙ уровень, генерируется СТОП-условие. На **Рис. 2.16** показан пример типичной передачи данных по шине I²C. Процессор генерирует СТАРТ-условие, а затем посылает одновременно всем периферийным устройствам адрес длиной 7 бит, сообщая устройствам, какое из них выбрано, и восьмой бит чтения/записи (0 — запись, 1 — чтение). 7-битный адрес позволяет подключать по I²C-шине 2⁷, или 128, периферийных устройств при одном условии: емкость шины не должна превышать 400 пФ.

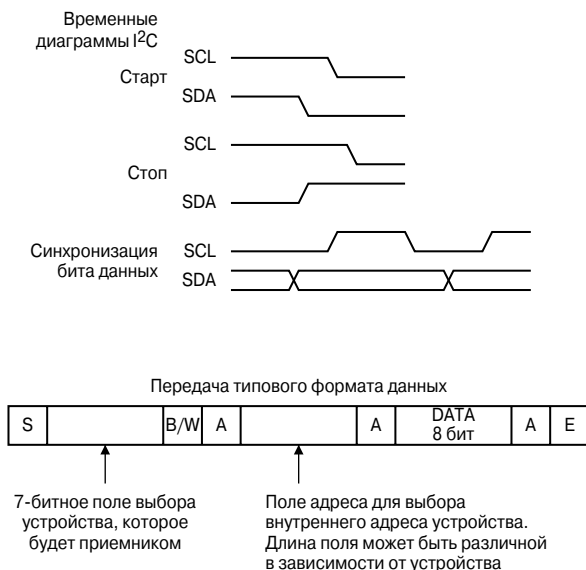


Рис. 2.16. Временные диаграммы работы шины I²C

Во время передачи в первом байте восьмого бита чтения/записи (R/W) процессор устанавливает направление передачи: программирует R/W на запись (передачу) данных от микропроцессора к периферийному устройству, если этот бит равен 0. В противном случае (1) микропроцессор сконфигурирован на чтение (прием) данных от периферийного устройства с адресом, указанным в семи битах. Замечу, что первые 7 бит передаются, начиная со старшего бита и кончая младшим битом, и восьмым битом передается бит R/W. После приема каждого байта, включая адресный байт, выбранное периферийное устройство (приемная сторона) по линии SDA посылает сигнал подтверждения на выполнение функции приема переводом уровня на линии SDA в НИЗКИЙ, чтобы показать, что оно приняло адрес и условие чтения/записи.

После приема бита подтверждения, процессор устанавливает адрес другого периферийного устройства, с которым он желает установить связь. Длина этого поля зависит от периферийного устройства. Затем принимается бит подтверждения, и передаются данные. При выполнении операции записи процессор синхронизирует выходные 8 бит, а при чтении МП устанавливает вывод SDA как вход и синхронизирует входную 8-битную последовательность. Данные завершаются битом подтверждения.

Некоторые периферийные устройства разрешают считывать или записывать по несколько байтов за одну передачу. Процессор повторяет последовательность команд «данные/бит подтверждения» (data/acknowledge) до тех пор, пока все байты не будут переданы. Периферийное устройство будет увеличивать свой внутренний адрес после каждой передачи.

Известно, что недостаток шины I²C — это низкая скорость. Тактовая частота шины ограничена на уровне около 100 кГц. Скорость приема/передачи составляет 100 Кбит/с. Однако вторая модификация интерфейса I²C, называемая *скоростной (Fast)*, работает со скоростью до 400 Кбит/с. В третьей модификации — *высокоскоростной (High-speed)* — скорость по шине I²C доходит до 3.4 Мбит/с. Обе — Fast и high-speed — шины поддерживают 10-битное адресное пространство, таким образом может быть адресовано до 1024 устройств. Эти high-speed и Fast-устройства способны функционировать и в старых спецификациях шины I²C, однако старые периферийные устройства нельзя использовать в системах с повышенной скоростью. Более быстрые интерфейсы имеют некоторые ограничения, такие как необходимость в активной нагрузке и лимит емкости шины. Естественно, более быстрые режимы работы требуют аппаратной поддержки и неудобны для программного управления.

Типичный АЦП, использующий интерфейс I²C, — это ИС PCF8591 фирмы Philips. Эта микросхема включает в себя и АЦП, и ЦАП. Как многие I²C-устройства, ИС PCF8591 содержит три адресных вывода: A0, A1 и A2. Они могут быть соединены с ВЫСОКИМ или с НИЗКИМ уровнем для выбора адресуемого устройства. Когда декодируется адрес периферийного устройства, ИС PCF8591 будет отвечать на адрес 1001xxx, где xxx согласуется с уровнями на A2, A1 и A0. Это позволяет разместить до восьми микросхем PCF8591 на одной I²C-шине.

2.9.3. Шина SMBus

Шина SMBus — это разновидность шины I²C, разработанная фирмой Intel в 1995 году. Спецификация шины I²C определяется в первую очередь электронными компонентами и варьируется от одного устройства к другому. Формат же SMBus определяет шину, в расширенном варианте, как интерфейс сети между процессором и его периферийными устройствами. Спецификация на интерфейс SMBus требует, чтобы такие параметры, как снижение мощности блоков (нет нагрузки на шину) и диапазон напряжений (3...5 В) поддерживались всеми устройствами на шине. Главное отличие между SMBus и I²C заключается в том, что SMBus определяет стандартный предельно конкретный набор протоколов чтения и записи, которому следуют без какой-либо модификации все производители ИС, использующие этот стандарт.

2.9.4. Специализированные последовательные интерфейсы

Некоторые АЦП оснащены своим собственным интерфейсом. Типичным примером является *ИС АЦП MAX1101 фирмы MAXIM/Dallas*. Это 8-битный АЦП, оптимизированный для работы с приборами с зарядовой связью (ПЗС). В АЦП MAX1101 для обеспечения интерфейса используется 4 вывода: MODE («режим работы»), LOAD («нагрузка»), DATA («данные») и SCLK («такты»). Сигнал на выводе MODE определяет, записываются или считываются данные (1 — чтение, 0 — запись). Вывод DATA — двунаправленный, сигнал SCLK синхронизирует данные, считываемые или записываемые в устройство, а вывод LOAD используется после процедуры записи для синхронизации записи данных во внутренние регистры. Синхронизируемый последовательный интерфейс ИС MAX1101 подобен SPI, но, поскольку отсутствует сигнал «выбор кристалла» (chip select), на шине не может быть использовано много периферийных устройств. Каждый АЦП MAX1101 нуждается в четырех линиях связи с микропроцессором.

Многие *специализированные последовательные интерфейсы* нацелены на использование с микроконтроллерами, имеющими встроенные средства для выполнения синхронных операций ввода/вывода. МК семейства 8031, например, оснащены последовательным интерфейсом, который можно сконфигурировать для работы в синхронном или в асинхронном режимах. Ряд АЦП имеет возможность соединения с такими типами микроконтроллеров. Проблема использования любого последовательного интерфейса для АЦП в том, что последовательный интерфейс ограничивает скорость преобразования. Отдельные виды последовательных интерфейсов вносят дополнительные временные ограничения. Поскольку приборы обмениваются данными на шине I²C шириной слова, по крайней мере, 20 бит, I²C-прибор не в состоянии достичь скорости подобного SPI-устройства. По этой причине выпускается намного больше АЦП с интерфейсом SPI/Microwire, чем I²C.

Требуемая пропускная способность последовательного интерфейса диктует условия выбора интерфейса. Если необходимо достичь скорости преобразования 100000 выборок/с по 8 бит при использовании программно сформированного SPI-интерфейса, тогда следует учесть, что процессор не будет способен расходовать более чем $1/(100000 \times 8)$, или 1.25 мкс, на каждый бит. Может оказаться невозможным выполнение процессором каких-либо других операций, после чего предпочтение может быть отдано АЦП с параллельным интерфейсом или процессору с аппаратной поддержкой SPI.

Как упоминалось в главе 1, во внимание должны быть приняты также полоса пропускания шины и пропускная способность процессора. Если на

шине SPI находится много устройств, то следует удостовериться в том, что шина поддержит пропускную способность, требуемую для каждого устройства. Также, процессор должен успевать справляться с поставленными задачами и на предельной скорости потока данных.

2.10. Многоканальные АЦП

Многоканальные АЦП имеют обычно от двух до восьми каналов на ИС. Типичным примером многоканального АЦП является восьмиканальный *AD7824* фирмы *Analog Devices*. ИС AD7824 содержит один 8-битный АЦП и один 8-канальный аналоговый мультиплексор. Микропроцессорный интерфейс АЦП AD7824 подобен интерфейсу MAX151, но с дополнительными тремя линиями адреса (A0...A2) для выбора канала преобразования. Как и MAX151, АЦП AD7824 может быть использован в режиме, когда микропроцессор начинает преобразование, а затем переходит в состояние ожидания до тех пор, пока не завершится преобразование. Микропроцессор может начать преобразование с любого канала, затем подождать, пока не завершится преобразование, и выполнить следующее чтение для получения результата. ИС AD7824 также имеет вывод прерывания, сигнал с которого сообщает о завершении преобразования.

2.11. Встроенные в микроконтроллер АЦП

Многие микроконтроллеры снабжены *встроенными АЦП*. Типичные примеры МК — это *PIC167C7xx* фирмы *Microchip* и *AT90S4434* фирмы *Atmel*. Чаще всего в микроконтроллерах применяются АЦП последовательного приближения, поскольку они обеспечивают лучшее соотношение между скоростью и размерами, занимаемыми в кристалле ИС.

Микроконтроллеры семейства PIC167C7xx содержат 8-битный АЦП последовательного приближения с аналоговым мультиплексором. За счет мультиплексирования обеспечивается 4 или 8 каналов ввода. Управление внутренними регистрами выбранного канала начинает преобразование и т. д. Как только вход выбран, начинается зарядка емкости УВХ. Полученные задержки должны быть учтены в программе.

Изделия фирмы Microchip позволяют использовать один из выводов, как вход опорного напряжения (V_{REF}). Он обычно соединяется с каким-либо прецизионным источником. Величина, считываемая с АЦП после преобразования:

$$\text{Цифровое слово} = (V_{IN} / V_{REF}) \times 256.$$

В микросхемах Microchip также предусмотрена возможность соединения внутреннего входа V_{REF} с напряжением питания, что освобождает вывод ИС для дополнительного аналогового входа. В системе с напряжением питания 5 В опорное напряжение АЦП составит 5 В, соответственно. Так входной сигнал уровня 3.2 В произвел бы на выходе АЦП следующий результат:

$$\frac{V_{IN} \times 256}{V_{REF}} = \frac{3.2\text{В} \times 256}{5\text{В}} = 163_{10} = A3_{16}.$$

Однако в данном случае результат будет зависеть от напряжения питания, V_S . Если напряжение питания поднимется на 1% и составит 5.05 В, величина аналого-цифрового преобразования станет равной

$$\frac{3.2\text{В} \times 256}{5.05\text{В}} = 162_{10} = A2_{16}.$$

Так, однопроцентное смещение V_S приведет к тому, что результат преобразования изменится на один отсчет. Напряжение обычных источников питания может уходить на 2 или 3 процента от номинала, что может оказать значительное влияние на результат. Другие источники погрешностей V_S : окружающая температура, колебания переменного напряжения и т. п.

Этот анализ затрагивает вопрос, касающийся всех микросхем АЦП — точность опорного напряжения. Рассмотренная ранее ИС MAX1242 фирмы MAXIM использует внутренний источник опорного напряжения. Эта ИС может преобразовывать сигналы в диапазоне $0 \dots V_{REF}$. Номинально V_{REF} составляет 2.5 В, но может варьироваться между 2.47 и 2.53 В. Преобразование входного напряжения, равного 2 В на границах диапазона возможных опорных напряжений даст следующий результат:

$$\text{Если } V_{REF} = 2.47 \text{ В, то результат} = \frac{2\text{В} \times 1024}{2.47} = 829_{10}.$$

$$\text{Если } V_{REF} = 2.53 \text{ В, то результат} = \frac{2\text{В} \times 1024}{2.53} = 809_{10}.$$

Примечание. Множитель 1024 здесь потому, что в АЦП осуществляется 10-битное преобразование.

Так, разброс V_{REF} в ИС может привести к выходной погрешности в 20 отсчетов. В данной ситуации необходимо иметь высоко стабилизированное опорное напряжение V_{REF} .

2.12. Кодеки

Термин *кодек* (codec) — это одно из двух сокращений от английских слов *compressor/decompressor* или от *coder/decoder*. В общем, кодек любого типа выполняет 2 операции: либо прямое и обратное преобразование в каком-либо из стандартов компрессии, либо преобразование аналогового сигнала в цифровую форму и обратно¹⁾.

ИС LM4546 фирмы *National Semiconductor* представляет собой аудиокодек, предназначенный для звуковых систем персональных компьютеров и содержит встроенные 18-битные АЦП и ЦАП. К тому же данный кодек содержит цепи для цифровой обработки сигналов звуковых частот с целью создания трехмерного звучания (3D). Для интерфейса с центральным процессором в LM4546 применяется последовательный интерфейс.

ИС TP3054 фирмы *National Semiconductor* — это *связной кодек*, содержащий АЦП, ЦАП, фильтры и компандер. Интерфейс TP3054 также последовательный.

2.13. Прерывания

ИС MAX151 может выполнять преобразование каждые 3.3 мкс или, примерно, 303000 преобразований в секунду. Даже процессор с тактовой частотой 33 МГц, обрабатывающий каждую инструкцию за такт, может выполнить всего 110 инструкций за это время.

В некоторых приложениях процессор не должен обрабатывать каждое преобразование. Примером может служить проект, в котором процессор берет 4 выборки, усредняет их и затем оперирует с полученным средним значением. В подобных случаях использование процессора с возможностью ПДП уменьшило бы временные затраты на выполнение операций прерывания. Контроллер ПДП программируется так, чтобы считывать данные с АЦП через определенные интервалы времени, используя таймер (АЦП должен начинать преобразование, как только предыдущий результат считан). После того, как преобразования завершены, контроллер ПДП прерывает работу процессора. Собранные данные обрабатываются, и контроллер ПДП программируется для старта новой последовательности действий. Встроенные контроллеры ПДП имеют, например, процессоры семейств 80186 и 386EX.

¹⁾ В книге под термином «кодек» подразумевается преобразование аналогового сигнала в цифровую форму и обратно. (*Прим. науч. ред.*)

2.14. Многофункциональные выводы микроконтроллеров

Иногда требуется больше выводов I/O, чем предоставляет МК. Это довольно распространенная проблема при работе с МК младших моделей, имеющих малое количество выводов, такими как 8-выводные Atmel ATiny ИС, 20- и 28-выводные Atmel AVR и Microchip PIC ИС. В некоторых случаях можно аналоговый вход совместить с выходом или реализовать на одном выводе два входа. На **Рис. 2.17а** показано, как аналоговый вход управляет двумя цифровыми выходами. В этом случае аналоговый вход соединяется с источником опорного напряжения 2.5 В. Такое соединение может пригодиться, если в качестве V_{REF} АЦП используется напряжение питания 5 В и требуется скорректировать результат преобразования под конкретное значение напряжения питания. Коррекцию можно осуществить с помощью 2.5-В прецизионного источника опорного напряжения (ИОН), если учесть, что значение 2.5 В соответствует $128d = 80h$ для 8-битного АЦП.

Вывод МК соединен с двумя входами компараторов (**Рис. 2.17а**). Делиитель напряжения устанавливает 3 В на неинвертирующем входе компаратора А и 2 В на инвертирующем входе компаратора В. Когда данный вывод программируется как вход, считывается аналоговая величина, а если как цифровой выход, то при НИЗКОМ уровне на нем, выходной уровень компаратора А также будет НИЗКИМ. Если на цифровом выходе появится ВЫСОКИЙ логический уровень, то в НИЗКИЙ уровень перейдет выход компаратора В. Данная схема будет полезна в том случае, когда нет необходимости в одновременном появлении НИЗКИХ логических уровней на выходах обоих компараторов. Величины резисторов должны быть достаточно большими, чтобы МК смог удерживать ВЫСОКИЙ уровень на выводе. Подобные методы также применимы и при организации только цифровых входов и выходов, если, например, применить резистивный делитель напряжения на двух резисторах вместо источника опорного напряжения 2.5 В, когда вывод МК сконфигурирован как цифровой вход.

На **Рис. 2.17б** показано, как использовать один аналоговый вход для получения информации от двух ключей. Когда оба ключа разомкнуты, на входе будет напряжение 5 В. Когда S1 замкнут, а S2 разомкнут, то — 3.9 В. Когда S2 замкнут, а S1 разомкнут, то — 3.4 В, и, наконец, когда оба ключа замкнуты, на входе установится 2.9 В. Вместо механических ключей с данным способом включения можно применить электронные ключи, используя ИС с открытым коллектором или с открытым стоком.

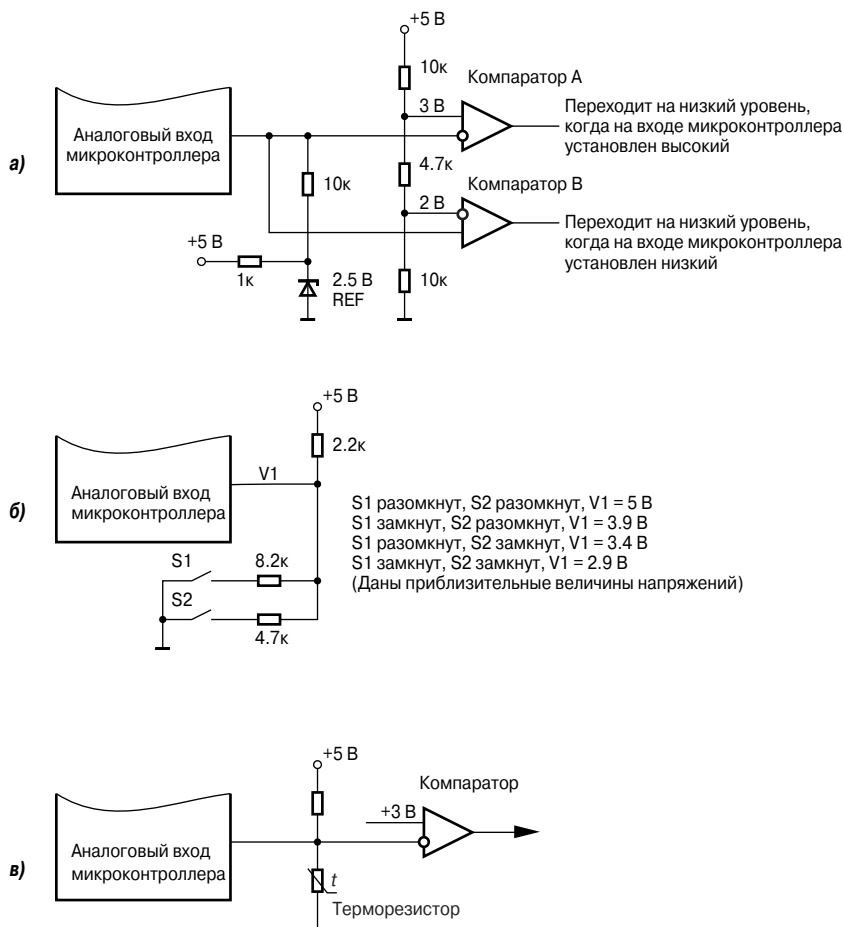


Рис. 2.17. Дополнительные функции выводов микроконтроллера

На **Рис. 2.17в** показано, как подключить терморезистор или другой резистивный датчик к выводу МК. Вывод микроконтроллера запрограммирован как аналоговый вход для считывания температуры с подключенного к нему термистора. Если вывод запрограммирован как цифровой выход и находится в состоянии логической 1, то компаратор на выходе — логический 0. Чтобы установить подобный режим работы, диапазон рабочей температуры должен быть таким, чтобы напряжение на делителе напряжения,

собранного из нагрузочного резистора и термистора в любых случаях не превышало 3 В. Подобно примеру на **Рис. 2.17а**, эта схема работает лучше, если возможно периодически изменять состояние на этом выводе таким образом, чтобы программное обеспечение регулярно считывало аналоговый вход.

2.15. В рабочую тетрадь разработчика

Убедитесь, что *интерфейс выходной шины АЦП* совместим с сигналами синхронизации микропроцессора. Обратите особое внимание на устройство и параметры шины: фиксацию данных на шине, минимальные и максимальные длительности импульсов данных на шине.

При использовании SPI и АЦП, требующего, чтобы шина была неактивна во время преобразования, удостоверьтесь, что система будет работать с данным ограничением, в противном случае обеспечьте отдельную шину SPI для АЦП.

При использовании АЦП, аппаратно не подающего сигнал завершения преобразования, удостоверьтесь, что программное обеспечение позволяет завершить преобразование полностью перед тем, как считать результат.

Удостоверьтесь, что точность источника опорного напряжения соответствует требованиям проекта.

Подключите емкость (bypass capacitor) к входу V_{REF} с номиналом, рекомендованным производителем АЦП.

Удостоверьтесь, что процессор успевает обработать данные, поступающие от АЦП.

Если говорить высоким стилем, то датчики создают «окно», сквозь которое микропроцессорные системы наблюдают за внешним миром. В этом разделе рассматриваются различные типы датчиков, их применение и возможность сопряжения с микропроцессорами.

3.1. Температурные датчики

Такую характеристику внешней среды, как температура приходится измерять довольно часто. Ход многих производственных процессов, от выплавки стали до производства полупроводников, зависит от температуры. Некоторые электронные приборы нуждаются в измерении собственной температуры: персональные компьютеры, например, отслеживают температуру процессоров, контроллеры двигателей должны знать температуру ИС драйверов и т. д. Ну и мы, когда начинаем болеть, то тоже измеряем температуру своего тела... Во всех перечисленных примерах температуру измеряют *температурные датчики*.

3.1.1. Терморезисторы

Терморезистор — это температурный датчик, сопротивление которого зависит от температуры. *Термисторами* называются *терморезисторы с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления* (negative temperature coefficient, NTC), то есть сопротивление таких терморезисторов растет с падением температуры. *Позисторами* или кремниевыми датчиками температуры, по названию технологии их изготовления, называется другая группа *терморезисторов с положительным температурным коэффициентом сопротивления* (positive temperature coefficient, PTC), имеющим прямо пропорциональную зависимость от температуры. Из всех пассивных температурных датчиков, терморезисторы обладают наибольшей *чувствительностью* (изменение сопротивления на градус изменения температуры). Однако зависимость сопротивления от температуры у терморезисторов — нелинейная.

Характеристики терморезисторов зависят от технологии и используемых материалов. Часто, многие терморезисторы одного семейства имеют сходные зависимости сопротивления от температуры. *Сопротивление терморезисторов* может изменяться по всей шкале в 10 или в 100 раз, но характеристики совпадают. Для описания характеристик производители обычно приводят таблицы, в которых указывают отношение сопротивления на данной температуре к сопротивлению при температуре 25°C. Типичные зависимости для термистора — NTC-резистора — приведены в **Табл. 3.1**.

Таблица 3.1. Зависимость сопротивления от температуры типичного терморезистора NTC

Температура [°C]	R/R ₂₅	Температура [°C]	R/R ₂₅
–50	39.03	30	0.8276
–40	21.47	40	0.6406
–30	12.28	50	0.5758
–20	7.28	60	0.4086
–10	4.46	70	0.2954
0	2.81	80	0.2172
10	1.82	90	0.1622
20	1.21	100	0.1229
25	1	110	0.09446

Эти данные предоставлены фирмой Dale, однако являются типичными для любых термисторов (NTC-терморезисторов). Сопротивление в таблице определяется по отношению R/R₂₅. Термистор этого семейства с сопротивлением 10 кОм при температуре 25°C (R₂₅) имел бы сопротивление 28.1 кОм (10 кОм × 2.81 = 28.1 кОм) при температуре 0°C и сопротивление 4.086 кОм (10 кОм × 0.4086 = 4.086 кОм) при 60°C. Также термистор с сопротивлением R₂₅ = 5 кОм при температуре 25°C, имел бы сопротивление 14.050 кОм (5 кОм × 2.81 = 14.050 кОм) при 0°C.

На **Рис. 3.1** приведен график зависимости термосопротивления от температуры, построенный по данным из **Табл. 3.1**. Как ранее упоминалось, данная характеристика имеет нелинейный характер экспоненциального вида, что хорошо видно на графике **Рис. 3.1**. Для указанного типа терморезистора данные предоставлены с шагом 10°C, а некоторые фирмы предоставляют данные с шагом 5°C или даже 1°C.

Иногда бывает необходимо узнать сопротивление при температуре между двумя точками таблицы. В этом случае сопротивление можно определить графически или вычислить по формуле:

$$\frac{R_t}{R_{25}} = \exp\left(A + \frac{B}{T} + \frac{C}{T^2} + \frac{D}{T^3}\right),$$

где T — температура в градусах Кельвина, а A , B , C и D — константы, зависящие от марки терморезистора. Данные константы должны быть предоставлены производителем.

Терморезисторы одного типа могут иметь значительные различия характеристик. Так, разброс параметров обычно составляет от 1 до 10%. Некоторые терморезисторы спроектированы легко заменяемыми для применения в схемах без дополнительной подстройки. В подобных приборах пользователь должен иметь возможность заменить терморезистор без дополнительной калибровки. *Бескалибровочные терморезисторы* обычно имеют высокую для терморезисторов точность 0.2°C . На **Рис. 3.2** показано типичное подключение терморезистора к операционному усилителю. На резистор R_1 подается некоторое напряжение смещения.

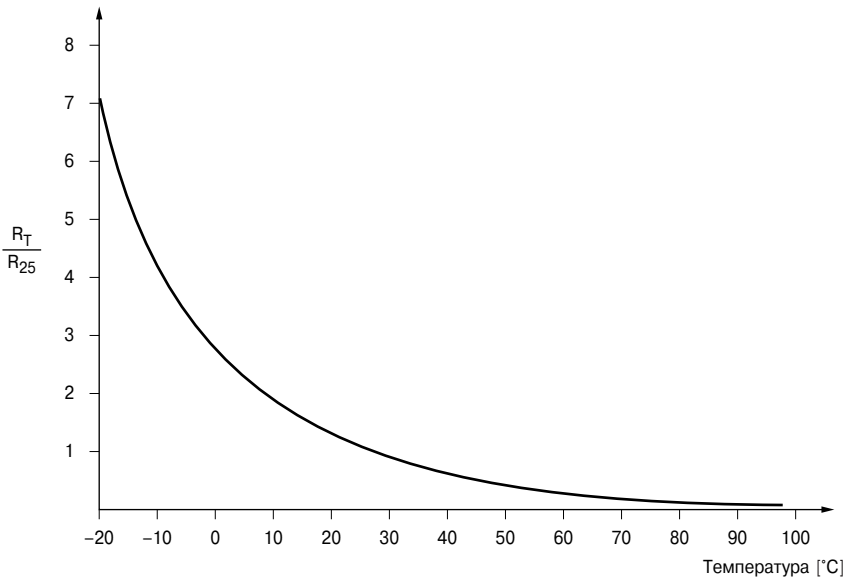


Рис. 3.1. График зависимости сопротивления термистора от температуры

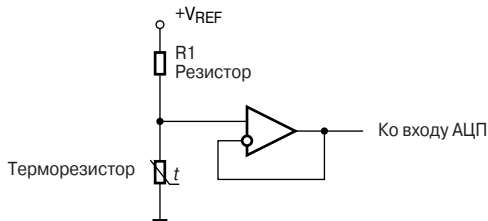


Рис. 3.2. Схема включения термистора

Величина этого напряжения обычно совпадает с V_{REF} АЦП и в большинстве случаев составляет 2.5 В. Цепь из резистора и терморезистора образует делитель напряжения, и изменение сопротивления терморезистора приводит к изменению напряжения в точке соединения. Точность этой цепи зависит от точности параметров резистора, терморезистора и напряжения V_{REF} .

Поскольку сам терморезистор имеет сопротивление, при прохождении через него тока выделяется тепло. Данный эффект называется *саморазогревом*. Разработчик схемы должен выбрать достаточно большой по величине резистор R1 для предотвращения чрезвычайного саморазогрева, иначе система будет измерять температуру при рассеивании мощности на терморезисторе, вместо температуры объекта, к которому терморезистор прикреплен.

Мощность, которую рассеивает терморезистор, нагреваясь до определенной температуры, называется *константой диссипации* (рассеивание мощности), *KД* (dissipation constant, DC), и обычно измеряется в мВт. *KД* — это мощность, необходимая для нагрева терморезистора на 1°C выше окружающей температуры. Величина R1, определяющая разрешенный саморазогрев, зависит от требуемой *точности измерения*. В системе, рассчитанной на точность лишь $\pm 5^{\circ}\text{C}$, можно допустить больший саморазогрев, чем в системе, где требуется обеспечить $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$. Формула для вычисления *диссипации саморазогрева* может быть представлена в следующем виде:

$$P = KД \times R,$$

где R — требуемая точность, измеряемая в $^{\circ}\text{C}$.

Например, если константа диссипации терморезистора $2 \text{ мВт}/^{\circ}\text{C}$, а температуру необходимо измерить с точностью 0.5°C , то максимально допустимая диссипация составит:

$$2 \text{ мВт}/^{\circ}\text{C} \times 0.5^{\circ}\text{C} = 1 \text{ мВт}.$$

Поскольку в системе всегда существуют другие погрешности, то, вероятно, эту величину следовало бы ограничить, например, на половину, то есть до 0.5 мВт. Заметим, что диссипация саморазогрева не должна превышать данную величину во всем температурном диапазоне. Допустим, сопротивление терморезистора R_{25} составляет 10 кОм, а температуру мы собираемся измерять в пределах от 0 до 25°C. При 25°C сопротивление терморезистора 10 кОм. Чтобы ограничить рассеивание мощности на уровне 0.5 мВт, используя $V_{REF} = 2.5$ В, величина для нагрузочного (pull-up) резистора ($R1$ на **Рис. 3.2**) может быть вычислена следующим образом:

Диссипация терморезистора = 0.5 мВт при 10 кОм.

Падение напряжения (E) при этой диссипации выводится из формулы ($P = \frac{E^2}{R}$) и равно $E = \sqrt{P \times R}$. Подставляя численные значения P и R , получим:

$$\sqrt{0.0005 \times 10000} = 2.23 \text{ В.}$$

Ток через терморезистор = 2.23 В/10 кОм = 223 мкА.

Падение напряжения на $R1 = 2.5 - 2.23 = 0.27$ В.

Величина $R1$ (минимум) = 0.27 В/223 мкА = 1210 Ом.

Теперь, предположим, нам понадобилось расширить диапазон измеряемых температур до 0...50°C. Сопротивление терморезистора (см. **Табл. 3.1**) при 50°C равно 5758 Ом. Аналогичные вычисления для данного случая приведут к величине $R1$, равной 2725 Ом. Поскольку сопротивление терморезистора ниже при более высоких температурах, начальная величина 1210 Ом внесла бы слишком большую диссипацию на них.

3.1.2. Масштабирование

Иногда необходимо изменить диапазон входного аналогового сигнала для приведения в соответствие с входным диапазоном АЦП, то есть провести операцию *масштабирования*. На **Рис. 3.3** представлена подобная ситуация. Сигнал с терморезистора R_{th} должен быть подан на аналоговый вход в диапазоне 0...5 В 8-битного АЦП, например, АЦП семейства 16С7х фирмы Microchip. Снова рассмотрим терморезистор из предыдущего примера. Напряжение $V1$ может быть вычислено по следующей формуле:

$$V1 = \frac{2.5 \times R_{th}}{R_{th} + R1}.$$

Величина $R1$ составляет 10 кОм, см. **Рис. 3.3**. Используя данное уравнение и табличную зависимость сопротивления терморезистора от температуры, можно вычислить $V1$ в интересующем нас температурном диапазоне.

Температура [°C]	R_{th} [кОм]	V_I [В]
–10	44.6	2.04
0	28.1	1.84
10	18.2	1.61
25	10	1.25
30	8.276	1.13
40	6.406	0.976
50	4.08	0.7244
70	2.954	0.569
100	1.229	0.273

Теперь, допустим, понадобилось измерить температуру в диапазоне 10...40°C с точностью не менее трех бит АЦП на 1°C (или 0.333°C на 1 бит).

Если мы преобразуем табличный диапазон до величин АЦП, то получим следующее:

При 10°C цифровое слово = $(1.61/5) \times 256 = 82$.

При 40°C цифровое слово = $(0.976/5) \times 256 = 49$.

Тогда $82 - 49 = 33$ отсчета АЦП, $40^\circ\text{C} - 10^\circ\text{C} = 30^\circ\text{C}$ (диапазон).

Следовательно, 33 отсчета / $30^\circ\text{C} = 1.1$ шаг АЦП на градус.

Данная величина меньше желаемого разрешения, следовательно, надо масштабировать выходной сигнал. Масштабирование подразумевает, что интересующий диапазон температур (10...40°C) должен соответствовать всему диапазону входных напряжений АЦП. В данном примере диапазон 10...40°C соответствует напряжениям от 0.976 до 1.61 В, то есть размах сигнала равен $1.61 - 0.976 = 0.634$ В. Можно установить размах, равным 5 В, умножением данного диапазона на $5/0.634 = 7.88$ В. Результат такого умножения установил бы для диапазона 10...40°C входные напряжения между 7.67 и 12.67 В. Размах сигнала и в самом деле 5 В, но вне входного диапазона АЦП (0...5 В). Следовательно, для правильного масштабирования необходимо усилить входной сигнал (умножение) и сдвинуть вниз (вычитание) до входного диапазона АЦП.

Схема на **Рис. 3.3** показывает, как ОУ может быть сконфигурирован для выполнения этой операции. Выходное напряжение ОУ можно вычислить следующим образом:

$$\frac{V_o - V_2}{R_f} + \frac{V_r - V_2}{R_h} = \frac{V_2}{R_L}.$$

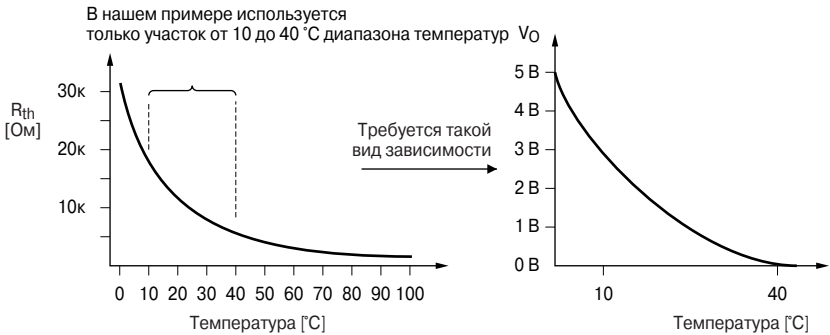
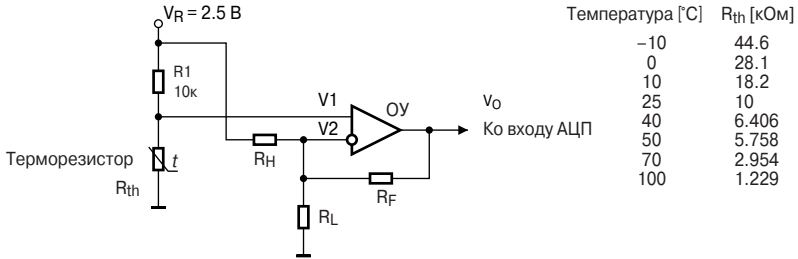


Рис. 3.3. Масштабирование терморезистора

Если ОУ работает в линейном режиме, то $V_1 = V_2$, уравнение можно переписать следующим образом:

$$\frac{V_o - V_1}{R_f} + \frac{V_r - V_1}{R_h} = \frac{V_1}{R_L}.$$

Решая это уравнение относительно V_o , получим следующее выражение:

$$V_o = V_1 \left(1 + \frac{R_f}{R_L} + \frac{R_f}{R_h} \right) - \frac{V_r \cdot R_f}{R_h},$$

где $V_1 \left(1 + \frac{R_f}{R_L} + \frac{R_f}{R_h} \right)$ — это усиление, а $\frac{V_r \cdot R_f}{R_h}$ — это смещение.

Теперь можно применить это выражение для нашей задачи с терморезистором. Скажем, необходимо, чтобы входной диапазон температур 10...40°C соответствовал напряжениям АЦП между 0.5 и 4.5 В. Зададим небольшой запас на границах диапазона, чтобы не выйти за его пределы при

использовании резисторов со стандартными номиналами. Данное масштабирование устанавливает 204 отсчета АЦП для диапазона 30°C, то есть 6.8 отсчета на градус. Так входное изменение 0.634 В должно быть преобразовано в изменение на $4.5 - 0.5 = 4$ В. Усиление составляет $4/0.634 = 6.3$ В. Уравнение можно переписать в другой форме:

$$6.3 = 1 + \frac{R_f}{R_L} + \frac{R_f}{R_h}.$$

Если умножить V_I на 6.3, получим выходные напряжения:

$$0.976 \times 6.3 = 6.14 \text{ В};$$

$$1.61 \times 6.3 = 10.143 \text{ В}.$$

Таким образом, размах ($10.14 - 6.14 = 4$ В) какой требовался, но теперь следует определить смещение. Смещение можно найти вычитанием из любого из этих напряжений соответствующего заданного напряжения.

$$6.14 - 0.5 = 5.64 \text{ В или } 10.14 - 4.5 = 5.64 \text{ В}.$$

В обоих примерах должен получиться одинаковый результат, если нет ошибок в предыдущих вычислениях.

Смещение дано как $V_r \times R_f/R_h$, значит можно записать следующее уравнение:

$$5.64 = \frac{V_r \cdot R_f}{R_h}.$$

Сейчас можно решить одновременно уравнения усиления ($6.3 = 1 + R_h/R_L + R_f/R_h$) и смещения ($5.64 = V_r \times R_f/R_h$) относительно величин резисторов. В данном примере величина опорного напряжения составляет 2.5 В, как показано на схеме (**Рис. 3.3**). Заметим, что опорное напряжение 2.5 В установлено одновременно и для цепей ОУ, и терморезистора. Опорное напряжение АЦП составляет 5 В. В полученной выше системе из двух уравнений неизвестны три величины сопротивлений резисторов. Значит, следует задать величину одного из резисторов. Выберем сопротивление 100 кОм для R_f , тогда:

$$6.3 = 1 + \frac{100 \text{ кОм}}{R_L} + \frac{100 \text{ кОм}}{R_h}; \quad 5.64 = \frac{V_r \cdot 100 \text{ кОм}}{R_h}.$$

Поскольку $V_r = 2.5$ В, второе уравнение придет к виду:

$$5.64 = \frac{250 \text{ кОм}}{R_h}.$$

Решая систему этих уравнений, получим:

$$R_h = 44.32 \text{ кОм};$$

$$R_L = 32.85 \text{ кОм}.$$

Следующий шаг — выбор стандартных номиналов резисторов. Для резисторов с 1% — это 44.2 кОм (для разброса +1%) и 33.2 кОм (для разброса –1%). Подставляя эти величины в уравнение для V_o , получаем усиление 6.27 и смещение 5.65 В. Мы можем теперь составить зависимость результата преобразования от любой температуры диапазона:

Температура [°C]	R_h [кОм]	Выход ОУ [В]	Десятичное значение
10	18.2	4.44	227
25	10	2.18	111
30	8.276	1.44	74
40	6.406	0.467	23

Эта зависимость еще понадобится, так как терморезистор нелинейный элемент, и программа должна будет решить, какому результату на выходе АЦП какая температура соответствует. Для реального приложения подобные характеристики следует вычислять с шагом 1°C. В рассмотренном примере ОУ проходит почти весь диапазон от 0 до 5 В, следовательно на практике надо либо выбрать *двуполярный ОУ*, либо *однополярный ОУ* с расширением полного размаха выходного напряжения ОУ почти до напряжения питания (т. н. rail to rail ОУ). Точность данной цепи составляет $(227 - 23)/30^\circ\text{C} = 6.8$ отсчетов на градус.

3.1.3. Влияние разброса параметров компонентов

В любых схемах на операционных усилителях существуют изменения (вариации) усиления, связанные с погрешностями компонентов. В только что рассмотренной схеме мы выбрали резисторы со стандартным 1%-ным разбросом для установления требуемого усиления и минимально возможного смещения, затем вычислили цифровые значения на выходе АЦП. Однако, как повлияет однопроцентная погрешность резисторов на параметры нашей схемы? Некоторые соответствующие подсчеты приведены в **Табл. 3.2**.

Таблица 3.2. Результат, если R_h выше на 1% (44.642 кОм вместо 44.2 кОм)

Температура [°C]	R_{th} [кОм]	$R_h = 44.2$ кОм		$R_h = 44.64$ кОм	
		V_o [В]	Результат АЦП	V_o [В]	Результат АЦП
10	18.2	4.44	227	4.48	229
25	10	2.18	111	2.21	113
30	8.276	1.44	74	1.47	75
40	6.406	0.467	23	0.50	25

Что случится, если R_h будет выше на 1% (44.64 кОм), а R_L ниже на 1% (32.868 кОм)? См. Табл. 3.3.

Таблица 3.3. Результат, если R_h выше на 1%, а R_L ниже на 1%

Температура [°C]	R_{th} [кОм]	R_h, R_L нормальные		R_h выше, R_L ниже	
		V_o [В]	Результат АЦП	V_o [В]	Результат АЦП
10	18.2	4.44	227	4.47	229
25	10	2.18	111	2.19	112
30	8.276	1.44	74	1.45	74
40	6.406	0.467	23	0.478	24

В реальных приложениях можно воспользоваться электронной таблицей для вычисления влияния всех резисторов, включая терморезистор. В этом простом примере небольшие вариации R_h и R_L на 1% ухудшают разрешающую способность до пяти отсчетов на градус. Такая величина разрешающей способности в некоторых случаях недостаточна, а в других вполне возможна в зависимости от требуемой точности. Можно использовать резисторы с точностью 0.1%, что это даст см. в Табл. 3.4.

Таблица 3.4. Результат, если R_h выше на 0.1%, а R_L ниже на 0.1%

Температура [°C]	R_{th} [кОм]	R_h, R_L нормальные		R_h выше, R_L ниже	
		V_o [В]	Результат АЦП	V_o [В]	Результат АЦП
10	18.2	4.44	227	4.47	229
25	10	2.18	111	2.19	112
30	8.276	1.44	74	1.45	74
40	6.406	0.467	23	0.478	24

Полученный результат намного ближе к идеальному. Другие факторы, которые следовало бы рассмотреть — это отклонение опорного напряжения и погрешность самого терморезистора.

Увеличения точности можно достигнуть и при помощи калибровки системы. Во многих случаях калибровка является необходимой процедурой, поскольку либо плата, либо терморезистор должны быть заменяемыми. Однако в тех случаях, когда оборудование стационарное с возможностью замены, или переносное для полевого исполнения, тогда имеются дополнительные возможности мониторинга температуры. Возможно построить таблицу зависимости величин АЦП от соответствующих температур. Эта таблица должна содержать действительные входные температуры (измеренные независимым прибором), чтобы программное обеспечение смогло реконструировать данные.

3.1.4. Резистивные температурные датчики

Резистивный температурный датчик (РТД) относится к металлическим термометрам сопротивления и представляет собой просто кусок металлической проволоки, изменяющий свое сопротивление в зависимости от температуры. Типичными материалами для РТД являются медь, платина, никель и сплав железо-никель. Конструктивно элемент РТД может быть проволоочным или пленочным, нанесенным или напыленным на подложку, например, из керамики.

В спецификации сопротивление РТД обычно дано при 0°C. Типичный платиновый РТД, имеющий сопротивление 100 Ом при 0°C, имел бы сопротивление 100.39 Ом при 1°C и 119.4 Ом при 50°C.

РТД имеют точность выше, чем у терморезисторов. Типичные погрешности РТД следующие:

- при использовании платины — 0.01...0.03%;
- при использовании меди — 0.2%;
- при использовании никеля и сплава железо-никель — 0.5%.

С учетом большей точности РТД и меньшего сопротивления, схемы подключения РТД к ОУ практически такие же, как и для терморезисторов.

3.1.5. Термопары

Температурный датчик на основе термопары образуется сварным соединением (спаем) двух различных металлов. Томас Зеебек в 1821 году обнаружил термоэлектрический эффект, названный в его честь *эффектом Зеебе-*

ка¹⁾, когда в месте между «горячим» и «холодным» спаем металлов с разными температурами возникает термо-ЭДС с небольшой разностью потенциалов (порядка нескольких мВ), которую можно измерить милливольтметром. Величина возбуждаемого напряжения зависит от того, какие металлы соединены. Для образования термопар существует три наиболее распространенных комбинации металлов: железо-константан (тип J), медь-константан (тип T) и хром-алюминий (тип K).

Напряжение, образуемое термопарой, имеет очень малую величину, обычно несколько милливольт. Напряжение термопары типа K изменяется всего на 40 мкВ на градус Цельсия. Такие малые изменения напряжений термопары требуют прецизионных измерений: для обеспечения точности измерения температуры 0.1°C требуется точность измерения напряжения порядка 4 мкВ. С другой стороны, поскольку любые два разных металла образуют термопару при соединении, то точка соединения термопары с измерительной системой также будет иметь свойства термопары в месте их соединения из-за разницы температур, измеряемой термопары и температуры окружающей среды. Место соединения (колодка) начинает нагреваться и образует паразитную термопару из материала колодки и медных проводников, подсоединенных к ней. Под медными проводниками подразумеваются не только медные провода, но и медные дорожки печатной платы.

Данный эффект может быть сведен к минимуму размещением соединений в т. н. *изотермическом блоке*, выполненном из теплопроводного материала (см. **Рис. 3.4**). Материал с высокой теплопроводностью снижает разность температур между точками соединения, уменьшая тем самым ошибку, вводимую местом соединения проводников. Распространенный способ *компенсации температурной зависимости изотермического блока* — это размещение в блоке полупроводникового диода и измерение на нем падения напряжения.

Для усиления крайне малого сигнала термопары в десятые доли вольт необходим операционный усилитель, и обычно используется *инструментальный усилитель в дифференциальном включении*. Коэффициент усиления такого типа ОУ находится в диапазоне 100...300, и любой шум, воздействующий на термопару, будет усилен во столько же раз. Такое включение инструментальных усилителей значительно снижают синфазные помехи проводов термопары и усиливает только сигналы термопары. Правда, полно-

¹⁾ Эффект Зеебека обратим: пропустив ток по цепи из разнородных материалов другой ученый по фамилии Пельтье заметил, что один из спаев нагревается, а другой — охлаждается (эффект Пельтье). На этом принципе работают охладители для компьютеров, автомобильные холодильники и т. д. (*Прим. науч. ред.*)

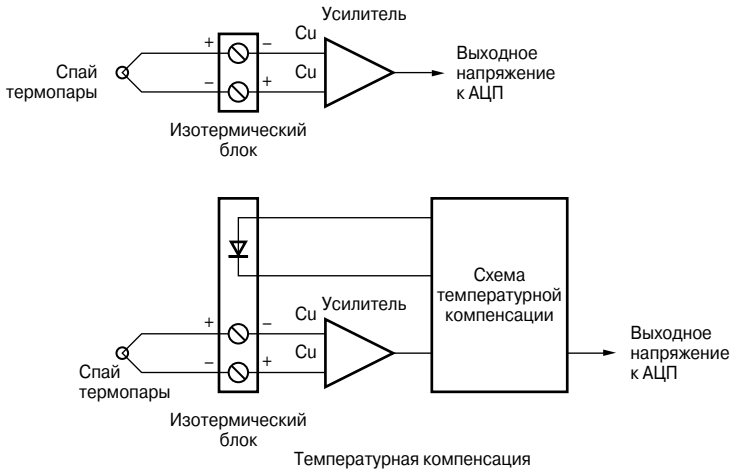


Рис. 3.4. Термопара

стью снизить в реальных условиях синфазные помехи не удастся и синфазная помеха «просачивается» на выход усилителя, который ослабляет помеху с определенным *коэффициентом ослабления синфазных помех (КОСС)*. КОСС определяют в дБ. Инструментальные усилители по отношению к другим типам ОУ имеют повышенный КОСС.

Фирма Analog Devices выпускает специализированные усилители сигнала термопары типа *J*, такие как AD594/595. ИС AD594/595 не использует внешний *p-n*-переход для компенсации изотермического соединения, вместо этого, в самой микросхеме предусмотрено биметаллическое соединение, компенсирующее температурную зависимость соединения термопары с усилителем. ИС проводит измерения в температурном диапазоне 0...300°C. Для наилучшей компенсации соединение проводов термопары с входом усилителя должно быть выполнено на плате как можно ближе к выводам микросхемы.

Усиленный сигнал термопары, как и терморезистора, необходимо масштабировать, чтобы соответствовать *входному диапазону АЦП*. Термопары относительно линейны в ограниченном диапазоне температур, однако если диапазон измерений достаточно широк, для компенсации нелинейностей понадобится дополнительное программное обеспечение. Зависимость напряжения термопары от температуры в этом случае можно будет представить *полиномом*, почти так же, как и зависимость сопротивления терморезистора от температуры.

3.1.6. Полупроводниковые температурные датчики

В качестве простейшего *полупроводникового датчика температуры* может использоваться, например, *p-n-переход диода или транзистора*. Если поддерживать постоянным ток через смещенный в прямом направлении кремниевый *p-n-переход*, прямое падение напряжения будет меняться на 1.88 мВ с каждым градусом Цельсия. По этому принципу работает ИС *MAX1617* фирмы *MAXIM/Dallas*, которая измеряет температуру с использованием прямосмещенного *p-n-перехода* внешнего транзистора, например типа 2N3904. Транзистор может быть дискретным элементом вне микросхемы, а может входить в состав ИС. Выход микросхемы *MAX1617* имеет последовательный интерфейс *SMBus*.

ИС *LM335* (Рис. 3.5) от фирмы *National Semiconductor* формирует на выходе напряжение, пропорциональное температуре. Изменение выходного напряжения равно 10 мВ на градус Цельсия. При 0°C выходное напряжение составляет 2.73 В, а при 100°C составляет 3.73 В. ИС *LM335* потребляет ток от 0.4 до 5 мА.

Датчики *LM34/35* фирмы *National Semiconductor* получают питание от напряжений в диапазоне 4...20 В и формируют на выходе напряжение, пропорциональное температуре. ИС *LM35* формирует 500 мВ при 50°C и добавляет 10 мВ на каждый градус Цельсия. ИС *LM34* калибрована в температурной шкале Фаренгейта, а *LM35* — в градусах Цельсия. Выход *LM34/LM35* может быть непосредственно подключен к входу АЦП или компаратора.

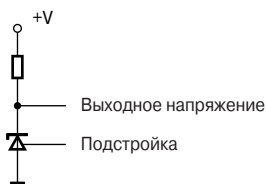


Рис. 3.5. LM335

ИС *LM74* фирмы *National Semiconductor* содержит температурный датчик и 13-битный сигма-дельта АЦП и измеряет температуру в диапазоне $-55...+150^{\circ}\text{C}$. Она имеет на выходе АЦП интерфейс *SPI/Microware*, которым соединяется с микропроцессором. ИС *LM74* поставляется в 8-выводном корпусе для поверхностного монтажа (SMT). Напряжение питания микросхемы в зависимости от

модификации — 3.3 или 5 В. ИС *LM75* функционально аналогична *LM74*, но снабжена выходным интерфейсом I^2C и измеряет температуру в более узком верхнем диапазоне $-55...+125^{\circ}\text{C}$. Микросхема *LM75* фирмы *National Semiconductor* формирует на выходе 9-битный код и имеет дополнительно в своем составе компаратор, сравнивающий измеряемую величину с запрограммированным заданным значением — уставкой температуры. Сигнал превышения определенного порога температуры (выше уставки) передается по шине I^2C к внешним исполнительным устройствам, например, для терморегулирования.

3.2. Оптические датчики

В качестве *оптического датчика* чаще всего выступает *оптопара светодиод-фотоприемник*, называемая также *оптроном*. Выпускаются *оптроны с закрытым* (optoisolator) *оптическим каналом* (в монолитном микросхемном исполнении) и *открытым оптическим каналом* (щелевые и отражательные оптроны).

3.2.1. Щелевой оптрон

На **Рис. 3.6** показан *оптический датчик* — *щелевой оптрон* (slotted optical switch). Фототранзистор и направленный на него светодиод укреплены на пластиковое основание и разделены промежутком так, что когда некий предмет движется в зазоре, он прерывает свет между светодиодом и датчиком. Щелевые оптроны часто используются для измерения скорости двигателя при помощи диска с прорезями, размещенного на оси двигателя. Когда ось вращается, диск по очереди прерывает или, наоборот, не прерывает световой путь. Другое применение щелевого оптрона — это индикация, открыта или закрыта дверь или, например, кожух охранного прибора. Флажок на двери, попадая в щель, блокирует свет, когда дверь закрывается. Механическая компьютерная мышь также использует щелевые оптроны.

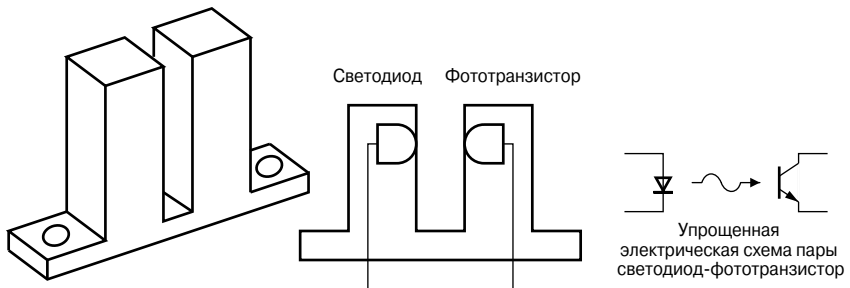


Рис. 3.6. Щелевой оптрон

3.2.2. Отражательный оптрон

На **Рис. 3.7** показан другой тип *оптического датчика* — *отражательный оптрон* (reflective sensor). Принцип работы этого датчика такой же, как и щелевого, с той разницей, что фототранзистор собирает отраженный, а не прямой свет. Большинство датчиков отражения характеризуются фо-

кусным расстоянием — оптимальным расстоянием, на котором должен быть размещен отражающий объект от датчика. Это расстояние составляет обычно величину 0.254...1.270 см (от 0.1 до 0.5 дюйма). Типичное применение отражательных оптронов — это регистрация вращения двигателя по нанесенным на его ось темным меткам.

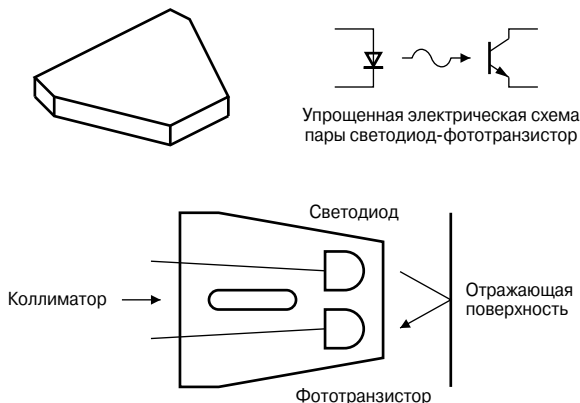


Рис. 3.7. Отражательный оптрон

Когда ось вращается, датчик регистрирует смену темных и отражающих участков. Оба типа оптронов обладают схожими характеристиками, которые необходимо учитывать при проектировании систем. Данные характеристики рассматриваются в следующих разделах.

Скорость срабатывания

Поскольку фототранзистор довольно медленнодействующий оптический прибор, то данное обстоятельство ограничивает максимальную скорость регистрации. Типичное время включения фототранзистора 8 мкс, а выключения 50 мкс. Эти временные параметры определяются скоростью носителей под действием света в переходе база-эмиттер транзистора.

Коэффициент усиления по току

Оптопара светодиод-фототранзистор имеет ограниченный коэффициент усиления, обычно меньше единицы. Отношение тока, протекающего в коллекторе фототранзистора к току через светодиод, называется *коэффициентом передачи по току, КПТ* (Current Transfer Ratio, CTR). Типичное значение КПТ для щелевых оптронов составляет 0.1. Это значит, что при токе 10 мА, протекающем через светодиод, ток коллектора фототранзисто-

ра составит 1 мА. КПТ иногда задается как коэффициент, иногда приводится в виде таблицы, показывающей различные значения токов коллектора для различных величин тока светодиода. КПТ зависит от характеристик светодиода и фототранзистора и может варьироваться от одного изделия к другому.

КПТ следует принимать во внимание при создании интерфейса между оптроном и микропроцессорной системой. Во-первых, если вы хотите присоединить оптрон прямо к цифровому входу (**Рис. 3.8**), выход транзистора необходимо согласовать по логическим уровням со входом цифрового устройства. Для быстрого насыщения фототранзистора величину нагрузочного резистора следует ограничить. Например, если через светодиод протекает ток 10 мА, а минимальная величина КПТ равна 0,1, то величину нагрузочного резистора следует выбрать порядка 5 кОм. Меньшая величина резистора обеспечит лучшую устойчивость к шумам (из-за меньшего импеданса) и, возможно, большую скорость переключения, но не гарантирует совместимости со всеми устройствами, так как транзистор не смог бы пропускать достаточный ток для обеспечения НИЗКОГО логического уровня. Чтобы снизить величину нагрузочного резистора, можно использовать оптопару с более высоким КПТ или питать светодиод большим током.

Выпускаются *оптроны с составным транзистором Дарлингтона на выходе*, что обеспечивает $\text{КПТ} > 1$, но *скорость переключения* такого оптрона ниже, чем у одиночных транзисторов и составляет 20% от скорости одиночных транзисторов. К тому же *напряжение насыщения транзистора* Дарлингтона больше, чем у одиночного транзистора.

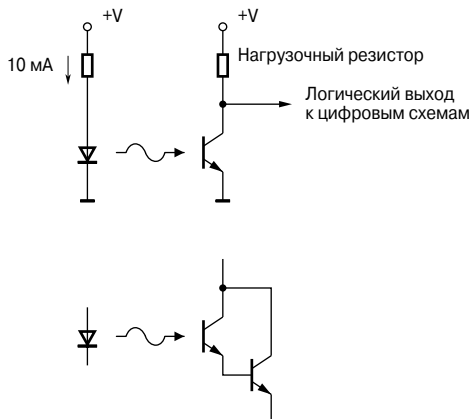


Схема Дарлингтона на выходе

Рис. 3.8. Оптоны с цифровым выходом

Отражательные датчики также характеризуются КПТ. Поскольку датчик рассчитан на прием отраженного света, то КПТ будет зависеть от свойств отражающей поверхности и расстояния до нее. КПТ отражательного датчика обычно задается относительно некоторой стандартной отражающей поверхности, размещенной на характерном фокальном расстоянии. Например, отражательные датчики фирмы QT Optoelectronics снабжены следующим пояснением в инструкции по применению: «Измерения проведены с использованием стандартного белого теста Eastman Kodak, который обеспечивает 90% отражательной способности и применяется в качестве отражающей поверхности».

КПТ отражательного датчика варьируется от прибора к прибору, но также зависит от применяемого оборудования. Если датчик нацелен на поверхность, меняющуюся между серым и черным цветом, то КПТ будет меньше указанного производителем для белого отражателя. По этой причине в разрабатываемой системе должен быть учтен действительный КПТ, получаемый на основе реальных компонентов. Один из методов определения КПТ — измерить его прямо в системе, а затем сравнить полученную величину с паспортными данными.

Поскольку КПТ оптических датчиков имеет широкий диапазон, может понадобиться подключить выход датчика к АЦП. Это позволит точнее отслеживать изменения выходного уровня. Но такое техническое решение не экономично и не решит проблем, т. к. потребуются дополнительный АЦП с более высоким быстродействием и согласование его по скорости со значительно более низкой скоростью срабатывания оптических датчиков. Можно использовать компаратор, который не обеспечит гибкости АЦП, но быстрее и дешевле. Порог срабатывания компаратора может быть установлен с учетом компенсации схемных ограничений, например, таких как относительно высокое напряжение смещения составного транзистора Дарлингтона. К тому же обязательно применение *компаратора с гистерезисом* (Приложение А) для избегания выходных шумов, вызванных низкой скоростью переключения фототранзистора.

3.2.3. Особенности работы в ИК-диапазоне

В большинстве щелевых и отражательных датчиков используются *инфракрасные светодиоды* и *фототранзисторы*. Это значит, что реакция датчика может отличаться от предположительной реакции в видимом диапазоне спектра. Объекты, хорошо отражающие в видимом свете, могут отражать менее эффективно в инфракрасных лучах. Следует также учитывать помехи, вносимые естественным и искусственным освещением.

На **Рис. 3.9** показано, что оптрон, работающий с прямоугольными импульсами, может быть снабжен фильтром для устранения такого рода помех. В данном примере осветительный прибор добавляет к выходному сигналу постоянное смещение и колебания с частотой сети 60 Гц¹⁾. После прохождения сигнала через фильтр, настроенный на частоту паразитной модуляции сети, эти помехи фильтром вырезаются, и отфильтрованный от помех сигнал может быть преобразован в цифровой. Фильтр может быть реализован как с помощью электроники, так и программно. ИК-лучи широко применяются в бытовой технике. В пульте дистанционного управления телевизора на ИК-лучах используется модуляция сигнала с частотой 40 кГц. Для обеспечения работы с такой частотой в датчике применяется высокоскоростной фотодиод.

Подобная фильтрация имеет и недостатки. Один из недостатков — ограничение скорости. Из-за значительного времени включения и выключения фототранзистора, частота модуляции, с которой устройство еще будет работать, обычно ограничена величиной порядка 10 кГц.

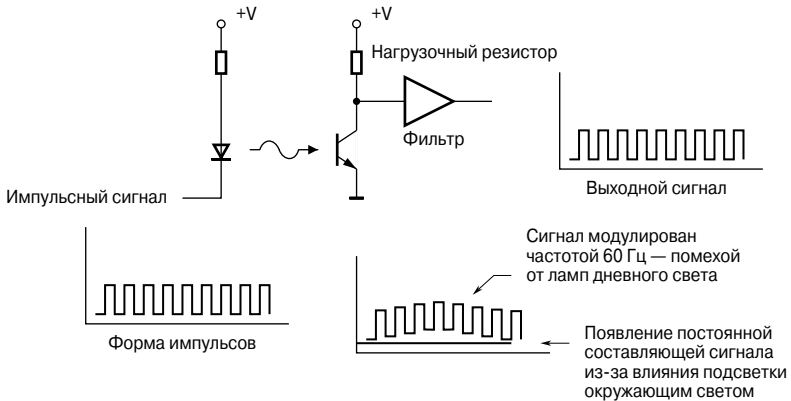


Рис. 3.9. Фильтрация сигнала оптического датчика

Недостаток также в том, что в результате фильтрации появляется некоторая задержка во времени, достигающая нескольких циклов работы механической части. Так, если даже датчик рассчитан на работу с частотой

¹⁾ В США и многих других странах мира используется частота сети 60 Гц, в странах бывшего СССР — 50 Гц. (Прим. науч. ред.)

той 10 кГц, в целом система сможет поддерживать не выше 1 кГц, потому что рассчитывается по самой медленной частоте. Кроме того, если окружающее освещение оказывает настолько сильное влияние, что фототранзистор насыщается, фильтрация не в состоянии восстановить исходный сигнал. В данном случае необходимо оградить фототранзистор от внешней засветки.

3.2.4. Механическая нестабильность

Механический джиттер (дрожание) может привести отражающую систему к странным результатам. Однажды я наблюдал систему, использующую отражательный датчик, нацеленный на яркую полосу на гладкой оси двигателя для подсчета числа оборотов. Сигнал с выхода датчика генерировал запрос на прерывание микропроцессора. Вдруг двигатель остановился так, что край яркой полосы оказался как раз напротив датчика. Вибрация машины привела бы к дрожанию (джиттеру) и сгенерировала бы тогда несметное число прерываний, что остановило бы работу процессора. Подобную ситуацию можно получить и с шелевым датчиком, если флажок, преграждающий путь свету, только частично перекроет луч. Фототранзистор тогда останется наполовину открытым, установив на выходе системы неопределенный сигнал.

Еще несколько замечаний относительно отражательных датчиков. Отражательные датчики часто используются для регистрации объектов разного типа. Хорошим примером может быть бумага, движущаяся в скоростном сортировочном аппарате. Бумага может иметь различное качество, цвет и отражательную способность. Система регистрации должна быть спроектирована так, чтобы поддерживать все типы используемых материалов. А что случится, если случайно гладкая черная бумага опустится на высокоскоростной транспортер? Как система среагирует на нее?

Даже когда нет изменений в механике, отражательный датчик может тоже доставить проблем. Представьте, что датчик измеряет скорость вращения двигателя, отслеживая отражательную ленту на гладкой черной оси, как описано ранее. Что случится, если на оси появится царапина? Спутает ли это систему? Или масляная пленка покроет ось, рассеивая свет от ленты и увеличивая отражательную способность темной части. Все подобные нежелательные события должны быть учтены и поэтому в некоторых случаях может понадобиться дополнительная электронная или программная обработка сигнала для их учета. В рассмотренном ранее примере, когда датчик мог сгенерировать избыточное количество прерываний, в программе стоило бы предусмотреть таймер, следящий за минимальным временем между прерываниями. Если *подпрограмма обработки*

прерываний (ISR) датчика завершена и немедленно снова запускается, необходимо в программе предусмотреть возможность запрета прерываний в этом случае и установки флага, информирующего систему, что есть нерешенные проблемы.

3.2.5. Датчик защитного кожуха

В системах, обеспечивающих безопасность, следует предусмотреть, чтобы неисправность датчика не привела бы к работе системы в режиме повышенной опасности. Типичным примером может послужить защитный кожух, который должен закрыть все движущиеся части машины перед тем, как машина заработает, чтобы руки оператора не попали в опасную зону. Для выполнения данной задачи можно применить шелевой оптрон и флажок, блокирующий путь свету, когда кожух закрыт. В оптроне эмиттер фототранзистора подключен к земле, а сигнал снимается с нагрузки, подключенной к коллектору. Когда кожух захлопывается, транзистор закрывается, и на выходе устанавливается высокий уровень напряжения.

Недостаток данного решения состоит в том, что неисправный светодиод окажет такое же влияние на систему, как закрытый кожух. В таком случае двигатель может заработать и с открытым кожухом. Лучшим решением было бы использование флага, по сигналу которого открывается выходной транзистор, когда кожух закрыт. Неисправный светодиод тогда будет равносителен закрытому кожуху, и безопасность будет строго поддерживаться.

Еще надежнее использовать два датчика: один блокируется, когда кожух открыт, другой — когда кожух закрыт. Машине запрещено стартовать до тех пор, пока оба датчика не перейдут в корректное состояние. Можно также использовать флажок с прозрачной и непрозрачной лентами. Когда кожух закрывается, темная полоска проходит через датчик первой, но когда кожух совсем закрыт, полупрозрачная лента блокирует датчик. Система ожидает, что сигнал будет полностью блокирован непрозрачной полоской, обеспечивающей уровень «эталона непрозрачности». Затем система ищет полупрозрачную ленту, блокирующую только часть света. Как только сигнал изменяется, показывая, что есть непрозрачная полоска, либо нет никакого флага, в системе должен сработать алгоритм анализа и предположить, что кожух открыт. Такой подход защитит от опасных ситуаций даже в том случае, если фототранзистор вышел из строя в результате короткого замыкания или если предпринимается попытка обойти блокировку.

3.2.6. Управление несколькими датчиками

В некоторых системах можно обеспечить *управление несколькими датчиками* с помощью одного АЦП или цифрового входа. На **Рис. 3.10** четыре оптических датчика подключены к одному входу микропроцессора. Каждый светодиод имеет отдельный выход. Это может быть отдельный бит порта или отдельный регистр. На рисунке показана 8-битная защелка регистра с четырьмя используемыми битами, которые управляют включением или выключением четырех светодиодов оптопар. Эмиттеры всех фототранзисторов оптопар заземлены, а коллекторы объединены вместе и подключены через общую нагрузку к +5 В. С общей коллекторной нагрузки снимается сигнал и подается на входы микропроцессора или АЦП.

Для функционирования данной цепи светодиод каждого оптического датчика включается в определенный промежуток времени (мультиплексирование по времени), и считывается сигнал с общего вывода (если используется АЦП, то выполняется преобразование сигнала подключенного светодиода). После каждого считывания включается очередной светодиод. Данный принцип накладывает следующие ограничения:

- Каждый светодиод должен быть включен длительное время перед считыванием, чтобы фототранзистор перешел в установившийся режим.
- После выключения светодиода следующее считывание не должно производиться до тех пор, пока фототранзистор не выключится. Но следующий светодиод может быть включен, после того как прочитан результат. Если не производится считывания два светодиода вполне могут работать одновременно.
- Из-за собственной утечки число включенных параллельно фототранзисторов должно быть ограничено.
- И, наконец, если на фототранзисторы падает окружающий свет, то результат считывания будет недостоверным.

Допустим, надо узнать не сгорел ли светодиод. Например, в ситуации, когда щелевой оптрон используется для определения, вращается ли ось двигателя. И надо быть уверенным, что сигнала нет потому, что двигатель остановился, а не потому, что светодиод сгорел. Несчастными случаями чреваты последствия от отсутствия сигнала из-за неисправности светодиода, а не от остановки двигателя... На **Рис. 3.11** показан простой способ определения неисправного светодиода. Компаратор следит за напряжением на аноде светодиода. Когда светодиод включен, падение напряжения на нем составляет примерно 1.2 В, так что на выходе компаратора установится **ВЫСОКИЙ** логический уровень. Если светодиод перегорит (цепь разомкнется), напряжение на аноде повысится до +V (уровень +V должен быть

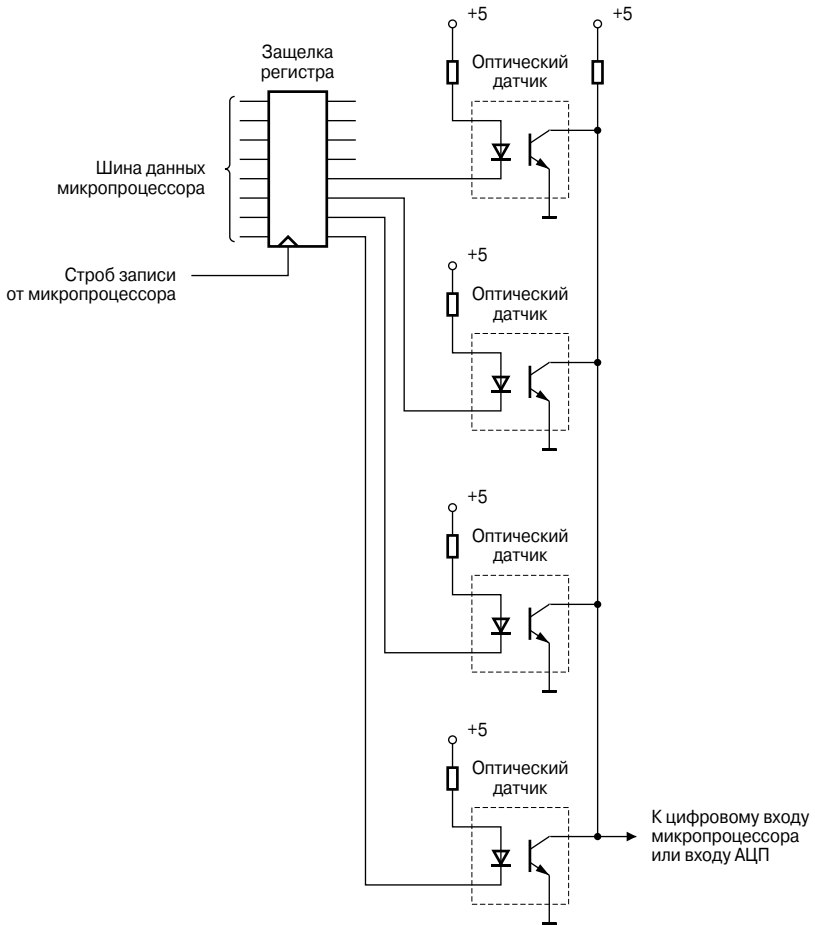


Рис. 3.10. Несколько оптронов с общим выходом

выше 3 В для этой схемы), и на выходе компаратора установится НИЗКИЙ уровень. В этой цепи светодиод постоянно находится во включенном состоянии. Данный метод можно использовать и для переключающихся светодиодов, однако следует учитывать падение напряжения на переключаемых транзисторах для выбора напряжения смещения. Естественно, сигнал на выходе компаратора действителен только тогда, когда очередной светодиод включен.

Хотя разрыв в цепи светодиода более вероятен, чем короткое замыкание, можно добавить второй компаратор для регистрации и этого события. Напряжение смещения следовало бы установить на уровне 0.6 В, и падение напряжения ниже этой величины сформировало бы сигнал ошибки.

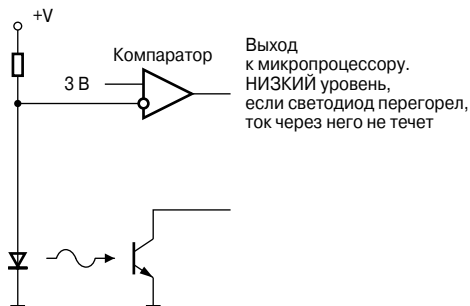


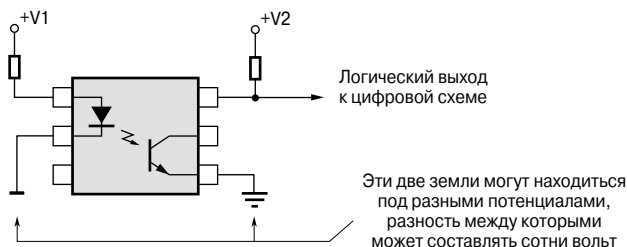
Рис. 3.11. Электронная схема определения неисправного светодиода

3.2.7. Оптрон с закрытым оптическим каналом

Оптрон с закрытым оптическим каналом (optoisolator), представленный на Рис. 3.12, герметично упакован, чтобы не было возможности прерывания светового потока. Оптоны чаще всего применяются для изоляции цепи с высоким напряжением, допустим от низковольтной цепи управляющего микропроцессора. Например, в *специализированном последовательном цифровом интерфейсе для музыкальных инструментов (Musical Instrument Digital Interface, MIDI)* предусмотрено использование оптической изоляции при соединении синтезаторов, компьютеров и электромузыкальных инструментов (ЭМИ). В этом случае использование оптронов предотвращает проблемы, связанные с тем, что потенциалы земли различных инструментов могут значительно отличаться.

На Рис. 3.12 показано, как оптрон может быть использован для передачи сигналов от одной системы к другой. Земля и шины питания могут быть полностью разделены. Даже в одной системе, где земля номинально одна и та же, использование оптрона может уберечь от пагубного влияния плавающих токов.

Мощные импульсные устройства, например, такие как двигатель с ШИМ-управлением, могут создавать помехи на шинах питания и земли. Оптрон может быть использован в таком случае для предотвращения проникновения шумов по шине земли в логические блоки.



V1 — напряжение питания относительно земли светодиода;
V2 — напряжение питания относительно земли фототранзистора

Рис. 3.12. Оптрон

Некоторые оптроны дополняются на выходе *формирователем логических уровней*. Данный формирователь размещается обычно в том же корпусе. *Оптроны* с закрытым оптическим каналом имеют ту же *скорость нарастания сигнала* и *выходную мощность*, что и *оптроны* с *открытым оптическим каналом*. Однако коэффициент передачи по току (КПТ) такого оптрона может быть выше, обычно в пределах 20...100%, так как в чипе его микросхемы излучающий светодиод располагается максимально близко к базе фототранзистора. *Оптрон* с *закрытым оптическим каналом* общего назначения 4N35 имеет *время включения и выключения* порядка 10 мкс, таким образом, он может передавать сигналы на частотах выше 10 кГц. Тем не менее, при приближении скорости следования сигналов к *предельной скорости срабатывания оптрона*, выходной сигнал все более отличается от входного. Поэтому там, где нужна высокая скорость передачи данных, следует использовать быстродействующий оптрон. 6N136 (Рис. 3.13), например, способен работать на частотах до 1 МГц. В этом оптроне для достижения высокой скорости срабатывания использована схема включения фотодиода последовательно с выходным транзистором.

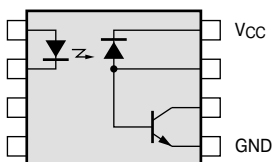


Рис. 3.13. Цолевка быстродействующего оптрона 6N136

3.2.8. Дискретные оптические датчики

В некоторых приложениях иногда требуется использование *дискретных оптических датчиков*: светодиода и фототранзистора. Они обычно рассчитаны на работу в инфракрасном (ИК) диапазоне, как и те, что применяются в щелевых и отражательных оптронах. Дискретные оптопары обычно используются в системах, где большой объект преграждает путь световому лучу между светодиодом и фототранзистором или там, где расстояние слишком велико для применения оптрона.

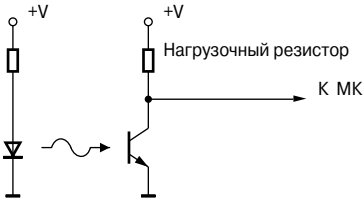
Дискретные оптопары имеют аналогичные схемы включения и используются так же, как рассмотренные ранее оптроны. Однако существует несколько дополнительных замечаний. Поскольку расстояние между светодиодом и фототранзистором в такой системе обычно больше, чем в стандартной ИС, КПТ, соответственно, ниже. Часто появляется необходимость подстроить ток светодиода или порог чувствительности для надежной и повторяемой работы схемы. В некоторых случаях может понадобиться линза (объектив) на один из элементов оптопары для фокусировки света.

Необходимость фокусировки — довольно распространенная проблема, возникающая при использовании дискретных элементов. Эта проблема будет особенно ощутима, если светодиод и фототранзистор расположены на различных механических основаниях. Следует учитывать, что отклонение в направлении даже в допустимых пределах может привести к потере оптической связи между светодиодом и фототранзистором.

В оптроне светодиод и фототранзистор согласованы по длине световой волны. Хотя большая часть фототранзисторов и светодиодов ИК-диапазона могут работать совместно, но положение максимума их спектральной чувствительности все же может отличаться. Так что, при использовании дискретных элементов, выбираются светодиод и фототранзистор, работающие в одной и той же области ИК-спектра. Если же элементы имеют различные спектральные диапазоны, хотя и перекрывающиеся, то светодиод, работающий в одной области спектра, а фототранзистор — в другой, могут привести в результате к значительному снижению КПТ системы.

На **Рис. 3.14** показаны три основных способа подключения оптического датчика к микропроцессору. Во всех случаях светодиод подключен через ограничивающий ток резистор, эмиттер фототранзистора соединен с землей, а коллектор подключен к питанию через нагрузочный резистор и соединен также с микропроцессором или другим устройством — компаратором или АЦП. Все эти способы также оправдывают себя и при иных подключениях управляющих цепей, как, например, с использованием микропроцессора для включения и выключения светодиода. Оптоны с закрытым оптическим каналом будут работать и при иной схеме подклю-

чения фототранзистора, например, не по приведенной выше схеме с общим коллектором, а по другой — с общим эмиттером (питание положительной полярности подается на коллектор и сигнал снимается через резистор, соединяющий эмиттер с землей).

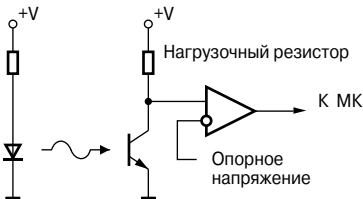


Простейшая цепь.

Может оказаться необходимым применение триггера Шмитта.

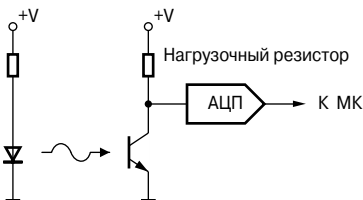
Нагрузочные резисторы в цепях светодиода и фототранзистора должны быть рассчитаны с учетом КПТ для установления необходимых логических уровней.

Датчики некоторых систем с отражением обладают довольно низким КПТ для применения такой схемы.



Эта схема обеспечивает работу оптических приборов даже в том случае, если выходной сигнал фототранзистора меньше требуемого логического уровня.

Уровень опорного напряжения может быть изменен с помощью потенциометра (ручного или электронного) для установки напряжения срабатывания.



Наиболее сложная и дорогая цепь.

Самая медленная, так как каждое измерение требует отдельного аналого-цифрового преобразования.

Данная схема ведет к усложнению всей системы, так как ПО должно обрабатывать результаты преобразования.

Такая цепь универсальна и может работать с датчиками с разными КПТ и оптическими системами.

Рис. 3.14. Три схемы подключения оптических датчиков к микропроцессору

На **Рис. 3.15** показано, как оптроны с закрытыми оптическими каналами могут быть использованы для развязки двунаправленного сигнала между двумя системами. На рисунке показано, что вывод I/O устройства, использующего интерфейс SPI, нужно изолировать по постоянному току от микропроцессора. Для обеспечения требуемой развязки используются два

оптрона с закрытыми оптическими каналами. Выход SPI-устройства снабжен буфером (для обеспечения требуемого тока светодиода), и выход оптрона U1 переходит в изолированное состояние НИЗКОГО уровня, когда SPI-устройство устанавливает на выводе I/O НИЗКИЙ логический уровень. Выход U1 может быть присоединен к биту *порта микропроцессора* или *порта микроконтроллера*.

Второй оптрон (U2) устанавливает вывод I/O в ноль, когда микропроцессор формирует на светодиоде сигнал НИЗКОГО уровня. Если микропроцессор не передает данные на вывод I/O, он должен оставить светодиод в выключенном состоянии (OFF state), так, чтобы SPI-устройство могло подавать сигналы на этот вывод. Когда микропроцессор устанавливает на выводе I/O НИЗКИЙ логический уровень, выход оптрона U2 также установится в НИЗКИЙ уровень, чтобы микропроцессор игнорировал передачи на выходе U2 в то время, когда он управляет SPI-устройством. С другой стороны, может быть использован ответный сигнал (return), для проверки корректного прохождения данных через SPI-устройство.

На Рис. 3.15 не показана цепь, дополненная еще одной оптопарой и еще одним портом микропроцессора, которые понадобятся для формирования тактового сигнала интерфейса SPI.

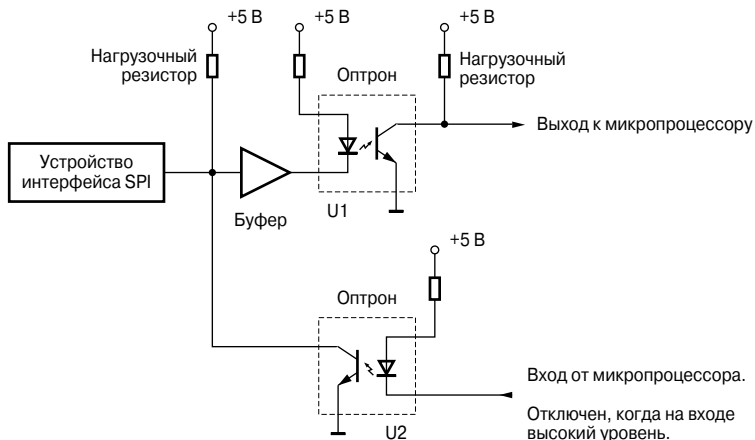


Рис. 3.15. Двухнаправленная развязка сигнала с использованием оптронов с закрытыми оптическими каналами

В этом случае управление двухнаправленным выводом потребует, чтобы управляющий микропроцессор использовал два вывода порта (один вход и один выход), что позволяет обеспечить изоляцию по постоянному току пе-

риферийного блока или системы. В большинстве случаев понадобятся высокоскоростные оптроны с закрытыми оптическими каналами. Вполне возможно, что подойдут диодно-транзисторные оптроны или оптроны с логическим выходом, но следует помнить, что оптрон U2 (Рис. 3.15), напрямую соединенный с двунаправленным выводом, должен иметь выход с открытым коллектором. Для обеспечения достаточной скорости переключения следует тщательно подобрать нагрузочный резистор, чтобы избежать чрезмерного времени нарастания, без превышения нагрузочной способности вывода. Если в качестве U2 применяется оптрон с диодно-транзисторным выходом, то он должен обеспечивать достаточный ток светодиода для гарантированной установки вывода катода светодиода в НИЗКИЙ логический уровень.

3.3. Приборы с зарядовой связью

Приборы с зарядовой связью, ПЗС (Charge Coupled Devices, CCD), непосредственно преобразуют интенсивность света в электрическую величину. ПЗС используются в переносных видеокамерах, камерах наблюдения, считывателях штрих-кода, системах визуализации и многих других устройствах, где требуется представить изображение в электронном виде.

3.3.1. Основы работы ПЗС

Приборы с зарядовой связью относятся к твердотельным датчикам изображения. Принцип работы ПЗС основан на накоплении заряда в полупроводнике под действием фотонов света. Когда фотоны достигают ПЗС-матрицы, энергия фотонов поглощается кремнием, что приводит к возникновению электронно-дырочных пар. Число электронно-дырочных пар прямо пропорционально числу поглощенных фотонов и, таким образом, пропорционально световому потоку. Чем дольше накапливается заряд, тем больше электронно-дырочных пар будет сформировано. Процесс длительного воздействия света на ПЗС-матрицу для накопления заряда называется интегрированием, а соответствующее время накопления заряда называется временем интегрирования.

Накопленный в ячейке ПЗС-матрицы заряд создает электростатический потенциал. Он может быть перемещен приложением соответствующих напряжений с определенной фазой на тактовые выводы ПЗС. Эти напряжения, изменяющие потенциал, могут перемещать электрический заряд в любом направлении. Существует много механизмов формирования управляющих потенциалов с различными количествами тактовых входов и временными последовательностями. Основной смысл работы состоит в

том, что *ПЗС-матрица* конфигурируется как *аналоговый сдвиговый регистр*, заряды в котором двигаются в определенном направлении от одной ячейки к другой. На выходе *ПЗС-матрицы* — аналогового сдвигового регистра — располагается *чувствительный выходной узел*, преобразующий электрический заряд в напряжение, которое подается на схему для дополнительной обработки. На **Рис. 3.16** показан принцип работы ПЗС.

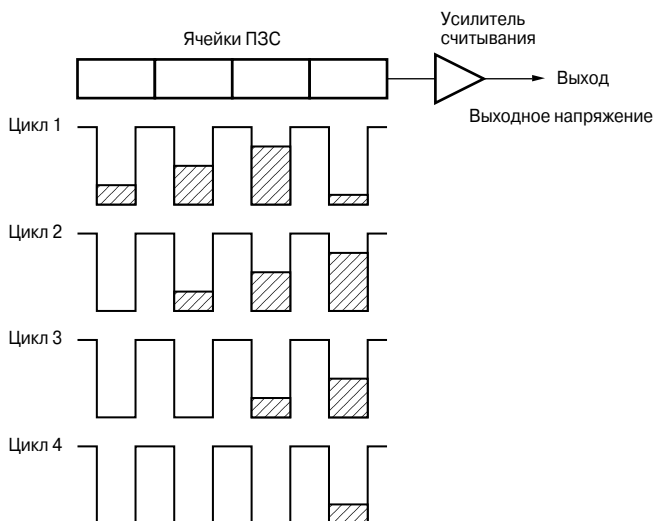


Рис. 3.16. Упрощенная структурная схема и временная диаграмма работы ПЗС

Чувствительный узел обычно выполняется на основе полевого транзистора с плавающим затвором. В результате, выходное напряжение чувствительного узла прямо пропорционально заряду на затворе. Для того чтобы измерить заряд, в первую очередь, с затвора должен быть снят заряд предыдущего измерения, что производится с помощью транзистора сброса.

Функции, выполняемые любой основанной на ПЗС системой, в общих чертах, таковы:

- Обеспечение тактовой последовательности для управления движением зарядов вдоль сдвигового регистра ПЗС. Для этого может понадобиться до четырех входов ПЗС, на каждый из которых подается тактовый сигнал с определенной фазой.
- Сброс выхода чувствительного узла перед каждым измерением.
- Считывание напряжения на аналоговом выходе и преобразование его в код с использованием АЦП.

3.3.2. Управление экспозицией

Что произойдет, если очень много света накопится в ячейках ПЗС? На- явление: все ячейки станут полностью «белыми». Это нежелательное явление происходит, если источник света, облучающий объект сканирования, слишком яркий, или если время интегрирования слишком большое. Большинство современных ПЗС обеспечивают *управление экспозицией* за счет определенного входа, позволяющего «сбросить» заряд в подложку, предотвращая ПЗС от дальнейшего накопления заряда.

3.3.3. ПЗС-линейки

ПЗС-линейки (ПЗС с разверткой по одной строке — в линию) имеют всего одну строку светочувствительных элементов. Они используются для сканирования движущихся объектов. ПЗС сканирует одну строку элементарных ячеек из пикселей размерами примерно 15×30 мкм. Когда цель сдвигается на ширину пикселя, ПЗС сканирует следующую строку. Компонировкой строк пикселей изображение может быть восстановлено в памяти. Происходит преобразование пространственного распределения освещенности на поверхности ПЗС в видеосигнал, но уже распределенного во времени. Обычно ПЗС-линейки применяются для визуализации объектов, движущихся по прямой, например перемещение изделий на конвейере или грузов на транспортере. На **Рис. 3.17** показан этот процесс. Для упрощения на рисунке показано только 24 элемента; реальный массив обычно содержит от 512 до 4096 элементов. ПЗС-линейки также могут использоваться там, где объект неподвижен, а линейка движется. Большинство компьютерных сканеров работает именно таким образом. Специальный двигатель перемещает ПЗС-линейку и источник света вдоль листа бумаги.

В большинстве случаев для передачи изображения на ПЗС-матрицу используется объектив. Так, для сканирования документов можно было бы использовать матрицу длиной 2.54 см (1 дюйм), содержащую 1024 элемента. Например, если для банка вы конструируете машину проверки чеков, может понадобиться считывать документы до 12.7 см (пяти дюймов) в ширину. Объектив в этом случае должен был бы произвести уменьшение в 5 раз для масштабирования пятидюймового документа до однодюймовой ПЗС-линейки. Это обеспечило бы разрешение 1024 пиксель/5 дюйм или 204.8 пиксель/дюйм. Если требуется большее разрешение (больше пикселей на дюйм), то следует либо ограничить параметры прибора по ширине считываемых документов, либо выбрать массив с большим числом элементов.

ПЗС-линейки обычно производят с одним, двумя или более выводами. Многовыводные ПЗС обеспечивают большую скорость передачи

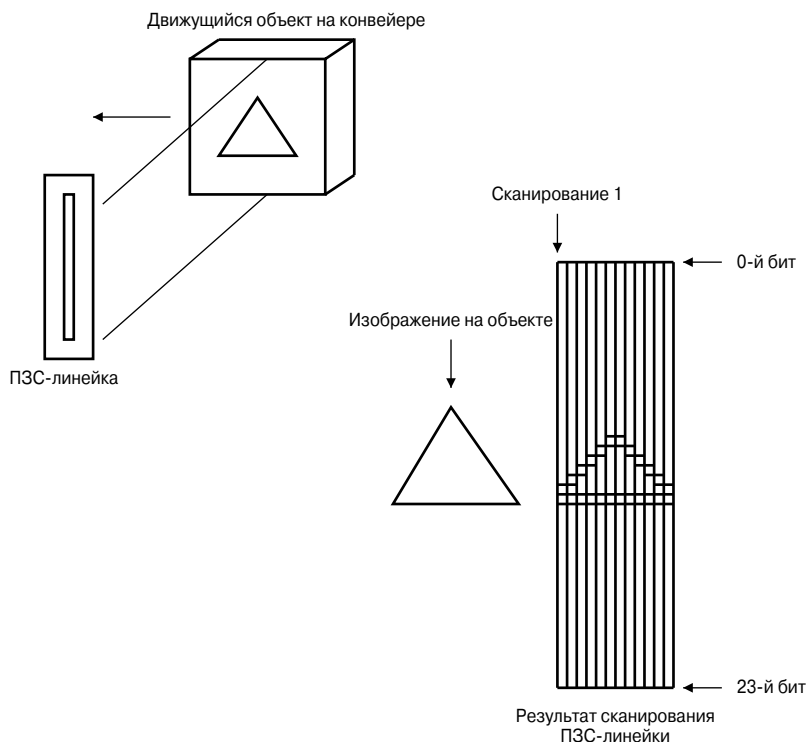


Рис. 3.17. Получение изображения с помощью ПЗС-линейки

данных. Если рассмотренная нами ПЗС-линейка с 1024 элементами имела бы два выхода, то значения пикселей с 0 по 511 можно было бы прочесть по первому каналу, а с 512 по 1023 — по второму. Или же по одному из каналов передавались значения всех четных пикселей (0, 2, 4, ..., 1022), а по другому — всех нечетных (1, 3, 5, ..., 1023). Если одноканальная линейка рассчитана на скорость передачи данных с частотой 15 МГц, например, то двухканальная сможет работать с вдвое большей частотой, то есть 30 МГц.

Скорость передачи данных АЦП зависит от приложения. В нашем примере визуализации документов, если документы поступают со скоростью 2.54 м/с (100 дюймов в секунду), тогда ПЗС-линейка должна бу-

дет совершать полное сканирование (1024 пикселей) 204.8 раз на дюйм. Это составляет 204.8×100 или 20480 сканирований в секунду. Поскольку считывается 1024 пикселя за одно сканирование, итоговая частота равна 20480×1024 , то есть 20.971 МГц. АЦП и аналоговые буферы должны быть способны работать на такой частоте. Скорость в 20480 сканирований в секунду обозначает, что время интегрирования равняется 48.8 мкс. ПЗС и система подсветки должны быть выбраны так, чтобы обеспечивать достаточное качество изображения на такой скорости. Естественно, двухвыводная линейка снизит скорость наполовину, но потребует уже два АЦП.

Большинство линейных массивов ПЗС снабжены *областью памяти* («storage» area), в которую передается заряд после того, как накопление завершается. После того, как заряд передан, дальнейшее накопление заряда под действием света в массиве сбора («capture» array) не будет оказывать влияние на записанные сигналы. Этот механизм защищает данные от изменения во время сдвига к узлу считывания.

3.3.4. Распознавание цвета

ПЗС не различают цвета. Хотя реагируют на разные цвета не одинаково, они производят выходной сигнал, пропорциональный объему падающего света. *Цветовая обработка в ПЗС* обычно производится *трехцветным фильтром*, включающим красный, зеленый и синий фильтры. На **Рис. 3.18** показан линейный массив с трехцветным слайдом. Для получения цветного изображения сначала производится сканирование поочередно с красным фильтром, затем с зеленым, и, наконец, с синим. Естественно, скорость передачи цветного изображения в три раза ниже, чем черно-белого. К тому же программа должна управлять двигателями так, чтобы точно позиционировать нужный фильтр в нужное время.

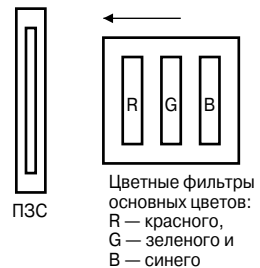


Рис. 3.18. Получение цветного изображения с помощью фильтров

Альтернатива использованию одного ПЗС с тремя фильтрами — это конструкция из трех ПЗС и трех фильтров (**Рис. 3.19**). Входной луч света расщепляется на три, каждый из которых проходит через свой цветовой фильтр и попадает на свою матрицу. Проблема здесь в том, что теперь надо управлять тремя ПЗС и АЦП. К тому же такую систему сложнее настраивать.

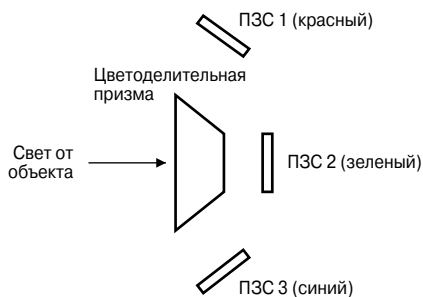


Рис. 3.19. Получение цветного изображения с помощью расщепления луча

3.3.5. Трехлинейные ПЗС

Для регистрации цветовой информации разработаны новые ПЗС-линейки, так называемые *цветные трехлинейные ПЗС* (Trilinear CCDs), см. **Рис. 3.20**. Трехлинейные ПЗС содержат три ряда элементов на кристалле. Каждый элемент снабжен собственным фильтром. Такой трехэлементный массив не требует настройки, и в то же время один общий трехлинейный ПЗС из трех рядов дешевле трех отдельных линеек с эквивалентными характеристиками. Типичный трехлинейный ПЗС содержат ИС серии KLI фирмы Kodak и серии ILX фирмы Sony.

Трехлинейный ПЗС решает проблемы подстройки, но обладает тремя выходами, а значит, потребуется три АЦП. Ряды светочувствительных элементов в трехлинейном ПЗС расположены не совсем вплотную друг к другу, а разделены некоторым промежутком. В ИС KLI-2113 (Kodak) и ILX724 (Sony) ряды ПЗС находятся на расстоянии 8 пикселей друг от друга. Как показано на **Рис. 3.21**, некоторая точка изображения сначала появляется на первой — синей линейке (на рисунке), затем на средней — зеленой, и, наконец, на последней — красной. Однако все три выхода ПЗС активны в течение всего *периода сканирования цветного трехлинейного ПЗС*, так как предполагается, что данные переносятся одновременно, но их нужно сдвинуть относительно друг друга.

Возникшая проблема может быть решена программно, взятием данных из буферов линеек со смещением. Данные сканирования под номером 0 буфера синей линейки комбинируются с данными сканирования номера 8 буфера зеленой линейки и с данными сканирования номера 16 буфера красной линейки. Следует помнить, что данные каждого сканирования занимают большой объем памяти — данные с линейки размером 1024 пикселя займут 1024 байта памяти.

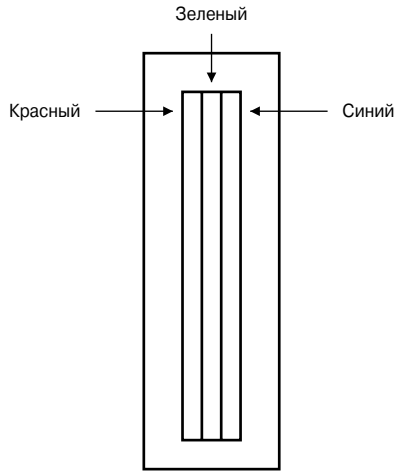


Рис. 3.20. Трехлинейный цветной ПЗС

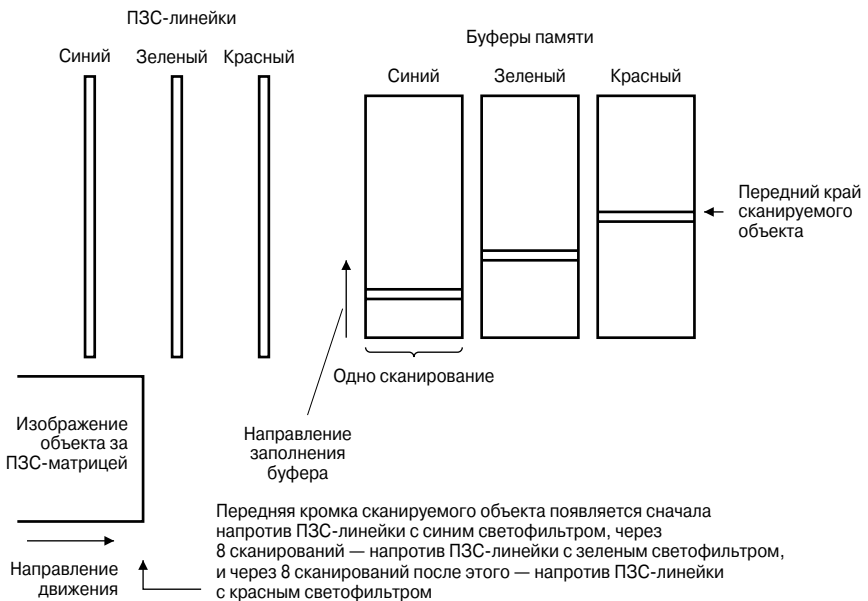


Рис. 3.21. Компоновка данных с трех ПЗС-линейек

Другой путь решения задачи — запоминать данные в *памяти типа FIFO* (FIFO, First In First Out — первым пришел, первым вышел) и отбрасывать значения первых 16 пикселей буфера синей линейки и первых 8 пикселей буфера зеленой линейки, что гарантирует совпадение действительных данных и снизит нагрузку на программное обеспечение.

Такое устройство ужесточает требования к движущимся частям системы. Если скорость системы плохо контролируема, то сканированные величины не будут совпадать, поскольку действительное положение объекта относительно ПЗС будет не там, где предполагается. Это, естественно, только одна из проблем, возникающих, когда требуется достичь совпадения различных участков сканирования.

3.3.6. Методы цветовой обработки

Методы цветовой обработки выходят за рамки темы данной книги. Однако стоит отметить, что в большинстве приложений, где требуется получить некоторое цветное изображение, необходимо производить математическую обработку получаемых от ПЗС данных. В системах визуализации черно-белых изображений, все, что нужно проделать с данными ПЗС — это сохранить их в памяти. Данные, содержащие трехцветную же информацию, должны быть еще определенным образом комбинированы, чтобы получить монохромное изображение. Например, трехцветная система, в поле зрения которой попал синий участок изображения, получит большую величину в BLUE ПЗС, меньшую в GREEN ПЗС и близкую к нулю в RED ПЗС. Для монохромного (черно-белого) представления полученной информации данные от трех ПЗС-линеек должны быть суммированы с определенными весами. Действительная информация о цвете также должна быть вычислена программно из получаемых от трех ПЗС (R, G и B) данных. В общем, система с цветовой обработкой будет производить в 3 раза больше данных, чем монохромная, и потребует, по крайней мере, в 3 раза большей мощности программы.

3.3.7. Чувствительная площадь ПЗС-матрицы

ПЗС-матрицы обычно применяются для получения изображения в таких системах, где ни объект, ни датчик не перемещаются друг относительно друга. Как следует из названия, ПЗС-матрица имеет квадратную или прямоугольную форму. ПЗС-матрицы широко используются в видеокамерах и камерах наблюдения, где требуется слежение за стационарными объектами. ПЗС-матрица также используется и для визуализации движущихся объектов, особенно если движение нелинейное или нерегулярное.

Рассмотренный выше трехлинейный ПЗС представляет собой три ПЗС-линейки, расположенных в форме матрицы. *ПЗС-матрица* во много раз больше такого массива. ПЗС-матрицу размерностью 512×512 можно представить как 512 линеек, по 512 элементов каждая.

В отличие от трехлинейных ПЗС, ПЗС-матрица не имеет отдельного выхода для каждого ряда ячеек. Вместо этого, данные синхронно сдвигаются на одну строку за такт, а затем сдвигаются в выходной каскад по заряду одной ячейки за такт. Естественно, такая конфигурация ограничивает скорость, с которой матрица может регистрировать изображения.

У некоторых ПЗС-матриц отсутствует выходная область памяти, следовательно, световой поток должен быть перекрыт для предотвращения продолжения накопления в момент считывания данных. Существуют ПЗС-матрицы для визуализации цветных изображений — у них механизм получения информации о цвете и требования к программному обеспечению для обработки цветных изображений такие же, как и рассмотренные ранее для ПЗС-линеек.

3.3.8. Темновой заряд

Одну из проблем, связанных с ПЗС, вызывает тот факт, что ячейки собирают заряд даже в темноте. Данный заряд вызывает определенное смещение уровня выходных сигналов. В большей части ПЗС с каждой стороны присутствуют несколько дополнительных неосвещаемых ячеек. Эти ячейки почти ничем не отличаются от остальных ячеек матрицы, только закрыты от попадания света. Выходные данные этих ячеек — это *темновой заряд*. В большинстве систем получаемые с этих ячеек величины вычитаются из величин сигналов ячеек, считывающих информацию. Вычитание может быть осуществлено программно или сбором темнового тока в УВХ и аналоговым вычитанием перед аналого-цифровым преобразованием.

3.3.9. Двойная коррелированная выборка

Один из путей снижения собственных шумов ПЗС — это проведение *двойной коррелированной выборки*, ДКВ (Correlated Double Sampling, CDS). Как показано на **Рис. 3.22** для выполнения ДКВ используется два УВХ. В один УВХ записывается сигнал с выхода ПЗС сразу после сброса. В другой УВХ записывается действительная величина заряда. Разность этих двух сигналов с выхода дифференциального усилителя поступает на АЦП. Естественно, система синхронизации должна обеспечить тактовые сигналы для данных цепей в строго определенное время.

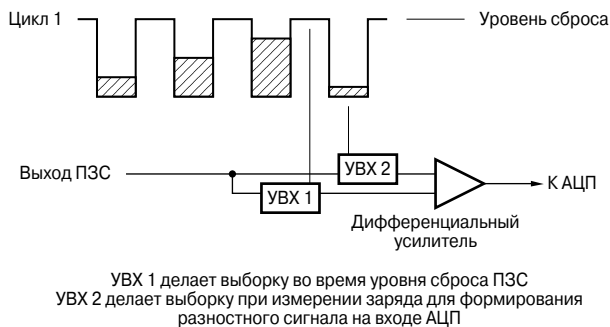


Рис. 3.22. Двойная коррелированная выборка

Другой метод осуществления ДКВ — связать выход ПЗС со входом АЦП при помощи емкости и применить фиксатор с емкостной связью. Схема фиксации устанавливает входную величину на уровне фиксированного эталонного напряжения в момент активации. Это приводит к накоплению на емкости некоторого постоянного напряжения, называемого напряжением смещения, и равного разнице между эталонным напряжением и входным сигналом (на уровне сброса). Когда фиксация произведена, сигнал на входе АЦП имеет величину сигнала с выхода ПЗС, но с добавлением напряжения смещения на емкости (до тех пор, пока заряд не стечет с нее). Обычно сигнал фиксируется сразу перед чтением каждого пикселя, сохраняя на емкости постоянное напряжение смещения.

3.3.10. Неравномерность

Неравномерность — это разброс уровней сигнала, получаемых от различных элементов ПЗС-матрицы во время облучения их светом равной интенсивности. В ПЗС-линейках неравномерность приводит к появлению более светлых или темных полос вдоль реконструированного изображения. Источники неравномерности могут присутствовать как в самом ПЗС, так и в воздействующем освещении. Освещение объекта обычно бывает неравномерным по яркости, да еще могут добавиться различные блики от отражений света.

Чтобы минимизировать эффект неравномерности надо провести нормирование (normalize) выходного сигнала. Как показано на **Рис. 3.23**, процесс нормирования может быть реализован записью соответствующего сигналу ПЗС выходного кода АЦП в программируемое ПЗУ перед передачей кода ПЗУ микропроцессору. Данный ППЗУ содержит информацию

нормирования для каждого пикселя. Данные пикселя от АЦП содержат старшие биты адреса, а данные о номере строки — младшие биты. Записанные в ППЗУ величины — это коэффициенты, на которые умножаются выходные величины АЦП для снижения неравномерности на выходе. Допустим, например, что величина некоторого пикселя составляет 85% от номинальной, тогда значение полученного сигнала будет умножено на $1/0.85$, то есть на 1.176. Если на выходе АЦП установился код, равный 25, то на выходе ППЗУ будет уже 29 (25×1.176).

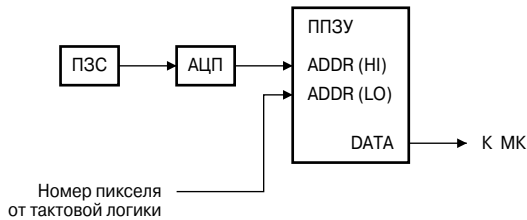


Рис. 3.23. Нормирование ПЗС

Данные в ППЗУ заносятся при калибровке системы с эталонным образцом. В устройствах визуализации документов данная калибровка могла бы быть произведена с белым листом с известными характеристиками. Естественно, если ПЗС или подсвечивающая система заменяется, необходимо произвести новую калибровку.

Объем памяти ППЗУ должен соответствовать числу пикселей ПЗС, умноженному на разрешение АЦП. Так, 1024-элементный ПЗС, подключенный ко входу 8-битного АЦП потребует применения ППЗУ объемом $256 \times 1024 \times 8$ бит или 262144 байт. Временные соотношения в цепях синхронизации должны обеспечить одновременное поступление на адресный вход ППЗУ младших битов адреса (число пикселей) и старших битов адреса (данные пикселя после АЦП).

ППЗУ на **Рис. 3.23** приведено только для иллюстрации принципа. На практике может понадобиться, чтобы калибровочная таблица сохранялась в ОЗУ или флэш-памяти так, чтобы микропроцессор мог при необходимости вносить в таблицу изменения. Данную методику нормирования можно выполнять и программно, если процессор успеет обрабатывать данные с требуемой скоростью. К тому же, справочная таблица (lookup table) микропроцессора должна быть той же организации памяти, что и ППЗУ. На каждом шаге дискретизации значение пикселя сдвигается на столько бит, сколько необходимо оставить для номера пикселя (10 бит для 1024-элементного массива), добавляется к номеру пикселя, а затем резуль-

тат используется как смещение при адресации справочной таблицы нормирования. Естественно, таблица может быть организована таким образом, что номер пикселя будет старшими битами адреса, а значение — младшими битами.

3.3.11. Питание ПЗС

Многие ИС ПЗС требуют необычных уровней напряжений тактовых сигналов, таких как 6.5 В для логической единицы и 0.1 В для логического нуля. Даже входы с уровнями КМОП могут характеризоваться очень жесткими требованиями, заставляющими драйвер работать с уровнями сигналов сравнимыми с величинами напряжения питания. При этом тактовые входы обладают очень высокой собственной емкостью — более 2000 пФ.

Из-за таких особенностей, тактовыми входами и входом сброса многих ПЗС невозможно управлять с помощью стандартных логических ИС. Многие производители ПЗС ссылаются на различные схемотехнические решения на основе существующих драйверов. Часто, драйверы для МОП-транзисторов оказываются подходящими, поскольку способны заряжать значительную емкость большим током. Другой подход — применить несколько логических вентилях, соединенных параллельно, для обеспечения большей нагрузочной способности.

3.3.12. АЦП ПЗС

Многие производители выпускают *АЦП*, специально рассчитанные на работу с *ПЗС*. Они часто снабжены цепями фиксации для выполнения двойной коррелированной выборки, а некоторые включают также 3 канала для интерфейса с трехлинейными или другими цветовыми матрицами. Типичные представители *трехканальных АЦП ПЗС* — это *TMC1103* фирмы *Fairchild*, *VSP2000/3000* фирмы *Texas Instruments*, а также *MAX1101* фирмы *Maxim/Dallas*.

3.4. Датчики магнитного поля

3.4.1. Датчики Холла

Вероятно, простейший *датчик магнитного поля* для использования в микропроцессорных системах — это датчик, основанный на *эффекте Холла*. Эдвин Холл открыл данный эффект в 1879 г. Он заметил, что если направление магнитного поля перпендикулярно поверхности золотой пластины, по которой протекает ток, между краями пластины возникает разность потен-

циалов (Рис. 3.24). Возбуждаемое напряжение пропорционально току, протекающему по пластине, и магнитному потоку. Датчики, основанные на эффекте Холла, изготавливаемые обычно из кремния, создают напряжение порядка нескольких микровольт на В/Гаусс. Следовательно, для приведения выходного сигнала к нормальному диапазону потребуется усилитель с высоким коэффициентом усиления. Современные датчики Холла содержат датчик и усилитель в одном корпусе.

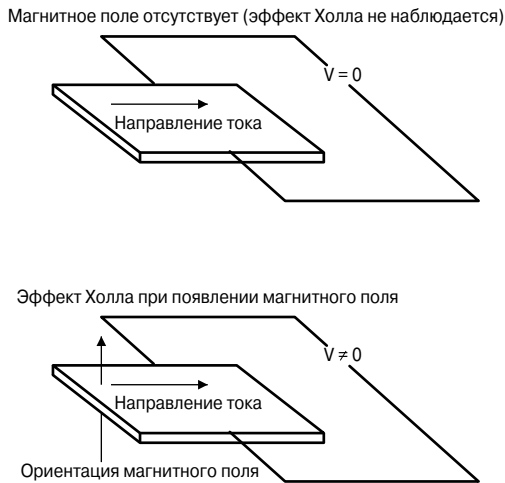


Рис. 3.24. Эффект Холла

Выпускаются *аналоговые датчики Холла*, формирующие выходное напряжение, пропорциональное магнитному полю, и *цифровые датчики*, изменяющие свое состояние при превышении магнитным полем определенного уровня. Аналоговые датчики удобно использовать в конструкциях, где надо знать, как близко расположен магнит к датчику. Типичным примером может служить регистрация колебательного движения с помощью магнитного ключа на датчике Холла. Цифровые датчики лучше применять, когда следует выполнить логическую функцию ДА/НЕТ. Такие датчики являются двухпозиционными; и используются, например, в охран-ных системах для контроля закрытия двери.

Выход аналогового датчика Холла может быть соединен с компаратором или АЦП, как любой другой источник напряжения. Но следует заметить, что некоторые датчики дают на выходе напряжение, пропорциональ-

ное напряжению питания. Для большей точности датчик должен быть подключен к стабилизированному источнику с низким уровнем собственных шумов.

Типичный аналоговый датчик Холла имеет на выходе напряжение, равное половине напряжения питания при отсутствии магнитного поля. Если к датчику приближать северный полюс (N) магнита, напряжение на выходе будет уменьшаться, а если южный полюс (S) — то увеличиваться.

Цифровые датчики Холла формируют на выходе логический уровень, индицируя присутствие магнитного поля. Они переводят свой выход в активное состояние, когда регистрируется заданная величина магнитного потока — *точка включения* (the operate point), или в неактивное состояние, если магнитное поле падает ниже определенного уровня — *точка выключения* (release point). Датчики Холла характеризуются некоторым гистерезисом в диапазоне между точками включения и выключения.

Выпускаются *цифровые датчики униполярные и биполярные (защелки)*. Биполярные датчики имеют положительную точку включения (в области южного магнитного полюса) и отрицательную точку выключения (в области северного магнитного полюса). Униполярные ключи имеют положительные точки включения и выключения, при этом выключение происходит при меньшем значении индукции. Точки включения и выключения изменяются в зависимости от температуры. ИС и биполярных, и униполярных ключей обычно имеют выход с открытым коллектором. Для включения нескольких схем с открытым коллектором по схеме «Монтажного ИЛИ» требуется общий нагрузочный резистор.

Датчики Холла обычно поставляются в 3-выводном корпусе, подобном ТО-92, или с выводами для поверхностного монтажа. Назначение выводов — питание, общий вывод (земля) и выходной сигнал. Типичное напряжение питания датчиков находится в диапазоне 5...10 В, хотя встречаются датчики с напряжением питания до 30 В. При использовании датчиков Холла необходимо принимать во внимание блуждающие магнитные поля. При регистрации движения магнита на оси двигателя, например, следует удостовериться, что магнит не настолько намагничивает ось, чтобы исказить показания датчика.

Помните, что магнитное поле спадает примерно обратно пропорционально квадрату расстояния (примерно потому, что размер и форма магнита, так же, как и окружающих намагниченных предметов, влияют на результат). В любом случае, значение напряжения на выходе датчика Холла будет линейным по отношению к величине магнитного потока, но не будет линейным по отношению к расстоянию.

Цифровой датчик Холла контроля зубцов шестерни содержит магнит и датчик Холла в одном корпусе. Этот датчик предназначен для измерения скорости вращения шестерни посредством размещения датчика вблизи ее зубцов (Рис. 3.25). Как только зуб шестерни проходит вдоль устройства, он усиливает магнитное поле между встроенным магнитом и датчиком Холла, в результате чего на выходе блока формируется импульс.

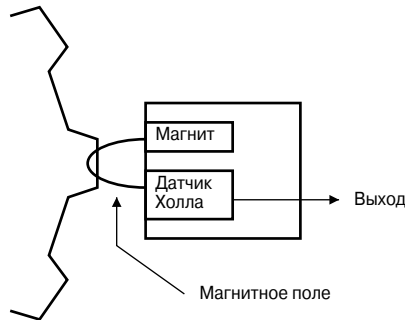


Рис. 3.25. Цифровой датчик Холла контроля зубцов шестерни

Аналоговый датчик Холла контроля угла поворота оси представляет собой потенциометр, основанный на эффекте Холла. Это устройство формирует выходное напряжение, пропорциональное повороту оси. Оно идеально подходит для разработок, где требуется ручка управления, но не устраивает недостаточная надежность обычных потенциометров.

3.4.2. Линейные дифференциальные трансформаторы

Линейный дифференциальный трансформатор (Linear Variable Differential Transformers, LVDT) состоит из возбуждающей катушки, двух приемных катушек и подвижного магнитного сердечника (Рис. 3.26). Сердечник обеспечивает магнитную связь между катушками. Две приемные катушки соединены последовательно, но так, что создаваемые ими магнитные поля были направлены навстречу друг другу. Когда к катушке возбуждения прикладывается переменное напряжение, в других катушках возникает ЭДС. Если сердечник находится точно в центре системы, в обеих катушках возникают равные, но противоположные по знаку ЭДС, и выходное напряжение остается равным нулю. Если сердечник сместится в какую-либо сторону, то одна из катушек для съема сигнала будет иметь большую связь с катушкой возбуждения и сформирует большее напряжение.

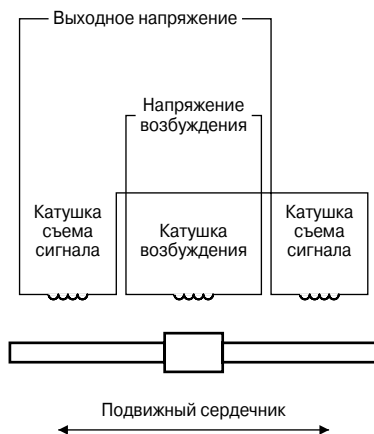


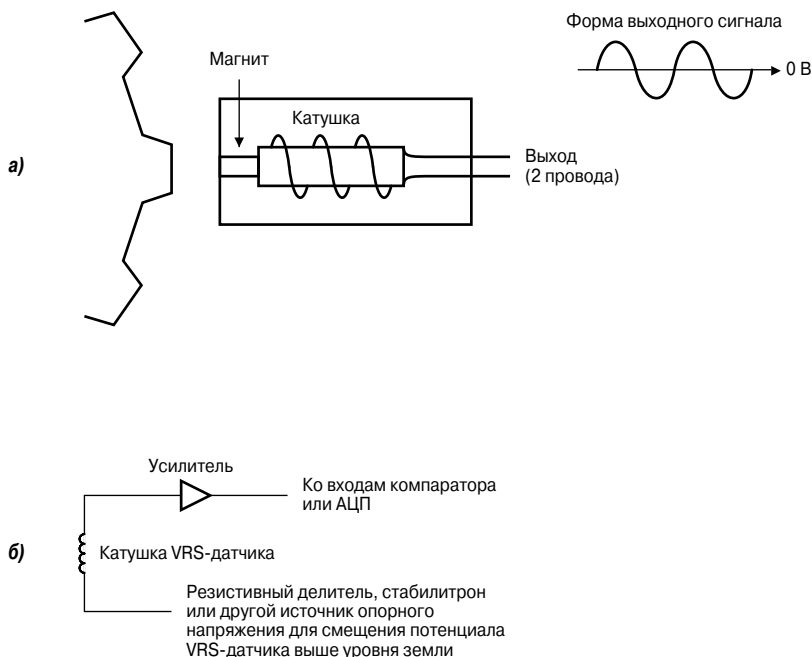
Рис. 3.26. Линейный дифференциальный трансформатор

3.4.3. Датчики с переменным магнитным сопротивлением

Датчик с переменным магнитным сопротивлением (Variable Reluctance Sensors, VRS) или магниторезистор (далее для краткости будем называть его *магниторезистором* или *VRS-датчиком*, подразумевая его русский перевод) состоит из катушки и магнита (Рис. 3.27а). Принцип действия магниторезистора основан на зависимости его сопротивления от индукции магнитного поля. Когда зуб шестерни, находящейся на вращающейся оси, проходит вблизи данного бесконтактного датчика-магниторезистора, поле магнита изменяется, возбуждая в катушке сигнал, что позволяет измерить скорость вращения оси. С помощью магниторезистора можно измерить скорость вращения оси без подачи на датчик дополнительного питания. К тому же, не требуется никаких дополнительных полупроводниковых приборов, что позволяет применять магниторезистор в местах, где температура слишком высока для датчиков Холла, например, в двигателе автомобиля.

В некоторых системах для измерений используется непосредственно зуб рабочей шестерни, и программное обеспечение микропроцессорной системы должно определить относительное положение оси. В других приложениях, используется дополнительное колесо, всего с одним зубом, надетое на ту же ось для определения начального положения оси.

Выходной сигнал магниторезистора обычно усиливается и поступает на компаратор или АЦП, причем выход одного из них соединен с микро-

**Рис. 3.27.** Магниторезистор

процессором. Амплитуда выходного сигнала магниторезистора увеличивается, если увеличивается скорость вращения оси. В системах с большим разбросом скоростей может понадобиться ограничить напряжение на входе усилителя с помощью стабилитрона или диодов, подключенных последовательно с шиной питания.

На выходе магниторезистора формируется биполярный сигнал, с отрицательной компонентой. В однополярных системах сигнал, поступающий от магниторезистора на вход усилителя, должен быть смещен к уровню, составляющему половину напряжения питания (**Рис. 3.27б**). Следует отметить, что узел смещения магниторезистора должен обладать низким выходным сопротивлением на всех частотах работы, чтобы не уменьшить общий коэффициент усиления системы. Это значит, что понадобится слишком большая емкость при низкой скорости вращения оси или нужно будет использовать резистивный делитель.

3.5. Полупроводниковые тензодатчики движения/ускорения

Иногда необходимо измерить ускорение, либо наклон объекта, либо еще какую-либо составляющую движения. Это бывает необходимо, например, для определения условий раскрытия подушки безопасности в автомобиле. Или при определении допустимой величины вибрации несбалансированной нагрузки двигателя. В таких случаях используют *тензодатчики*, работа которых основана на *тензоэффекте* (от лат. *tenso* — растягиваю), когда под действием прикладываемой силы изменяется сопротивление материала датчика. С помощью тензодатчиков можно измерять вес, ускорение, деформацию, давление, силу.

В *полупроводниковых тензодатчиках движения/ускорения* используются микромеханическая подвижная балка и два фиксированных контакта; для определения этой силы измеряется емкость между балкой и контактами (**Рис. 3.28**). Балка снабжена пружинкой, удерживающей ее в центре между контактами при отсутствии внешнего ускорения. На неподвижные контакты подаются сигналы от одного генератора, отличающиеся на 180° по фазе. Результирующее напряжение на балке, на которую в этом случае не действует сила, равно нулю. Когда на балку воздействует внешняя сила, балка приближается к одному из контактов. Это приводит к увеличению емкости между балкой и одним из контактов и, соответственно, к уменьшению емкости между балкой и другим из контактов. В результате, амплитуда сигнала с приближающегося к балке контакта становится больше, чем с удаляющегося. Выходное напряжение можно представить как функцию отклонения балки от исходного положения.

Типичной *ИС полупроводникового тензодатчика ускорения* является *ADXL202* фирмы *Analog Devices*. ИС ADXL202 представляет собой 2-координатный датчик ускорения, формирующий на выходе цифровой код, а не аналоговый сигнал, что более удобно при построении микропроцессорных систем. На выходе ИС ADXL202 чередуются сигналы с большим и малым периодом повторения. *Рабочий цикл выходного сигнала* соответствует измеряемому ускорению. При ускорении $0g$ рабочий цикл составляет примерно 50%. ИС ADXL202 измеряет величины ускорений от $-2g$ до $2g$, и рабочий цикл выходного сигнала варьируется при этом в отношении 12% на один g . Например, рабочий цикл ускорения $-2g$ составит 26%, ускорения $2g$ — 74%. Частота выходного сигнала устанавливается с помощью внешних резисторов.

Наклон может быть измерен с помощью датчика ускорения, как показано на **Рис. 3.29**.

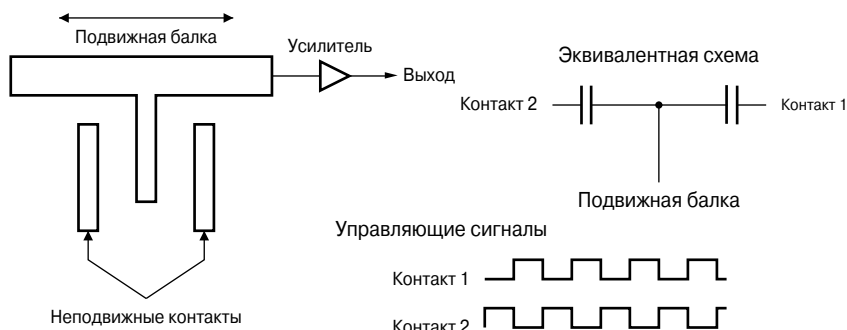


Рис. 3.28. Полупроводниковый тензодатчик ускорения

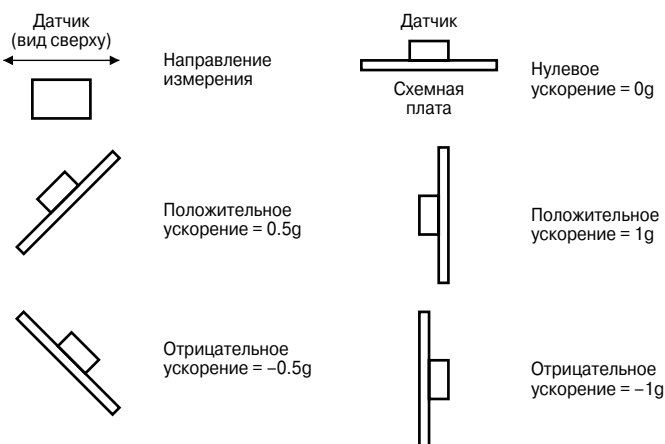


Рис. 3.29. Измерение наклона с помощью тензодатчика ускорения

3.6. Металлические тензодатчики веса/силы

Металлический тензодатчик веса/силы (Рис. 3.30) обычно содержит проводник, представляющий собой тонкий слой металла, нанесенный на изолятор. Сопротивление проводника определяется его геометрическими размерами. При сжатии или растяжении изолятора проводник также изменит свою форму, и его сопротивление изменится. Тензодатчики характеризуются очень малым сопротивлением и еще меньшими изменениями этого сопротивления. Преимущество тензодатчиков в том, что они могут быть

использованы для измерения веса (например, грузовика) на весах без каких-либо движущихся частей. Такой тензодатчик является структурной частью весов, прогибающихся под нагрузкой. Заметим, что гибкий элемент датчика может быть напечатан на подложке или даже на алюминиевой опоре, будучи от нее изолированным (см. **Рис. 3.30а**).

Как показано на **Рис. 3.30б** чувствительная часть тензодатчика обычно собрана по мостовой схеме. В данном примере отношение $R1/R2$ равно $R3/Rs$ (R_s — сопротивление тензодатчика), когда тензодатчик не нагружен. При выполнении этого условия выходное напряжение V_{OUT} равно нулю. Если тензодатчик деформируется под действием веса или силы, и его сопротивление изменяется, у моста наступает разбаланс, $R1/R2$ уже становится не равным $R3/Rs$ (так как R_s изменилось). Выходное напряжение может быть усилено и измерено. Преимущество мостовой схемы в том, что она служит фильтром для различных шумов (таких как пульсации, например) входного напряжения. Выходное напряжение будет зависеть от входного, но изменения входного напряжения не повлияют значительно на выходное напряжение.

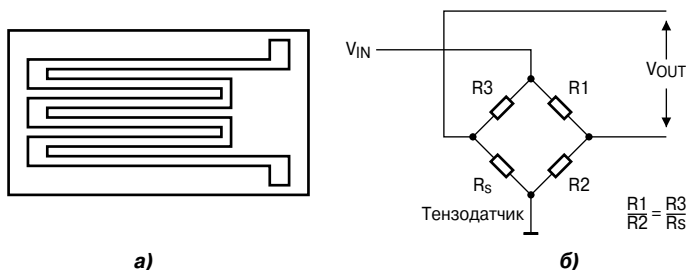


Рис. 3.30. Металлический тензодатчик веса/силы, включенный в мостовую схему

Так как сопротивление тензодатчика очень мало, его выходное напряжение должно быть усилено во много раз перед измерением. Типичный тензодатчик имеет сопротивление порядка 100 Ом, и в практических применениях должен чувствовать крайне малые изменения сопротивления — на уровне 0.0002% от номинальной величины. Тензодатчики в различном конструктивном исполнении применяются для измерения веса, силы и давления.

Промышленностью также выпускаются полупроводниковые тензодатчики с микромеханическими сопротивлениями, нанесенными на кремниевую подложку. Преимущество такой технологии в том, что схемы усиления и обработки сигнала могут быть размещены на том же кристалле.

3.7. Ключи

Ключи бывают самых различных типов, включая ключи с язычковыми герметизированными (магнитоуправляемыми) контактами, дверные и кнопочные ключи. Может показаться, что ключи — слишком простые приборы для изучения. Они могут находиться либо в закрытом состоянии, либо в открытом состоянии, не правда ли? Ответ, тем не менее, зависит от многих вещей.

На **Рис. 3.31** показан самый распространенный метод подключения ключа к микропроцессору. Резистор в цепи питания устанавливает ВЫСОКИЙ уровень, когда ключ разомкнут, а при замыкании ключа входной сигнал устанавливается в нуль. На рисунке также приведена осциллограмма изменения сигнала в моменты времени, когда ключ переходит из одного состояния в другое (замыкается или размыкается). Механический ключ обычно создаетдребезг контактов при включении и выключении. Времядребезга обычно составляет несколько миллисекунд.

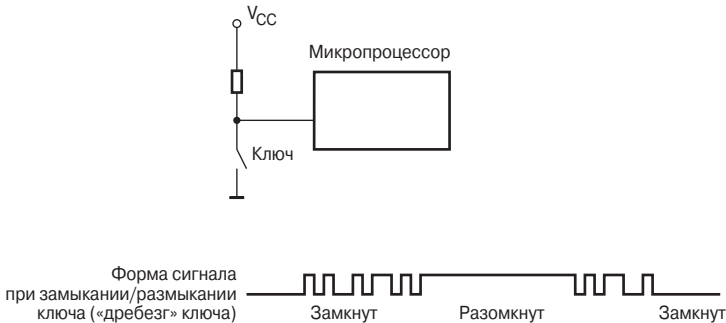


Рис. 3.31. Дребезг контактов ключа

Если ключ служит для открывания двери, тодребезг не является проблемой. Программа может проверять состояние ключа в момент, когда пользователь пытается сдвинуть дверь, и если ключ не замкнут, замок, не откроется.

С другой стороны, в некоторых приложениях необходимо проверять состояние ключа при каждом нажатии.

В этом случаедребезг контактов выглядел бы для программного обеспечения как многократные включения, которые должны быть отфильтрованы. Алгоритм фильтрации выглядит обычно следующим образом:

Определить замыкание ключа.

Ждать 10–30 мс.

Если ключ до сих пор замкнут, то это замыкание действительно имеет место; в противном случае игнорировать его.

Задержка может быть организована в программе с помощью специальной процедуры или с использованием системного таймера. После определения времени задержки, введите его в программу с запасом. Это время широко варьируется от ключа к ключу и изменяется в зависимости от срока службы ключа.

Сопротивление контакта ключа также может изменяться в зависимости от срока службы. Ключи с позолоченными контактами обладают меньшим сопротивлением, однако со временем позолота стирается.

Повышенное сопротивление контакта создает большее падение напряжения на ключе, когда тот замкнут, особенно, если мала величина резистора в цепи питания.

4.1. Общие сведения

Во многих микропроцессорных системах предпочтительнее измерять частоту, вместо напряжения или тока с помощью АЦП. Причины для измерения частоты обычно следующие:

- В системах с разными землями можно обеспечить емкостную или оптическую связь сигналов для избегания «петли» и других нежелательных эффектов.
- Шумов, вносимых в аналоговый сигнал длинным кабелем, можно избежать, передавая сигналы с логическими уровнями определенной частоты.
- Измерение частоты вместо аналоговых величин позволит применить более простой микропроцессор, поскольку не требуется применение АЦП.

Во многих случаях, можно преобразовать аналоговый входной сигнал, например при измерении температуры, в периодический сигнал, который измеряется микропроцессором. Одна из ИС, которая может осуществить такое преобразование — это *MAX6576* (и подобная *MAX6577*) фирмы *MAXIM/Dallas*. ИС *MAX6576* выполнена в 6-выводном корпусе для поверхностного монтажа (SOT-23) и преобразует измеряемую температуру в прямоугольные импульсы. Период повторения выходного сигнала пропорционален температуре. ИС *MAX6576* имеет два дополнительных вывода, на которые можно подать **ВЫСОКИЙ** или **НИЗКИЙ** кодовый логический уровень для выбора одного из четырех выходных диапазонов 10, 40, 160 или 640 мкс на градус Кельвина.

Использование такого частотного метода позволяет для измерения температуры применять всего один вывод микропроцессора. ПО микропроцессора может произвести такое измерение несколькими способами. В МП с возможностью захвата (capture), например *PIC16C6x* фирмы *Microchip*, выход датчика может быть соединен с входом микропроцессора, который используется для захвата импульсов. Упрощенная структурная схема такой системы показана на **Рис. 4.1**. Здесь асинхронный (free-running) 16-битный счетчик захватывается 16-битным регистром, когда частота входного сиг-

нала изменяется от низкого до высокого значения. В то же самое время формируется короткий импульс для сброса счетчика.

В показанном на **Рис. 4.1** примере один из периодов составляет 90 мкс, а другой 100 мкс. В этом случае счетчик отсчитывает 90 отсчетов за первый период и 100 отсчетов за второй. Показания счетчика считываются микропроцессором для определения периода повторения и, следовательно, температуры.

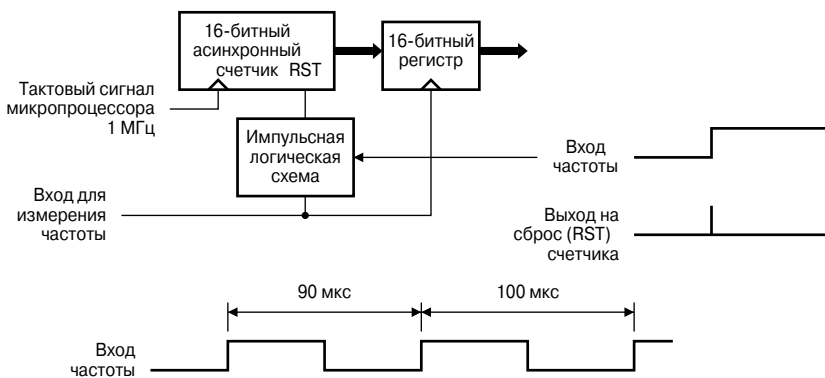


Рис. 4.1. Частотная система измерения

В некоторых микроконтроллерах таймер не может быть сброшен в момент захвата. В этом случае счетчик продолжает считать между прерываниями. Например, если на вход захвата подается обычный сигнал, имеющий период, равный 100 отсчетам таймера, тогда первое прерывание приведет к захвату числа 100, второе — к захвату числа 200, третье — 300 и т. д. ПО должно вычитать из текущего значения предыдущее для определения числа отсчетов после последнего прерывания. В коде также должна быть предусмотрена корректировка на момент перехода счетчика с максимальной величины в 0.

Программа для выполнения захвата данных счетчика в таком случае содержала бы код установки (setup code), подпрограмму обработки прерывания (ISR code) и код, не относящийся к подпрограмме обработки прерывания (non-ISR code). Программа должна выполнять следующие функции.

Начальная установка

Запрограммировать таймер на захват входа.

Запрограммировать предварительный делитель (prescaler) таймера (если используется).

Запрограммировать, какой, передний или задний фронт импульса послужит для захвата.

Запрограммировать таймер для генерации прерывания при захвате.

Логика прерывания при захвате

(если счетчик сбрасывается после захвата)

Считать захваченный отсчет из регистра захвата таймера.

Преобразовать время в температуру (по таблице или через встроенный алгоритм).

Логика прерывания при захвате

(если счетчик не сбрасывается после захвата)

Считать захваченный отсчет из регистра захвата таймера.

Вычесть предыдущий отсчет из нового.

Если результат отрицательный, вычесть предыдущий отсчет из нового + 10000h.

Преобразовать результат в температуру (по таблице или через встроенный алгоритм); сохранить новый для следующего прерывания.

Примечание. Данная программа рассчитана на 16-битный счетчик. Если применить счетчик большей ширины слова, то константа для коррекции отрицательного результата составит максимальное число отсчетов плюс 1. Например, 20-битный таймер использовал бы 100000h, вместо 10000h.

Другой метод коррекции отрицательного результата — запрограммировать микроконтроллер так, чтобы таймер генерировал прерывание при переходе счетчика через 0. Программа для данного типа прерывания таймера устанавливает флаг. Когда случается следующее прерывание захвата, подпрограмма обработки этого прерывания считывает данный флаг, подстраивает вычисленное время, а затем сбрасывает флаг.

Микропроцессоры, не снабженные схемой захвата, могут выполнить подобное измерение, разрешив счетчику свободный счет при подаче частотного сигнала на вход прерываний. Счетчик может быть как внешним, так и внутренним, синхронным с таймером процессора. Когда происходит прерывание, ПО считывает содержимое счетчика и сбрасывает его в исходное состояние. Этот метод немного менее точный, чем метод захвата из-за различного времени обработки прерывания. Если вам важна точность измерения, и в процессоре имеется вход немаскируемых прерываний, можно использовать этот вход для частотного сигнала, иначе другие прерывания действуют на точность измерений.

Если микроконтроллер снабжен таймером, который переключается внешним сигналом, частотный вход может быть соединен с таким таймером. Микроконтроллер может затем считывать данные таймера на базе

встроенного счетчика для определения числа отсчетов, произошедших за время измерения.

Погрешности, обусловленные задержкой обработки прерывания, могут быть минимизированы подачей периодического сигнала на счетчик, синхронизируемый от внутреннего таймера микропроцессора, выбирая только те отсчеты, когда входной сигнал в **ВЫСОКОМ** логическом уровне (счетчики некоторых микроконтроллеров могут работать в таком режиме). Счетчик будет считать на сложение, пока на входе **ВЫСОКИЙ** уровень, и будет удерживать выходную величину, когда на входе **НИЗКИЙ** уровень. Микропроцессор может считать данные в любой момент, пока на входе **НИЗКИЙ** логический уровень. Если микропроцессор считает данные счетчика до того, как счетчик снова включится на счет, то результат получится довольно точный (**Рис. 4.2**).

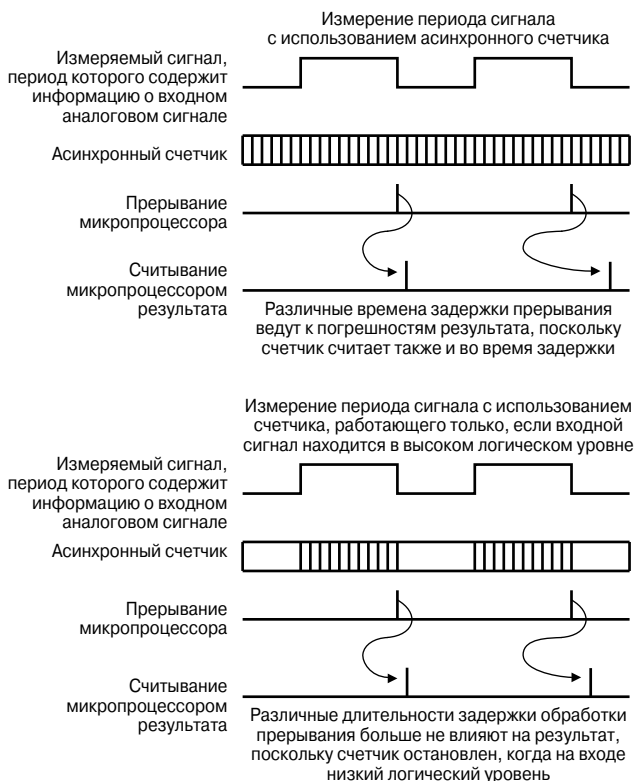


Рис. 4.2. Измерение периодического входного сигнала с помощью счетчика

Фирма *Analog Devices* выпускает, наряду с MAXIM/Dallas и другими известными фирмами, *температурные датчики*, например *TMP03/04*, которые преобразуют величину температуры в периодический сигнал. Эти приборы формируют на выходе сигналы с фиксированными максимальной и минимальной длительностями импульсов, изменяющихся от температуры. Другими словами, и период, и частота изменяются вместе с температурой. Температура вычисляется, как отношение максимальной длительности к минимальной. Отношение используется, чтобы компенсировать изменения частоты от температуры.

4.2. Измерение периода или частоты

Однажды я работал над системой, в которой аналоговая величина преобразовывалась в частоту. Схема обработки сигналов датчика преобразовывала механические изменения в небольшой частотный сдвиг в области радиочастот (RF signal). Величина частоты отдельных датчиков определялась с помощью ПЛИС, а затем считывалась микропроцессором. Структурная схема системы сбора данных показана на **Рис. 4.3**. На тактовый вход счетчика подавался частотный входной сигнал. Один раз за каждый период выборки данные счетчика записывались в регистр и считывались микропроцессором. В этом случае счетчик никогда не сбрасывался, однако переходил через FFFFh в 0000h; ответственность за вычисление корректной величины возлагалась на микропроцессор.

Причем, в данной системе надо было определить изменения частоты довольно быстро, всего за 2 мс. В соответствии с данным примером, скажем, частота изменилась от 5 до 5.005 МГц, а интервал дискретизации остался 2 мс. Результаты будут выглядеть следующим образом:

На частоте 5 МГц процессор сосчитает $\frac{2 \text{ мс}}{200 \text{ нс}} = 10000$ отсчетов.

На частоте 5.005 МГц процессор сосчитает $\frac{2 \text{ мс}}{199.8 \text{ нс}} = 10010$ отсчетов.

Такое изменение частоты производит в результате разницу в 10 отсчетов. Для получения лучшего разрешения потребуются больший промежуток времени или изменение цепи, формирующей входную частоту.

На **Рис. 4.3** также показан альтернативный метод произведения подобных измерений. Здесь частота входного сигнала делится на 10000, в результате чего формируется 500-Гц сигнал (при 5 МГц на входе). Этот сигнал подается на вход регистра 16-битного счетчика. Счетчик синхронизируется тактовым сигналом с частотой 10 МГц в этом примере. Переполнение

счетчика контролируется программно. Изменение сдвига частоты даст следующий результат:

На частоте 5 МГц процессор отсчитает $\frac{10 \text{ МГц}}{500 \text{ Гц}} = 20000$.

На частоте 5.005 МГц процессор отсчитает $\frac{10 \text{ МГц}}{500.5 \text{ Гц}} = 19980$.

Полученные результаты отличаются уже на 20 отсчетов. Данный метод измерения потребует более сложную схему и повышенную частоту дискретизации, однако позволяет повысить разрешающую способность системы без увеличения интервала дискретизации. Еще большее разрешение достигается простым увеличением частоты дискретизации. Изменение частоты с 10 до 20 МГц, например, удвоит число отсчетов на том же интервале. Естественно, понадобится счетчик с большим числом битов.

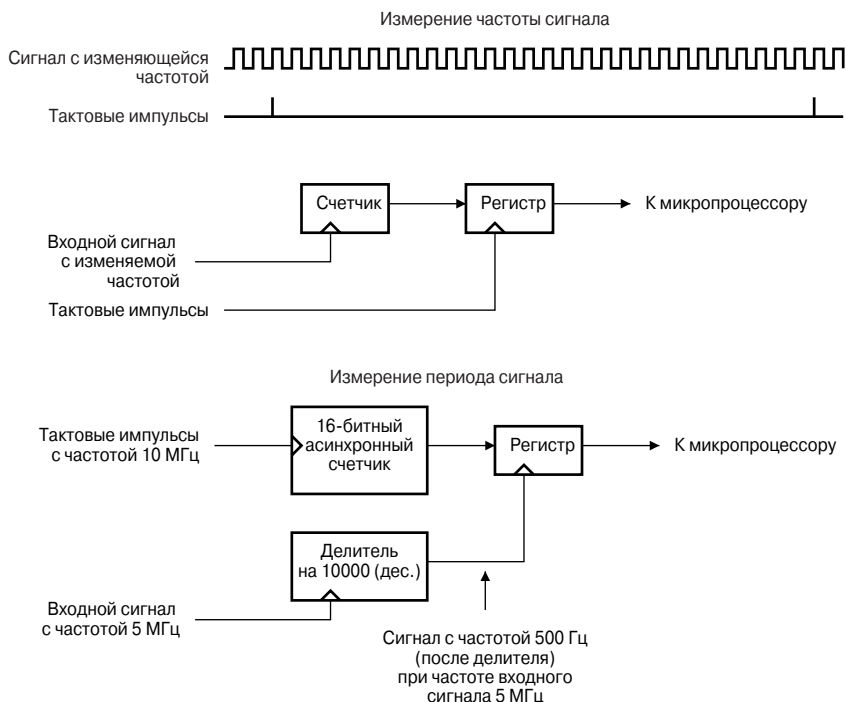


Рис. 4.3. Измерение частоты относительно периода

4.3. Смещение частот

На **Рис. 4.4** показано развитие данного принципа для еще большего увеличения частотного сдвига при том же изменении на входе. Входной сигнал проходит через *смеситель с частотой смещения 7 МГц*. На выходе смесителя образуются сигналы двух частот, а также их сумма и разность. В этом случае на выходе смесителя образуются сигналы с частотами 5, 7, 12 (сумма) и 2 МГц (разность). Выходной сигнал проходит через 2.5 МГц ФНЧ для подавления всех сигналов, кроме сигнала с частотой 2 МГц. Этот сигнал усиливается и делится на 4000 для получения того же 500-Гц сигнала, у которого далее измеряется период с помощью уже известной логики.

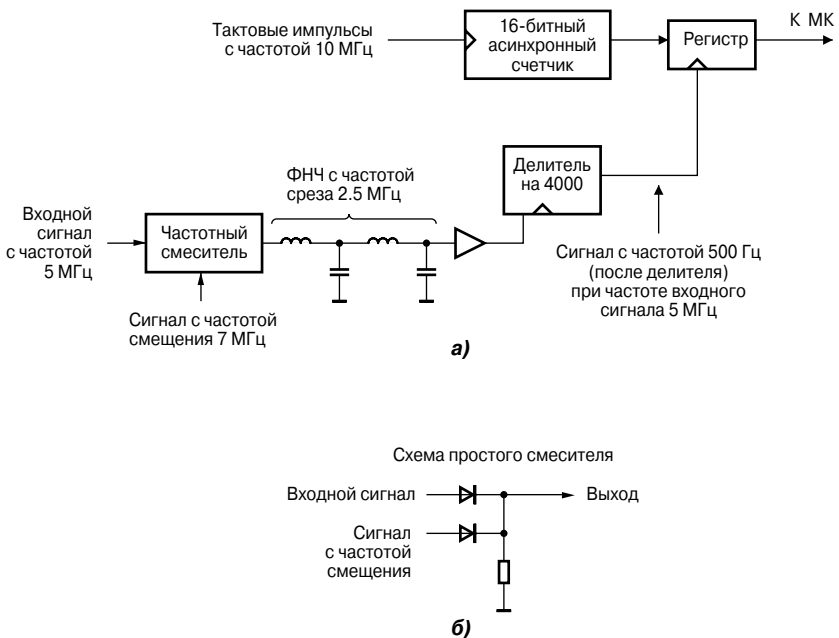


Рис. 4.4. Использование смесителя частот для получения большого сдвига

Теперь, если частота входного сигнала изменится с 5 на 5.005 МГц, разность составит $7 - 5.005$, или 1.995 МГц. Поделив на 4000, получим 498.75 Гц. Если измерим период относительно тех же 10 МГц, получим следующее:

На частоте 5 МГц процессор отсчитает $\frac{10 \text{ МГц}}{500 \text{ Гц}} = 20000$.

На частоте 5.005 МГц процессор отсчитает $\frac{10 \text{ МГц}}{498.75 \text{ Гц}} = 20050$.

Теперь вместо разницы в 20 отсчетов мы получили разницу уже в 50 отсчетов. Заметим, что сдвиг частоты в цепи деления на 4000 отрицательный, хотя исходный сдвиг частоты положительный. Это происходит из-за того, что в цепи используется высокочастотный вход, введенный для упрощения *фильтра низких частот (ФНЧ)* и смешивающий входную частоту 5 МГц с более высокой частотой 7 МГц. Если бы мы смешали 5 МГц с 4 МГц для получения разницы в 1 МГц, то направление сдвига частоты выходного сигнала совпадал бы с направлением сдвига входного. Нежелательные высшие гармоники, образующиеся при смешивании, легче отфильтровываются.

На **Рис. 4.46** показан также пример простого смесителя на двух диодах, который может быть использован для двух логических сигналов. Почти любой нелинейный элемент может работать как смеситель сигналов в той или иной степени. Можно также применить *смесители радиочастот* в интегральном исполнении (в виде ИМС), например *NE612* фирмы *Philips*.

В данном примере (**Рис. 4.4а**) использован двухзвенный LC-фильтр НЧ. В некоторых приложениях понадобится более сложный полосовой фильтр. Можно даже применить цифровую фильтрацию сигнала, что намного сложнее.

Хотя метод смешения увеличивает *сдвиг частот* и делает измерения проще, тем не менее, имеет определенные недостатки:

- Смеситель увеличивает сдвиг не только той частоты, которую надо измерить, но и сдвиги других частот. Эти сдвиги частот могут быть обусловлены тепловым, шумовым дрейфом и т. п.
- Диапазон входных частот должен быть ограничен, в противном случае часть полезных сигналов будет отфильтрована. Если частота входного сигнала (**Рис. 4.4а**) уменьшится с 5 до 4.5 МГц, разностная частота возрастет до 2.5 МГц и станет выше частоты среза ФНЧ, тогда часть паразитных сигналов не будет отфильтрована.
- Схемотехника смесителя и фильтра может оказаться непростой. Еще более ухудшают ситуацию изменения амплитуды входного сигнала вместе с изменениями частоты.
- В заключение надо заметить, что добавление сигнала другой частоты для смешения частот (injection frequency for mixing) усложняет электрическую цепь и увеличивает электромагнитные помехи.

4.4. Преобразователи напряжение-частота

Для преобразования входной аналоговой величины в цифровую можно использовать *преобразователь напряжение-частота, ПНЧ* (voltage-to-frequency converter, V-F). Структурная схема ПНЧ показана на **Рис. 4.5**. Сигнал с выхода компаратора запускает одновибратор (one-shot), который вырабатывает импульс определенной длительности при переключении. К одному из входов компаратора подключена емкость, которая либо заряжается от источника постоянного тока, либо разряжается через резистор, в зависимости от положения ключа.

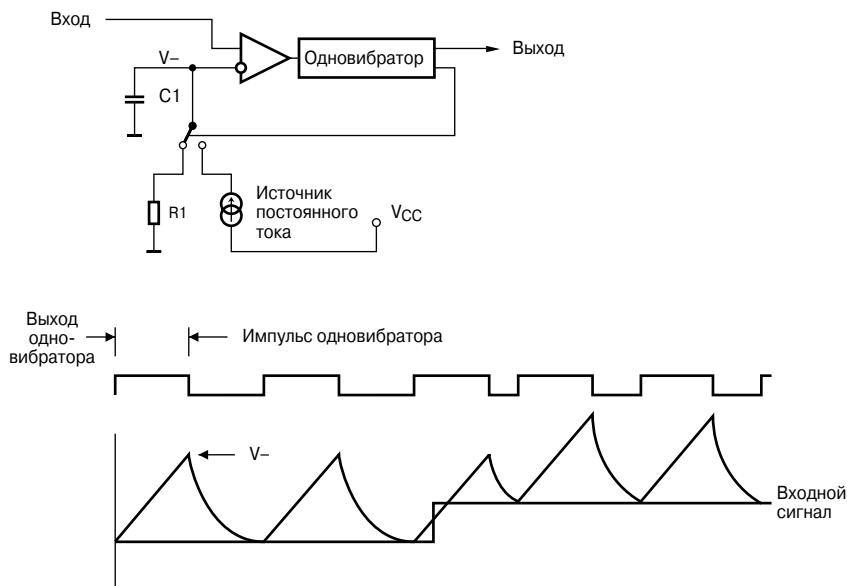


Рис. 4.5. Структурная схема и временные диаграммы ПНЧ

На **Рис. 4.5** показаны также временные диаграммы работы ПНЧ. При некотором напряжении на входе, конденсатор заряжается от источника постоянного тока (что обеспечивает линейный заряд) на время действия импульса одновибратора. После его окончания конденсатор разряжается через резистор R1, пока пороговое напряжение V_{-} не сравняется с входным напряжением. Тогда на выходе компаратора установится НИЗКИЙ логический уровень, снова переключая одновибратор. Время заряда всегда будет равно времени, когда одновибратор формирует импульс. При изменении входного напряжения емкость будет заряжаться такое же время, но

разряжаться уже до нового уровня. На следующем зарядном цикле напряжение V_- сдвинется выше нового входного уровня, и емкость разрядится до этого уровня. В любом случае разряд происходит через резистор по экспоненциальному закону, до потенциала земли. Следовательно, время разряда при новом напряжении будет меньше, и длительность НИЗКОГО уровня выходного сигнала уменьшится, делая частоту выше.

Точность ПНЧ зависит от линейности источника тока, точности переключения одновибратора и точности конденсатора $C1$. Длительность импульса одновибратора устанавливается RC -цепочкой, следовательно, на эти компоненты надо обратить особое внимание. Кроме того, конденсатор $C1$ и резистор $R1$ определяют частоту выходного сигнала. Поэтому, обычно, в ПНЧ используют прецизионный резистор и тефлоновый или полипропиленовый конденсатор, обладающий повышенной точностью, по сравнению с керамическим конденсатором. При запуске конденсатор должен зарядиться от 0 до напряжения входного сигнала. Время включенного состояния одновибратора может быть слишком коротким для обеспечения этого условия. Обычно ключ держит режим заряда до тех пор, пока напряжение V_- не достигнет уровня входного сигнала.

Типичным примером ПНЧ является интегральная микросхема (ИС) *LM231* фирмы *National Semiconductor*. В данной ИС используется встроенный источник опорного напряжения для формирования тока заряда; величина тока определяется внешним резистором, соединяющим один из выводов ИС с землей. Диапазон рабочих частот *LM231* составляет 1 Гц...100 кГц.

Мы рассмотрели *асинхронные ПНЧ*. *Синхронные ПНЧ* работают таким же образом, с той лишь разницей, что время заряда емкости определяется внешним более точным тактовым сигналом, и погрешность изменения частоты в этом случае уменьшится. Это делает характеристики ПНЧ независимыми от RC -цепочки. Принципы, описанные для других методов временных измерений, могут использоваться и для выходного сигнала ПНЧ.

4.4.1. Применение ПНЧ

Одна из областей применений ПНЧ — обработка информации с датчика, работающего с разными напряжениями смещения. Например, микропроцессорная система может использоваться для контроля температуры в здании, находящемся на некотором расстоянии от нее. Разность потенциалов между землями зданий может оказаться настолько значительной, что сделает невозможным применение какого-либо из известных цифровых интерфейсов. Вместо использования АЦП, напряжение может быть преобразовано ПНЧ, а полученный сигнал может быть передан микропроцес-

сору с применением оптической развязки (**Рис. 4.6**). Для передачи аналоговой величины микропроцессору понадобятся только два провода. Естественно, оптопара должна быть способна работать на максимальной частоте ПНЧ и «развязывать» удаленные друг от друга земли датчика и микропроцессора.

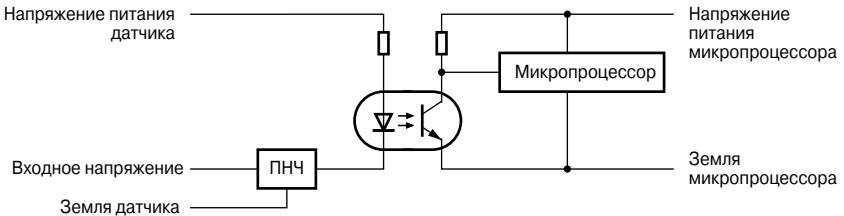


Рис. 4.6. Использование ПНЧ для интерфейса с удаленным датчиком

Также ПНЧ пригодится тогда, когда требуется передать аналоговый сигнал по зашумленному каналу. До тех пор, пока уровень шума не превышает порога переключения, приемник может извлекать корректные данные.

4.4.2. Фильтрация

Использование делителя совместно с ПНЧ (**Рис. 4.7**) реализует *функцию автоматической фильтрации*. На **Рис. 4.7** показан ПНЧ, соединенный с микропроцессором через счетчик-делитель на 16. В результате на микропроцессор будут поступать суммы 16 циклов сигнала от ПНЧ. Если входное напряжение ПНЧ немного колеблется, эти колебания будут эффективно отфильтрованы. Естественно, фильтрация может быть осуществлена также с помощью программного обеспечения.

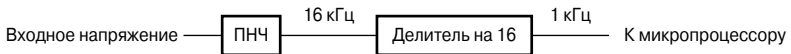


Рис. 4.7. Фильтрация сигнала ПНЧ с помощью счетчика

4.5. Тактовая частота и диапазон

Все рассмотренные выше методы имеют одно ограничение по частоте дискретизации для измерения периода или частоты. Если ваш датчик может преобразовывать аналоговый сигнал в период с точностью 100 нс, а вы измеряете период, используя тактовый генератор на 2 МГц (500 нс), то 500 нс и будет предельной точностью системы.

Как известно, разрешение и крутизна преобразования измерительного датчика взаимосвязаны. Например, упоминавшийся ранее температурный датчик МАХ6576 имеет крутизну преобразования 10 мкс/К. Температурный датчик соединен с входом запроса на прерывание МК, и для обработки периодического сигнала с датчика используется счетчик (Рис. 4.8). Когда происходит прерывание, микроконтроллер считывает результат на выходе счетчика и вычисляет температуру. Если МАХ6576 используется для измерения температуры в диапазоне $-30...+100^{\circ}\text{C}$, период повторения сигнала на выходе датчика МАХ6576 будет изменяться от 2.400 до 3.730 мс. При использовании 5 МГц тактового генератора в момент прерывания, МК считывает величину счетчика в диапазоне от 12000 до 18650 отсчетов. Предположим, что микроконтроллер не снабжен входом захвата: он должен снять показания счетчика, затем вычесть результат из предыдущей величины для получения числа отсчетов, произошедших со времени последнего прерывания.

В подобных приложениях микроконтроллер должен обработать либо запретить другие прерывания. Это приведет к изменению времени от запроса на прерывание, устанавливаемого МАХ6576 до обработки прерывания. Если максимальное время до обработки прерывания составляет 10 мкс, то общая погрешность всей системы складывается из погрешности МАХ6576 ($3.5 - 7.5$ градусов) и погрешности за счет этого времени (1 градус).

Скажем, сделано предположение, что частота прерываний датчика слишком высока, или что время до обработки прерывания добавляет слишком большую ошибку в измерения. В результате, МАХ6576 устанавливается для работы с точностью 40 мкс на градус Кельвина. Теперь 10-мкс задержка МК внесет погрешность в измерение температуры только на уровне 0.25 К. Однако это изменение характеризуется двумя побочными эффектами.

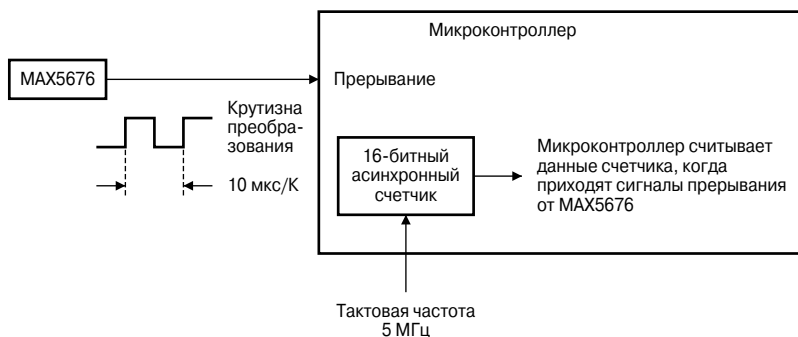


Рис. 4.8. Применение МАХ6576 для измерения температуры в градусах Кельвина

Во-первых, величина, подсчитываемая счетчиком, теперь находится в диапазоне от 48000 до 74600. Поскольку счетчик 16-битный (максимальная величина 65536), измерение высоких температур может привести к переполнению счетчика. Необходимо, чтобы с помощью ПО контролировались такие ситуации, возможно программированием таймера для формирования прерывания при переполнении и установлением флага, показывающего, что прерывание произошло. Однако этот метод добавляет задержку в систему за счет дополнительной подпрограммы обработки прерываний.

Второй эффект от изменения периода ИС MAX6576 — изменение времени, требуемого для получения результата. При новых установках чтение температуры может производиться только раз в 9.6 мс (при -30°C) или в 14.9 мс (при 100°C). Если ИС MAX6576 сконфигурирована для работы с минимальной крутизной преобразования (640 мкс/К), время между процедурами чтения будет длиться от 0.15 до 0.24 с. Это может составить проблему в конкретном применении.

Частота тактовых импульсов должна быть согласована с частотой и разрешением входного сигнала. Это может наложить некоторые ограничения на выбор микропроцессора. Например, некоторые микроконтроллеры могут захватывать сигнал, частота которого кратна тактовой частоте процессора, например 1/4 или 1/8 от тактовой частоты. Так 8-МГц процессор такого типа смог бы измерить период входного сигнала только с точностью 0.5 или 1 мкс. Этого может оказаться недостаточно для вашей разработки.

Как упоминалось в главе 1, разрешение и динамический диапазон — важные параметры аналоговых систем. При измерении аналоговых величин с промежуточным преобразованием в цифровую величину — длительность или период, — наименьший измеряемый интервал может быть эквивалентен разрешающей способности, а наибольший интервал — величине динамического диапазона. Анализ требуемой точности и диапазона измерений необходимо производить всякий раз, когда применяется преобразование в частоту или период при измерении аналоговых величин.

4.6. Увеличение точности при ограниченном разрешении

Каждый раз при измерении периода сигнала с помощью микропроцессора, к погрешности измерений добавляется (или вычитается) один такт. Для должной точности измерений вы можете произвести измерение при большом количестве тактовых импульсов. Сигналы, длительность которых составляет всего несколько тактов, не могут быть измерены точно. Например, на **Рис. 4.9** микропроцессором измеряется сигнал, который длится 2.5

периода прерывания. В этом случае микропроцессор мог бы подсчитать число прерываний за время сигнала. Как показано на рисунке, число прерываний колеблется между 2 и 3, в связи с неопределенностью момента старта сигнала. Невозможно ничего сказать о длительности сигнала, используя только одно измерение. На рисунке показано измерение с помощью прерываний от обычного таймера.



Рис. 4.9. Неопределенность в один такт при измерении длительности сигналов

Подобные ситуации встречаются в тех случаях, когда:

- Необходимо измерить очень короткий сигнал с помощью таймера с ограниченной разрешающей способностью. На многих PC-совместимых компьютерах, минимальный период таймера для таких измерений составляет 122 мкс.
- Измеряемый сигнал, слишком короткий для измерения с заданной точностью, потребовал бы слишком быстрых прерываний, не осуществимых при данной пропускной способности микропроцессора.
- В системе есть быстрый таймер, но он требуется для других функций.

И при таких ограничениях существует возможность произвести точные измерения. Каждое измерение на **Рис. 4.9** будет давать результат где-то между 2 и 3 прерываниями таймера. Если сделано большое число измерений, то средняя величина даст действительное значение длительности импульса. Например, для длительности 2.5 при 50% измерений получится 2 и при остальных 50% получится 3. Если длительность составит 2.75, то процентные соотношения измеренных итогов 2 и 3 составят 25% и 75% соответственно. Для точного измерения короткого сигнала можно проделать 100 измерений, сложить данные, а затем разделить результат на 100. Интересно, что данный метод работает, даже если длительность сигнала меньше одного периода таймера.

Естественно, такие вычисления потребуют применения математики с плавающей точкой. Однако можно разделить, например, на 10, а не на 100, и получить результат 25. До тех пор, пока точность одной десятичной позиции будет соответствовать требуемой точности, данный принцип будет работать. Если требуется большая точность, но нет возможности использования математики с плавающей точкой, можно записывать результат в виде 16-битных чисел, оставляя примерно 4...8 цифр для дробной части.

Чтобы объяснить, как работает такой метод измерений, можно попробовать измерить сигнал, длительность которого меньше одного тактового периода. Например, это прямоугольный импульс, период импульса равен 400 мкс. При измерениях с помощью следующих через 1 мс прерываний, период сигнала составит лишь 40% от тактового. Если фронт сигнала появляется случайно, то вероятность того, что прерывание случится между фронтом и спадом сигнала составляет 40%. Допустим, при первом измерении прерывание произошло вне временных рамок сигнала, тогда в счетчик прерываний запишется 0. Однако, если произведено много измерений, то в сорока процентах из них в счетчик будет записана 1.

При длительности сигнала, превышающей тактовый период, действует тот же принцип. В предыдущем примере с длительностью сигнала 2.5 можно сказать, что 2 прерывания за время импульса случатся с вероятностью 100%. Существует 50-процентная вероятность, что за время импульса произойдет третье прерывание. Снова, если усреднить большое число измерений, то получится результат, близкий к действительной величине.

Чем больше произвести *измерений (выборок)*, тем точнее будет результат. В **Табл. 4.1** приведено соотношение между числом измерений, величиной в процентах и результатом, полученным с помощью данного метода.

Таблица 4.1. Статистические данные, полученные при проведении 100 и 1000 измерений (выборок)

Величина	Число измерений			Вычисленный результат
	Всего	Счетчик = 2	Счетчик = 3	
2.25	100	67	33	2.33
2.25	1000	740	260	2.26
2.5	100	55	45	2.45
2.5	1000	507	493	2.49
2.8	100	13	87	2.87
2.8	1000	188	812	2.81

Данные **Табл. 4.1** получены с помощью функции `random` программы Microsoft Excel (см. Приложение Г). Как можно заметить, увеличение числа измерений от 100 до 1000 значительно увеличивает точность результата. Хотя метод позволяет произвести измерения с большой точностью, существуют и некоторые ограничения:

- Измеряемый сигнал нельзя синхронизировать с тактовыми импульсами. Такая методика работает, только если сигналы поступают случайно по отношению к тактовой последовательности. Как бы то ни было, сигнал может быть повторяющимся, например, периодической последовательностью прямоугольных импульсов. Старт и стоп события могут формироваться программным обеспечением, если они не синхронизированы с входным сигналом.
- В системе должна быть возможность производить операцию деления, которую, конечно, можно упростить, используя двоичный код (128, 1024 и т. д.). Тогда операцию деления можно заменить операцией сдвига.
- Длительность измеряемого сигнала не должна меняться за все время измерений.
- Общая точность ограничивается числом произведенных измерений и стабильностью временных параметров тактовых импульсов. Например, если измерения производятся с помощью прерываний процессора, вариации задержки прерываний скажутся на общем результате.
- Общее время измерений равняется периоду сигнала, умноженному на число измерений. При возрастании периода, общее время измерений может возрасти очень значительно.

На **Рис. 4.10** показаны два периодических сигнала, измеряемых данным методом. Оба сигнала представляют собой последовательность пря-

моугольных импульсов от ИС MAX6576, результат определяется как интервалы времени между фронтами импульсов. Для обеих последовательностей число прерываний, посчитанных за период, заметно меньше результата на рисунке. В данном примере результат вычисляется также подсчетом прерываний.

Частота первой последовательности в 1.2 раза выше частоты следования прерываний. Если сложить число зарегистрированных прерываний (11) и поделить на число итогов (9), получится 1.22. Это довольно точное измерение периода сигнала с учетом того, что произведено всего 9 измерений.

Частота второй последовательности составляет 60% от частоты прерываний. Если сложить число зарегистрированных прерываний и поделить на число итогов, получим 0.578. Снова мы получили довольно точное приближение. Большее число измерений даст еще более точный результат.

Типичное применение этого метода — холодильник, в котором измерение температуры производится с использованием ИС MAX6576. В холодильнике обычно температура не меняется очень быстро, поэтому можно применить усреднение за 100 или 1000 измерений.

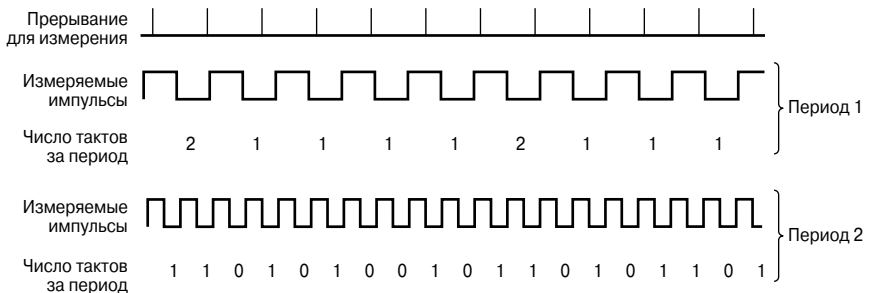


Рис. 4.10. Применение усреднения для измерения периода

Для осуществления данного метода программно, можно подать измеряемый сигнал в микропроцессор для формирования прерывания по фронту и спаду и подсчитать число прерываний. Если вы производите измерения с использованием таймера, программа обработки прерываний таймера обычно увеличивает число в счетчике. Для повторяющихся последовательностей, где окончание одного сигнала является началом другого, программа должна сбрасывать счетчик немедленно после чтения. Число в счетчике — это число прерываний таймера, произошедших за время, отсчитываемое от старта результирующих прерываний.

При проведении измерений с использованием дополнительного таймера, подпрограмма обработки прерываний должна считывать импульсную последовательность таймера на фронте и спаде измеряемого импульса, затем вычитать из конечной величины начальную (учитывая переполнение при необходимости).

Как упоминалось ранее, сложной операции деления можно избежать, установив число измерений кратным 2. В некоторых приложениях без операции деления можно обойтись, используя суммирование измеряемых величин. Например, если вы используете датчик, где 0.6 тактов измерения соответствуют 25 градусам, вы могли бы сложить 64 измеренных величины и учитывать в программе полученный результат как $0.6 \times 64 = 38$ раз по 25 градусов.

Наконец, для периодических последовательностей, таких как выходные сигналы преобразователей сигналов с датчиков, нет необходимости подсчитывать, сколько прерываний произошло за время сигнала. Вместо этого можно подсчитать общее число прерываний. Сигнал можно подать на вход счетчика, выход которого сформирует прерывание процессора на определенном отсчете. Это сократит число обрабатываемых прерываний, что особенно полезно при измерении довольно быстрых по сравнению с прерываниями процессора сигналов.

5.1. Управление с разомкнутой петлей обратной связи

Простейший метод управления механизмами — *управление с разомкнутой петлей обратной связи (ОС)*. Термин «разомкнутая петля» подразумевает, что никакого сигнала обратной связи от управляемого устройства не поступает. Нет индикации того, что устройство выполнило именно то, что ему приказали делать. Примером может служить двигатель вибровонка в пейджере или сотовом телефоне. Ни пользователь, ни прибор не может гарантировать, что скорость двигателя не изменилась на 10...20% от номинальной. Микропроцессор посылает только сигнал включения/выключения двигателю, не имея никакой информации о его скорости. Реальная скорость двигателя будет зависеть от трения на валу, напряжения аккумулятора и состояния щеток. В отличие от приведенного примера, когда скорость двигателя не так уж и важна, большинство микропроцессорных систем управления имеют средства измерения параметров управляемых систем. Для этого необходимо введение цепи ОС от управляемого устройства к микропроцессору. Поэтому основная часть данной главы посвящена управляющим системам с ОС.

5.2. Отрицательная обратная связь

На **Рис. 5.1** показана простая система управления — *операционный усилитель (ОУ)*. Операционные усилители обладают очень высоким коэффициентом усиления, и соединением выхода ОУ с инвертирующим входом мы вводим *отрицательную обратную связь (ООС)*. ОУ усиливает разность напряжений между *инвертирующим* и *неинвертирующим входами*. Скажем, на входе и выходе установлено напряжение 2 В. Разность между входом и выходом составит 0 В, тогда разность между инвертирующим и неинвертирующим входами также равна 0 В.

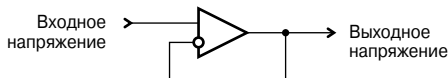


Рис. 5.1. Простая система управления — ОУ

Допустим, уровень напряжения на входе резко изменился с 2 до 2.1 В. Тогда появится разница между двумя *дифференциальными входами* — неинвертирующим (2.1 В) и инвертирующим (2 В). Разница в 0.1 В усиливается ОУ до тех пор, пока напряжение на выходе не достигнет 2.1 В, разница между входами снова станет 0 В, и выходное напряжение останется на уровне 2.1 В.

Если колебания температуры и дрейф выходных транзисторов ОУ немного изменят характеристики усилителя, выходное напряжение может несколько сместиться. Однако, как только это произойдет, ОУ усилит разницу между входными напряжениями и снова стабилизирует выходное напряжение. При этом *коэффициент усиления идеального ОУ* измеряется обычно очень большой величиной, однако на практике существуют частотные и другие ограничения для *коэффициента усиления реального ОУ*.

5.3. Микропроцессорные системы управления

Микропроцессорные системы управления могут работать по такому же принципу, как и ОУ. МП-система управляет каким-либо прибором (например, двигателем или нагревательным элементом), устанавливающим некоторую физическую величину (позицию или температуру объекта). Секрет, конечно, кроется в функции усиления. В отличие от простого ОУ, цифровая система управления может воспроизвести на выходе более сложную функцию. Микропроцессор может сформировать сигнал, являющийся не только функцией входа и выхода, но и предыдущих состояний входа и выхода, коэффициентов изменений, состояния нагрузки и т. п.

Микропроцессорная система управления, в отличие от аналоговой, всегда является дискретной системой. Это значит, что микропроцессор производит измерения сигнала с датчиков через определенные интервалы. Любые изменения, происходящие между интервалами измерения, теряются. Частота дискретизации должна быть достаточно высокой для гарантии того, что состояние управляемого прибора не изменится значительно за время интервала дискретизации. Интервал дискретизации, естественно, зависит от управляемого прибора и может варьироваться от минут до долей микросекунд.

На **Рис. 5.2.** показана простая *микропроцессорная система управления*. Микропроцессор включает и выключает МОП-транзистор, управляющий нагревательным прибором. Для измерения температуры применяется терморезистор. Микропроцессор считывает сигнал, пропорциональный температуре, и решает включить или выключить нагревательный элемент. Величина устанавливаемой температуры подается на «Вход» системы (**Рис. 5.2**). В данном случае нас не будет волновать вопрос о том, откуда пришел сигнал на этот вход.

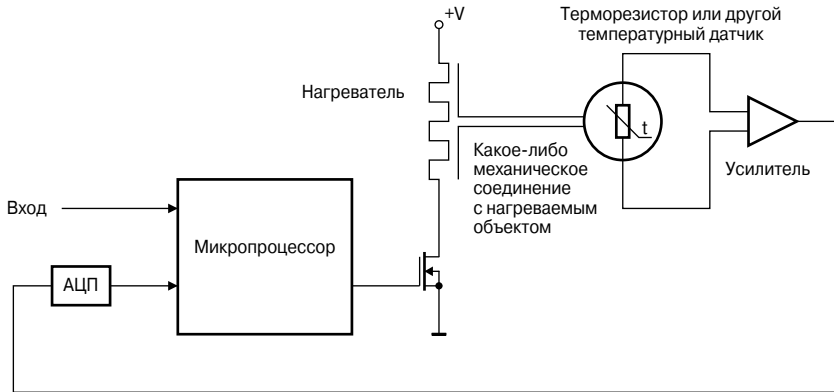


Рис. 5.2. Простая микропроцессорная система управления

5.4. Система релейного управления

Рассмотрим простейшую *систему релейного управления* (on-off), иногда называемую еще *системой двухпозиционного управления* (bang-bang control). Допустим, микропроцессор считывает температуру датчика. Если температура ниже *уставки* (определенной температурной точки), нагреватель включается. Если выше, выключается. На **Рис. 5.3** показана аналогичная система на основе компаратора. На рисунке также приведена характерная осциллограмма работы системы. Когда система включается, нагреватель холодный. Микропроцессор держит нагреватель во включенном состоянии до тех пор, пока температура терморезистора не достигнет заданного уровня уставки. Тогда микропроцессор отключает нагреватель. При понижении температуры ниже *уставки*, нагреватель снова включается. В результате температура объекта колеблется около заданной величины.

На **Рис. 5.3** показаны температуры нагревателя и терморезистора. Как можно заметить, они не совпадают ни по времени, ни по амплитуде. При первом разогреве нагреватель перегревается на значительную величину, а затем температура его колеблется в широком диапазоне.

Основные причины значительных колебаний температуры нагревателя злед следующие:

- Недостаточная связь между нагревателем и объектом. Температура нагревателя должна быть выше, чтобы передать необходимую энергию для нагрева объекта.

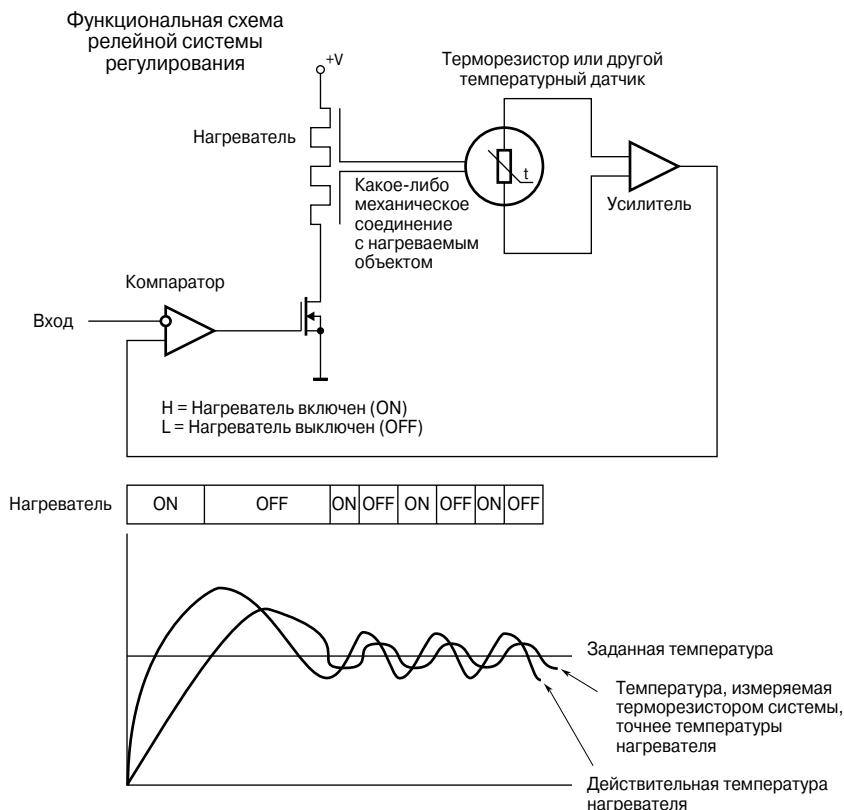


Рис. 5.3. Система релейного управления

- Процесс нагрева объекта не может произойти моментально, поскольку объект обладает определенной массой и, следовательно, инерционностью.
- Существует задержка между временем достижения заданной температуры объектом и терморезистором. Задержка обусловлена плохим контактом терморезистора с объектом и конечной теплоемкостью терморезистора.
- Существует задержка между временем включения нагревателя и моментом действительного достижения требуемой температуры. Когда же нагреватель выключается, опять же требуется время на остывание.

Показанная на **Рис. 5.3** осциллограмма сильно напоминает мне аналогичную из моего опыта работы с реальной системой. Тогда цепь управления нагревателем могла передавать значительную энергию объекту — много большую, чем необходимо. Нагреваемый объект обладал небольшой массой, примерно как у самого нагревателя, соответственно, очень быстро нагревался. Изменения температуры объекта в действительности происходили даже быстрее, чем изменения температуры терморезистора. В итоге, когда нагреватель включался, перегрев происходил за несколько секунд, а затем секунд 10...20 нагреватель был выключен до тех пор, пока температура объекта не спадет до требуемого уровня. Таким образом, колебания температуры системы около заданной величины оказались слишком высокими. Пример со столь невыгодными условиями приведен специально, чтобы продемонстрировать, что релейная система будет устойчивей работать при выполнении следующих требований:

- управляемый объект не должен быстро реагировать на управляющий сигнал;
- измеряющий датчик, напротив, должен очень быстро воспроизводить все изменения системы.

В примере с обогревателем эти требования выглядели бы следующим образом: *теплоемкость объекта* должна превышать *теплоемкость нагревательного прибора*, а терморезистор должен быть плотно присоединен к объекту, чтобы иметь с ним надежный *тепловой контакт*, и быстро реагировать на изменения температуры. Местоположение терморезистора может оказать значительное влияние на работу системы. В описанной системе терморезистор находился между нагревателем и объектом (из-за пространственных ограничений). Следовательно, показания терморезистора соответствовали некоему среднему значению между двумя температурами. Если бы объект имел значительную массу и теплоемкость, температура его могла бы никогда не достичь требуемого уровня при таком включении.

Печь в вашем доме — хороший пример релейной системы. Объем воздуха в доме довольно большой и долго нагревается, то есть печь не может быстро изменить температуру помещения. Термостат, медленный прибор по сравнению с микропроцессором, но довольно точно отражает изменения температуры воздуха в доме.

Недостаток такой системы в больших по сравнению с печью размерах дома. Если печь выключить на весь день, в то время как температура на улице падает, то понадобится значительное время для того, чтобы возвратить температуру в доме до комфортного уровня. Нет никакой возможности для быстрой передачи энергии системе. Правда, можно

было бы купить печь больше в несколько раз, которая быстро нагрела бы дом, но тогда не избежать перегревов и значительных колебаний температуры.

В некоторых *системах релейного управления* есть так называемая *мертвая зона* (dead band), в пределах которой выходной сигнал не изменяется. Это позволяет предотвратить чрезмерные переключения системы.

Например, система терморегулирования могла бы иметь мертвую зону в 1° , то есть выходной сигнал не менялся бы при температуре объекта внутри данного диапазона. Если нагреватель включен, то он не выключится, пока температура объекта не превысит 1° выше установленного значения. Также нагреватель не включится, пока температура не опустится на 1° ниже заданной величины. В некоторых системах мертвая зона составляет даже часть общего физического принципа работы. Например, термостат в некоторых домах несколько отстаёт от изменения температуры, поэтому термостат будет чувствовать продолжающееся повышение температуры, после того как необходимый уровень достигнут, и нагреватель выключится. На самом же деле, термостат отображает действительную температуру окружающей среды.

5.5. Температурный перегрев

В примере с нагревателем на **Рис. 5.3** можно различить на осциллограмме значительный температурный перегрев. Однако не во всякой системе перегрев будет иметь место. *Температурный перегрев в системе релейного управления*, обычно результат некоторой инерции системы. В рассмотренном примере, нагреватель продолжает нагревать объект по инерции, после выключения питания. К тому же, если нагреватель достаточно большой по отношению к объекту, и к нагревателю приложена значительная мощность, время нагрева будет меньше, чем время остывания. В некоторых системах такой перегрев не наблюдается, либо наблюдается в одном направлении (чаще в направлении повышения температуры, чем понижения). Подобные рассуждения можно также применить, например, к двигателям, перемещающим нагрузку с большим моментом инерции.

5.6. Система пропорционального управления

Следующий уровень по сложности систем управления после описанной выше релейной системы управления — это *система пропорционального управления*. Принцип пропорционального управления базируется на изменении управляющего сигнала в зависимости от разности между истинным сигналом и заданной величиной. Разница между истинной и за-

данной величинами называется «ошибкой». Формула вычисления истинной величины выходного сигнала (*Output*) пропорционального управления следующая:

$$\text{Output} = G \times e, \quad (1)$$

где G — это усиление, e — *величина ошибки* (разница между заданной и истинной величинами) в *системе пропорционального управления*. Возвращаясь несколько назад, можно сказать, что система с пропорциональным управлением больше похожа на ОУ с ограниченным усилением, чем на компаратор (систему с очень большим усилением). Реальная система управления может представлять собой аналоговую систему под управлением МП (ЦАП и усилитель), либо систему с ШИМ.

На **Рис. 5.4** приведен пример системы пропорционального управления. Нагревательный элемент включен на 100%, пока объект холодный. Когда температура объекта достигает заданной величины, нагрев уменьшается, поскольку разница между заданной и истинной (измеряемой) температурами становится меньше. Как можно заметить, система пропорционального управления обладает меньшими величинами перегрева и колебаний около заданного значения. На **Рис. 5.4** показаны колебания температуры примерно в 2 раза меньшие, чем для системы с релейным управлением (см. **Рис. 5.3**). Действительное отличие между системами будет зависеть от конкретного случая.

Другое преимущество пропорционального управления заключается в том, что можно подстроить управляющий сигнал в зависимости от управляемого объекта. Например, если вы хотите нагреть жидкость, текущую по трубе, то при возрастании скорости потока понадобится пропорционально увеличить коэффициент усиления, чтобы добиться нагревания потока.

Для некоторых систем выходной сигнал можно представить как $G \times e$, как показано ранее. Но для многих систем, в том числе и для изображенной на **Рис. 5.4**, формула пропорционального управления будет выглядеть следующим образом:

$$\text{Output} = (G \times e) + M, \quad (2)$$

где M — это величина смещения в системе пропорционального управления, необходимая для поддержания управляемой величины на требуемом уровне. В примере с нагревателем, система в соответствии с данным уравнением уменьшит мощность, как только температура приблизится к требуемой величине ($G \times e$ приблизится к нулю), и в конечном итоге, температура никогда не достигнет требуемого предела. Обычно, если M составляет 50% от мощности нагревателя, система может достичь требуемой величины. В формуле (2) пропорционального управления величина $G \times e$ склады-

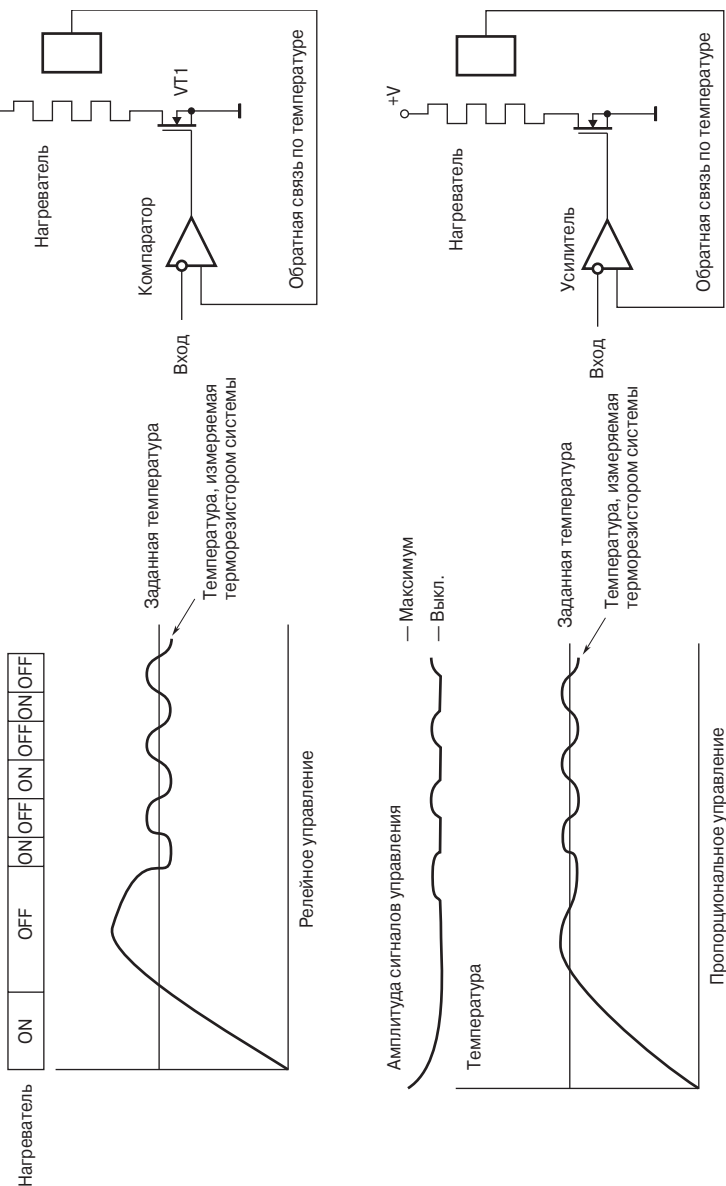


Рис. 5.4. Система пропорционального управления

вается с величиной постоянного смещения M . Пока система холодная, величина $G \times e$ будет слишком большой, и нагреватель будет работать на все 100%. Если сумма $G \times e$ и смещения станет больше ста процентов, выходная мощность все равно останется на уровне 100%, поскольку большую мощность система не может отдать. При достижении нагревателем заданной температуры величина $G \times e$ станет меньше, и мощность нагревателя начнет уменьшаться вплоть до 50% от смещения. Если температура превысит заданную, то $G \times e$ станет отрицательной, и сумма $G \times e$ и 50% от смещения станет меньше, чем 50%, уменьшая, таким образом, мощность нагревателя. Если сумма в формуле 2 станет меньше нуля, выходное напряжение отключится до тех пор, пока сумма снова не поменяет знак. Пример возможности реализации отрицательного знака на выходе — система с нагревателем и холодильником.

Заметим, что M может меняться с изменениями характеристик системы. Представьте, что вы нагреваете металлические блоки. Для нагрева небольших блоков достаточно будет установить M на уровне 20%, тогда как массивные изделия потребуют довести M до 80% номинальной мощности нагревательного элемента.

Проектирование системы пропорционального управления — более сложная задача, чем разработка системы релейного управления.

В релейной системе без перегрева не обойтись, что неизбежно приведет к колебаниям на выходе и избыточной мощности на нагрев. При изменении нагрузки и величина перегрева, и колебаний будут меняться в зависимости от того, насколько возможно будет добавить дополнительную энергию в систему. В системе пропорционального управления необходимо подстроить коэффициент усиления и смещение в соответствии с объектом. Задав слишком большое усиление, получим систему с релейным регулированием. Снизив усиление, можно никогда не достичь заданной температуры. Хуже того, если, например, некоторая нагревательная система с пропорциональным регулированием работает в лабораторных условиях, то на улице в холодное время года может и отказать. Лучше всего системы с пропорциональным регулированием работают в режиме, когда нагрузка постоянна и хорошо известна. Примером известной нагрузки может служить нагреватель пластинки постоянной формы и размера или нагреватель жидкости, поток которой может меняться, но в известных пределах.

Надо заметить, что некоторые системы пропорционального управления не нуждаются в задании смещения. Например, управление двигателем, сдвигающее его ось в определенное положение, не нуждается в смещении. Вместо этого, выходной параметр двигателя, определяющий ско-

рость, выражался бы произведением усиления на ошибку. В данном случае ошибка управления — это разность между действительным и заданным положением оси двигателя, и в момент, когда ошибка управления становится равной нулю, двигатель останавливается. С другой стороны, система, в которой двигатель должен вращаться с постоянной скоростью, требует задания смещения, поскольку при условии, когда ошибка управления равна нулю (действительная скорость вращения равна требуемой), на двигатель должна подводиться необходимая мощность.

Во многих случаях трудно разработать систему пропорционального управления, устанавливающую выходной уровень без колебаний. В большинстве случаев окончательная величина системы (температура, скорость и т. п.) — несколько ниже заданной. Действительно достигнутая величина зависит от усиления, смещения (M) и от нагрузки.

Проблема системы пропорционального управления в том, что такая система подгоняет управляющий сигнал в зависимости от разности между заданной и измеряемой величинами. Нет механизма подстройки управляющего сигнала к условиям, о которых микропроцессор не имеет представления. При нагреве пластин металла, например, что произойдет, если кто-то подложит пластину в 2 раза большей массы? Или подсунет алюминиевую пластину вместо медной? Можно, конечно, добавить датчик веса в систему, однако, что если окажется изделие той же массы, но другой формы? Ведь длинная тонкая пластина будет нагреваться по-другому, нежели образец, покрывающий всю площадь нагревателя.

Подобные проблемы существуют и в других системах управления. Автомобильный круиз-контроль, например, должен учитывать влияние таких внешних воздействий, как встречный ветер, крутые спуски и подъемы и т. п. Система пропорционального управления создала бы много проблем в таких условиях и поэтому в круиз-контроле не применяется.

5.7. Пропорционально-интегрально-дифференциальное управление

Система, выполняющая пропорциональное, интегрирующее и дифференциальное управление, носит название *системы пропорционально-интегрально-дифференциального управления*, или сокращенно *системы ПИД-управления* (PID — Proportional, Integral, Derivative (control)). Система ПИД-управления добавляет в систему дополнительный вход, несущий информацию о предыдущем состоянии системы. В системе круиз-контроля, например, вместо изменения скорости за счет вычисления разности между требуемой и заданной скоростью автомобиля (пропорциональное управ-

ление), управление скоростью может осуществляться в зависимости от того, как автомобиль отреагировал на предыдущее воздействие. Ускорение произошло не так быстро, как ожидалось? Это признак того, что автомобиль движется в гору или усилился встречный ветер.

На **Рис. 5.5** показана структурная схема системы ПИД-управления. Разница между заданной и измеряемой величинами усиливается. Производная и интеграл усиленной разности суммируются с усиленным сигналом ошибки, формируя сигнал на выходе.

Я не хочу писать книгу о вычислениях с теоретическими выкладками, и думаю, вы бы не стали ее читать. Эта книга — о реальных встроенных микропроцессорных системах, поэтому я хочу сфокусироваться на практических примерах. Как бы то ни было, общая формула для ПИД-систем выглядит следующим образом:

$$\text{Output} = G \cdot \left(e + I \cdot \int e dt + D \cdot \frac{de}{dt} \right),$$

где G — это усиление (Gain),

e — ошибка управления, то есть разность между требуемой и действительной величинами (error),

I — прибавляемая величина интеграла ошибки (Integral),

D — прибавляемая величина производной ошибки (Derivative).

Если I и D равны нулю, получаем:

$$G \times e,$$

формулу пропорционального управления. Если I и D равны нулю, а G настолько велико, что выходной сигнал доходит до насыщения, получаем релейную систему управления. Как и в системах с пропорциональным регулированием, в ПИД-системах иногда требуется задать некоторое смещение, которое может в данном случае как прибавляться, так и вычитаться.

От системы пропорционального управления, система ПИД-управления отличается дополнительными вычислениями интеграла и производной. Это уже зависимые от времени параметры: интеграл вычисляется за некоторый период времени, а производная — разность между состояниями в соседних временных интервалах. Посмотрим, что это нам даст на практике.

Любая система характеризуется некоторой инерцией. Когда вы включите устройство для нагрева чего-либо, нагреватель обязательно будет горячее объекта. При выключении, нагреватель снова не остынет мгновенно. Температура его будет снижаться плавно. В то время как нагреватель охлаж-

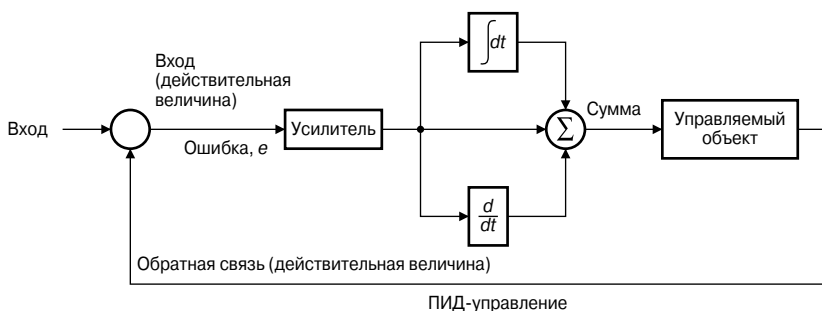


Рис. 5.5. Система ПИД-управления

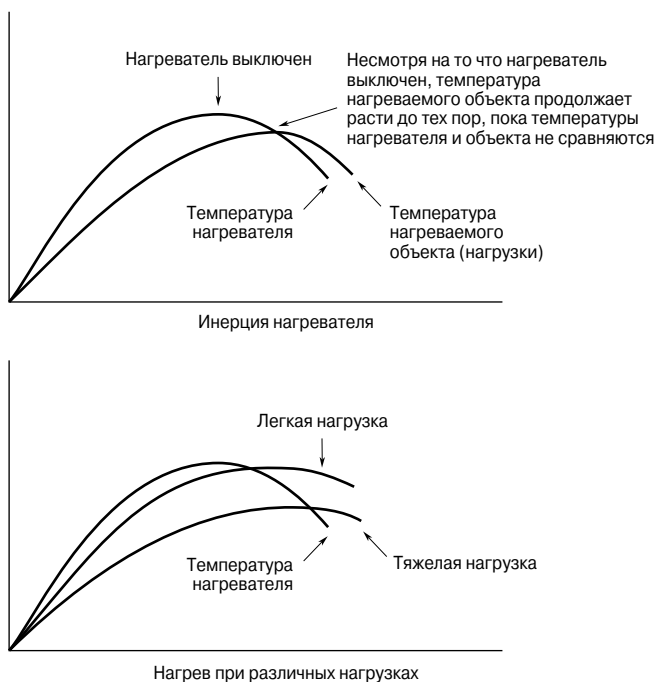


Рис. 5.6. Инерция в системе управления

дается, температура объекта может продолжать расти. На **Рис. 5.6** показан такой случай. Разность температур между нагревателем и объектом, а также скорости нагревания и охлаждения зависят от массы объекта, мощности нагревателя, контакта между нагревателем и объектом, формы объекта и т. п.

На **Рис. 5.6** также показаны кривые управления *легкой и тяжелой нагрузками* одной и той же *системой*. При нагреве металлических блоков, например, под тяжелой нагрузкой может подразумеваться блок с большей массой, либо сделанный из железа вместо алюминия. Как видно из графиков, более массивный блок нагревается и остывает дольше, то есть обладает большей инерцией. Если рассматривать управление скоростью автомобиля, «тяжелой нагрузкой» будет ускорение при движении на крутой подъеме, а «легкой нагрузкой» — ускорение при крутом спуске.

Допустим, нагреватель находится под управлением системы пропорционального управления. Поскольку мощность нагревателя определяется только разностью между заданной и действительной температурами, управляющий сигнал будет одинаковым как для легкой, так и для тяжелой нагрузки. Это значит, что легкая нагрузка перегреется сильнее. Следовательно, при заданной температуре система будет совершать колебания большей амплитуды. Точность установленной температуры для легкой нагрузки окажется гораздо ниже, чем для тяжелой нагрузки.

5.7.1. Вклад операции дифференцирования в алгоритм управления

Добавление вычисления производной (дифференцирования) в алгоритм управления позволяет улучшить некоторые параметры. Производная ошибки в данном случае отражает скорость изменения ошибки управления. Если системе управления известна мощность нагревателя, то скорость изменения ошибки управления дает информацию о природе нагрузки.

Графически, производная некоторой функции в точке представляет собой наклон кривой этой функции — в нашем случае, наклон кривой изменения ошибки. Практически — это скорость изменения ошибки управления, измеряемая в В/мс или фунт/с. Если величина ошибки управления уменьшается, производная будет отрицательной. Если величина ошибки управления увеличивается, производная станет положительной. Если величина ошибки управления постоянна и не изменяется, производная будет равна нулю. Заметим, что даже в случае большой, но постоянной величины ошибки управления, производная будет равна нулю. Графики изменения температуры нагревателя/объекта, величины ошибки управления и ее производной показаны на **Рис. 5.7**.

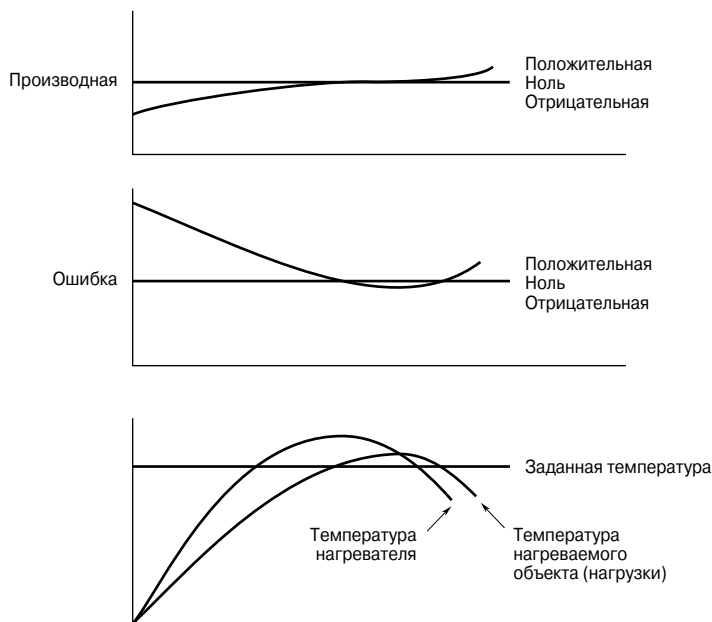


Рис. 5.7. Производная составляющая в системе управления

Если уменьшить коэффициент усиления, затем добавить производную величины $G \times e$, система будет лучше отслеживать вариации «нагрузки».

Если «нагрузка» нагревается довольно быстро, производная будет иметь более отрицательную величину, и выходной сигнал $(G \times e + D \times \frac{de}{dt})$ будет меньше. Меньший выходной сигнал обозначает меньший нагрев, так объект будет нагреваться медленнее. В случае тяжелой нагрузки, производная будет иметь небольшую отрицательную величину, на нагреватель пойдет большая мощность, и нагрев будет происходить быстрее.

Когда температура объекта приблизится к заданной величине, величина $G \times e$ уменьшится. Снижение мощности нагревателя также приведет к уменьшению производной, в результате установление заданной температуры произойдет с меньшим перегревом. При переходе температурой объекта заданной величины, производная поменяет знак, как и величина ошибки. Это добавит большую положительную величину в выражение коэффициента усиления. Чем быстрее будет остывать объект, тем больше будет производная ошибки, что снизит пульсации выходной мощности.

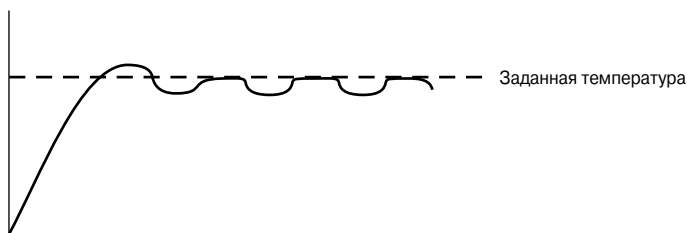


Рис. 5.8. Пропорциональное усиление и производная ошибки управления

На **Рис. 5.8** показана работа системы регулирования температуры объекта с пропорциональным усилением и учетом производной ошибки управления. Замечен небольшой перегрев, за которым следуют пульсации около заданной температуры. В зависимости от параметров системы, перегрев, а также пульсации можно уменьшить или вообще свести к нулю. Как видно из графика, результирующая температура оказывается немного ниже заданной. Это происходит за счет того, что усиление системы недостаточно высоко. Когда температура объекта приближается к заданной величине, наклон изменения ошибки снижается, производная стремится к нулю. На **Рис. 5.9** показан график выходного сигнала системы с усилением и учетом производной, в которой окончательная ошибка управления составляет малую постоянную величину.

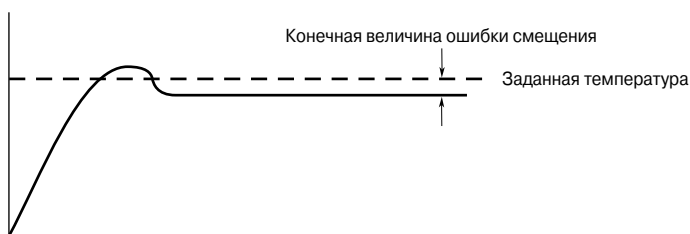


Рис. 5.9. Ошибка управления

5.7.2. Вклад операции интегрирования в алгоритм управления

Один из методов скорректировать окончательную небольшую ошибку системы управления — ввести вычисление интеграла ошибки. Графически, интеграл представляет собой площадь области под кривой. В нашем случае, интеграл — это сумма величин ошибок за определенный период.

На **Рис. 5.10** показан график интеграла ошибки. Заметим, что в этом примере интеграл не становится отрицательной величиной, даже в случае отрицательных ошибок. Если же величина ошибки будет отрицательной продолжительное время, то интеграл в итоге также станет отрицательным.

На **Рис. 5.11** показан график температур рассмотренного ранее нагревателя при пропорционально-разностном управлении и с учетом интеграла постоянной ошибки.

Когда система стабилизируется с небольшим смещением, величина интеграла ошибки начинает расти, поскольку ошибка управления накапливается (в данном случае, температура немного ниже заданной, ошибка управления положительная, интеграл растет в положительном направлении). В итоге величина интеграла становится достаточно большой для смещения выходной температуры до необходимого уровня.

Возвращаясь назад к примеру с крузиз-контролем, система с пропорционально-разностным управлением могла установить скорость автомобиля на уровне 99.2 км/час (62 миль/час) при заданной скорости 104 км/час (65 миль/час). Если автомобиль достаточно время движется со скоростью 99.2 км/час (62 миль/час), то интеграл ошибки сможет возрасти до необходимой коррекции выходной величины.

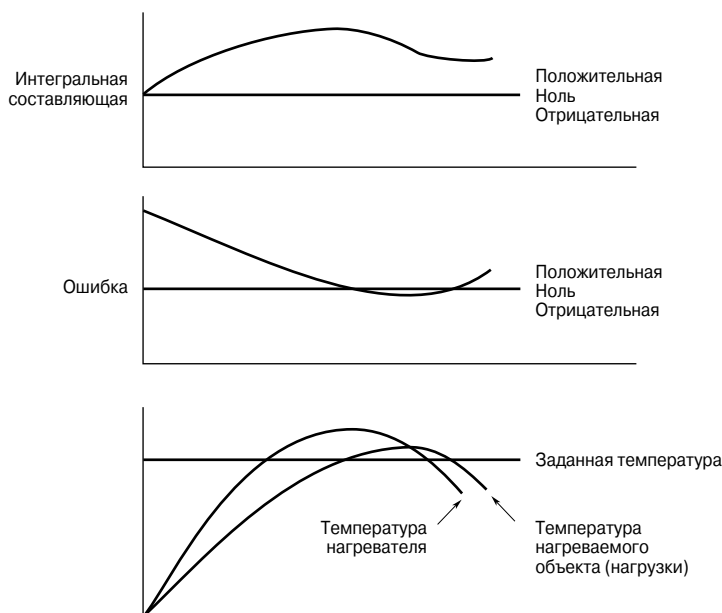


Рис. 5.10. Интегральная составляющая в системе управления

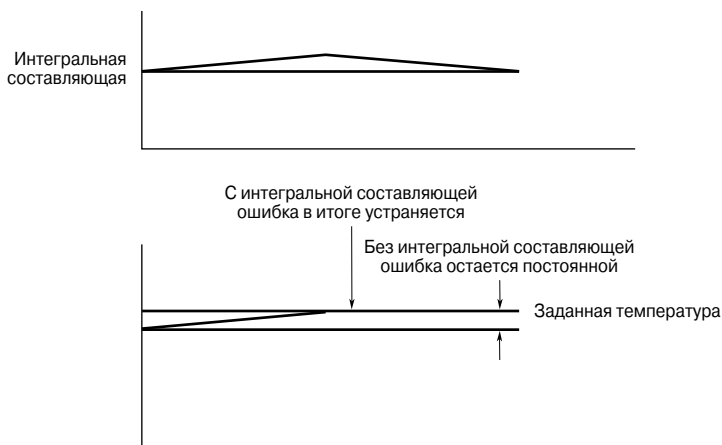


Рис. 5.11. Управление с учетом интегральной составляющей ошибки управления

5.7.3. ПИД-управление в целом

Пропорциональная часть системы ПИД-управления заставляет выходной сигнал следовать за входным (установить заданную величину). Вычисление производной обеспечивает реакцию выходного сигнала на быстрые изменения входного в целях компенсации влияния «нагрузки». Интегрирование компенсирует медленно изменяющиеся погрешности.

Во всех перечисленных примерах присутствует превышение выходного параметра (перегрев) и некоторые колебания около положения равновесия. Такие осциллограммы характерны для систем с малым затуханием. На **Рис. 5.12** показана реакция системы с критическим затуханием. Здесь реакция системы резко возрастает почти до заданного уровня, однако не

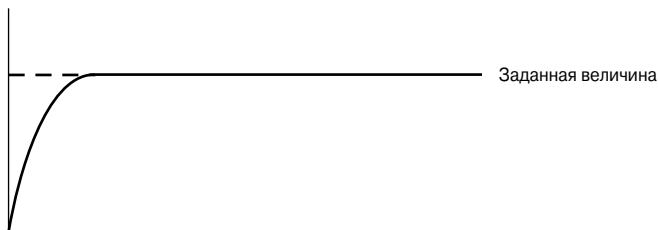


Рис. 5.12. Система управления с критическим затуханием

превышает его и не совершает колебаний, когда уровень достигнут. Во многих системах небольшое превышение выходного сигнала над заданным — это плата за высокое быстродействие. В других случаях используется критический режим, позволяющий установить заданную величину без перегрузок и колебаний. Примером может служить система охлаждения для поддержания биологических образцов вблизи температуры замерзания, но не позволяющая допустить переохлаждения, поскольку биологические объекты разрушаются при замерзании.

В классической теории управления усиление интегральной и дифференциальной оценок является безразмерной величиной, как и коэффициент пропорционального усиления. В микропроцессорных системах сигналы дискретизируются с заданным интервалом, и может оказаться так, что установить желаемую величину интервала интегрирования или дифференцирования невозможно. Однако, используя определенные коэффициенты для сигналов оценок интеграла и производной, возможно подвести эти величины к требуемым временным параметрам.

5.7.4. Способы применения системы ПИД-управления

Хотя система ПИД-управления может работать с различными нагрузками, но требует определенной подстройки. Подстройка — процесс выбора параметров (коэффициентов) всех трех величин. То есть сколько интегральной и дифференциальной оценок может быть добавлено к усилению системы ($G \times e$), и какой должна быть величина G . Существует много путей решения данной задачи, например, — *метод Циглера/Николса* (Zigler/Nichols). Первоначальная сложность настройки в том, что подстраиваемый параметр влияет на другие два. Следующая сложность в том, что результаты моделирования обычно резко отличаются от работы реальной системы.

В общем, процедура подстройки системы ПИД-управления заключается в том, чтобы установить усиление G достаточно большим для обеспечения высокой скорости работы системы.

Затем величина производной D устанавливается достаточно большой для уменьшения возможного избыточного усиления и колебаний. Наконец, интегральный коэффициент I также делается большим для устранения ошибки установившегося режима.

Например, по методу Циглера/Николса производятся следующие шаги:

1. Отключаем цепи интегрирующего и дифференцирующего сигналов, что превращает систему управления в систему с пропорциональным регулированием.

2. Увеличиваем усиление до тех пор, пока на выходе не установятся незначительные, либо затухающие колебания. Назовем такой уровень усиления K .
3. Измеряем период колебаний P .
4. Устанавливаем коэффициент пропорционального усиления (G), а также коэффициенты усиления сигналов интеграла и производной (Ti , Td) в соответствии со следующими соотношениями:
 - Если система управления только пропорциональная, то $gain = 0.5K$.
 - Если система пропорционально-интегрирующая, то $G = 0.45K$, $Ti = 1.2/P$.
 - Если мы создаем систему ПИД-управления, то $G = 0.6K$, $Ti = 2/P$, $Td = P/8$.

Результат данных вычислений, конечно, потребует дополнительной коррекции для оптимизации работы. Как упоминалось ранее, в результате могут быть получены такие величины интеграла и производной, которые неосуществимы при заданной частоте дискретизации. В этом случае, коэффициенты должны быть подобраны экспериментально.

Подстройка системы с ПИД-регулированием порой приводит к новым проблемам, таким как, например, трудности измерений. В процессе регулирования оценивается способность контроллера поддерживать определенные скорости двигателя, превышение скорости может вывести электронику из строя. В холодильнике, например, этот период времени может составлять минуты, а то и часы. Какое время продлится переходный процесс в системе при тех или иных параметрах Циглера/Николса? Подобные проблемы могут превратить разработку устройства в целое исследование.

Реальные системы часто работают не совсем так, как их модели. Проблемы, возникающие в системах с ПИД-регулированием, перечислены ниже.

5.7.5. Насыщение

Существует возможность рассчитать такой сигнал на выходе, который реальной электромеханической системой никогда не будет достигнут. Например, если кто-то поместит большой холодный металлический блок в рассмотренный ранее нагреватель, система может решить, что для установления необходимой температуры потребуется чрезмерно высокая сила тока. Данная величина силы тока может оказаться за пределами возможностей источника питания и нагревателя. Либо, слишком мощный источник может в таком случае вывести нагреватель из строя.

Другая проблема, связанная с насыщением, заложена в интегральном слагаемом. Если нагреватель будет работать на 100% мощности, интегральная погрешность будет расти со временем. Так как система не сможет среагировать так быстро, как в ненасыщенном режиме, интегральная погрешность может оказаться слишком большой.

Когда требуемая величина достигнута, и слагаемые производной и усиления останавливают управление нагрузкой, интегральное слагаемое будет продолжать заставлять работать систему в том же направлении. Это условие называется отменой первоначального действия (wind up). На **Рис. 5.13** показано, как отмена первоначального действия (wind up) может повлиять на выходной сигнал.

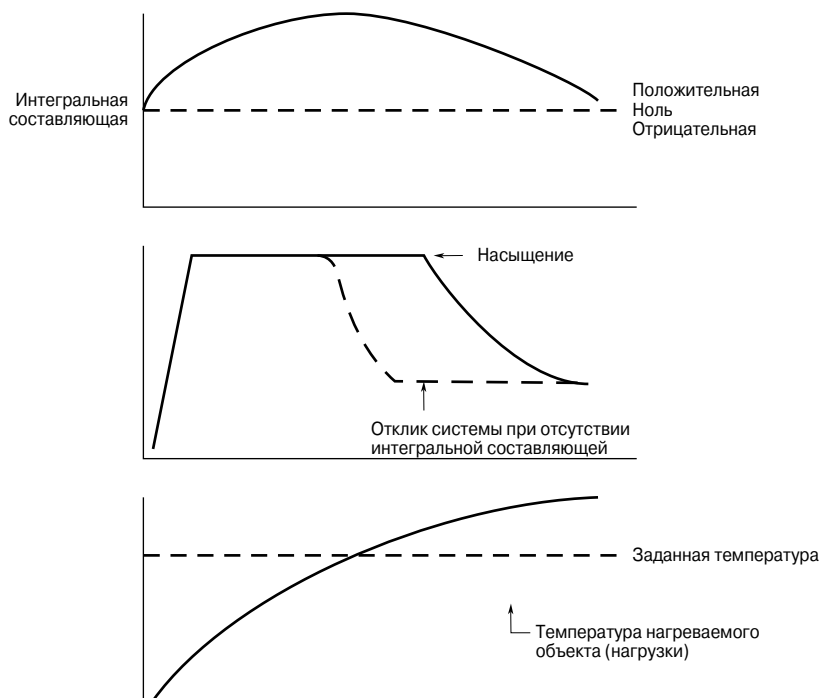


Рис. 5.13. Отмена первоначального действия (wind up)

Датчик также может достичь насыщения; например, масштабированный терморезистор, рассмотренный ранее (см. гл. 3). Даже если измеряемое значение попадает в температурный диапазон терморезистора, это может привести к насыщению выхода ОУ.

5.7.6. Программное обеспечение

Для того чтобы избежать отмены первоначального действия (wind up), программное обеспечение должно ограничивать интегральное слагаемое при обнаружении насыщения выходного сигнала или сигнала с датчика. К тому же реальное ПО в отличие от математической модели, работает с регистрами конечных размеров. Следует предусмотреть, чтобы ограниченный размер регистров не привел к сбою системы.

Иногда вычисление интеграла запрещается, если величина погрешности отличается на доли процента от искомой величины. Это позволяет избежать больших интегральных оценок, когда устанавливаемая величина находится вблизи требуемой.

Компонента производной в системе ПИД-управления — это величина изменения погрешности за определенное время. Поскольку в микропроцессорной системе частота дискретизации постоянна, это время обычно равняется интервалу дискретизации (или кратно ему). Тогда производная вычисляется вычитанием двух соседних отсчетов. Вычитание погрешности в момент n из погрешности в момент $n + 1$ дает величину изменения в одном временном промежутке. Для снижения шумов, программное обеспечение может усреднить несколько вычисленных таким образом значений.

Интеграл вычисляется как сумма погрешностей за определенное время. В реальной микропроцессорной системе интеграл находят как сумму средних величин отдельных отсчетов. И снова необходимо принять во внимание возможность перегрузки и насыщения системы.

5.7.7. Временная задержка

Один из параметров, который был упомянут без детального изучения — временная задержка. Вновь возьмем пример с нагревателем, который рассматривался ранее, и введем несколько временных задержек, включающих:

- время, необходимое нагревателю для установления температуры в соответствии с управляющим сигналом;
- время передачи тепла от нагревателя нагрузке;
- время, необходимое терморезистору для оценки температуры нагрузки.

Перечисленные задержки вносят неточность в систему управления. Время, проходящее от подачи сигнала управления до реакции датчика, называется *мертвым временем*. Если микропроцессор изменяет сигнал из-за того, что объект слишком холодный, потребуется некоторое время нагре-

вателю на разогрев, передачу тепла нагрузке и на отклик терморезистора. Тем временем микропроцессор уже опросил терморезистор несколько раз, определил, что температура не в норме и увеличил выходной сигнал. Так, например, в релейной системе задержка отклика может привести к нежелательным колебаниям выходной величины. В другом случае система управления может чрезмерно скомпенсировать вычисляемую погрешность. Используя ПИД-управление вместо пропорционального, можно уменьшить некоторые из описанных эффектов, как мы уже видели. Однако в некоторых случаях ПИД-управление может только ухудшить ситуацию за счет негативного воздействия интегральной составляющей, например, когда происходит отмена первоначального действия (wind up).

Компенсация мертвого времени обычно включает предсказание эффекта от изменения управляющего сигнала и предположение, что эффект произойдет по истечении этого мертвого времени. После измерения реакции системы на некоторое изменение, следующее изменение сигнала производится на основе разности между действительной и теоретической величиной. Такой процесс носит название *предсказатель Смита* (Smith Predictor) и был разработан Отто Смитом в 1957 г. Этот процесс включает моделирование работы системы для того, чтобы предсказать отклик.

5.7.8. Резкие изменения сигнала

Многие системы испытывают столь неожиданные изменения входных сигналов, что становится нецелесообразно применять ПИД- или пропорциональное управление. Допустим, нагревается резервуар с выплескивающейся жидкостью. Жидкость может резко охлаждать нагреватель, что приведет к сложности настройки системы ПИД-управления. Как предсказать, сколько жидкости может выплеснуться на нагреватель?

Другой пример неожиданного изменения параметров нагрузки — бортовая сеть автомобиля. Если водитель вдруг выключает фары, нагрузка электрической сети резко уменьшается (это называется *сбросом нагрузки*). Напряжение генератора резко поднимается до большой величины, так как генератор пытается обеспечить ту же мощность при пониженном уровне тока. В такой системе ПИД-регулирование не годится, так как нужен очень быстрый отклик системы. Типичный путь сглаживания подобных выбросов — применение регуляторов с ШИМ и установление на выходе определенной величины до тех пор, пока процесс не стабилизируется. Решение подобных проблем — предварительная оценка величин интеграла и производной сигнала и проектирование такой системы, чтобы эти величины не принимали слишком больших значений.

5.7.9. Специальные требования

Многие системы с ПИД-регулированием должны поддерживать специфические входные сигналы. Системе круиз-контроля может понадобиться переходить в ждущий режим, обнуляя интегральную и дифференциальную оценки, когда водитель нажимает на тормоз. Регулятор напряжения бортовой сети автомобиля может работать в различных режимах, с множеством ПИД-параметров, в широком диапазоне скоростей. У нагревателя также различается время включенного состояния, необходимое для нагрева различных материалов. Все специфические требования к системе должны быть отражены в ПО, чтобы при некоторых изменениях, например нагреваемого материала, ПИД-управление не вышло бы из-под контроля. Когда параметры системы меняются по какой-либо причине, ПО должно установить соответствующие ПИД-параметры.

5.8. Управление двигателем

До сих пор действие систем автоматического управления объяснялось на примере нагревателя, что было обусловлено простотой его работы. Описанные выше методы можно также применить и к двигателям, например, но с некоторыми осложнениями. На **Рис. 5.14** показана ПИД-система управления двигателем. Один из входов системы — цифровое слово, устанавливающее заданную позицию. Позиция двигателя — аналоговая величина (угол поворота оси и т. п.), преобразованная в цифровую форму (содержимое счетчика после подсчета числа импульсов энкодера, в результате поворота оси двигателя). Когда ось двигателя вращается в одном направлении, счетчик считает на сложение, а когда в другом — на вычитание.

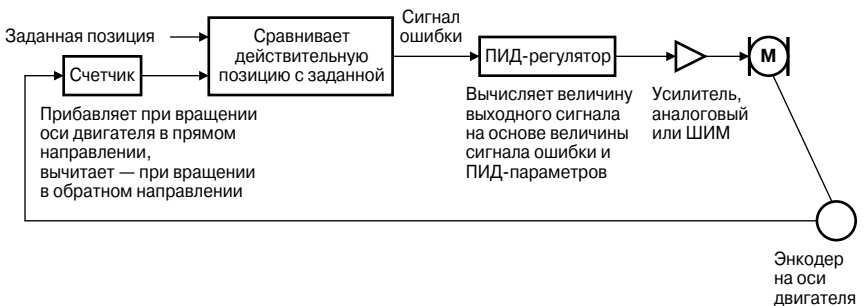


Рис. 5.14. ПИД-управление двигателем

Цифровой выход счетчика сравнивается с заданным числом. Полученная разница и является сигналом ошибки (рассогласования). Эта ошибка управления такая же, как в аналоговой системе, за исключением того, что выдается в виде цифрового кода. ПИД-система управления использует эту ошибку (и предыдущие ее значения) для вычисления новой величины.

На Рис. 5.15 показана круговая карусель с восемью дискретными позициями. Такая карусель может использоваться для отправки нужного образца в рабочую зону «руки» манипулятора при химических или медицинских исследованиях, либо вращаться непрерывно, например, в системе обработки изображений. Карусель приводится в движение понижающим редуктором, соосным с валом двигателя (на рисунке не показан), снижающим число оборотов оси двигателя. На один оборот карусели приходится 12 оборотов оси двигателя. Прорезь в карусели и оптопара сообщают системе, когда карусель устанавливается в исходную позицию. Ось двигателя также имеет оптический датчик и энкодер для управления микропроцессором положения оси двигателя.

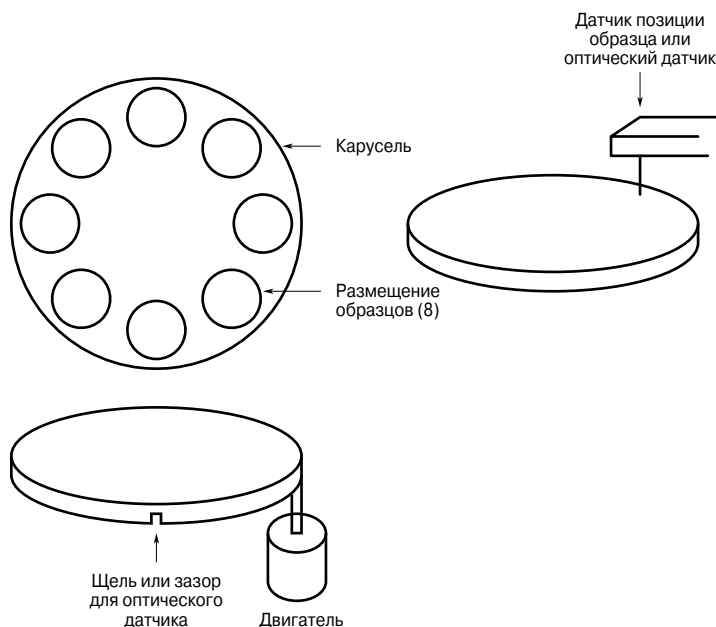


Рис. 5.15. Вращающаяся карусель

5.8.1. Пример постоянной скорости вращения круговой карусели

Рассмотрим простейший случай применения круговой карусели — для непрерывного вращения. Карусель вращается с постоянной скоростью, которая может быть синхронизирована с оптической системой или видеокамерой. Система управления (пропорциональная или ПИД) задает необходимую скорость вращения оси двигателя. Оптопара необходима для контроля скорости вращения карусели.

Система управления плавно поднимает скорость вращения оси двигателя и далее удерживает скорость на определенной величине (**Рис. 5.16**) до поступления команды «Стоп». Скажем, на один оборот карусели приходится 100 оборотов оси двигателя, и на оси двигателя установлен прецизионный энкодер на 500 (500 отсчетов энкодера на один оборот оси двигателя). На **Рис. 5.16** период повторения импульсов после делителя показан условно так, будто приведен каждый сотый импульс.

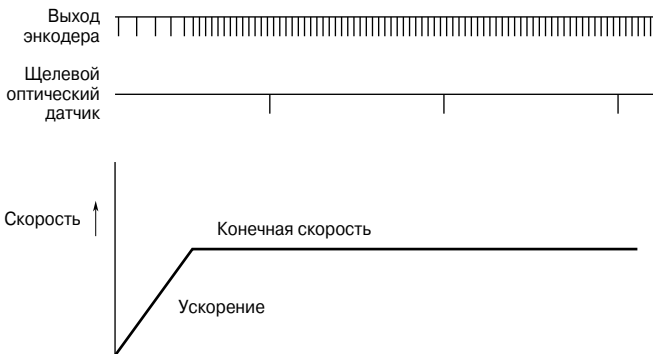


Рис. 5.16. Двигатель разгоняется и работает после разгона с постоянной скоростью

Управляющее ПО (контроллера или специализированной микросхемы) обычно проверяет скорость в установившемся режиме (число импульсов встроенного тактового генератора). Не существует никаких указаний при проектировании, чтобы увеличить частоту выше частоты генератора ШИМ (если ШИМ используется). На практике такая система приведет к нестабильности, поскольку новый рабочий цикл ШИМ не совпадает с предыдущим.

Вместо деления на равные интервалы можно считывать данные с независимого счетчика при каждом импульсе энкодера. Время между импульсами измеряется, и если скорость низкая, выходной сигнал увеличивается.

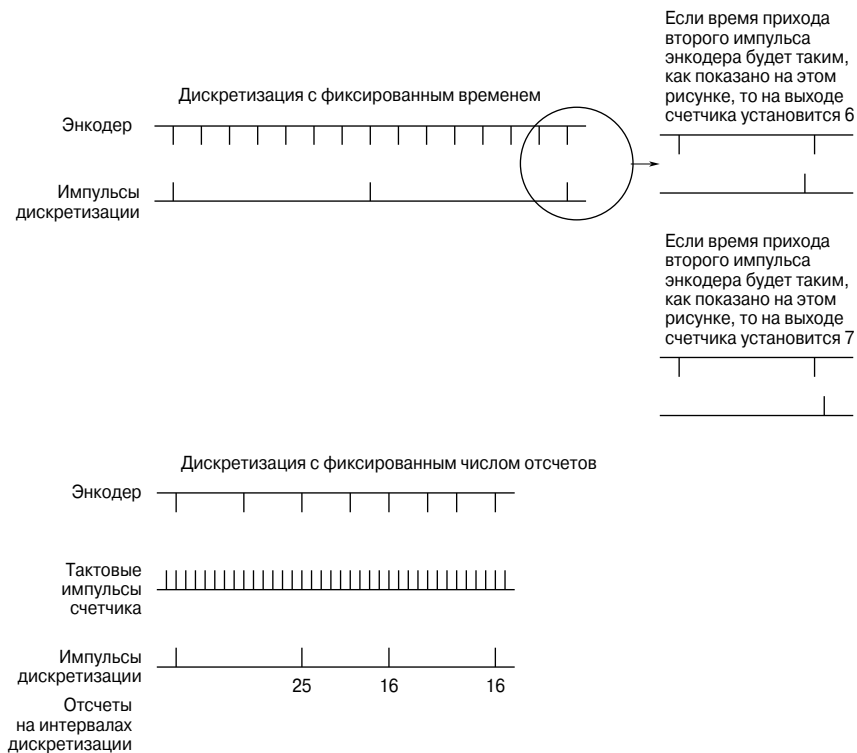


Рис. 5.17. Дискретизация скорости вращения оси двигателя

На **Рис. 5.17** показана простая диаграмма для обоих методов измерения. При дискретизации с фиксированным временем все сигналы синхронизированы с частотой дискретизации, которая обычно кратна частоте ШИМ. Потенциальный недостаток показан в выделенной кружком области; если импульс кодировщика появится несколько раньше тактового, результат будет отличаться на 1 от случая, когда импульсы придут одновременно. Скорость вращения оси двигателя в обоих случаях почти одинаковая, однако система видит разницу в 1 отсчет. Метод с фиксированным числом отсчетов, дискретизирующий после нескольких отсчетов (3 на **Рис. 5.17**), позволяет избежать данной проблемы и увеличить точность управления. Первопричина использования такой системы измерения в том, что частота счетчика гораздо выше, и может потребоваться хранить больше битов данных при медленном вращении оси двигателя. К тому же, использование

дискретизации с фиксированными отсчетами подразумевает, что интервал дискретизации связан с частотой синхронизации ШИМ — частота дискретизации варьируется с изменением скорости двигателя. Поэтому дискретизация с фиксированным временем применяется чаще.

При применении дискретизации с фиксированным временем, необходимо учесть время простоя за счет торможения оси. Если двигатель тормозит, то энкодер не выдает сигналов, и процесса дискретизации не будет. Какой бы метод дискретизации не использовался, карусель в нашем примере будет вращаться с постоянной скоростью с небольшими флуктуациями, зависящими от типа и параметров применяемой системы управления. Поскольку карусель возвращается в начальное положение после каждого полного оборота, то есть ста оборотов оси двигателя, индикация начальной позиции будет на каждых 50000 отсчетах ($500 \text{ отсчетов энкодера} \times 100 \text{ оборотов двигателя/оборот карусели}$). Так, если первый импульс будет зафиксирован на 10000-м отсчете, следующий импульс — на отсчете 60000-м (плюс/минус 1). Поэтому, чтобы проверить, следует ли карусель за двигателем, программа могла бы открыть «окно», чтобы зафиксировать импульс около, например, отсчетов 60000 или 110000 и т. п.

К тому же, счетчики, следящие за позицией карусели, будут периодически переполняться, и ПО (либо специализированная микросхема управления) должно это обстоятельство учитывать.

5.8.2. Позиционирование

Рассмотрим несколько более сложный случай дискретного управления нашей каруселью, когда карусель не движется с постоянной скоростью, а устанавливает образец в определенную позицию. После обработки образца позиция карусели должна снова измениться. Типичные осциллограммы для такого типа движения показаны на **Рис. 5.18**. Двигатель медленно раз-

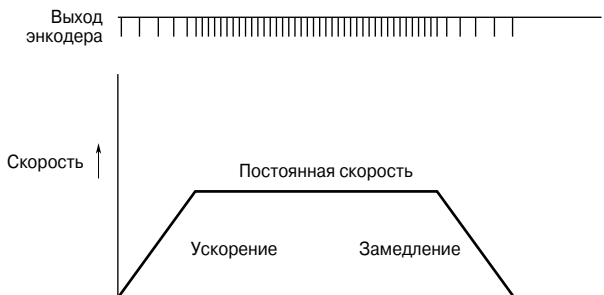


Рис. 5.18. Изменение управляющего сигнала в форме трапеции

гоняется до определенной скорости, затем замедляется и останавливается в нужной позиции (с корректным отсчетом энкодера). Трудность здесь в том, чтобы корректно установить все временные соотношения. Системы ПИД-управления движением, используемые в позиционировании, обычно оснащены двумя петлями ОС, работающими параллельно. ПИД-управление устанавливает ток двигателя для достижения необходимой скорости. Входной величиной системы с первой петлей ОС является значение скорости. Система с второй петлей ОС устанавливает форму выходного сигнала в виде трапеции.

На **Рис. 5.19** показана простая диаграмма работы такой системы. Такой характер работы типичен для ИС, управляющих системами позиционирования, например LM628/629. На этом рисунке блок регулирования скорости

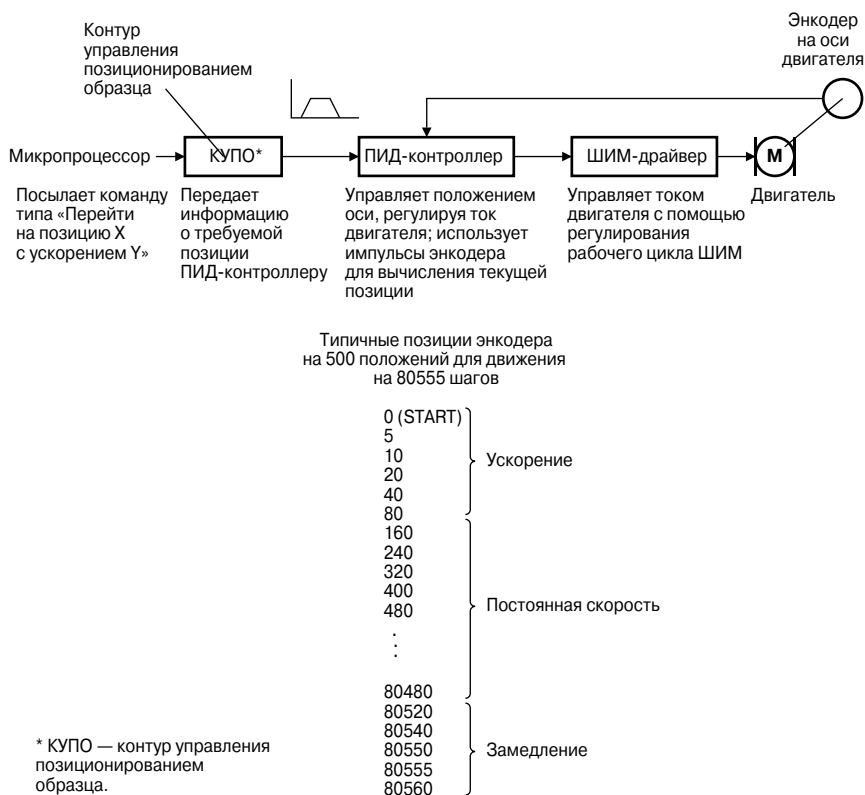


Рис. 5.19. Структурная схема системы позиционирования двигателя

сти двигателя изображен отдельно от микропроцессора, как это обычно реализовано в ИС управления скоростью вращения двигателя. Если бы пришлось писать ПО для микропроцессора или блока ЦОС прямого управления двигателем, генератор скорости и система ПИД-управления были бы программными функциями. Петля ОС управления позицией подает команды позиционирования на систему ПИД-управления. Это та же команда, что была изображена на **Рис. 5.14**. На этом рисунке изображена упрощенная таблица величин позиционирования для движения на 80555 шагов, то есть немного больше 161 оборота оси двигателя с энкодером на 500 положений. Заметим, что позиция сначала увеличивается на 5 шагов за интервал дискретизации, затем на 10, 20 и т. д. Когда двигатель тормозит, происходит процесс обратный ускорению — замедление.

5.8.3. Программное обеспечение

Система ПИД-управления устанавливает позицию оси двигателя. Во многих системах нужно обеспечить плавное изменение управляющего сигнала. Необходимо помнить, что данная система механическая и чрезмерное усилие может привести к разрушению ее составных частей.

Наличие постоянного смещения в системе ПИД-управления, где конечная позиция только немного отличается от заданной, может привести к уникальным явлениям в управлении двигателем. В цифровых системах обычно возникают проблемы с неопределенностью в один отсчет. Если конечная позиция оси двигателя отличается от заданной на 1 или 2 отсчета, и если интегральная составляющая ПИД-системы слишком мала, система может установить чрезмерно большой ток через двигатель и вывести его из строя. Это может произойти потому, что пропорциональная часть системы пытается слегка подтолкнуть ось двигателя до установления окончательного значения, но не обладает достаточным током для этого. Вместо того, чтобы выключить питание в конце движения, система устанавливает на двигателе определенный ток. Это может привести к реальным проблемам в системах с большой инерцией или со стопором. Тормозящее действие стопора или большой инерции нужно преодолеть при старте, при этом сила тока двигателя может оказаться довольно высокой. К тому же в двигателе постоянного тока в застопоренном состоянии ток течет только через одну обмотку.

Если в системе нельзя устранить данную проблему только с помощью интегральной составляющей (возможно потому, что не достаточно информации о нагрузке в момент торможения), тогда такое событие должно отслеживать ПО и отключать в определенные моменты времени ток через

нагрузку. Если в вашей системе необходимо установить на определенном уровне ток удержания (например, для поддержания манипулятора в вертикальном положении), тогда перепрограммируйте заданную позицию в действительную. Заметим, что генератор позиционирования не знает о реальной позиции двигателя. Предполагается, что система ПИД-управления будет способна обеспечить требуемое ускорение генератора позиционирования. В системе с переменной нагрузкой, программе может понадобиться снизить ускорение, если нагрузка слишком большая.

5.9. Управление с предсказанием

ПИД-управление эффективно при контроле однопараметрового последовательного процесса. Недостаток ПИД в том, что систему необходимо подстраивать под конкретный процесс. Если изменения процесса поддаются оценке, ПИД-параметры могут быть перестроены для обеспечения корректного управления. ПИД-управление не эффективно в системах с многими входными параметрами (в многопараметровых процессах), особенно если параметры влияют друг на друга. Примером служит система управления температурой и влажностью, когда температура влияет на влажность и наоборот.

Для работы с подобными условиями может быть использована некоторая форма управления с предсказанием. Существуют отдельные разновидности *управления с предсказанием*, например, *управление по модели предсказания* (Model Predictive Control, MPC) и *управление по нелинейной модели предсказания* (Nonlinear Model Predictive Control, NMPC). Все алгоритмы управления с предсказанием базируются на существовании модели системы, которая используется для предсказания поведения системы через определенный промежуток времени. Предсказание отклика системы может распространяться на один интервал дискретизации или на задержку отклика, если таковая имеет место. Формируется выходной сигнал системы управления, отклик измеряется, и производится новое предсказание для следующего временного интервала. Некоторые системы предсказания подстраивают параметры (обычно, усиление) математической модели по ходу работы, чтобы отклик модели приближался к действительно измеряемым величинам.

В общем, модель системы управления с предсказанием — это математическое представление отклика системы, так что система с предсказанием может оказаться непрактичной для небольшого прибора на основе микроконтроллера. Модель системы представляет собой таблицу величин,

однако при нескольких входных параметрах, число данных в таблицах может превысить объем доступной памяти.

Модель системы управления с предсказанием формируется либо в результате анализа электрической и механической составляющих системы для определения их откликов, либо на основе опытов. У каждого метода свои недостатки; аналитическое решение может оказаться трудновыполнимым, а опытное (эмпирическое) тестирование — трудновыполнимым.

5.10. Измерение и анализ реакции петли обратной связи

При разработке систем управления часто требуется, чтобы были измерены входные и выходные сигналы. Это может быть необходимо для установки ПИД-параметров или для отладки системы. На **Рис. 5.20а** показана система управления с подключенным блоком мониторинга. Блок измеряет выходной сигнал АЦП и результирующий выходной сигнал.

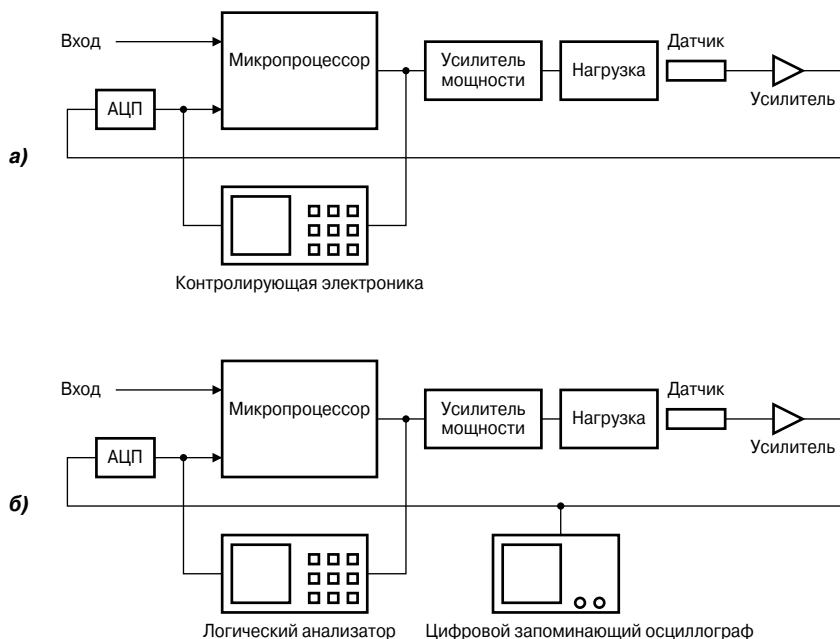


Рис. 5.20. Мониторинг системы управления

Блоком мониторинга системы может служить, например, логический анализатор, регистрирующий каждое слово АЦП и каждую запись в усилитель (линейный или ШИМ). Основная идея такого подхода — в регистрации входных воздействий и реакции системы управления. При использовании логического анализатора результирующие данные могут быть записаны на диск или посланы по сети на удаленный компьютер. Затем данные могут быть распечатаны или проанализированы.

Если вы отслеживаете некоторую неточность работы системы управления, на логический анализатор можно подать дополнительный сигнал для синхронизации с ошибочным событием и просмотреть действия системы непосредственно перед этим событием. За неимением логического анализатора, поведение относительно медленных систем можно исследовать с помощью IBM PC или платы сбора информации. Фирма National Instruments производит такие платы.

Другой метод мониторинга — добавить дополнительную программу в код процессора, выводящую данные чтения датчиков и выходные сигналы через последовательный порт или какой-либо другой интерфейс. Этот метод менее трудоемок, однако построен на предположении, что ПО работает без сбоев. Например, данный метод не позволит найти ошибку, случающуюся, когда ПО генерирует правильный код, но не успевает записать его в выходной буфер. На выходе может не оказаться требуемой величины в определенный момент, а программа диагностики покажет, что все корректно.

5.10.1. Логический анализатор/Цифровой осциллограф

Одна из трудностей и для логического анализатора, и для программного мониторинга — поиск неточного преобразования входной аналоговой величины АЦП. Если ошибки случаются в результате смещения опорного напряжения с изменением температуры, то ни один из вышеперечисленных методов их не определит, поскольку выходные сигналы АЦП будут выглядеть вполне корректно.

На **Рис. 5.20б** показано подключение *цифрового запоминающего осциллографа* (Digital Storage Oscilloscope, DSO) к *системе управления*. На экране осциллографа можно отследить реальный сигнал датчика в то время, как *логический анализатор* контролирует выходы АЦП и всей *системы управления*. Вход синхронизации осциллографа связан с выходом логического анализатора (или наоборот) так, чтобы данные двух приборов можно было скоррелировать. Использование логического анализатора совместно с цифровым запоминающим осциллографом, который обеспечивает интегрирование сигналов, упрощает процесс корреляции и находит все малозаметные ошибки А/Ц преобразования.

Независимо от того, как вы собираетесь производить мониторинг системы, хорошим стилем работы является внесение в схему достаточного количества контрольных точек для мониторинга еще на стадии разработки. Для этих целей могут быть установлены дополнительные разъемы на плату или зарезервирован порт в микроконтроллере.

5.10.2. Измерение параметров двигателя

Измерение реакции системы ПИД-управления, управляющей нагревателем, довольно легко произвести — достаточно контролировать осциллографом или с помощью АЦП сигнал с терморезистора и вводить данные в компьютер. Систему с двигателем отладить гораздо трудней. Нет никакого прямого метода измерения скорости; можно измерять время между импульсами энкодера для определения, как быстро вращается ось. Статистика измерений собирается и заносится в электронную таблицу и далее в программу.

На **Рис. 5.21** показана структурная схема двух простых устройств, которые могут быть использованы для контроля параметров двигателя. На **Рис. 5.21а** изображена схема для измерения периода следования импуль-

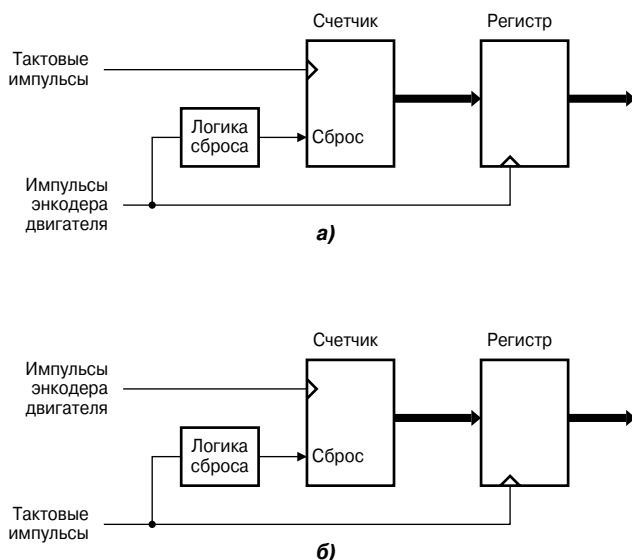


Рис. 5.21. Схема анализа движения двигателя

сов энкодера. Счетчик работает с определенной тактовой частотой. Каждый импульс энкодера передает число с выхода счетчика в регистр и сбрасывает счетчик. Сброс счетчика может быть как синхронным, так и асинхронным, хотя логика сброса должна быть согласована с характеристиками счетчика.

Выход регистра может быть соединен с логическим анализатором для ввода данных о скорости, либо со входом ЦАП, устанавливающим напряжение, пропорциональное скорости. Результирующие сигналы можно регистрировать осциллографом. В некоторых *логических анализаторах* к тому же предусмотрен *режим графического просмотра данных* как более информативного, либо полученные данные могут быть записаны на диск для последующего просмотра или анализа с помощью ПК.

Частота дискретизации данных счетчика зависит от характеристик пары двигатель/энкодер. Если двигатель вращается со скоростью 2000 об./мин (33.3 об./сек), и используется энкодер на 500 отсчетов, тогда время между импульсами энкодера составит:

$$\frac{1}{500 \times 33.33} = 60 \text{ мкс}.$$

Если требуется 8-битное измерение скорости при 250 отсчетах, тактовая частота составит 250/60 мкс или 4.167 МГц.

При измерении скорости двигателя, порядка 100 об./мин, импульсы энкодера будут следовать с частотой 833 Гц, счетчик накопит около 5000 отсчетов между импульсами, и понадобится уже 13-битный счетчик.

В данном примере счетчик сбрасывается в 0 и считает на сложение, поэтому большее число соответствует меньшей скорости. Для того, чтобы изменение кодов счетчика было пропорционально скорости двигателя (больше число = выше скорость), следует либо инвертировать выходной код счетчика, либо использовать счет на вычитание со сбросом в максимальном коде, а не в нуле.

На **Рис. 5.216** показана аналогичная схема, но поменялись местами вход синхронизации и вход сброса счетчика. Такая схема измеряет частоту импульсов энкодера. При использовании аналогичного 1000...5000 об./мин двигателя с таким же энкодером на 500 отсчетов, дискретизация через 10 мс приведет к счету по 8 на скорости 100 об./мин и счету по 166 на скорости 2000 об./мин. Выход данной схемы можно также присоединить к логическому анализатору или комбинации ЦАП/осциллограф. Естественно, такая схема может быть выполнена как на основе дискретной логики, так и с применением ПЛИС.

5.10.3. Доступное программное обеспечение

Существует программное управление (ПО), призванное помочь в разработке систем ПИД-управления. Например, Wintune компании BestSoft (www.bestsoft.com) или пакет анализа ПИД-параметров от фирмы National Instruments (www.ni.com).

5.11. Примеры программирования ПИД-систем

Далее следуют отдельные примеры *программирования на языке Basic* для простой системы ПИД-управления, с различными встроенными опциями.

5.11.1. Основная петля ПИД-управления

Read input (actual position, speed, temp, whatever) from sensor, save as CurrentValue.

```
Error = TargetValue - CurrentValue
Derivative = Error - PreviousErrorValue
Integral = Integral + Error
```

```
ControlValue = K1*Integral + K2*Derivative + K3*Error
PreviousErrorValue = Error (for use with next sample)
Output ControlValue to control hardware
```

Definitions:

```
K1 = integral gain
K2 = Derivative gain
K3 = Error gain
Integral = Integral term
Derivatioeve = Derivative term
Error = Error term, setpoint minus actual value read from sensor
TargetValue = Setpoint, the desired input
CurrentValue = Current value read from sensor
PreviousErrorValue = The value of Error from the previous sample
```

Примечание. Error, Derivative и Integral должны быть сохранены в таком типе переменных, чтобы могли принимать и отрицательные значения. Например, в формате с плавающей точкой, дополнения до 2 целого числа и т. п. В таком представлении производная — это просто разность предыдущей и следующей погрешностей, измеряемых со скоростью изменения погрешности. Технически, *производная* — это изменение, которое происходит за какое-то время, но поскольку система дискретизирует данные с определенным интервалом, производная может быть аппроксимирована разницей двух соседних дискретов. *Интеграл* — сумма предшествующих определенному моменту погрешностей.

5.11.2. Функция запрета первоначального действия

Добавление функции запрета первоначального действия (*antiwindup*) к интегральному слагаемому будет выглядеть следующим образом:

Read input from sensor, save as CurrentValue

```
Error = TargetValue - CurrentValue
Derivative = error - PreviousErrorValue
Integral = Integral + Error
```

```
If Integral > MaximumIntegralValue, then
    Integral = MaximumIntegralValue.
ControlValue =
K1*Integral + K2*Derivative + K3*Error
```

```
PreviousErrorValue = Error(for use with next sample)
Output ControlValue to control hardware
```

Definition:

MaximumIntegralValue = maximum value of integral term; represents 100%

Альтернативный метод, запрещающий интегральное слагаемое, когда выходной сигнал находится в пределах заданного диапазона:

Read input from sensor, save as CurrentValue.

```
Error = TargetValue - CurrentValue
Derivative = error - PreviousErrorValue
```

```
If absolute value of Error < IntegralBand
    Integral = Integral + Error
Else Integral = 0.
ControlValue =
K1*Integral + K2*Derivative + K3*Error
```

```
PreviousErrorValue = Error(for use with next sample)
Output ControlValue to control hardware
```

Definition:

IntegralBand = the range of error values for which the integral calculation is enabled. Note that IntegralBand can be a constant or a fraction of the setpoint.

5.11.3. Фильтрация входного шума

Часто встречаются ситуации, особенно в случаях некорректного заземления оборудования, когда сигнал датчика зашумлен. В таких случаях нежелательно использовать каждый отсчет зашумленного сигнала, поскольку

вычисления могут сопровождаться значительными ошибками управления. Для выделения из смеси сигнал-шум полезного сигнала следует проводить усреднение из нескольких дискретов. В приведенном ниже фрагменте программы каждый следующий отсчет вычисляется как среднее из восьми входных дискретных величин. Заметим, что частота дискретизации в таком случае падает в 8 раз. Для формирования выходного сигнала 10 Гц теперь понадобится дискретизировать входной сигнал с частотой 80 Гц.

Read input from sensor, add to CurrentValue.

```
Increment SampleCounter
If SampleCounter = 8,
[
SampleCounter = 0
CurrentValue = CurrentValue/8
Error = TargetValue - CurrentValue
Derivative = error - PreviousErrorValue
Integral = Integral + Error
ControlValue = K1*Integral + K2*Derivative + K3*Error
PreviousErrorValue = Error
Output ControlValue to control hardware
CurrentValue = 0 (reset to zero so next accumulation can start)
]
```

Для упрощения кода, можно и не выполнять деление на 8. Вместо этого можно оперировать суммой, что позволит избежать деления. Если частное не является двоичной величиной, то отказ от процедуры деления сэкономит значительное время в микроконтроллерной системе. Естественно, тогда все остальные слагаемые также должны быть больше в 8 раз, но это может привести к переполнению и надо предпринять меры, чтобы его избежать.

5.11.4. Предотвращения выхода управляющего параметра за допустимые пределы

Следующий фрагмент программы предотвращает выход управляющего параметра (например, мощности) от превышения возможного максимума (скажем, чтобы не допустить сгорания нагревателя).

Read input from sensor, save as CurrentValue.

```
Error = TargetValue - CurrentValue
Derivative = error - PreviousErrorValue
Integral = Integral + Error
New ControlValue = K1*Integral + K2*Derivative + K3*Error
```

```
If new ControlValue > MaximumControlValue,
```

```
ControlValue = MaximumControlValue  
Set MaximumPowerExceeded flag.
```

```
PreviousErrorValue = Error  
Output ControlValue to control hardware
```

В данном фрагменте программы, когда определяется превышение максимальной мощности, вводится новая величина `ControlValue`, равная максимальной величине, и устанавливается флаг (`MaximumPowerExceeded`), показывающий, что произошло превышение максимальной величины. Обработка подпрограммы, включаемой по этому флагу, сообщает оператору о необходимости выполнении определенных действий, например о необходимости отключения системы.

5.11.5. Предотвращение выхода управляющего параметра за пределы средней величины

В некоторых случаях максимально достижимая величина на выходе системы управления не определена явно, а может быть накоплена за некоторое время. Например, нагреватель может и не сгореть при подаче предельного тока в течение нескольких интервалов дискретизации, но в течение секунды работы на предельной мощности, например, выйдет из строя. В следующий фрагмент программы добавлен массив `AvgPwrArray`, содержащий 10 элементов. Каждый элемент массива — величина выходного сигнала в определенный момент дискретизации; сумма элементов, деленная на 10, даст среднюю мощность за 10 отсчетов.

```
Read input from sensor, save as CurrentValue.
```

```
Error = TargetValue - CurrentValue  
Derivative = error - PreviousErrorValue  
Integral = Integral + Error  
ControlValue = K1*Integral + K2*Derivative + K3*Error
```

```
AveragePower = sum of values in AvgPwrArray [0] through AvgPwrArray [9]
```

```
If AveragePower > MaximumAllowablePower*10,  
Set MaximumPowerExceeded flag.  
ControlValue =  
MaximumAllowablePower - AveragePower + AvgPwrArray [0]  
If ControlValue < 0, ControlValue = 0
```

```
(The following discards the oldest value in AvgPwrArray [0] and  
makes room for the newest)
```

```
For AvgPwrArray [0 through 8], AvgPwrArray [n] =  
AvgPwrArray [n + 1]
```

```

AvgPwrArray[9] = ControlValue
PreviousErrorValue = Error
Output ControlValue to control hardware

```

Строкой

```

ControlValue =
MaximumAllowablePower - AveragePower + AvgPwrArray [0]

```

производится вычисление ControlValue как величины, перемещающей среднее значение на 10 отсчетов ниже максимальной величины после следующего интервала дискретизации. AvgPwrArray [0] используется для того, чтобы старший дискрет в массиве был заменен на ControlValue. Если результат получается отрицательным, ControlValue устанавливается в 0. Заметим, что в реальной системе, нулевая величина не обязательно создает нулевой выходной уровень.

В этот фрагменте программы производится сдвиг всех элементов массива по кругу для предоставления места следующей величине; более быстрый метод (но не самый легкий для понимания) — использовать указатель, который последовательно пробегает элементы массива от конца в начало и позволяет новой величине заменить собой самый старый элемент массива.

5.11.6. Реализация данных примеров

Каждый из данных примеров иллюстрирует один из основных принципов. Вы можете при необходимости комбинировать эти методы. В данных примерах не приведена инициализация. Обычно инициализация необходима при старте программы. Эти примеры базируются на предположении, что входной и выходной сигналы периодически обновляются в заданном режиме. Поэтому выполнять данные подпрограммы можно с помощью прерываний.

Исполнение подобных примеров с помощью микроконтроллеров часто труднее, чем на основе микропроцессорных систем. Микроконтроллеры, особенно 8-битные, часто не снабжены функциями обработки отрицательных чисел, умножения и деления. Затруднения могут возникнуть при использовании двоичных чисел. Например, при усреднении входных величин для фильтрации шума следует всегда фильтровать числа типа 2, 4 или 8, то есть кратные 2. Это позволит заменить операцию деления простой операцией сдвига. При использовании микроконтроллера, не поддерживающего вычитания дополнительных чисел достаточно хорошо, вы можете преобразовать каждую переменную в 2-байтную (или 2-словную) величину. Причем, первый байт — беззнаковая величина переменной. Второй байт — флаг, показывающий, положительная величина или отрицательная. ПО в зависимости от флага будет либо прибавлять, либо отнимать основной байт.

5.12. В рабочую тетрадь разработчика

- Точность системы во многом зависит от того, что именно измеряет датчик. Терморезистор, измеряющий температуру нагревателя, а не объекта, не сможет обеспечить необходимую точность управления. Особенно это касается систем ПИД-управления, которые базируются на параметрах управления, зависящих от входного сигнала. Если вы измеряете не то, высокоточный датчик даст ошибку в десятки раз большую, чем обычный.
- Временные задержки могут быть обусловлены не только управляемым объектом, но также и датчиком. Терморезистор с длительным временем установления может создать задержку, равную задержке всей остальной части системы.
- Тщательно подберите процессор для системы. Бывает легко смоделировать математическую модель системы управления на ПК с 2-ГГц 64-битным процессором. Намного труднее окажется внедрение модели на 8-битном процессоре с несколькими килобайтами адресного пространства. Например, если в алгоритме применяются операции с комплексными числами, удостоверьтесь, что ЦПУ микропроцессорной системы сможет их выполнить. В противном случае, придется переписывать таблицу ПЗУ.
- Если в приложении требуется постоянно обращаться к таблицам в памяти, удостоверьтесь, что зарезервирована достаточная область памяти. Совсем немного 256-байтных таблиц понадобится, чтобы полностью загрузить всю доступную память большинства небольших микроконтроллеров.
- Составьте план анализа и отладки окончательного варианта системы, предусмотрите необходимые аппаратные и программные дополнения для проведения настройки.

6.1. Соленоиды

Соленоид — это электромагнит, приводящий в движение какой-либо механизм, например плунжер. Соленоиды используются для защелкивания защитных кожухов так, чтобы те не могли открыться во время работы станка, или для открывания дверей вашего автомобиля с пульта дистанционного управления. Соленоиды применяются для открытия и закрытия клапанов в промышленных процессах или для управления движением магнитной головки, например в 2-координатном графопостроителе.

Соленоиды бывают самых разных размеров, способные создавать самые различные усилия от унций до нескольких фунтов¹⁾. Существует две основные разновидности соленоидов: постоянные и импульсные. *Постоянные соленоиды* спроектированы так, чтобы во включенном состоянии через них постоянно протекал определенный ток. Такие соленоиды могут применяться, например, для удержания защитного кожуха. Импульсный соленоид открывает двери вашего автомобиля. *Импульсный соленоид* переключается импульсами разной полярности и перегреется, если по нему будет протекать номинальный ток. Поскольку для импульсного соленоида не предусмотрен режим постоянной работы, соленоид можно изготовить меньшего размера.

6.1.1. Реле

Реле — устройство для замыкания и размыкания электрической цепи. Оно состоит из обмотки и одной или нескольких групп контактов. Различают группы нормально-разомкнутых, нормально-замкнутых и переключающих контактов. Когда на обмотку реле подается напряжение источника питания, контакт соответственно замыкается, размыкается или переключается: подобно механическим ключам.

¹⁾ 1 унция = 28.3 г, 1 фунт = 453 г. (Прим. науч. ред.)

6.1.2. Интерфейс соленоидов и реле

Несмотря на то что данный раздел посвящен только реле, все перечисленное можно применить и к соленоидам. На **Рис. 6.1а** показан пример подключения реле к микропроцессору. Всего один бит необходим для включения или выключения реле. На рисунке изображен *n-p-n*-транзистор, соединенный с одним битом порта микропроцессора; вместо биполярного *n-p-n*-транзистора можно также использовать *МОП-транзистор*. В отдельных микропроцессорах предусмотрены выходы с повышенным током нагрузки, как правило, 25 мА, вместо типовых токов, на порядок меньших, достаточным для включения реле, если, конечно, реле рассчитано на то же напряжение, что и микропроцессор.

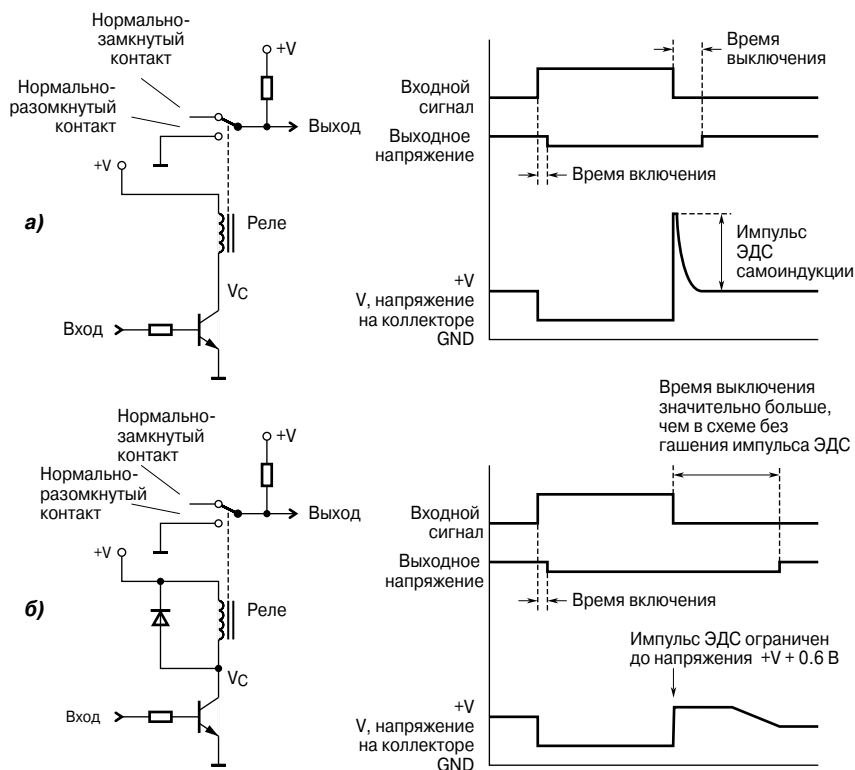


Рис. 6.1. Подключение реле

Поскольку для электрической цепи *обмотка реле* или соленоида представляет собой *индуктивность*, при запираании управляющего транзистора возбуждается значительная *ЭДС самоиндукции* обратной полярности. Это напряжение может достигать значительного уровня, под действием которого протекает ток обратной полярности, что может привести к пробоему транзистора. На **Рис. 6.16** показано применение диода, не пропускающего ток обратной полярности к коллектору транзистора. Когда транзистор открывается, включая реле, диод смещается в обратном направлении. При закрытии транзистора, импульс напряжения появляется на нижнем на схеме полюсе катушки (соединенном с коллектором транзистора). Как только напряжение достигает 0.6 В, диод открывается и пропускает ток, отсекая на этом уровне выброс напряжения.

Следует учитывать два обстоятельства при применении гасящего диода. Во-первых, энергия магнитного поля, запасенная в катушке, не может пропасть бесследно. Она рассеивается при протекании тока через диод. В результате *в цепи питания* возникает *импульс помехи*. Поэтому в цепи питания реле должна быть включена *емкость фильтра* достаточной величины (десятки мкФ). Если реле находится на большом расстоянии от блока питания, возможно появление импульса помехи и на общем проводе (земля) устройства. Вторая проблема состоит в увеличении задержки срабатывания реле.

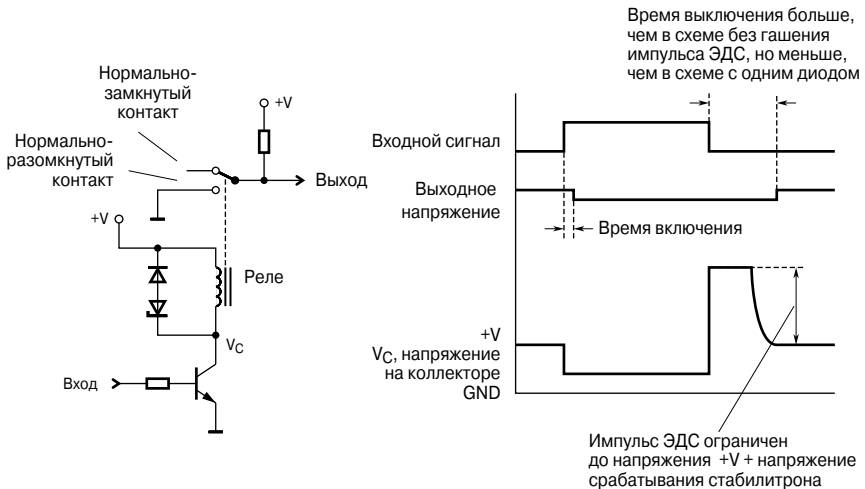


Рис. 6.2. Использование стабилитрона в цепи подавления импульса самоиндукции для ускорения срабатывания реле

На **Рис. 6.2** показано, как использовать стабилитрон для ускорения работы реле. Когда транзистор открывается, и реле срабатывает, диод не пропускает ток через стабилитрон. При запираании транзистора и появлении импульса самоиндукции, диод смещен в прямом направлении, а стабилитрон — в обратном. В результате напряжение на коллекторе транзистора устанавливается на уровне, равном напряжению стабилизации стабилитрона плюс напряжению прямого смещения диода. Естественно, результирующее напряжение должно быть ниже напряжения пробоя транзистора. Типичные значения времен включения обычного реле при применении гасящего диода и стабилитрона сведены в таблицу:

Гасящая цепь	Время включения реле [мс]
—	1
12-В стабилитрон	1.5
6-В стабилитрон	2.2
Диод	5.5

Приведенное время задержек — от момента отключения катушки реле до момента размыкания контактов. Можно заметить, что чем выше допускается пик обратного напряжения, тем быстрее размыкаются контакты реле.

Для гашения импульса самоиндукции катушки реле также может быть применен *двунаправленный стабилитрон Tranzorb*, стабилизирующий положительные и отрицательные напряжения на уровнях, определяемых его спецификацией (можно выбрать требуемый по схеме из предлагаемого ряда). Tranzorb позволяет гасить импульсы большей энергии. При применении Tranzorb нет необходимости в дополнительном диоде.

6.1.3. Включение/удержание реле

Чтобы переключить контакт из одного положения в другое, на реле должен быть подан достаточно большой ток. Однако для удержания реле необходим гораздо меньший ток, порядка 50% от тока переключения. Во многих случаях для управления реле можно пользоваться блоком питания меньшей мощности. К тому же снижение тока удержания позволяет ускорить процесс размыкания реле, поскольку в реле запасается меньшая энергия.

На **Рис. 6.3а** показан простой метод снижения тока удержания. Электrolитический конденсатор с резистором подключены последовательно с коллектором транзистора и обмоткой реле. Когда транзистор открывается,

незаряженный электролитический конденсатор ведет себя как элемент с малым внутренним сопротивлением, пропуская через катушку полный ток. В ходе зарядки конденсатора, ток через катушку спадает до уровня, устанавливаемого резистором.

У данной схемы два недостатка. Во-первых, емкость конденсатора должна быть довольно большой. Во-вторых, резистор рассеивает значительную мощность вхолостую, и к тому же, нагревается.

На **Рис. 6.3б** показан другой метод выполнения цепи удержания половинного тока. Для данного метода потребуется задействовать два независимых вывода микропроцессора. Вывод 2 (включение) переводится в ВЫСОКИЙ логический уровень, включая реле. После короткой задержки, выполненной программно, вывод 2 переводится в НИЗКИЙ, а вывод 1 (удержание) в ВЫСОКИЙ. В результате устанавливается меньший ток удержания. В данной схеме нет надобности в емкости, однако все еще требуется задействовать резистор и два вывода микропроцессора, а также дополнительное ПО.

На **Рис. 6.3в** показано, как управлять реле с помощью прерывания тока, используя ШИМ. Вывод (ВКЛ.) устанавливается в ВЫСОКИЙ для включения реле. После некоторой задержки, выполненной программно, в ВЫСОКИЙ переводится вывод HOLD (Удержание). Ток реле теперь меньше благодаря усреднению по времени при работе ШИМ. Если длительность импульсов высокого уровня равна длительности низкого уровня, то есть рабочий цикл (коэффициент заполнения) равен 50%, то ток удержания реле составит половину тока включения.

Другая реализация данного метода может быть выполнена при использовании микроконтроллера с встроенной ШИМ (**Рис. 6.3г**). Вы включаете реле транзистором, подключенным к выводу ШИМ. Для замыкания реле вы устанавливаете коэффициент заполнения ШИМ 90% или даже 100%, что соответствует отсутствию режима ШИМ. После того, как реле замкнется, вы снижаете коэффициент заполнения до 50% для снижения тока удержания.

На **Рис. 6.3д** показано, как для выполнения функции удержания могут быть применены два *p-n-p*-транзистора, питающихся от двух напряжений питания +V1 и +V2. Для включения реле вывод 1 процессора переводится в ВЫСОКИЙ, и транзистор VT2 открывается, подавая напряжение V2 на реле. После того, как реле замкнулось, вывод 2 переводится в ВЫСОКИЙ, а вывод 1 в НИЗКИЙ.

Примечание. V2 должно быть выше, чем V1. Например, V2 может составлять 12 В, а V1 — 6 или 8 В. Заметим, что транзисторы в этой цепи должны управляться от процессора, способного работать в диапазоне двух уровней питающего напряжения.

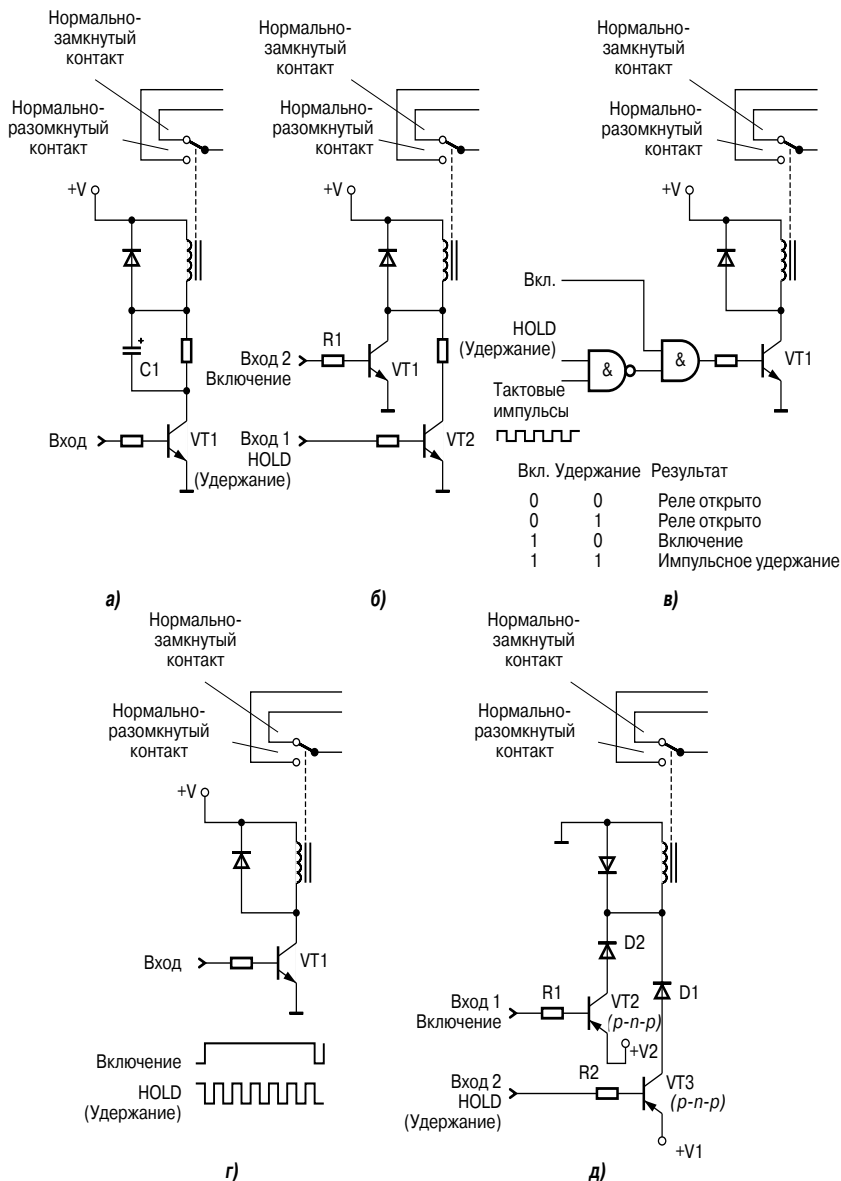


Рис. 6.3. Включение/удержание

Наконец, можно обеспечить удержание реле без специальных функций задержки, если использовать реле с несколькими группами контактов. Одну группу можно использовать по прямому назначению, а дополнительную — для переключения режимов включения и удержания¹⁾. Преимущество данного метода — в обеспечении корректного времени в любом случае, поскольку схема не перейдет в режим удержания до тех пор, пока не замкнется основная группа контактов.

6.2. Нагревательные элементы

Нагревательные элементы обычно подключаются подобно соленоиду, например, с использованием транзистора. Большая часть нагревателей имеет незначительную индуктивность, в результате чего отпадает необходимость в гасящем диоде. В большинстве случаев нагревательные приборы оснащаются петлей обратной связи с датчиком температуры, прикрепляемым в области нагрева. На **Рис. 6.4** показана типичная нагревательная система с ОС и МП. Нагревательный элемент воздействует на объект, к которому подключен датчик температуры. МП включает и выключает нагреватель, управляя, таким образом, температурой объекта.

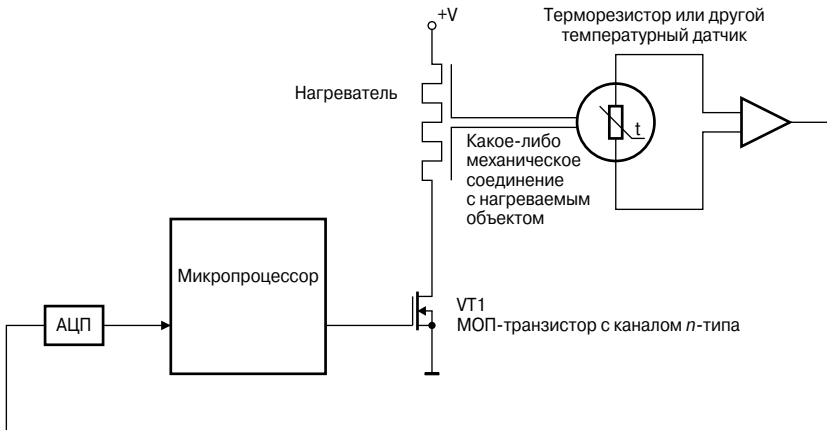


Рис. 6.4. Нагреватель, управляемый микропроцессором

¹⁾Самое простое оказывается самым интересным. Самые простые схемы — самые гениальные, подсказывает мне опыт разработчика. (Прим. науч. ред.)

6.2.1. Обрыв нагревателя

Что случится, если нагреватель перегорит? В этом случае вы не сможете нагреть объект. Как проконтролировать перегорание нагревателя? На **Рис. 6.5** показан один из методов определения факта обрыва нагревателя в результате его перегорания. Резистор R1 подключен через управляющий МОП-транзистор к земле. Величина R1 должна быть выбрана много больше, чем сопротивление нагревателя, например в 10 раз. Когда нагреватель выключен, напряжение в точке соединения нагревателя, МОП-транзистора и резистора R1 практически равно $+V$, поскольку сопротивление нагревателя много меньше сопротивления R1. На выходе компаратора — НИЗКИЙ логический уровень. Если нагреватель перегорает, сопротивление его становится бесконечно большим, и на выходе компаратора появляется ВЫСОКИЙ логический уровень.

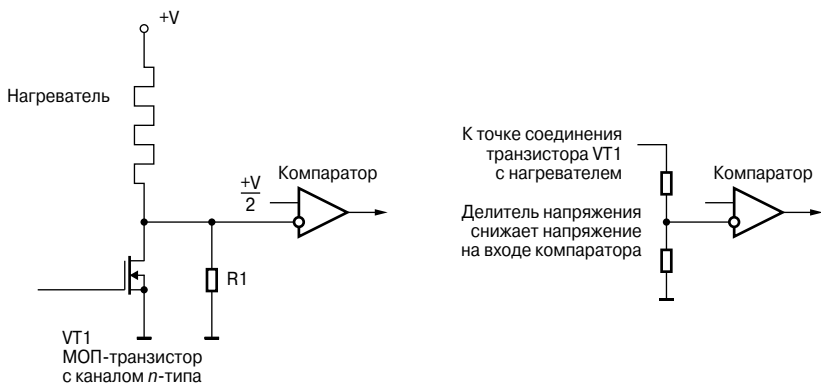


Рис. 6.5. Определение факта обрыва нагревателя

Если уровень входных сигналов выше диапазона работы компаратора, можно подать на компаратор повышенное напряжение питания, например. Можно также изменить величину резистора R1 делителя напряжения в сторону увеличения, чтобы поднять напряжение на измеряемом входе компаратора. Естественно, такая схема позволяет проконтролировать условие обрыва только у выключенного нагревателя. Поэтому ПО должно проводить данный тест до подачи нагрева на объект. В любом случае, если оказывается, что нагреватель включен постоянно (на 100%), программа должна выключить нагреватель с сообщением о тесте проверки исправности нагревателя.

6.2.2. Обрыв датчика

Что случится, если в нагревательной системе сломается датчик? Большинство температурных датчиков (термисторы, полупроводниковые температурные датчики, термопары) это событие воспринимается как очень низкая температура. Такое событие может привести скорее всего к пожару, поскольку микропроцессор установит в данном случае 100%-ный нагрев. Существуют определенные методы контроля такой неисправности. В программное обеспечение можно ввести измерение времени нагрева и выдавать сообщение об ошибке при слишком длительном разогреве. Такой подход гарантирует успех только в том случае, если за выбранное время не произойдет разрушения от перегрева. Если диапазон рабочих температур ограничен, вы сможете зарегистрировать слишком низкую температуру как обрыв датчика.

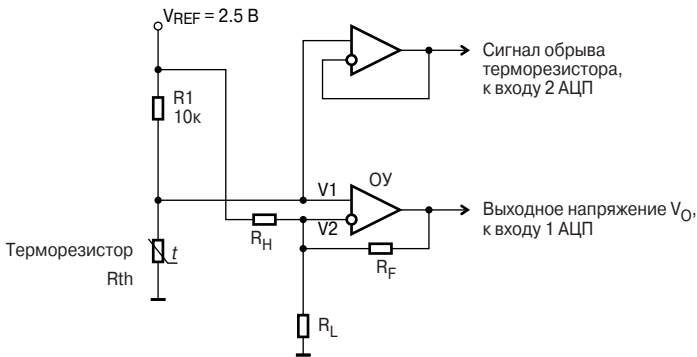


Рис. 6.6. Регистрация факта обрыва термистора

На Рис. 6.6 показана используемая мною электрическая схема. Это схема масштабирования, уже рассмотренная ранее, для преобразования напряжения термистора в диапазон 0...5 В, требуемый для АЦП микроконтроллера. Эти уровни соответствуют диапазону рабочих температур 30...50°C. Я не мог просто декларировать температуру 25°C как ошибку. Хотя она выходит за пределы диапазона измерений, но вполне допустима до тех пор, пока система не нагреется. Я добавил дополнительный ОУ, включенный по схеме буферного каскада (без усиления и масштабирования), подключаемого к входу термистора. Выходной сигнал термистора подавался на второй канал АЦП. При обрыве термистора напряжение V1 станет равным опорному напряжению V_{REF} , то есть 2.5 В. В данной систе-

ме напряжение ниже 2.5 В соответствует температуре ниже 0°C, находящейся вне рабочего диапазона прибора. Таким образом, МП использует усиленный и масштабируемый сигнал для измерения температуры и напряжение выше 2 В для регистрации обрыва датчика. При отсутствии второго канала АЦП можно использовать компаратор. В этом случае один из входов компаратора подсоединяется к термистору, а другой — к опорному напряжению +2 В. Выход компаратора подключается к цифровому входу микропроцессора.

6.2.3. Нагреватель на основе термометра сопротивления

Нагреватель на основе термометра сопротивления или *ТС-нагреватель* (Resistance Temperature Detector, RTD) — специальный тип нагревательного элемента, выполненный из температурно-зависимого материала, например сплава железо-никель. Такой нагревательный элемент может одновременно работать и как терморезистор. Такие нагреватели, как правило, выполняются в микроминиатюрном исполнении и часто наносятся в виде пленки на гибкую подложку. Поскольку не требуется дополнительный терморезистор, общие затраты на систему с такими элементами снижаются.

На **Рис. 6.7а** показан один из методов контроля ТС-нагревателя. МОП-транзистор, управляемый микропроцессором, включает и выключает нагреватель. Сопротивление нагревательного элемента зависит в свою очередь от температуры. Когда нагреватель включен, ток через него равен

$$\frac{V +}{R_s + R_h},$$

где R_h — сопротивление нагревателя, R_s — измеряемое сопротивление. Сопротивление нагревателя может быть определено измерением падения напряжения на R_s с помощью дифференциального усилителя. Примечательно то, что цепь измерения температуры уже встроена в нагреватель.

На **Рис. 6.7б** показано измерение температуры ТС-нагревателя при выключенном нагревателе. МОП-ключи с каналом *p*-типа подключают напряжение питания $V+$ к нагревателю. Когда нагреватель выключен, диод D1 подает на нагреватель низкое хорошо отрегулированное напряжение. Для нагревателя с номинальным рабочим напряжением 24 В измерительное напряжение составит 2.5 В. Измерительное напряжение должно быть значительно меньше рабочего для предотвращения нагрева.

Альтернативный метод — использовать МОП-транзисторы с каналом *n*-типа, подключить параллельно МОП-транзистору резистор с высоким сопротивлением. Для определения сопротивления (температуры) нагрева-

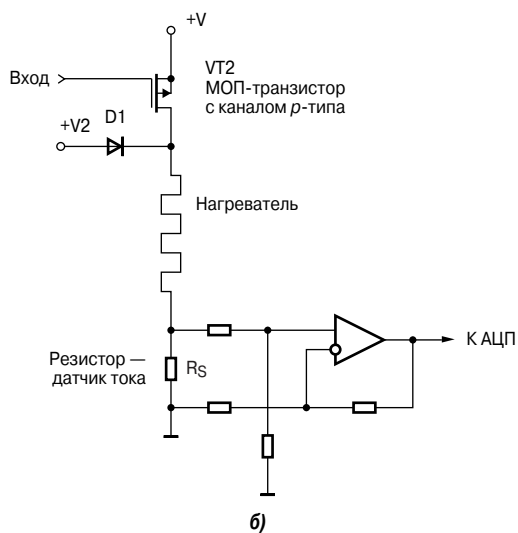
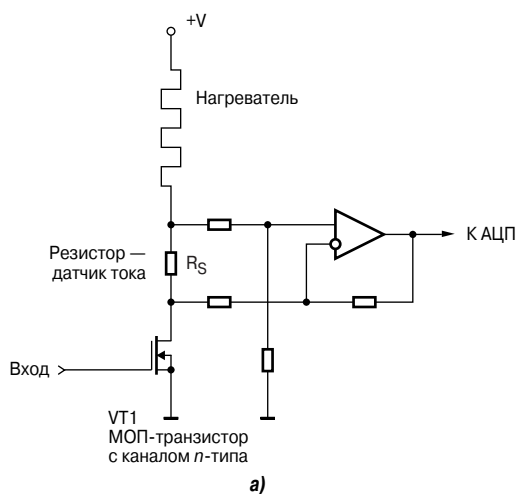


Рис. 6.7. ТС-нагреватель

теля измеряется падение напряжения на этом резисторе. Недостаток данного метода в том, что сопротивление резистора должно быть гораздо больше, чем сопротивление ТС-нагревателя, в результате придется регистрировать незначительные изменения напряжения при весомых изменениях температуры.

Наконец, некоторые МОП-транзисторы снабжены четвертым выводом, отводящим часть тока, протекающего по транзистору. При соединении этого вывода с землей через резистор, по падению напряжения на нем можно определить величину тока через нагреватель. Это может служить для измерения температуры включенного нагревателя. Фирма *International Rectifier* производит целую серию таких МОП-транзисторов, называемых *SENSEFET*.

ТС-нагреватели обладают и недостатками. Первый из недостатков — это разброс параметров нагревателей. В отличие от температурных датчиков — термисторов — ТС-нагреватели обычно наносятся на гибкую ленту. Обычно, разброс параметров составляет величину порядка 10%. Хотя некоторые изготовители предлагают за отдельную плату элементы с разбросом в 5%.

Другой недостаток ТС-нагревателей — зависимость измерения температуры нагрева от напряжения питания. Нестабильность напряжения питания (+24 В) в 5% приводит к погрешностям в измерениях также на уровне 5%. Данную проблему можно обойти, применив дополнительный канал АЦП для измерения питающего напряжения с последующей коррекцией измеряемого значения. Эти измерения можно выполнить с помощью дополнительного делителя.

В зависимости от того, какая применена измерительная цепь, измерения температуры можно производить, только если нагреватель включен, либо, только если выключен, но не в обоих случаях одновременно. Если производится измерение температуры при включенном ТС-нагревателе, нагреватель следует включать ежеминутно, поскольку невозможно использовать 0%-ный рабочий цикл. При измерениях на выключенном ТС-нагревателе, следует выключать нагреватель периодически для избежания другого крайнего значения — 100%-ного рабочего цикла. В любом случае на программу возлагается ответственность за своевременное включение и выключение нагревателя.

Наконец, при использовании ТС-нагревателя, измеряется температура нагревателя, а не объекта. Такие измерения предполагают хороший тепловой контакт нагревателя и объекта. В случае плохого контакта или его отсутствия, система не сможет отследить действительных условий нагрева.

6.3. Охладители

6.3.1. Охладитель Пельтье

Полупроводниковый термоэлектрический охладитель (Пельтье) состоит из набора *p-n*-переходов, обычно на основе теллурида висмута. Эти полупроводниковые структуры могут передавать тепло с одной стороны кристалла к другой. Управление охладителем Пельтье во многом схоже с управлением нагревателем при использовании в качестве измерителя температуры термистора. Также для управления охладителем может быть использована ШИМ, однако во избежание температурного перегрева полупроводниковых структур обычно оговаривается минимальная частота ШИМ, например 2 кГц.

Посмотрим, что произойдет с охладителем Пельтье, если сломается терморезистор. В отличие от нагревателя, это устройство не переохладится, но никогда не включится. Это может нанести вред вашим образцам. Если ваше приложение рассчитано на температуру немного выше нижнего предела терморезистора, можно использовать такие же методы измерения, как и в случае с нагревателем — поиск температуры вне установленного диапазона. Если использовать охладитель вблизи границы измеряемого диапазона, то может понадобиться второй терморезистор в системе для гарантии того, что все работает нормально. В некоторых случаях следует использовать РТС-терморезистор — позистор, обладающий положительной зависимостью сопротивления от температуры.

6.3.2. Вентиляторы

Вентиляторы охлаждения выглядят довольно обыденно. Они всего лишь включаются и выключаются при включении и выключении питания, не так ли? Иногда может потребоваться управлять или отслеживать действия вентилятора. Например, если надо отрегулировать скорость вращения вентилятора, когда он чрезмерно шумит.

Если ваша система содержит большой набор вентиляторов, то может понадобиться отключать некоторые из них при снижении окружающей температуры, и включать дополнительные при повышении температуры. Для управления вентиляторами постоянного тока применяются МОП-транзисторы. Некоторыми вентиляторами можно управлять, используя ШИМ. Иногда применяются контроллеры с системой управления, отличной от ШИМ.

Так, зачем же еще управлять работой вентилятора? Иногда есть такая необходимость, когда остановка вентилятора чревата перегревом дорогостоящей электроники.

Существует несколько путей управления работой вентилятора. Один из них — просто установить полупроводниковый датчик температуры в обдуваемое электронное устройство и следить за возможным перегревом. Второй путь — установить вблизи вентилятора датчик потока воздуха. Некоторые вентиляторы снабжены встроенными датчиками — *тахометрами*, формирующими импульсы при вращении вентилятора (по крайней мере, один импульс за оборот).

На **Рис. 6.8** показана типичная схема включения вентилятора с датчиком. Выход оптического датчика (или магнитного датчика Холла) присоединен через нагрузочный резистор к шине питания. Выходное напряжение ограничивается стабилитроном на уровне 4.7 В. Такой выход может быть присоединен к счетному входу микропроцессора так, чтобы измерить скорость вращения.

Другой путь контроля сигнала вентилятора — подключить его к входу установки S RS-триггера, а другой вход сброса R RS-триггера подключить к биту порта микропроцессора, чтобы МП мог его сбросить. При этом выход триггера Q соединяется с входом МП.

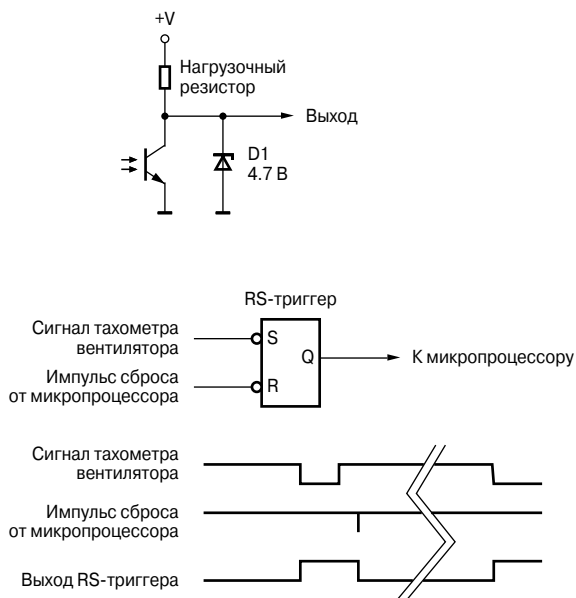


Рис. 6.8. Контроль исправности вентилятора

При работе микропроцессор периодически проверяет вход, и сбрасывает выход в нуль. Если вентилятор исправен, каждые несколько миллисекунд триггер будет вновь устанавливаться в единицу. Такой схемой нельзя измерить скорость вентилятора, но можно контролировать его исправность.

Одна из проблем, связанная с встроенными тахометрами, заключается в том, что напряжение на них совпадает с напряжением питания вентилятора (+V на **Рис. 6.8**). Выходной сигнал ограничивается по уровню стабилитроном. Но что случится, если вентилятор подключается к разъему с поданным питанием, и +V оказывается подключенным раньше, чем земля (**Рис. 6.9**)? Так, можно подать напряжение питания вентилятора (обычно +24 В) прямо на цифровой вход микропроцессора. Это выведет из строя микропроцессорную систему, не предназначенную для работы с таким напряжением питания, я наблюдал это на практике.

При использовании вентилятора с таким тахометром, для предотвращения неисправности полезно установить ограничительный стабилитрон напряжением +4.7 В на плате с электроникой. Дополнительный стабилитрон будет включен параллельно встроенному, поэтому не повлияет на нормальную работу, но ограничит риск выхода из строя электроники при подключениях вентилятора.

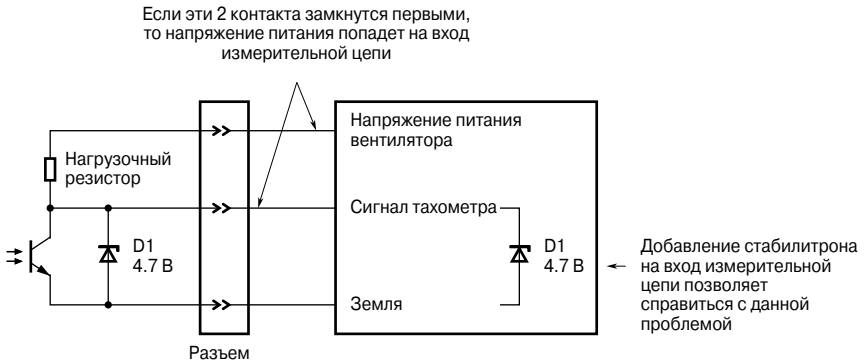


Рис. 6.9. Защита от перенапряжений, создаваемых при включении вентилятора с встроенным тахометром

6.4. Светодиоды

Светодиод подключается просто. Достаточно соединить последовательно со светодиодом ограничивающий ток светодиода резистор и подключить цепь между плюсом питания и землей. Во многих случаях этого

достаточно. Однако в некоторых случаях такое включение может привести к определенным проблемам. На **Рис. 6.10** показан подобный случай. Здесь светодиод подключен к нестабилизированному источнику питания. Можно собрать такую схему для индикации напряжения питания прибора при подключении к выпрямителю переменного тока, так, чтобы аккумулятор не разряжался, когда сеть отключена. В данном примере постоянное напряжение питания содержит значительные пульсации. Ток светодиода будет повторять эти пульсации, которые отразятся на напряжении фототранзистора и далее на результате АЦП.

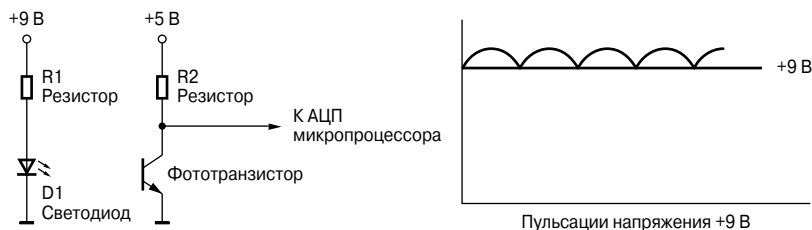


Рис. 6.10. Пульсации тока светодиода из-за слабой фильтрации напряжения питания

Один из путей предотвращения такой ситуации — питать светодиод постоянным током. На **Рис. 6.11** показана простая цепь, позволяющая обеспечить протекание через светодиод постоянного тока. Операционный усилитель удерживает напряжение на измерительном резисторе, равном входному. Ток через светодиод I_{LED} можно описать выражением:

$$I_{LED} = \frac{\text{Входное напряжение}}{\text{Сопротивление резистора}}.$$

Так, если входное напряжение составляет 2.5 В, а сопротивление резистора 250 Ом, ток через светодиод будет равным 10 мА. Точность установления этого тока зависит от усиления транзистора, разброса входного напряжения и сопротивления резистора. В данной цепи требуется, чтобы ОУ работал или от двуполярного питания, или от однополярного, но при этом мог создавать на выходе напряжение менее 0.6 В относительно земли.

Входное напряжение для установки тока светодиода может быть задано от источника опорного напряжения (ИОН), например опорного стабилитрона D2. На **Рис. 6.12** показан пример включения и выключения светодиода с помощью микропроцессора. При включении светодиод работает на постоянном токе, определяемом напряжением диода. Ток на выходе порта микропроцессора должен быть достаточно большим для диода, формиру-

ющего опорное напряжение. Напряжение ИОН (стабилитрона) должно быть меньше напряжения порта микропроцессора в состоянии высокого уровня.

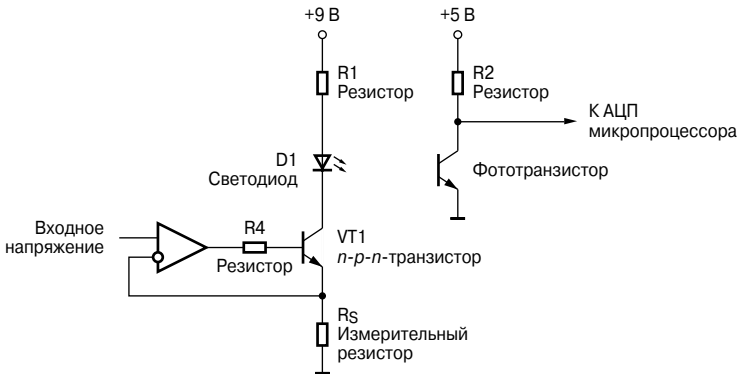


Рис. 6.11. Питание светодиода постоянным током

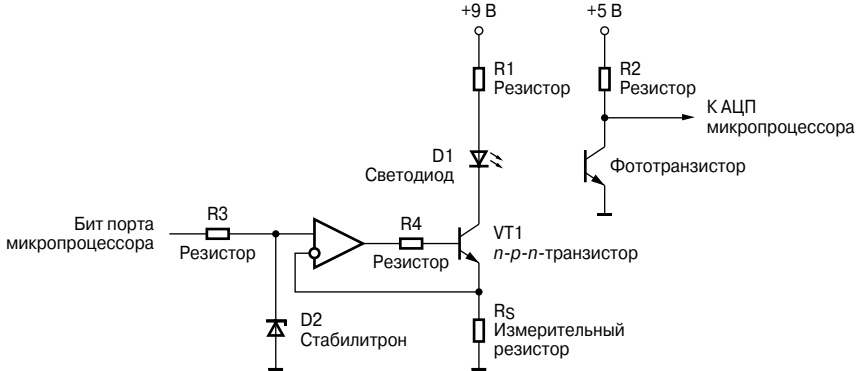


Рис. 6.12. Питание светодиода постоянным током с управлением от микропроцессора

6.4.1. Оптроны с закрытыми оптическими каналами

Оптроны с закрытыми оптическими каналами (optoisolator) были рассмотрены в главе 3. Они используются для гальванической развязки входных и выходных цепей, подключаемых к МП. Также их можно использовать и для изоляции от внешних выходных цепей. Светодиод оптрона под-

ключается на основе тех же принципов, что и любой другой светодиод. Необходимо удостовериться в том, что ток, протекающий через светодиод, достаточен для включения фототранзистора. Выходной ток определяется умножением тока, протекающего через светодиод, на коэффициент передачи по току (КПТ) оптрона. Для гарантии надежной работы оптрона следует выбрать при расчетах минимально возможный КПТ, указанный в спецификации на данный прибор.

В таких устройствах, где выход оптрона подключен к цифровому входу, нет надобности устанавливать минимальное сопротивление в нагрузку. Вполне подойдет 1 или 4.7 кОм. Следует обеспечить достаточный ток светодиода, обеспечивающий насыщение транзистора.

Помимо *оптронов с транзисторным и логическим выходами* выпускаются *оптроны с тиристорным выходом*. Такие приборы обычно применяются для включения мощных *тириستоров* или *тринисторов* (Silicon-Controlled Rectifier, SCR) в цепях управления мощными аппаратами переменного тока. Оптоны обеспечивают надежную изоляцию микропроцессорных цепей от цепей переменного тока большой мощности.

6.4.2. Одновременное включение нескольких светодиодов

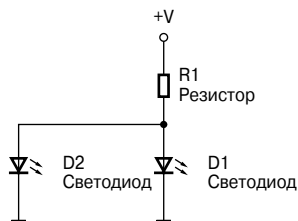


Рис. 6.13. Несколько светодиодов соединены параллельно

Иногда бывает необходимо включать большое количество светодиодов одним сигналом. Например, вам понадобилось подключить несколько оптронов одновременно. На **Рис. 6.13** показан иногда применяющийся способ — включение светодиодов параллельно с одним нагрузочным резистором. Такая схема работает не совсем надежно. Светодиоды характеризуются прямым падением напряжения на уровне 1-2 В.

Величина этого напряжения зависит от температуры и характеристик светодиодов. Так, большая часть тока может пойти через один светодиод, если его внутреннее сопротивление будет меньше, чем у другого, и, как следствие, может произойти выгорание светодиода. Схема на **Рис. 6.14а** с резистором в цепи каждого светодиода более надежна. Также на **Рис. 6.14б** показан источник постоянного тока для последовательно включенных светодиодов. Напряжение питания должно быть больше, чем сумма всех прямых падений напряжения цепочки светодиодов плюс напряжение на измерительном резисторе. Естественно, в таком включении, если один из светодиодов выйдет из строя, все остальные тоже не будут работать, т. к. разомкнет-

ся последовательная цепь, но оставшиеся светодиоды не сгорают. Однако использование последовательного подключения от источника постоянного тока обеспечивает более равномерное свечение светодиодов.

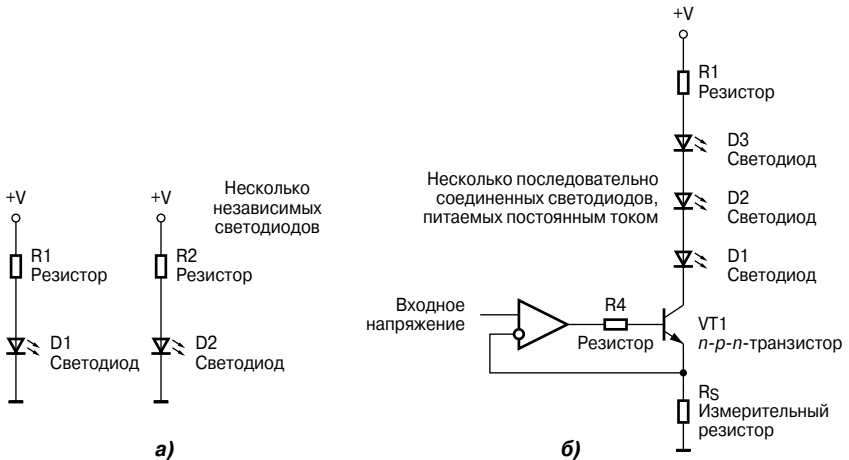


Рис. 6.14. Параллельное и последовательное соединение светодиодов

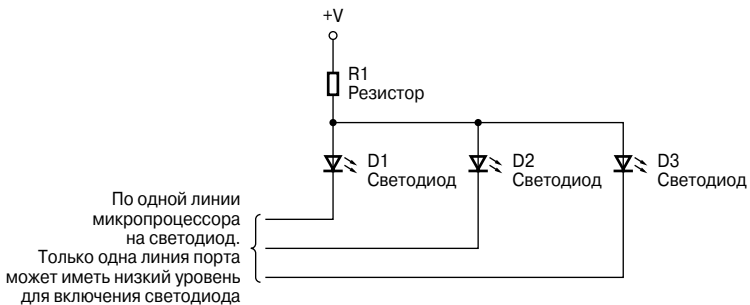


Рис. 6.15. Светодиоды с мультиплексированием от МП

На Рис. 6.15 показан метод, позволяющий управлять набором светодиодов с применением всего одного нагрузочного резистора. В данном случае каждый светодиод включается в определенный момент времени (подачей НИЗКОГО логического уровня на соответствующий бит порта МП), так что различие в падениях напряжения не приводит к проблемам со светодиодами.

6.5. ЦАП

Как обсуждалось в главе 2, ЦАП служат для преобразования цифрового слова в определенное напряжение или ток на выходе. ЦАП — «сердце» большинства АЦП. Другие применения ЦАП простираются от управления опорным напряжением компаратора до формирования синусоидальных сигналов. Несколько лет назад я применил ЦАП в необычной роли, при замене устаревшего военного оборудования на более новое. Исходный прибор управлял указателем горизонта в самолете от аналогового сигнала. Исходные функции были выполнены программно, так что ЦАП позволял отображать цифровую информацию с помощью аналогового прибора. Вот пример нестандартного применения ЦАП — модернизация старого оборудования на новой элементной базе.

Типичный 8-битный ЦАП фирмы *Analog Devices* — ИС AD7801. Микропроцессорный интерфейс содержит 8 бит данных, сигналы записи $\overline{WR}$ и выбора кристалла $\overline{CS}$. Данные записываются в ИС переключением $\overline{WR}$, когда $\overline{CS}$ находится в НИЗКОМ логическом уровне. ИС AD7801 может работать в широком диапазоне напряжения питания: 2.7...5.5 В. Есть дополнительный вход $\overline{CLR}$ (сброс), при подаче на который НИЗКОГО уровня, ЦАП сбрасывается в исходное нулевое состояние.

На выходе ЦАП AD7801 может быть установлено напряжение от 0 до напряжения питания. Опорное напряжение может быть подано от внешнего источника положительного напряжения. Выходной ток может достигать несколько миллиампер.

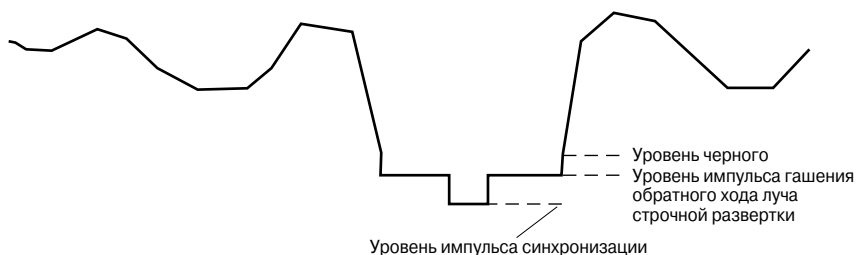


Рис. 6.16. Полный цветовой телевизионный видеосигнал

Как и АЦП, ЦАП выпускаются как с параллельным, так и с последовательным интерфейсом. ИС фирмы *Analog Devices* AD5300 — 8-битный ЦАП с выходным напряжением от шины до шины (rail-to-rail) и SPI совместимым интерфейсом. Как и AD7801, ИС AD5300 может работать при напряжении питания 2.7...5.5 В.

Также выпускаются и ЦАП специального применения. ИС фирмы *Analog Devices ADV7120* — это 8-битный ЦАП для видеоприложений. В микросхеме размещены три ЦАП для обработки телевизионных сигналов цветности «красный-зеленый-синий» (RGB, Red-Green-Blue). ИС ADV7120 также оснащена входами SYNC и BLANK, устанавливающими на всех выходах уровни синхронизации и гашения (blanking), см. **Рис. 6.16**. Другие специализированные ЦАП производятся для обработки звука, например для передачи телефонных сообщений, и т. п.

6.6. Цифровые потенциометры

Несмотря на то что с помощью ЦАП можно задать необходимый уровень напряжения на выходе, иногда требуется изменять такую аналоговую величину в цепи, как сопротивление. Типичным примером может служить регулировка громкости или тембра звука в стереоусилителе или коэффициента усиления схемы с ОУ. На вход *цифрового потенциометра*, как и на вход ЦАП, поступает цифровое слово, которое преобразуется в сопротивление, а не в напряжение.

Типичный пример *цифрового потенциометра* — ИС фирмы *Analog Devices AD5220* (**Рис. 6.17**). Выпускается микросхема в DIP или планарном корпусе, а выходное сопротивление может варьироваться вплоть до 10, 50 или 100 кОм в зависимости от модификации. Напряжение питания ИС составляет 3.3...5 В. ИС AD5220 моделирует ползунковый трехвыводной потенциометр с двумя постоянными (А и В) и одним переменным (WIPER, W) выводами. Внутренний 7-битный счетчик определяет одно из 128 положений электронного подвижного контакта (движка).

ИС AD5220 снабжена входами тактовых импульсов (CLK), выбор кристалла ($\overline{CS}$) и входом управления переключением сложение/вычитание (+/-). При установке на выводе $\overline{CS}$ НИЗКОГО логического уровня, происходит выбор кристалла, и по спадам тактовых импульсов изменяются состояния 7-битного счетчика, которые управляют «движком» потенциометра. Если на выводе +/- ВЫСОКИЙ уровень, тактовые импульсы смещают «движок» W вверх на увеличение сопротивления (от терминала В к терминалу А). Если НИЗКИЙ, вниз на уменьшение сопротивления (от вывода А к выводу В). Для использования AD5220 в микропроцессорной системе, тактовый вход может быть присоединен к стробу декодирования записи микропроцессора, а +/- соединен с шиной данных микропроцессора. Линия данных D0 используется, чтобы переключить движок W, например, в сторону вывода А, процессор должен записать адрес с «1», а для того, чтобы переместить движок в другую сторону — записать адрес с «0».

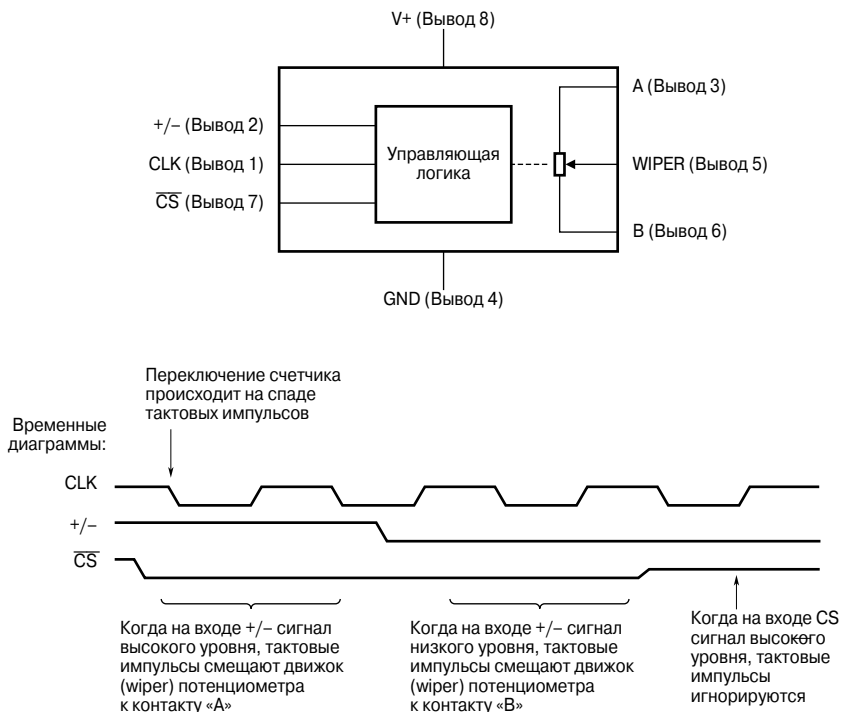


Рис. 6.17. ИС AD5220

Механические потенциометры могут быть подключены к схеме без учета абсолютных значений напряжения на выводах, если не рассеивается значительная мощность. Цифровой потенциометр имеет свои существенные ограничения, поскольку в нем используются аналоговые ключи. Напряжение на выводах А, В и W микросхемы AD5220 не может быть установлено выше напряжения питания и ниже 0. ИС не будет работать в схеме регулятора громкости, показанной на **Рис. 6.18а**, поскольку развязывающий конденсатор сместит уровень на выводе А ниже уровня земли. В схеме на **Рис. 6.18б** резистор, равный по величине сопротивлению цифрового потенциометра, смещает вывод на 2.5 В (половину напряжения питания). В данной цепи напряжения на выводах ИС будут оставаться в пределах 0...5 В, пока амплитуда входного сигнала не превысит 5 В от полного размаха.

Также на **Рис. 6.18в** показан еще один пример подключения, с двумя резисторами смещения, подключенными к выводу В ИС AD5220. Конденсатор соединяет вывод В с землей сигнала, не оказывая влияния на величину постоянного уровня. Преимущество данной цепи в том, что резисторы смещения не нагружают вход сигнала, однако конденсатор должен иметь достаточно большую емкость для получения низкого емкостного сопротивления на всех частотах. Для аудиоприложений обычно в таких цепях применяются электролитические полярные конденсаторы.

Если усилитель собран по схеме с однополярным питанием, ИС AD5220 может быть включена в цепь обратной связи для управления коэффициентом усиления. Поскольку напряжения на выводах ОУ не выходят за пределы питающих уровней, никаких дополнительных резисторов смещения может не потребоваться.

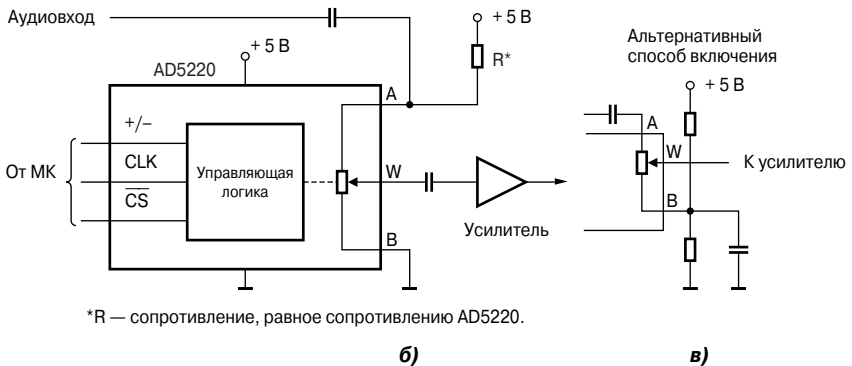
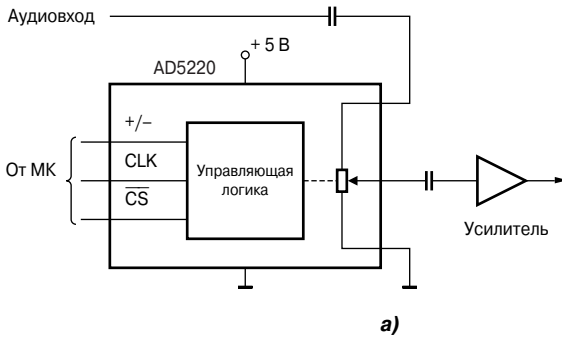


Рис. 6.18. Цепи смещения цифрового потенциометра

ИС AD5203 фирмы Analog Devices — счетверенный (4-канальный) цифровой потенциометр с последовательным интерфейсом SPI. Каждый из четырех потенциометров AD5203 рассчитан на 64 позиции и имеет такие же ограничения по напряжению, как AD5220 (от 0 В до положительного уровня напряжения питания). AD5203 выпускается в 24-выводном корпусе. Также AD5203 имеет дополнительный вход — опцию сброса (shutdown): при переводе уровня на выводе SHDN в 0, движки всех потенциометров подключаются к выводу В. При обратном переводе уровня на выводе SHDN в ВЫСОКИЙ, движки устанавливаются в предыдущее положение. Обычное применение этой опции — выключение звука стереоусилителя.

У цифровых потенциометров есть одна особенность, не присущая механическим — установка движка на запомненное сопротивление при включении питания. Механический потенциометр будет оставаться в установленном ранее положении независимо от включения или выключения питания. Цифровой же потенциометр AD5203 при подаче напряжения питания устанавливает движок в среднее положение. Это может быть нежелательной позицией движка, по крайней мере, не установленной ранее. Единственный способ привести цифровой потенциометр в предыдущее положение — использование энергонезависимой памяти, в которую записываются значения для каждого потенциометра. При включении питания ПО должно установить из памяти заранее запомненное значение на каждый из потенциометров.

В продаже имеются также цифровые потенциометры с запоминанием предыдущих значений при включении питания. Это, например, цифровые *потенциометры* ЕЕРОТ фирмы Xicor с доступными выходными интерфейсами SPI, I²C и выводами приращение/понижение (increment/decrement). Потенциометры ЕЕРОТ содержат ПЗУ ЕЕПРОМ для запоминания последнего положения движка при отключении питания.

6.7. Аналоговые ключи

Аналоговый электронный ключ можно представить как электронный аналог реле, позволяющего микропроцессору замыкать и размыкать контакт между двумя точками схемы. Аналоговые ключи быстрее и компактнее реле, не имеютдребезга контактов и требуют меньший ток для включения.

На **Рис. 6.19а** показано схематическое изображение аналогового ключа и его внутренняя структура. Обычно ключ состоит из МОП-транзисторов *n*- и *p*-типа, соединенных параллельно. Цепь управления включает

или выключает сразу оба транзистора. Когда транзисторы открыты, ток может течь по ним в обоих направлениях одинаково — хоть от входа аналогового ключа к выходу, хоть от выхода — к входу. Направление тока — от входа к выходу или наоборот — определяется потенциалом на управляющем входе.

На **Рис. 6.19б** показан аналоговый ключ с двуполярным питанием $V+$ и $V-$. На самом деле, некоторые ключи могут работать и с однополярным питанием ($V-$ подключен к земле). В некоторых ключах требуется третий вход напряжения, эквивалентный напряжению питания логических цепей.

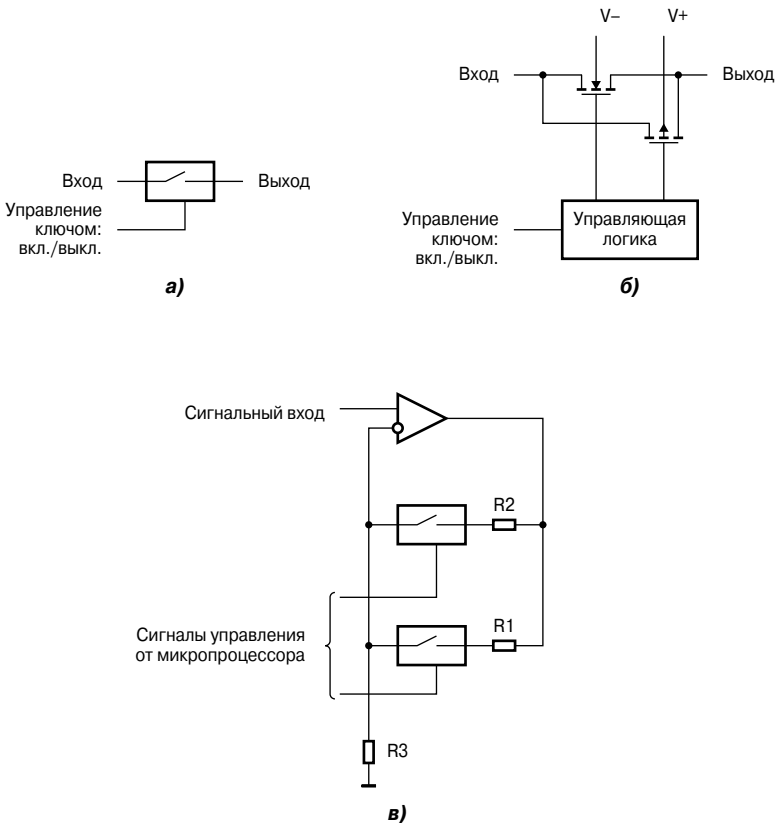


Рис. 6.19. Аналоговый ключ: управление и применение

6.7.1. Типы аналоговых ключей

Хотя аналоговый ключ и можно представить аналогом твердотельного реле, между ними существуют громадные различия. Например, контакты реле — абсолютно изолированы от обмотки реле. Это позволяет переключать напряжения в сотни вольт без серьезной опасности повредить микропроцессорные цепи, т. е. реле работает, как гальваническая развязка, аналогично оптрону с закрытым оптическим каналом. В аналоговом ключе необходимо подавать питание на переключающие транзисторы, поэтому амплитуда напряжения сигнала не может выйти за пределы V_+ и V_- . Если напряжение входного или выходного сигнала выйдет за эти пределы, ключ может сгореть из-за значительного тока между сигнальным проводом и шиной питания.

Некоторые аналоговые ключи снабжены защитой от перенапряжения. Однако они не могут переключать напряжения выше напряжения питания, но и не выходят из строя. Эта особенность предусмотрена для устройств, сигнал на которые может поступать даже тогда, когда напряжение питания отключается. Типичным примером являются ИС MAX4511/ 4512 фирмы Maxim/Dallas.

Поскольку аналоговые ключи построены с использованием МОП-транзисторов, существует конечное сопротивление контакта в замкнутом состоянии, равное сопротивлению сток-исток транзистора. В первых модификациях ключей это сопротивление измерялось сотнями Ом, однако в последних разработках снижено до долей Ома.

Время включения и выключения аналоговых ключей обозначается как T_{ON} и T_{OFF} и варьируется от наносекунд до микросекунд.

6.7.2. Применение аналоговых ключей

Аналоговые ключи могут быть использованы для управления коэффициентом усиления ОУ, как показано на Рис. 6.19в. Два резистора R_1 и R_2 (см. рисунок) переключаются аналоговым ключом под управлением внешнего микроконтроллера. В данной цепи установкой сигналов управления МП (кодов 01, 10 и 11) можно выбрать один из трех коэффициентов усиления, пропорциональных величинам R_1 , R_2 и R_1 , параллельной R_2 . Заметим, что напряжение питания аналоговых ключей должно быть выше амплитуды входных и выходных сигналов, то есть, в общем случае, напряжений питания ОУ. В действительности, если напряжение питания ОУ стабилизированное, то напряжение питания аналогового ключа должно быть лишь немного больше максимального напряжения на неинвертирующем входе ОУ.

6.7.3. Мультиплексоры

На Рис. 6.20 показан 4-1 (4 входа/1 выход) аналоговый мультиплексор. Аналоговый мультиплексор обычно состоит из двух или более аналоговых ключей с одним общим выходом (обозначенным Y на схеме)¹⁾. С помощью входов управления можно выбрать, какой из контактов будет замкнут, и, таким образом, который из входов $X1...X4$ будет соединен с выходом Y .

Как и аналоговый ключ, мультиплексор характеризуется такими параметрами, как диапазон входных напряжений, сопротивление в открытом и закрытом состояниях, время переключения. Типичное применение аналоговых мультиплексоров — выбор источника звукового сигнала в аудиоустройствах.

Интегральная схема MAX349 фирмы MAXIM/Dallas — это один 8-1 аналоговый мультиплексор с интерфейсом SPI. ИС MAX350 представляет собой два 4-1 аналоговых мультиплексора, также управляемых по интерфейсу SPI.

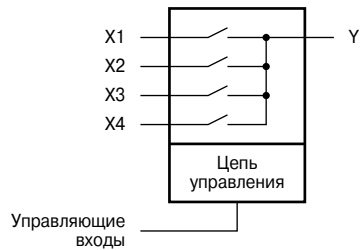


Рис. 6.20. Аналоговый мультиплексор

¹⁾Аналоговые мультиплексоры, как правило, обратимы, т. е. выход Y при подаче определенного потенциала на управляющий вход становится входом, а входы — выходами. Тогда он выполняет функцию аналогового демultipлексора 1-4 (1 вход/4 выхода). (Прим. науч. ред.)

Двигатели — ключевые компоненты многих встроенных систем, поскольку они обеспечивают управление внешними объектами. Применение двигателей простирается от вибрирующего звонка в пейджере до манипулятора массивного промышленного робота. Работа любого двигателя основана на законах электромагнетизма, и все его функции осуществляются при подаче питания на тот или иной электромагнит. В этой главе мы не станем тратить время на обсуждение теории магнетизма, а рассмотрим, какие основные типы двигателей применяются в микропроцессорных системах.

7.1. Шаговые двигатели

Шаговые двигатели делятся на три основных типа: с постоянным магнитом (Permanent-Magnet, PM), переменным магнитным сопротивлением (Variable-Reluctance, VR) и гибридные. На **Рис. 7.1** показан срез шагового двигателя с переменным магнитным сопротивлением. *Шаговый двигатель с переменным магнитным сопротивлением (VR)* содержит ротор с зубцами из магнитомягкого материала и статор с катушками. Когда по двум противоположным обмоткам статора протекает ток (две катушки В на рисунке), ротор смещается в сторону линии, соединяющей эти обмотки. При подаче питания на следующую пару обмоток ротор поворачивается далее.

Шаговый двигатель с постоянным магнитом (PM) содержит ротор в виде многополюсного цилиндра с чередующимися северными и южными магнитными полюсами (**Рис. 7.2**). При подаче питания на обмотки статора, ротор начинает вращение. На рисунке показана только одна катушка, однако в реальном шаговом двигателе обмотки статора располагаются по всей его окружности. Шаговый двигатель с постоянным магнитом обладает большим вращающим моментом, чем аналогичный с переменным магнитным сопротивлением.

Конструкция *гибридного шагового двигателя* позволяет добавить зубцы в двигатель с постоянным магнитом (PM), чтобы обеспечить более точное позиционирование при движении. В гибридном шаговом двигателе ротор поделен на две части, верхнюю и нижнюю (**Рис. 7.3**). Одна половина образована северными магнитными полюсами (Nord, N), а другая — южными (South, S). Зубцы ротора разнесены так, что когда зубцы одной половины ротора располагаются напротив зубцов статора, зубцы другой половины ротора оказываются напротив канавок статора (**Рис. 7.3**). В некоторых гибридных двигателях применяется даже более двух секций ротора. Среди всех типов шаговых двигателей гибридные — самые точные, но и самые сложные по конструкции и потому самые дорогие. Число шагов на оборот — 100...400 или угол шага $3.6...0.9^\circ$. Для сравнения в шаговых двигателях с постоянным магнитом число шагов на оборот — 48...24 или угол шага $15...7.5^\circ$. Наихудшие показатели у шагового двигателя с переменным магнитным сопротивлением.

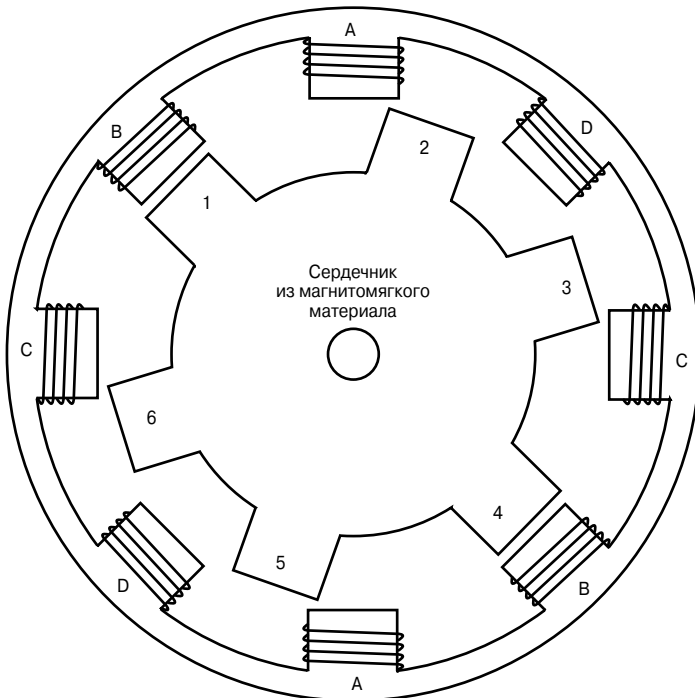


Рис. 7.1. Шаговый двигатель с переменным магнитным сопротивлением

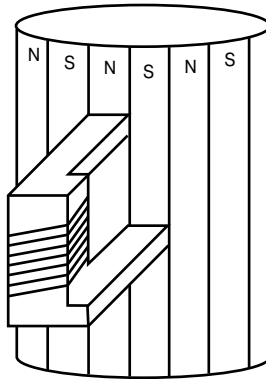


Рис. 7.2. Шаговый двигатель с постоянным магнитом

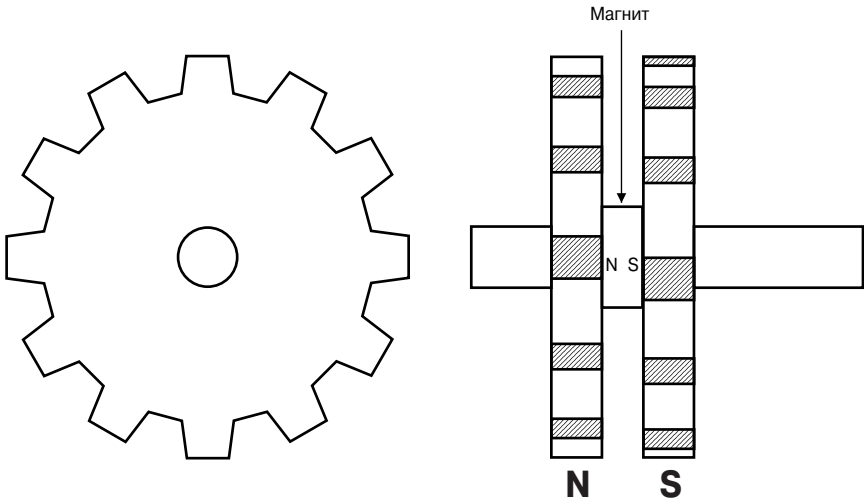


Рис. 7.3. Гибридный шаговый двигатель

7.1.1. Биполярные и однополярные шаговые двигатели

Работа всех шаговых двигателей основана на создании в статоре вращающегося магнитного поля, которое заставляет ротор поворачиваться. Существует два вида компоновки обмоток статора для шаговых двигателей: биполярная (двуполярная) и однополярная.

В биполярной обмотке используются катушки индуктивности, не имеющие общей точки. Катушки должны подключаться независимо для выбора направления и вращения двигателя.

Однополярная обмотка содержит общую точку. Общий вывод однополярной обмотки обычно соединяется с плюсом источника питания, а отдельные катушки коммутируются управляющими транзисторами на землю.

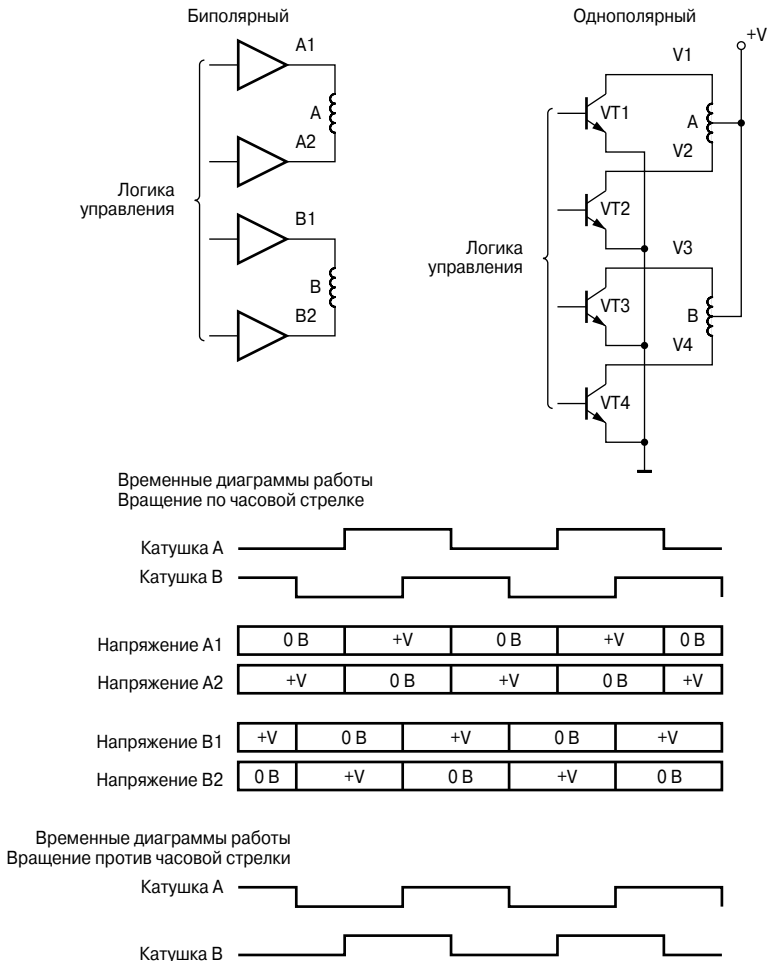


Рис. 7.4. Сравнение работы однополярного и биполярного двигателей

На **Рис. 7.4** показана разница между управлением биполярным и однополярным двигателями. Каждый раз, когда изменяется направление поля в биполярной обмотке или переключаются катушки в однополярной обмотке, вал двигателя совершает шаг на следующую позицию. Обычный размер шага двигателя составляет 7.5° или 15° . Шаговый двигатель 7.5° совершает $360/7.5 = 48$ шагов за оборот. Число шагов зависит от числа зубцов ротора и статора.

7.1.2. Резонанс

При вращении шагового двигателя, ротор стремится отслеживать изменение магнитного поля статора. В реальном двигателе ротор характеризуется некоторой инерцией и может проскочить требуемую позицию. Пытаясь снова скомпенсировать магнитное поле статора, ротор поворачивается в обратном направлении и может снова немного проскочить требуемую позицию. Это вызывает небольшие колебания ротора около положения равновесия. На **Рис. 7.5** показана подобная ситуация. Частота колебаний ротора зависит от характеристик двигателя (массы и конструкции ротора, например), а также от нагрузки. Если ротор подключен к маховику (например, механический затвор в оптической системе), резонансные явления могут возрасти по сравнению с ненагруженным двигателем. Большое трение в нагрузке, как, например, в шкиве, напротив, снизит резонанс.

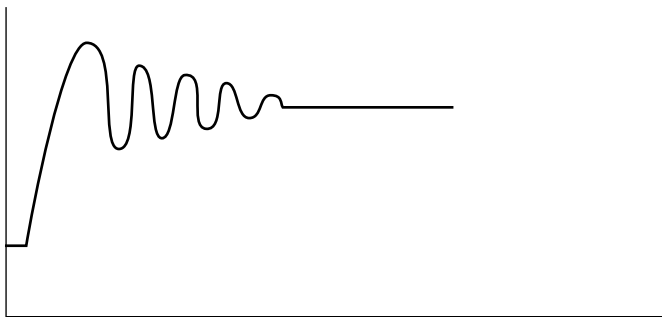


Рис. 7.5. «Звон» шагового двигателя

Многие шаговые двигатели неожиданно теряют вращающий момент на некоторых скоростях. Это случается при совпадении скорости вращения с резонансной частотой шагового двигателя. Снижение вращающего момента может привести к просчету шагов и потере синхронизации. Причем этот эффект может происходить на разных скоростях, поскольку дви-

гатель обладают несколькими резонансными частотами. В устройстве, где шаговый двигатель должен работать с одной скоростью, этих проблем можно избежать, выбрав скорость двигателя вдалеке от резонансных частот, обычно находящихся рядом в частотном диапазоне.

В устройстве, где скорость двигателя должна меняться, необходимо иметь возможность определять влияние резонансных частот. Может понадобиться обходить эти частоты в программе управления двигателем. При ускорении двигателя ПО должно быстро миновать критические диапазоны (Рис. 7.6). Это особенно актуально при медленном разгоне двигателя, который может стать причиной ослабления шаговой скорости в течение некоторого времени в области резонанса.

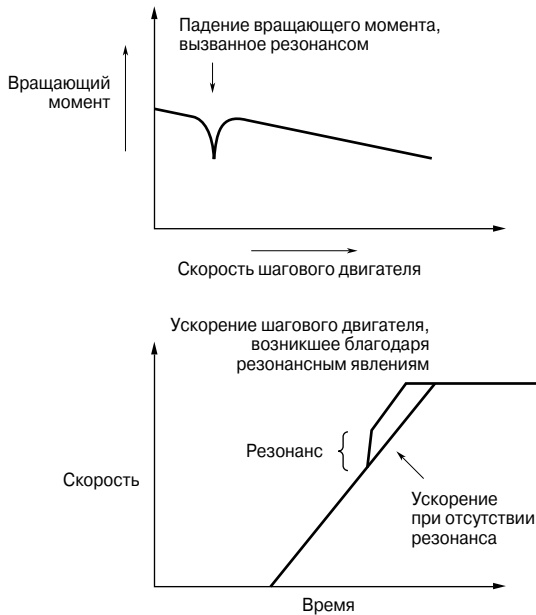


Рис. 7.6. Резонанс шагового двигателя

7.1.3. Полушаговый режим двигателя

Как упоминалось ранее, ротор шагового двигателя поворачивается в сторону компенсации магнитного поля, создаваемого обмотками статора. На Рис. 7.7 показан простой двигатель с одной парой полюсов ротора и двумя катушками статора. Допустим, по катушке А протекает ток, и ротор уравнивается вдоль магнитного поля якоря катушки А (положение 1 на

Рис. 7.7). Если катушка А отключается, а к катушке В подводится питание, ротор поворачивается до тех пор, пока северный магнитный полюс ротора не установится в положение 3. Теперь, если обмотка В отключается, а А включается в обратном направлении, ротор перейдет в позицию 5. Наконец, если А отключится, а В включится в обратном от начального направлении, ротор окажется в положении 7. Эта последовательность называется возбуждение обмоток статора с одной включенной фазой (one-phase-on drive).

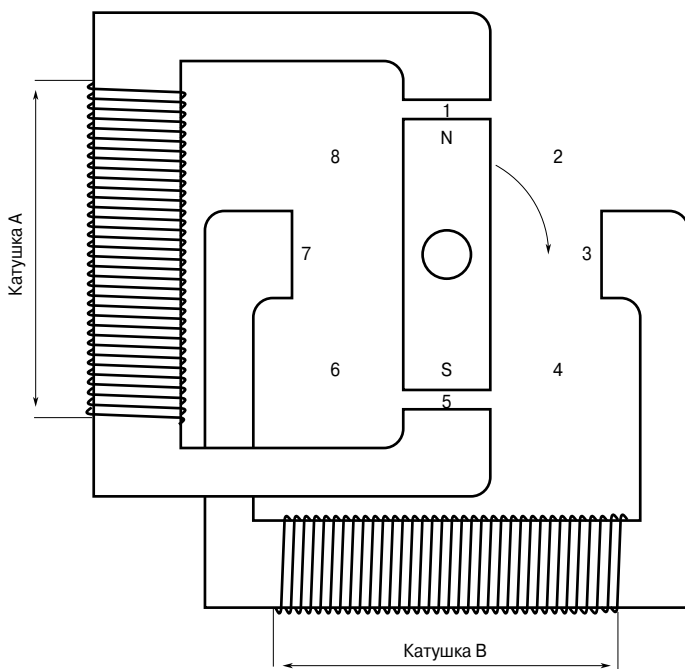


Рис. 7.7. Полушаговый режим двигателя

Допустим теперь, что, вместо поочередного включения одной из фаз обмоток (А или В), включаются одновременно обе фазы обмоток. Ротор сдвинется в положение 2, на середину между магнитами А и В. Если теперь поменять направление поля в катушке А, ротор переместится в позицию 4. Если поменять направление тока в В, ротор перейдет в положение 6, и, наконец, снова при обращении поля в А, ротор переместится в позицию 8.

В каждом из этих методов совершается полный шаг ротора (45° в данном случае), однако действительные положения ротора в описанных мето-

дах различаются. Если совместить данные методы, получим «полушаговый режим двигателя»:

- А+, В выкл., позиция 1;
- А+, В+, позиция 2;
- А выкл., В+, позиция 3;
- А–, В+, позиция 4.

В данном примере удастся уменьшить шаг ротора с 45° до 22.5° , т. е. на полшага. Те же принципы применимы и для реальных шаговых двигателей, что позволяет уменьшить шаг с 15° до 7.5° , например.

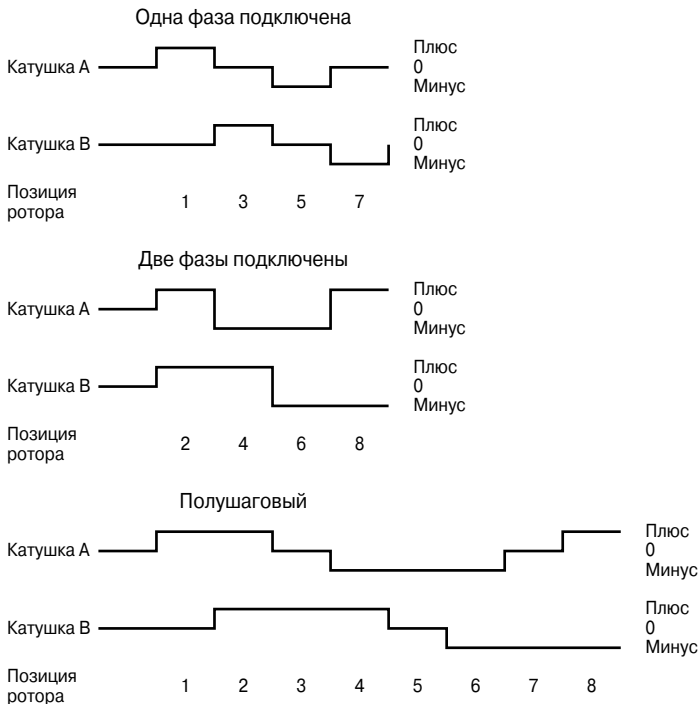


Рис. 7.8. Временные диаграммы полушагового двигателя

Сравним приведенные на **Рис. 7.8** временные диаграммы всех трех методов. Двигатель в полшага обеспечивает более плавное вращение и лучший контроль. Хотя, важно заметить, что в позициях, когда запитана только одна из обмоток (позиции 1, 3, 5, 7), требуется больший ток для обеспе-

чения того же вращающего момента. Переключение с двух обмоток на одну снижает вращающий момент примерно на 30%. Так если две катушки обеспечивают 140% вращающего момента по сравнению с одной, то, в фазе питания одной из обмоток, можно увеличить силу тока до 140%.

7.1.4. Микрошаговый режим двигателя

Если внимательно рассмотреть и аппроксимировать временные диаграммы работы полушагового двигателя, можно заметить, что они похожи на пару синусоидальных сигналов, смещенных на 90° друг относительно друга. Когда ротор находится в положении 1, на обмотке А максимальное напряжение, а на обмотке В минимальное. В положении 3 обмотка А выключена, а на обмотке В — максимум напряжения. В *шаговом двигателе постоянного тока с полушаговым режимом управления* на каждой из обмоток можно устанавливать три значения напряжения: положительное, ноль и отрицательное.

Если ротор находится в положении 1, и ток в обмотке В медленно нарастает, ротор будет вращаться в сторону положения 3. Если с той же скоростью снижается ток через обмотку А, ротор будет перемещаться плавно в сторону позиции 3, где он окажется, когда ток в А обратится в 0, а в обмотке В достигнет максимума. Если на обмотки А и В подаются синусоидальные сигналы, сдвинутые по фазе на 90° , вращение двигателя будет происходить более плавно, чем в полушаговом режиме. На **Рис. 7.9** показаны дискретные сигналы управления, а также $\sin/\cos$ управление с соответствующими позициями ротора. На самом деле, так можно управлять шаговым двигателем.

Если сигналы управления формировать с помощью ЦАП, двигатель можно устанавливать в позиции по целому или по половине шага. Такое управление называется *микрошаговым (microstepping) режимом двигателя*. Это обеспечивает более точное управление позицией вала, однако требует более дорогих аналоговых компонентов. Точность шагового двигателя будет в этом случае зависеть от разрешения ЦАП, вращающего момента двигателя и нагрузки. Например, двигатель находится где-то вблизи позиции 2, а вы хотите сместить его в эту позицию 2. Если нагрузка слишком большая, вам понадобится больший вращающий момент, чтобы ее сдвинуть, и в результате, вал может проскочить требуемое место.

Если вам все-таки необходимо осуществлять микрошаги, надо использовать более мощный двигатель. В некоторых случаях это может быть даже более дешевым решением, чем двигатель постоянного тока с редуктором. В *шаговом двигателе постоянного тока с микрошаговым режимом управле-*

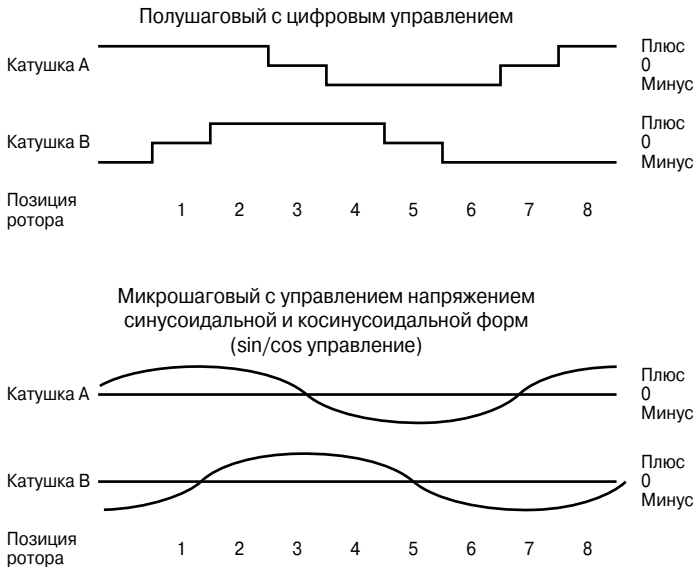


Рис. 7.9. Микрошаговый режим двигателя

ния также меньше проблем, связанных с резонансом, поскольку двигатель не осуществляет дискретных шагов. В реальных устройствах обычно нет необходимости в применении ЦАП высокой точности, поскольку шаговый двигатель не будет отрабатывать минимальных изменений. Обычно микрошаг составляет от $1/6$ до $1/3$ нормального шага. Другими словами, применение 10-битного ЦАП не имеет преимуществ перед 8-битным.

7.1.5. Управление шаговым двигателем

Обмотки биполярного шагового двигателя обычно включаются в мостовую схему питания. На **Рис. 7.10** показана схема управления двумя обмотками биполярного двигателя. Эта схема содержит две пары n -канальных и p -канальных МОП-транзисторов на каждую обмотку. Когда на вход А подан **ВЫСОКИЙ** логический уровень, транзисторы VT1 и VT3 открыты, и ток течет от положительного полюса источника через VT1, обмотку двигателя, VT3 на землю. Когда на входе А — **НИЗКИЙ** логический уровень, а на входе В — **ВЫСОКИЙ**, открыты VT2 и VT4, и ток течет через обмотку двигателя в обратном направлении. Принцип питания других обмоток двигателя остается таким же.

Диоды D1...D8 защищают транзисторы от выхода из строя при бросках ЭДС самоиндукции обмоток двигателя, когда транзисторы переключаются. Вал двигателя будет вращаться при соблюдении точной последовательности подачи импульсов на обмотки.

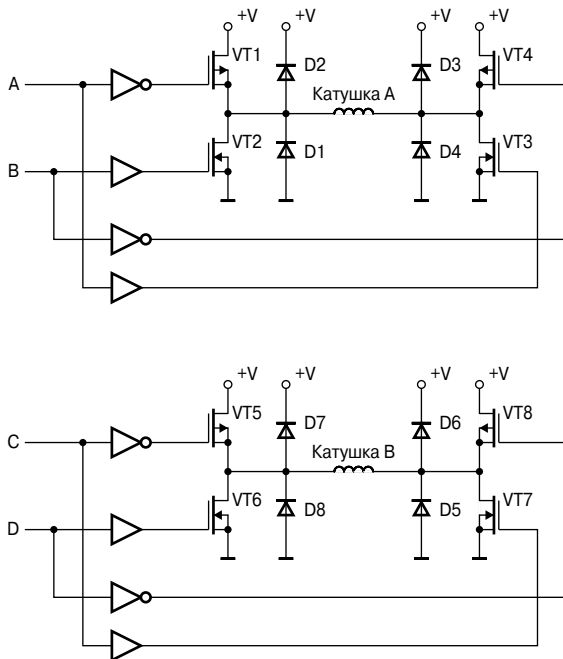
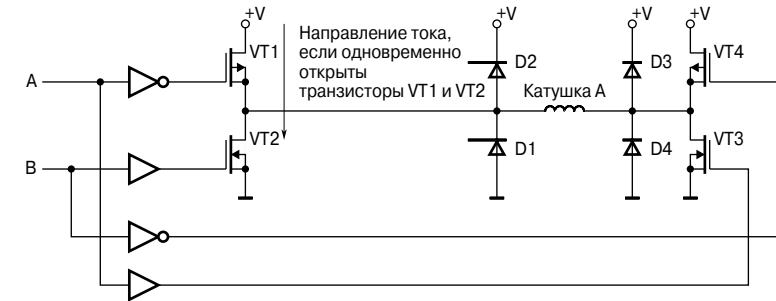


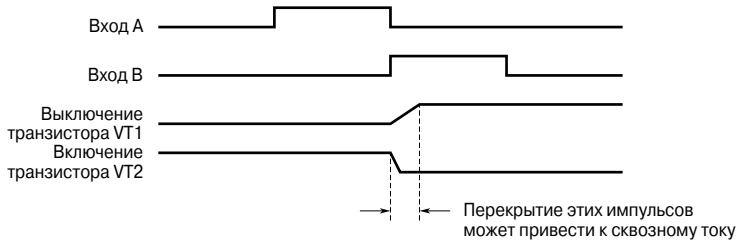
Рис. 7.10. Мостовая схема

7.1.6. Сквозной ток

Одна из проблем, с которой встречаются разработчики мостовых схем, — это сквозной ток (shoot-through). *Сквозной ток* возникает, когда верхний и нижний транзисторы одного плеча мостовой схемы открываются одновременно. В приведенном примере, это транзисторы VT1 и VT2, или VT3 и VT4. Если транзисторы VT1 и VT2 откроются одновременно, между положительным потенциалом и землей будет очень низкое сопротивление, практически, короткое замыкание. Это обычно приводит к выходу одного или обоих транзисторов из строя. В мощных схемах результат может быть довольно драматичным и опасным для окружающих: с искрами и разлетающимися корпусами транзисторов.



Сквозной ток, вызванный медленным срабатыванием транзисторов



Предотвращение сквозного тока

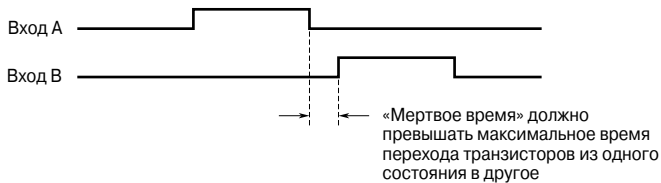


Рис. 7.11. Сквозной ток

Сквозной ток может быть вызван одновременной подачей высоких потенциалов на входы А и В. Как видно из **Рис. 7.11**, такой эффект может появиться даже при низком уровне на одном из транзисторов, если другой транзистор медленно выключается. Даже если такое явление не приведет к выходу из строя транзисторов, работа схемы может быть нарушена.

Или, хуже того, проблема может проявиться только при высоких температурах, уже в готовом приборе.

Обычный метод избежать сквозных токов — ввести некоторую задержку между выключением одного плеча моста и включением другого. Задержка должна быть достаточно длительной для гарантированного выключения обоих транзисторов.

Однажды мне встретился проект (Рис. 7.12), где цепи управления двигателем были разделены с цепями формирования импульсов запуска при помощи оптической развязки. Недостаток такого подхода в том, что оптопары характеризуются большим разбросом временных параметров. В реальном устройстве есть только один способ обеспечить работоспособность — это подобрать оптопары вручную. Однако при использовании устройства в широком диапазоне температур, возможно, это и не поможет.

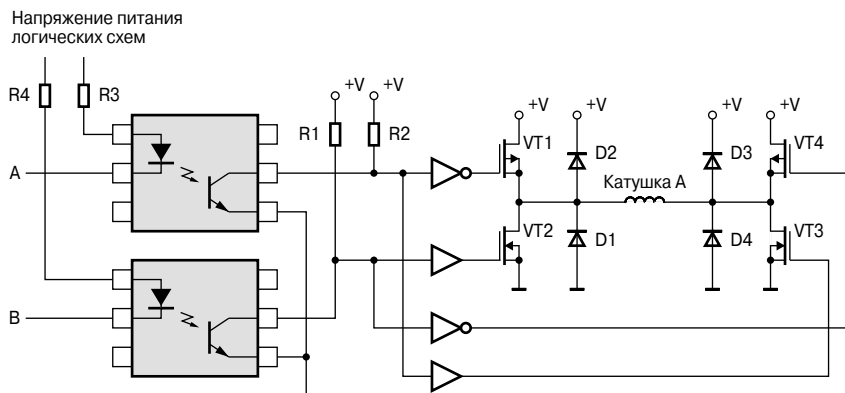


Рис. 7.12. Сквозной ток, вызванный задержкой сигнала от оптопары

Если запуск мостовой схемы происходит прямо с выходов порта микроконтроллера, следует удостовериться в установлении необходимых логических уровней при включении питания. Дело в том, что пока микроконтроллер не инициализировался, выходные уровни «плавают», т. е. находятся на неопределенном уровне. Протекание сквозного тока может произойти или не произойти в зависимости от того, как («1» или «0») воспримет логика мостовой схемы эти уровни. Для предотвращения аварии можно поставить нагрузочные резисторы на выход порта. Если же и это не гарантирует запланированного исхода, необходимо добавить логические цепи, задающие необходимые уровни на входе мостовой схемы при включении питания.

Не следует подавать питание на мостовую схему, пока управляющий сигнал не определен. Заманчиво, например, считывать состояние reset

(сброс) микроконтроллера и отключать питание мощной цепи при сбросе прежде, чем что-то сгорит. Это рискованный метод, поскольку некорректно запрограммированный микроконтроллер может не установить требуемого значения бита порта. При использовании эмулятора для отладки работы микроконтроллера между включением питания и установкой значений бита порта может пройти значительное время. А что случится, если вы подключили питание, но забыли включить эмулятор? Так можно сжечь прототип системы. Поэтому следует уделить особое внимание состоянию системы при включении питания.

Сквозной ток может быть вызван и самими транзисторами. На **Рис. 7.13** показана половина моста, собранная на МОП-транзисторах. МОП-транзисторы характеризуются довольно большой емкостью между затвором и другими выводами (стоком и истоком). На рисунке эта емкость обозначена символом C между затвором и истоком транзистора VT2 и составляет обычно несколько десятков пикофард.

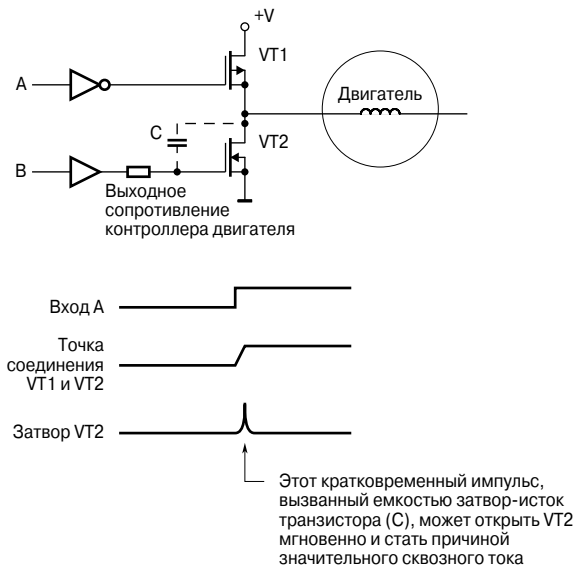


Рис. 7.13. Сквозной ток, вызванный емкостью МОП-транзистора

Если транзистор VT1 подключает напряжение питания к одной из обмоток двигателя (на рисунке не показан транзистор, противоположный VT2, который также включается в этот момент), короткий всплеск напряжения может возникнуть между истоками VT1 и VT2. Этот импульс напря-

жения может попасть на затвор VT2 через емкость C. Если выходное сопротивление цепи запуска VT2 довольно высокое, то величины этого импульса может оказаться достаточно для открывания VT2 и возникновения сквозного тока. Напомним, что напряжение питания двигателя может составлять 24, 36 В или более, а для открытия МОП-транзистора достаточно подачи на затвор импульса амплитудой в несколько вольт. И даже если сигнал будет значительно ослаблен, энергии его может хватить для включения VT2. Эта проблема может быть устранена снижением выходного сопротивления цепи запуска транзистора. Если между контроллером двигателя и затвором установлен последовательный резистор для ограничения тока, текущего от выхода вентиля к затвору транзистора, сопротивление его должно быть выбрано минимально возможным. Минимизируйте также длину проводников между МОП-транзистором и контроллером двигателя.

7.1.7. Контроль тока

Во многих разработках требуется контролировать ток через обмотки двигателя. Обычный метод — включение прецизионного измерительного резистора малой величины в цепи заземления (**Рис. 7.14**). Когда двигатель включен, ток через обмотку должен пройти и через резистор на землю. Этот ток формирует на резисторе напряжение, которое может быть усилено схемой на ОУ. Выходной сигнал усилителя подается через АЦП на микропроцессор или может быть просто проконтролирован с помощью компаратора.

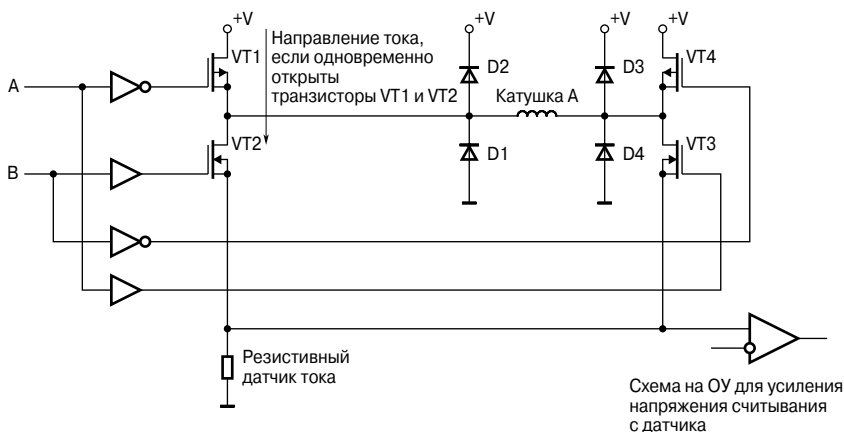


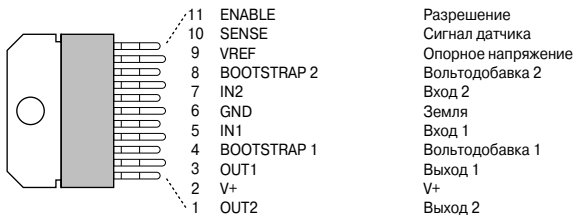
Рис. 7.14. Контроль тока в мостовой схеме

Для предотвращения расхода большой мощности, сопротивление резистора обычно выбирается малым — порядка 1 Ом и менее. Даже резистор номиналом 1 Ом будет расходовать 1 Вт мощности при токе 1 А. Этот ватт просто расходуется на бесполезный нагрев. В общем, необходимо насколько возможно уменьшить сопротивление резистора без создания трудностей для считывания показаний. Как уже упоминалось, фирма International Rectifier выпускает ряд МОП-транзисторов, известных как SENSEFET с дополнительным выводом, через который протекает ток транзистора. Этот вывод может быть использован для контроля тока.

7.1.8. ИС управления двигателем

Существует ряд интегральных схем для управления шаговыми двигателями. Типичный пример — ИС L6201 фирмы SGS-Thompson. С помощью L6201 можно управлять двигателями при напряжениях до 48 В, развивая в обмотках токи до 5 А. ИС L6201 снабжена встроенными диодами гашения импульсов ЭДС самоиндукции и цепью контроля температуры, которая выключает двигатель в случае его перегрева. ИС L6201 выпускается в корпусах DIP, SMT и Multiwatt.

ИС L6201 в 11-выводном двухрядном корпусе Multiwatt



ИС LMD18200 в 11-выводном двухрядном корпусе Multiwatt

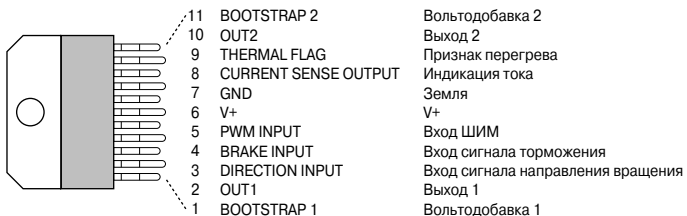


Рис. 7.15. ИС L6201 и LM18200 в корпусе Multiwatt

Другой пример мостового контроллера шагового двигателя — ИС *LM18200* фирмы *National Semiconductor*. Эта ИС снабжена индикацией состояния, близкого к перегреву. В отличие от *L6201*, в схеме с ИС *LM18200* не требуется устанавливать дополнительный резистор датчика тока. Вместо этого, в *LM18200* предусмотрен дополнительный вывод для индикации тока в мостовой схеме. Этот вывод (**CURRENT SENSE OUTPUT** на **Рис. 7.15**) обычно формирует 377 мкА на ампер тока моста. Если обмотка двигателя потребляет ток 2 А, и резистор номиналом 4.99 кОм присоединен между этим выводом и землей, тогда напряжение на резисторе составит:

$$377 \times 10^{-6} \times 2 \times 4990 = 3.76 \text{ В.}$$

Сигнал с данного вывода может быть подан прямо на вход АЦП или компаратора.

7.1.9. Управление по методу прерывания

Величина вращающего момента шаговых двигателей регулируется током через обмотки. Поскольку обмотка представляет собой индуктивность, прикладываемое напряжение не может резко изменить ток в ней (**Рис. 7.16**). С ростом тока в катушке, увеличивается и вращающий момент. Так, от приложения напряжения к обмотке до достижения определенного вращающего момента проходит определенное время. Если приложить большее напряжение (V_2 на **Рис. 7.16**), заданный вращающий момент будет достигнут быстрее, поскольку ток в катушке растет по экспоненциальному закону. Проблема здесь кроется в том, что окончательный ток через обмотку может оказаться слишком большим.

Один из методов более быстрого получения требуемого вращающего момента — подача на обмотку большего напряжения запуска и снятие напряжения с катушки в тот момент, когда ток достигнет заданной величины. На **Рис. 7.17** показана схема прерывателя (*chopper circuit*) для осуществления данного метода. Напряжение (усиленное, если необходимо) с резистора — датчика тока — прикладывается к одному из входов компаратора. На другой вход компаратора подается опорное напряжение, задающее ток обмотки.

Генератор прерывателя (*chopper oscillator*), работающий обычно на частотах 20...200 кГц (в зависимости от характеристик двигателя), устанавливает в рабочее положение по S входу RS-триггер. Выходной сигнал Q триггера RS разрешает работу мостовой схеме управления двигателем. Когда на выходе триггера НИЗКИЙ логический уровень, мост отключается, даже если на одном из его входов ВЫСОКИЙ уровень.

Когда к обмотке прикладывается напряжение, и ток достигает заданной величины, напряжение на резисторе — датчике тока — становится выше опорного напряжения компаратора, и сигнал на выходе компаратора переходит в низкий уровень. Триггер сбрасывается и запрещает работать мосту до тех пор, пока не поступит следующий тактовый импульс с генератора. Пока ток меньше заданной величины, мост останется включенным.

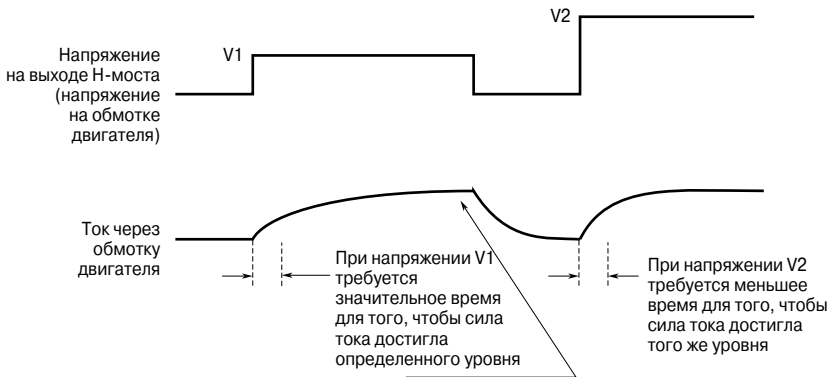


Рис. 7.16. Ток через обмотку как функция управляющего напряжения

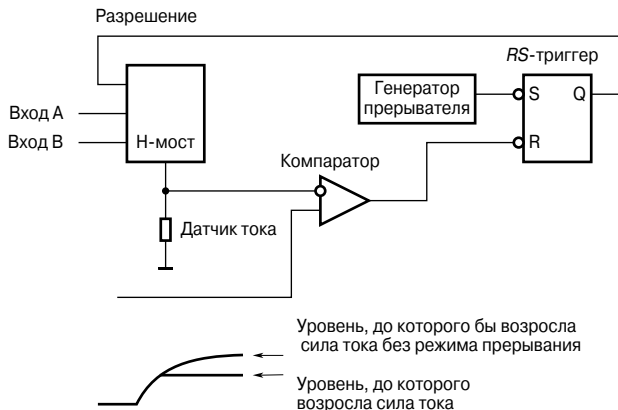


Рис. 7.17. Регулирование прерыванием тока в обмотке

Схема, показанная на **Рис. 7.17**, демонстрирует только принцип. На практике опорное напряжение компаратора может быть фиксированного уровня, а может быть изменяемой величиной и поступать от микропроцессора и ЦАП. Это обеспечивает программное управление током обмоток, то есть и вращающим моментом. Что дает возможность применения шагового двигателя вместе с различными нагрузками, когда параметры нагрузок заранее известны и введены в программу. Такая схема может быть использована и для компенсации разницы вращающих моментов между однообмоточным и двухобмоточным запуском в полушаговом двигателе либо для формирования сигналов, необходимых для управления микрошаговым двигателем.

Частота прерывания должна быть значительно выше максимальной частоты вращения шагового двигателя, но достаточно низкой, чтобы транзисторы успевали переключаться. Если частота прерывания будет слишком высокой, то управляющие транзисторы будут долгое время работать в линейном режиме и рассеивать таким образом значительную мощность (см. Приложение Б).

Функции прерывания генератора и компаратора могут быть выполнены программно. Для задания времени срабатывания можно установить постоянное прерывание с оптимальной частотой прерывания. Каждый раз при возникновении прерывания, микропроцессор проверяет напряжение (через АЦП) на резисторе — датчике тока — и либо разрешает, либо запрещает работу моста. Естественно, микропроцессор должен обрабатывать прерывания на частоте прерывания, что ограничило бы эту частоту в реальном устройстве. Применение микропроцессора для того, чтобы устанавливать режим прерывания на один двигатель, наверное, слишком дорого, но микропроцессорное управление несколькими шаговыми двигателями одновременно выглядит вполне приемлемым решением (если двигатели работают с одинаковой частотой).

7.1.10. Методы управления и резонанс

Шаговые двигатели, управляемые с постоянной силой тока (в режиме прерывания или аналоговом), будут иметь проблемы, связанные с резонансом, причем вероятнее всего, на низких оборотах. Использование полушагового или микрошагового режима позволяет преодолеть эти проблемы. Естественно, по сравнению с простой мостовой схемой, управляемая ЦАП-система — значительно более сложная схема управления контроллера двигателя.

Двигатели, управляемые с постоянным напряжением, столкнутся с проблемами резонанса на более высоких оборотах. Причем использова-

ние полушагового или микрошагового режима не решит этих проблем. Полностью устранить резонансные проблемы может нагрузка со значительным эффектом торможения (такая как нагрузка с большим трением). Если ваше устройство должно работать на высоких оборотах с нагрузкой без достаточного гашения, используйте двигатели, управляемые с постоянной силой тока, либо полушаговые, либо микрошаговые. Что, в свою очередь, означает термин «высокие обороты» шагового двигателя? Конечно, скорость вращения во многом определяется типом двигателя, но в основном, эта величина где-то в диапазоне 200...500 шагов в секунду.

7.1.11. Линейное управление

Если нет желания использовать режим прерывания тока (chopping) для управления двигателем, можно применить схему, показанную на **Рис. 7.18**. В данной схеме мощный ОУ способен контролировать ток обмотки двигателя, а также эффективно управлять током обмотки. Напряжение (усиленное, если требуется), снимаемое с резистора — датчика тока — подается на инвертирующий вход ОУ. Усилитель, как регулирующее звено, стремится устанавливать ток обмотки двигателя, эквивалентный опорному напряжению.

Такая цепь работает с более плавным ходом, чем при управлении прерыванием, но с меньшим КПД. Мощный ОУ будет рассеивать значительную мощность, поскольку будет пропускать через себя ток обмотки двигателя при значительном падении напряжения. Мощность, рассеиваемая ОУ, определяется напряжением питания V , напряжением на обмотке двигателя V_m и током обмотки I .

Показанная здесь схема линейного управления дополнительно требует отрицательное напряжение питания. Можно сконструировать контроллер двигателя с использованием двух операционных усилителей, работающих от положительного источника питания и включенных по мостовой схеме, устанавливая потенциал одного конца обмотки положительным или отрицательным не по отношению к земле, а по отношению к другому концу обмотки.

ИС L297 (Рис. 7.19) — контроллер шагового двигателя фирмы *SGS-Thompson*. Он формирует сигналы запуска для мостовой схемы, выполнен-

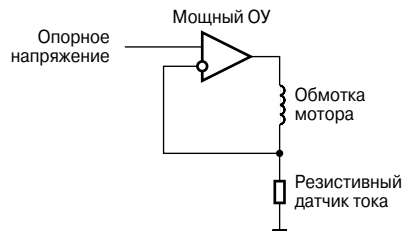
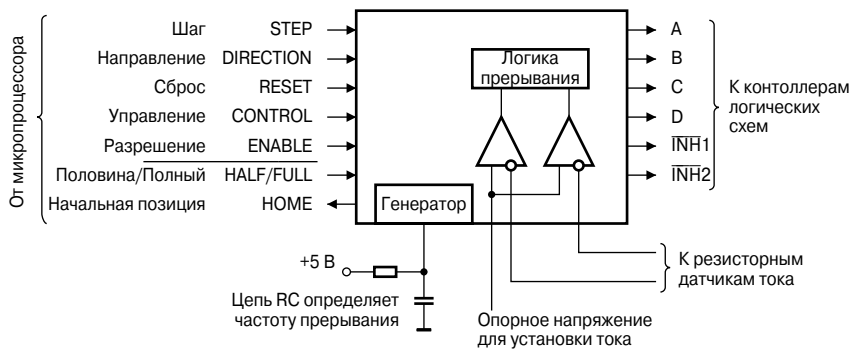


Рис. 7.18. Линейное управление постоянным током

ной на специализированной ИС (например, L6201) или на транзисторах. ИС L297 осуществляет управление током обмоток двигателя по схеме управления прерыванием. ИС имеет генератор, компаратор и логические цепи управления прерыванием. Частота может быть задана внешней RC -цепью или с помощью внешнего генератора тактовых импульсов. Тактовая последовательность импульсов прерывания также синхронизирует время включения и выключения транзисторов моста для предотвращения сквозных токов.



Puc. 7.19. ИС L297 от SGS-Thompson

ИС L297 имеет четыре фазовых выхода (ABCD) и два выхода управления прерыванием ($\overline{\text{INH1}}$, $\overline{\text{INH2}}$). Выход с открытым коллектором HOME устанавливается в НИЗКИЙ уровень, когда на фазных выходах «начальное» состояние (ABCD = 0101). ИС L297 обеспечивает управление шаговым двигателем в режимах половинных и полных шагов при выборе режима двигателя на входе $\overline{\text{HALF/FULL}}$.

7.2. Двигатели постоянного тока

На **Рис. 7.20** показано сечение двигателя постоянного тока (DC motor), иногда называемого двигателем постоянного тока с постоянным магнитом (permanent magnet DC motor, PMDC motor). *Двигатель постоянного тока* состоит из статора (постоянного магнита) и ротора с намотанными на него обмотками. Соединение обмоток ротора осуществляется с помощью щеток, образующих контакт с коммутатором, находящимся на оси, но изолированном от нее. Когда прикладывается постоянное напряжение, ротор вращается, компенсируя магнитное поле статора. Когда поле оказывается скомпенсированным, щетки размыкают контакт с одной обмоткой и обра-

зуют контакт с другой. Это меняет полярность магнитного поля ротора на противоположную. Ротор продолжает вращение, пытаясь снова скомпенсировать внешнее магнитное поле статора. Таким образом, ротор вращается, поскольку поле в обмотках переключается согласованно с вращением оси ротора.

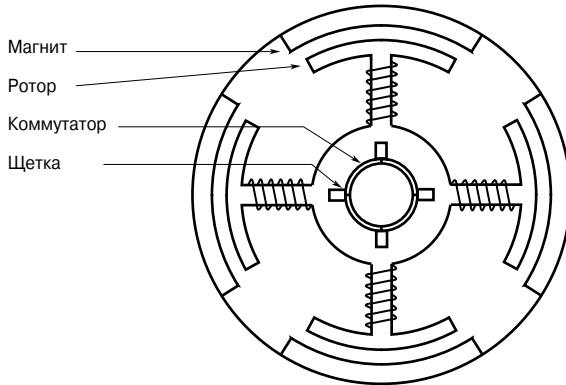


Рис. 7.20. Сечение двигателя постоянного тока

На **Рис. 7.20** в качестве примера показан ротор с четырьмя секциями, четырьмя щетками и четырьмя коммутирующими контактами. В некоторых двигателях постоянного тока обмотки не наматываются, а выполняются в виде печатных проводников. Это обеспечивает малую инерцию, что позволяет достичь больших ускорений. Кроме того, высокая степень технологичности достигается исключением рутинной проводной намотки обмоток ротора.

Двигатели постоянного тока не теряют синхронизации, как шаговые двигатели. Если нагрузка на ось увеличивается, скорость двигателя снижается вплоть до полной остановки. В микропроцессорных системах двигатели постоянного тока обычно используются совместно с датчиком позиционирования или энкодером (encoder), который сообщает процессору координаты оси. Энкодеры будут детально рассмотрены далее в этой главе.

7.2.1. Управление двигателями постоянного тока

Как и шаговые двигатели, двигатели постоянного тока могут управляться с помощью мостовой схемы прерывания или с помощью аналогового драйвера, выполненного на мощном ОУ. Однако в то время как в управлении шаговым двигателем аналоговый драйвер или прерыватель ис-

пользуются с учетом тока через обмотки, схемотехническое решение контроллера (драйвера) двигателя постоянного тока обычно строится не на основе контроля тока в обмотках. Вместо этого контроллер двигателя постоянного тока должен обеспечить достаточный ток для достижения необходимого ускорения (на основе измерений датчика позиционирования — энкодера). Если на оси двигателя нагрузка увеличится, то драйвер увеличит силу тока для поддержания заданной скорости. Таким образом, измеряется скорость, а не сила тока. В цепях управления иногда применяется измерение тока моста, однако, не для управления, а для контроля над превышением определенной величины тока, соответствующей, например, остановке ротора.

На **Рис. 7.21** показан пример работы двигателя постоянного тока при двух различных нагрузках. Сначала двигатель разгоняется до постоянной скорости, работает некоторое время, затем замедляется до полной остановки. С легкой нагрузкой, линия графика ниже, чем с массивной нагрузкой. Как бы то ни было, контроллер снабжает двигатель достаточным током для обеспечения требуемой характеристики скорость/время независимо от нагрузки. По этой причине, для приложений с широким диапазоном применяемых нагрузок лучше подходят двигатели постоянного тока.

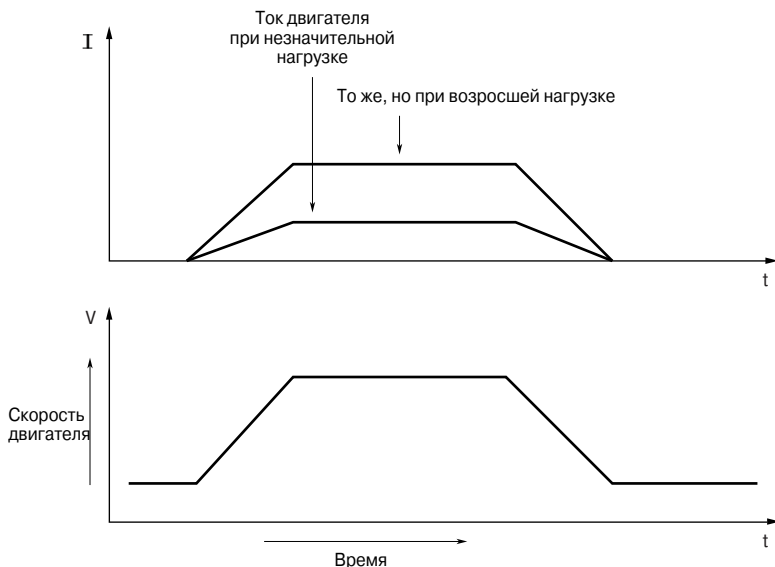


Рис. 7.21. Работа двигателя постоянного тока с различными нагрузками

Одна из интересных особенностей двигателей постоянного тока — возможность управления торможением. Если вручную вращать вал двигателя, получается маленький генератор. Если теперь замкнуть между собой выводы образованного генератора, вращение вала будет затруднено из-за воздействия электромагнитных сил. Таким образом, если закоротить выводы двигателя во время его вращения, это быстро приведет к его остановке. Такой метод называется *динамическое торможение* (dynamic braking).

На **Рис. 7.22** показана рассмотренная ранее мостовая схема (**Рис. 7.14**), но несколько модифицированная. Здесь разделены входы управления двигателем так, что теперь каждый транзистор можно включать по отдельности. Если одновременно установить **ВЫСОКИЙ** уровень на входах А и D, транзисторы VT1 и VT3 откроются, и двигатель будет вращаться в определенном направлении. Если **ВЫСОКИЙ** уровень теперь подать на другую пару транзисторов VT2 и VT4, то двигатель станет вращаться в противоположную сторону.

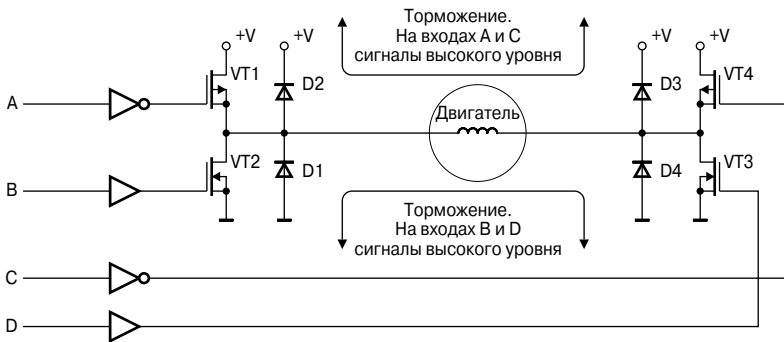


Рис. 7.22. Торможение двигателя постоянного тока

Теперь предположим, что двигатель по-прежнему вращается, и на входы В и D подан **НИЗКИЙ** логический уровень, а на входы А и С **ВЫСОКИЙ**. Тогда откроются транзисторы VT1 и VT4. Допустим, одна сторона двигателя под более положительным потенциалом, чем другая; например, левая сторона на рисунке. Ток будет протекать по цепи: через транзистор VT4, обмотку двигателя и диод D2. Это быстро остановит двигатель. Если, предположить, что правая сторона более положительна, ток потечет через VT1 и D3. Если подать **НИЗКИЙ** логический уровень на входы В и D вместо А и С, получим тот же самый эффект с протеканием тока через VT3/D1 или VT2/D4.

У многих ИС мостовых контроллеров есть опция динамического торможения. Это касается и L6201 и LM18200. ИС L6201 снабжена двумя входами для управления двумя разными половинами моста. Если на оба входа подать одинаковый уровень (**ВЫСОКИЙ** или **НИЗКИЙ**), драйвер остановит двигатель. ИС LM18200 имеет отдельный вход для торможения двигателя.

Торможение двигателя может быть применено как для резкого торможения, так и для остановки в определенной позиции. Одно ограничение динамического торможения в том, что его сила не может превысить электромагнитной силы, зависящей от прямого падения напряжения на диоде.

7.2.2. Бесколлекторные двигатели постоянного тока

На **Рис. 7.23** показано сечение *бесколлекторного двигателя постоянного тока*. Выглядит довольно похоже на шаговый двигатель, и, действительно, принципы работы бесколлекторного и шагового двигателей во многом совпадают. Статор данного двигателя состоит из трех катушек (A1/A2, B1/B2 и C1/C2). Катушки соединены по трехфазной схеме с общей точкой. Бесколлекторный двигатель обладает повышенным КПД по сравнению с коллекторным двигателем такого же размера. Катушки в бесколлекторном двигателе прикреплены к корпусу, а не к ротору, что позволяет легче отводить тепло от двигателя.

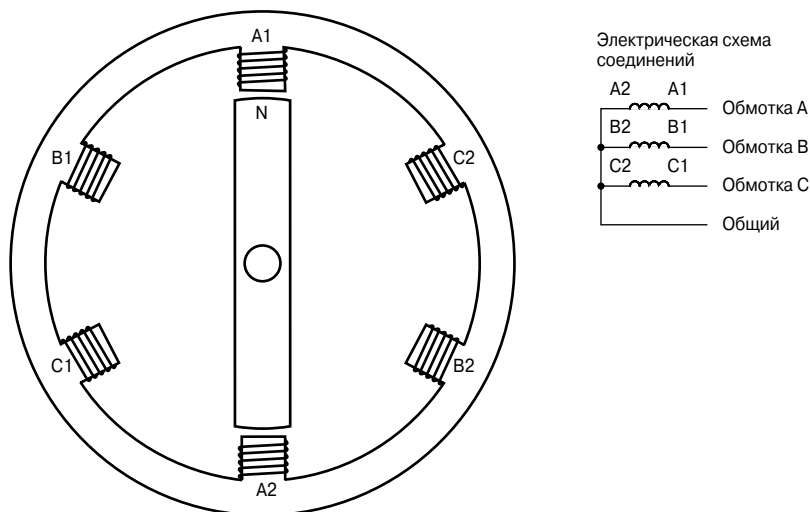


Рис. 7.23. Бесколлекторный двигатель постоянного тока

Бесколлекторный двигатель работает точно так же, как двигатель постоянного тока, но без применения щеток. Вместо механической коммутации для бесколлекторного двигателя требуется внешняя электронная коммутация. Бесколлекторный двигатель может управляться синусоидальным сигналом, но для него более характерно управление дискретной последовательностью постоянных уровней. На **Рис. 7.24** показаны обе временные диаграммы. При синусоидальном питании ток можно регулировать, используя режим прерывания или линейную схему. Поскольку обмотки расположены под углом 120° друг относительно друга, синусоидальные сигналы управления должны также иметь сдвиг фаз 120° . Сумма токов трех обмоток равна нулю. Для переключения обычно используются три уровня — высокий, низкий и плавающий (выкл., высокое сопротивление).

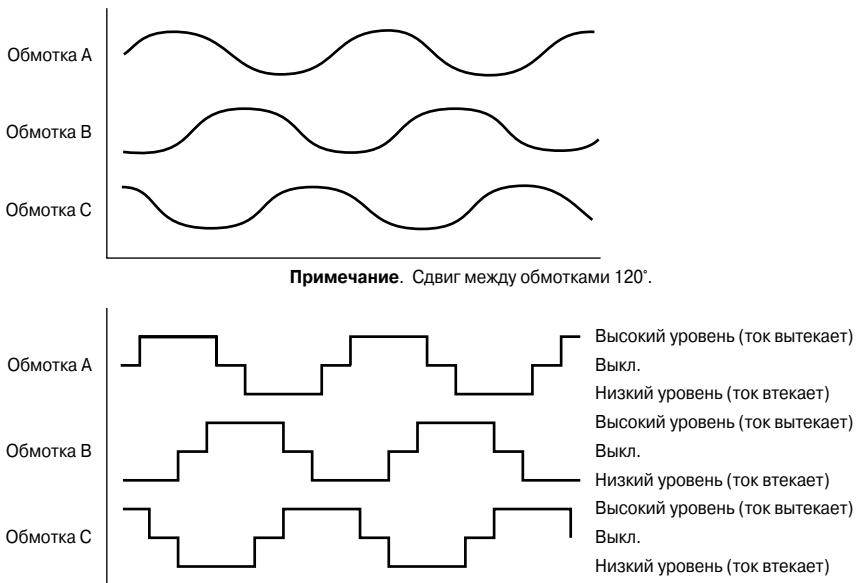
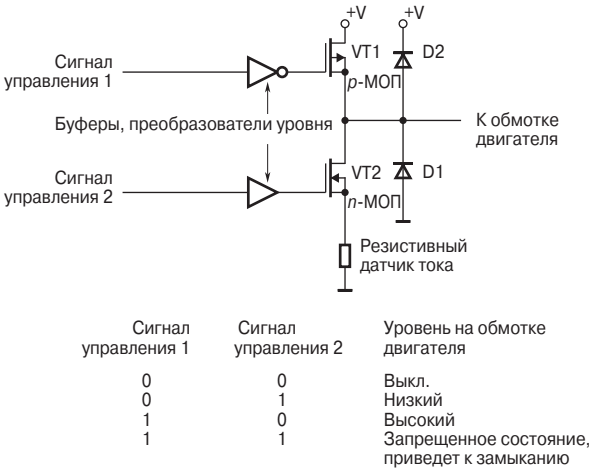


Рис. 7.24. Временные диаграммы работы бесколлекторного двигателя

Заметим, что при использовании синусоидального управления, контроллеру не нужен источник питания отрицательной полярности; колебания могут происходить между землей и положительным напряжением питания (или даже между двумя положительными уровнями). Когда все три обмотки находятся под одинаковым потенциалом (например, 5 В), через обмотки ток не протекает. Так средняя точка между двумя любыми напряжениями будет образовывать «виртуальную землю» (в данном примере 2.5 В).

Цифровая система управления бесколлекторным двигателем проще, чем шаговым или двигателем со щетками. Поскольку в определенный момент каждая из фаз имеет один только уровень — либо высокий, либо низкий, либо выкл. (высокое сопротивление), для управления не нужна мостовая схема.

На **Рис. 7.25** показано как два МОП-транзистора могут быть использованы для управления бесколлекторным двигателем. На входы этой цепи могут быть поданы сигналы либо с ИС контроллера, либо с процессора. Заметим, что защитные диоды нужны и в этой схеме.



Примечание. Полевой транзистор с каналом *p*-типа VT1 открывается, когда на входе 1 логическая 1, полевой транзистор с каналом *n*-типа VT2 открывается, когда на входе 2 логическая 1.

Рис. 7.25. Управление бесколлекторным двигателем

Бесколлекторный двигатель обычно оборудован датчиками Холла (от одного до трех) для индикации позиции вала. Однако управлять бесколлекторным двигателем можно и без каких бы то ни было датчиков. Если взглянуть на диаграммы цифровых сигналов, изображенные на **Рис. 7.24**, можно заметить, что две фазы всегда включены, а одна фаза всегда выключена. Движение ротора будет создавать ЭДС в обмотке той фазы, которая выключена. Это напряжение пересекает ноль один раз за период и может быть использовано для определения позиции ротора. Заметим, что должно быть измерено напряжение через неиспользуемую обмотку, которая не включена. Другими словами, измеряют разность потенциалов между выводом обмотки и общей точкой соединения всех обмоток.

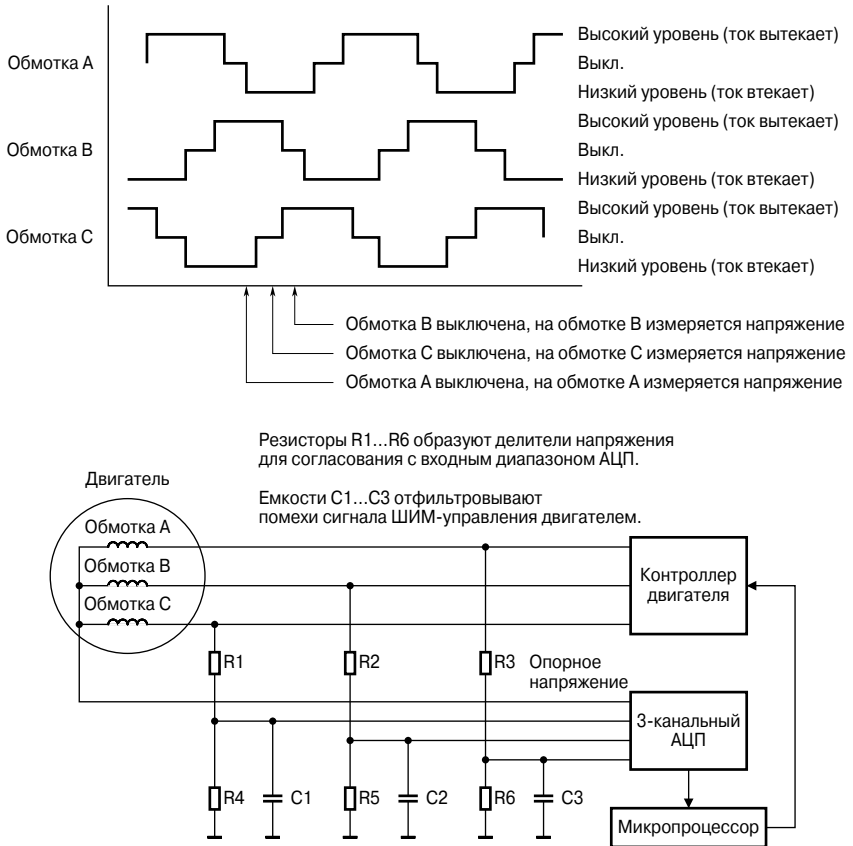


Рис. 7.26. Управление бесколлекторным двигателем без использования датчиков

На **Рис. 7.26** показано управление бесколлекторным двигателем без использования датчика. В данной схеме напряжение с общей точки соединения всех трех обмоток используется как напряжение смещения АЦП. Такая схема включения может снизить шумы измерений. Если напряжение на общей точке не удастся использовать как напряжение смещения АЦП, его можно подать на четвертый канал АЦП и из измеряемых значений программно вычитать соответствующую цифровую величину. Если общий провод не выведен за корпус двигателя, значение напряжения в общей точке можно вычислить программно, если позволяет вычислительная

мощность процессора. При недостаточной мощности процессора можно требуемые величины вычислить заранее и ввести в ПЗУ системы.

При управлении двигателем без использования датчика, можно заметить кратковременные выбросы напряжения на измеряемой обмотке в моменты включения и выключения транзисторов. Эти импульсы можно отфильтровать с помощью емкостей, как показано на **Рис. 7.26**, либо игнорировать измерения в заданные интервалы.

Существует целый ряд *ИС контроллеров двигателей*, способных управлять *бесколлекторными двигателями* без использования датчиков. К примеру, ИС *TDA5140* фирмы *Philips* может управлять бесколлекторными двигателями с номинальным током в обмотках до 8 А как с использованием датчиков, так и без них.

7.2.3. Энкодеры

Двигатели постоянного тока и бесколлекторные двигатели обычно применяются в микропроцессорных системах совместно со специальными устройствами — *энкодерами* (encoder), укрепляемыми на оси. Назначение этих устройств — передать обратно в систему информацию о позиции оси. Типичный энкодер показан на **Рис. 7.27**. На данной схеме четыре магнита располагаются вокруг вала двигателя, а на корпус прикрепляется датчик Холла. Датчик Холла будет формировать 4 импульса за один оборот оси.

Четыре импульса за оборот — вполне достаточно для управления скоростью вращения в системах с низкой разрешающей способностью, например в вентиляторах. При использовании двигателя с редуктором такой энкодер, установленный на вал двигателя, обеспечит высокое разрешение измерения скорости редуктора. Однако когда требуется измерение скорости вращения двигателя с высокой точностью, используется оптический энкодер.

На **Рис. 7.28** показан простой оптический энкодер. На стеклянный диск нанесены непрозрачные метки, 16 в данном примере. Диск устанавливается на ось двигателя, а край его помещается в щелевой оптический датчик. При каждом пересечении датчика меткой, фототранзистор закрывается, и оптический датчик формирует импульс. Такой энкодер будет вырабатывать 16 импульсов за один оборот оси. Контроллер может подсчитывать число импульсов для определения угла поворота и числа оборотов.

Этот энкодер, как и энкодер с датчиком Холла, имеет один крупный недостаток: нельзя определить, в какую сторону вращается двигатель. На **Рис. 7.29** показано практическое приспособление для энкодера, дающее информацию о направлении движения. Снова использован стеклянный диск с непрозрачными метками, но используется уже два оптических дат-

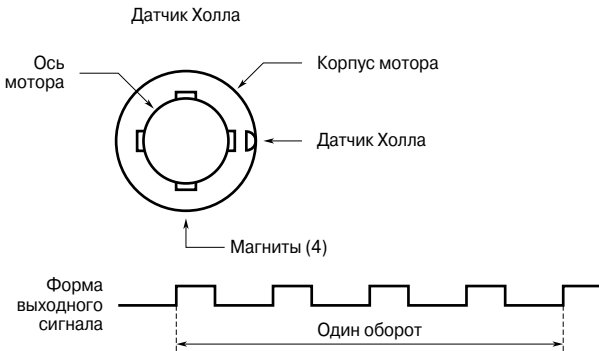


Рис. 7.27. Энкодер с датчиком Холла

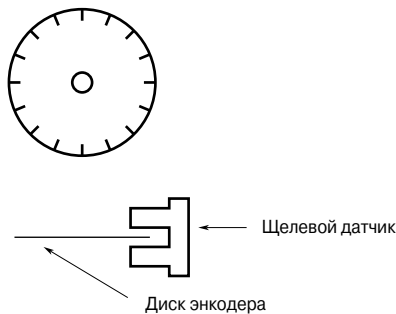


Рис. 7.28. Стекланный диск простого энкодера двигателя

чика, расположенных один возле другого. Длина непрозрачной метки больше, чем расстояние между датчиками. Как только метка попадает в датчик А, на его выходе (канал А) формируется **ВЫСОКИЙ** логический уровень. И когда метка доходит до датчика В, на его выходе (канал В) также формируется **ВЫСОКИЙ** логический уровень. При дальнейшем вращении оси, сигнал становится **НИЗКИМ** в канале А, а затем и в канале В.

Если двигатель меняет направление вращения, то первым переключается канал В, а за ним — канал А. Такой *двухканальный энкодер*, называемый также *квадратурным энкодером* (quadrature encoder) предоставляет полную информацию: о позиции, скорости и направлении. Типичные энкодеры такого типа способны формировать от 50 до 1000 импульсов на один оборот оси.

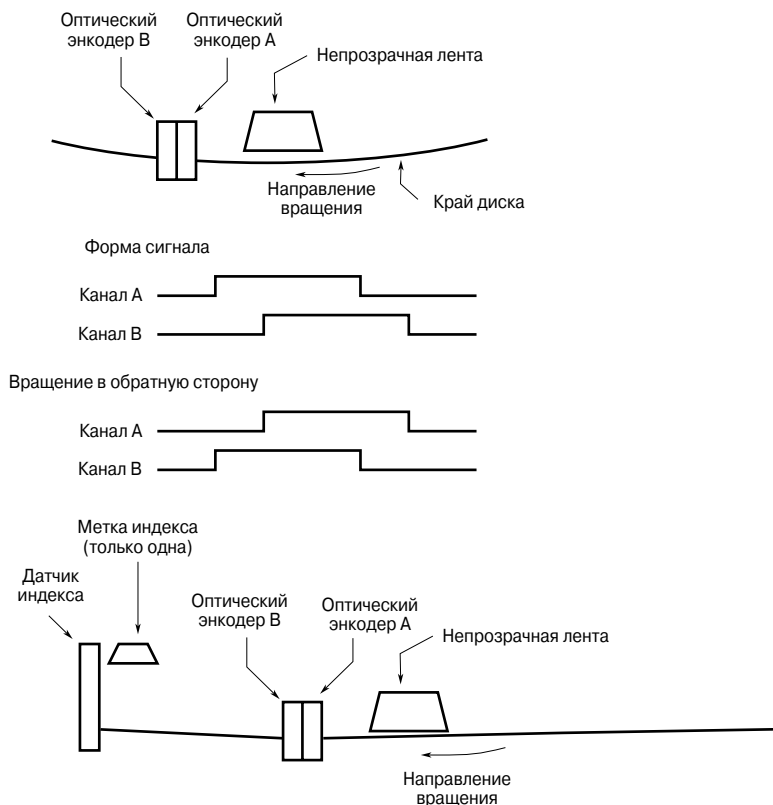


Рис. 7.29. Квадратурный энкодер

Выпускаются также *энкодеры с индексным выходом (index output)*. В них используется третий датчик и дополнительная метка, расположенная ближе к центру диска. Метка индекса (Рис. 7.29) всего одна на диске и датчик индекса производит один импульс за оборот. Эта опция предоставляет системе информацию об абсолютной стартовой позиции оси двигателя.

На Рис. 7.30 показан трафарет диска абсолютного энкодера (*absolute encoder*). *Абсолютный энкодер* кодирует непрозрачные метки в двоичные числа, что всегда позволяет судить об абсолютной позиции. Естественно, что в таком энкодере требуется столько же датчиков и колец с метками, каково разрешение датчика. На рисунке показаны четыре внешних кольца. Энкодер с шестью кольцами, например, потребует 6 датчиков и обеспечит

разрешение в 64 уникальных кода. Энкодеры абсолютной позиции чрезвычайно дороги. В основном, они используются в системах, где необходимо знать положение оси двигателя при включении.

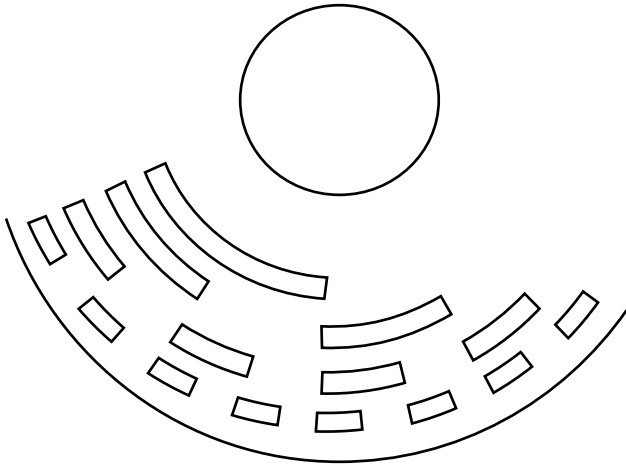


Рис. 7.30. Энкодер абсолютной позиции

7.2.4. ИС контроллеров двигателей постоянного тока

Промышленностью выпускаются *ИС контроллеров*, разработанные специально для управления двигателями постоянного тока. Типичным примером являются *LM628/LM629* фирмы *National Semiconductor*. На **Рис. 7.31** показано, как данные устройства могут работать в системе. ИС LM628 формирует 8-битное или 12-битное (на выбор, в зависимости от требуемого разрешения) цифровое слово для управления двигателем с использованием ЦАП. ИС LM629 формирует сигнал с ШИМ для управления двигателем с помощью моста.

В обеих ИС используется подобный микропроцессорный интерфейс. Он включает 8-битную шину данных, сигналы «чтение» (READ) и «запись» (WRITE), «выбор кристалла» (chip select), «начальная установка» (reset) и «выбор регистра» (register select). В ИС LM628/629 также предусмотрен выход сигнала прерывания для микропроцессора. Интерфейс двигателя включает выходной (ШИМ или ЦАП) и входной двухканальный квадратурный энкодер. Предусмотрен также вход импульсов индекса энкодера; вход является дополнительной опцией, и использовать его не обязательно.

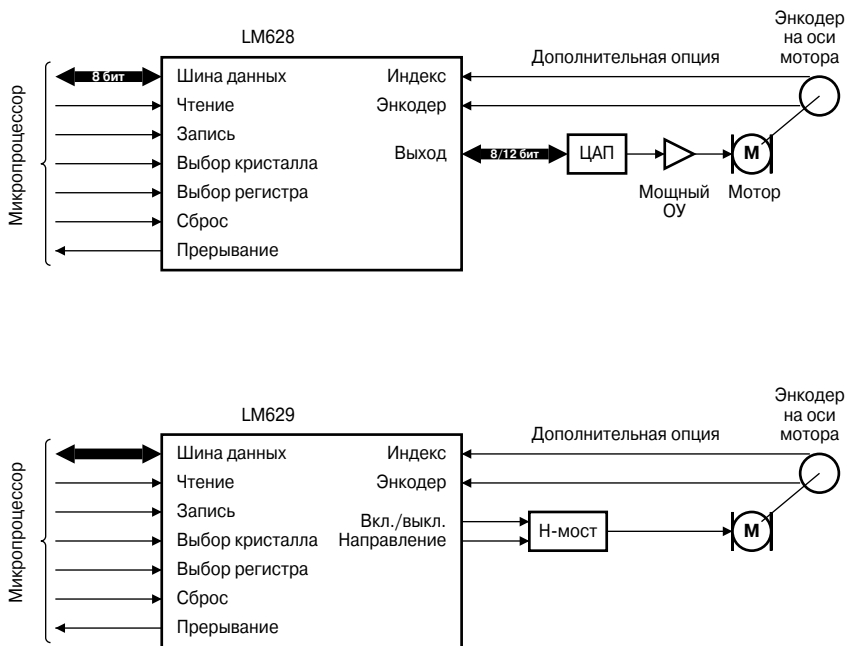


Рис. 7.31. ИС LM628/629 фирмы National Semiconductor

Соединенные с ЦАП и мощным ОУ (LM628) или драйвером моста (LM629), ИС LM628/629 образуют готовую систему управления двигателем. Микропроцессор формирует наборы команд, таких как «переместить в позицию x с ускорением y », а LM628/629 обеспечит движение по трапецеидальному закону, то есть достижение двигателем с определенным ускорением некоторой скорости, движение с этой постоянной скоростью, замедление до остановки в заданной позиции. Позиция — это отсчет определенного числа импульсов энкодера, хранящийся в 32-битном регистре.

В ИС LM628/629 используется 2 адреса. Первый — это адрес команды, второй — адрес данных. Последовательность команд начинается с 8-битного кода операции (opcode), записываемого в регистр команд микропроцессором. За ним следует от 0 до 14 байт данных либо считываемых, либо записываемых в регистр данных. Команды для LM628/629 следующие:

Команда	Описание	Код	Следующие данные
RESET	Сброс	00	0
PORT8	Выбор 8-битного выхода ЦАП	05	0
PORT12	Выбор 12-битного выхода ЦАП	06	0
DFH	Определение начальной позиции	02	0
SIP	Установка индексной позиции (запись позиции в регистр индекса)	03	0
LPEI	Загрузка позиционной ошибки для прерывания	1B	2
LPES	Загрузка позиционной ошибки для остановки	1A	2
SBPA	Установка контрольной точки, абсолютная позиция	20	4
SBPR	Установка контрольной точки, относительная позиция	21	4
MSKI	Прерывания по маске	1C	2
RSTI	Сброс флагов прерываний	1D	2
LFIL	Загрузка параметров фильтра	1E	2...10
UDF	Обновление параметров фильтра	04	0
LTRJ	Загрузка параметров траектории	1F	2...14
STT	Начать движение	01	0
RDSTAT	Чтение байта состояния	—	1
RDSIGS	Чтение регистра сигналов	0C	2
RDIP	Чтение индексной позиции (позиции, записанной в регистр индекса)	09	4
RDDP	Чтение желаемой позиции	08	4
RDRP	Чтение реального положения	0A	4
RDDV	Чтение желаемой скорости	07	4
RDRV	Чтение реальной скорости	0B	2
RDSUM	Чтение интегральной суммы	0D	2

Вход индекса ИС LM628/629 предназначен для использования совместно с энкодером, который имеет выход индекса. При появлении импульса индекса в ИС LM628/629 записывается отсчет позиции энкодера и сохраняется в отдельном регистре. Как бы то ни было, вход индекса не обязательно должен быть соединен с выходом энкодера. Я, например, использовал индексный вход LM628/629 для других целей. Например, одна система была оснащена вращающейся каруселью, соединенной с осью

двигателя через редуктор. Нам не нужно было знать позицию оси двигателя, однако местоположение карусели было для нас важно. Поэтому выход датчика (щелевой оптический датчик) присоединялся к входу индекса.

Одно предостережение: ИС LM628/629 воспринимает индексный вход, когда на обоих каналах НИЗКИЕ уровни. Для избегания многочисленных вводов индекса от одного датчика, удостоверьтесь, что сигнал на вход индекса LM628/629 подается только за один цикл энкодера безотносительно того, как долго продолжается сигнал датчика. В реальных приложениях на вход индекса устанавливается небольшая логическая цепь. На **Рис. 7.32** изображены временные диаграммы индекса.

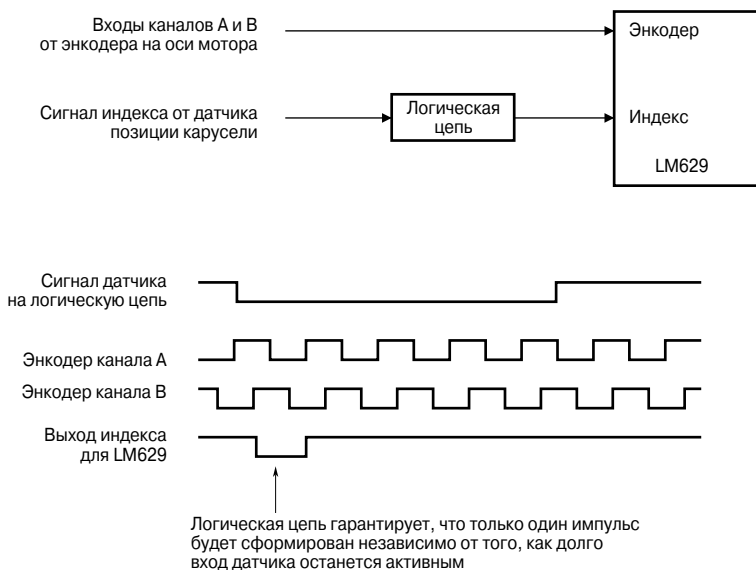


Рис. 7.32. Временные диаграммы индекса к LM628/629

Выход прерывания может быть применен к любым условиям, включая точку останова, импульс индекса, возврат, ошибку позиционирования или ошибку команды. Установлением байта маски в LM628/629 программа определяет по какому условию произошло прерывание. Вывод прерывания чувствителен к уровню и является истинным, когда уровень высокий. При использовании контроллера LM628/629 следует учитывать определенные программные особенности:

- Регистры позиции имеют ограниченный размер: 32 бита для LM628/629. Это означает, что, если произведено слишком быстрое или слишком продолжительное движение, регистры могут переполниться. В программе необходимо предусмотреть эту особенность. Это особенно важно, если ПО использует 64-битную математику. Можно, например, добавить в программу смещение к текущей позиции и получить ответ гораздо больше 32 бит, например сложение двух кодов C017B390h + 40000000h даст в результате число больше 32 бит и не может быть сохранено в регистрах LM628/629.
- При использовании входа индекса, LM629 записывает отсчет. Это устанавливает в действительности «начальную» или «нулевую» позицию двигателя, и все движения будут производиться относительно этой позиции. Однако 32-битный счетчик позиционирования не сбрасывается по входу индекса. Поэтому смещение относительно индексированной позиции должно быть вычислено программно.
- Тот факт, что в LM628/629 используется два адреса (команды и данных) подразумевает, что существует потенциальная возможность для возникновения «гонок» (race condition). Если прерывание произойдет посередине командной последовательности, и ISR также соединен с LM628/629, начальная команда будет потеряна. Примером служит прерывание, указывающее процессору, что произошел импульс индекса. Если ISR считает позицию индекса, и произойдет прерывание в середине другой команды, то не ISR-код получит ошибочные данные. На **Рис. 7.33** показана такая ситуация. Для предотвращения этого в программе должен быть предусмотрен запрет прерываний во время исполнения ISR-кода (или прерываемого ISR-кода), относящегося к LM628/629.

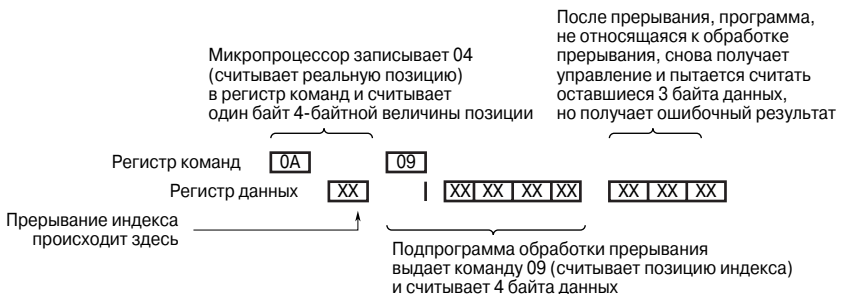


Рис. 7.33. Временные диаграммы прерывания для LM628/629

Эти ограничения не уникальны для LM628/629. Подобные особенности наблюдаются и в других контроллерах двигателей. Контроллеры серии MC2300 фирмы *Precision Motion Devices (PMD)* имеют две ИС и могут одновременно управлять четырьмя бесколлекторными двигателями. Эти устройства также способны управлять двухфазными и трехфазными бесколлекторными двигателями. ИС MC2300 формирует на выходе цифровой код для управления с помощью ЦАП и усилителя или выдает последовательность ШИМ на вход моста.

Контроллеры серии MC2100 (также от PMD) управляют двигателями постоянного тока со щетками. Как и MC2300, ИС MC2100 могут поддерживать от одного до четырех двигателей, оснащены 32-битными регистрами позиции и обеспечивают много профилей движения. Обе серии контроллеров от PMD основаны на системах ЦОС, контролирующих движение двигателя.

ИС HCTL-1100 фирмы *Agilent* — контроллер одного бесколлекторного двигателя с 24-битным счетчиком кодера и ШИМ или 8-битным цифровым выходом. В ИС HCTL-1100 не используется схема регистра адреса и данных, вместо этого сигналы адреса мультиплексируются с шестью или восемью битами данных.

7.2.5. Программируемые контроллеры

В некоторых случаях двигателем постоянного тока можно управлять прямо от микроконтроллера со специальной программой, вместо использования готовой ИС типа LM628. Причины такого подхода могут быть следующие:

- **Стоимость.** Покупная ИС все равно должна иметь связь с микропроцессором, так почему тогда не оставить один контроллер (процессор) и не заставить его выполнять функции LM628?
- **Простота.** Покупая готовый контроллер, вы платите за все встроенные функции. Если требуется простое управление на низкой скорости без специальных особенностей, почему бы не осуществить его программно?
- **Гибкость.** Можно разработать алгоритмы управления в соответствии со своими собственными потребностями, вместо использования модифицированных ПИД-параметров. Кроме того, можно сформировать многогрозрядные регистры позиционирования, например 64- или 128-битные.
- **Требования заказчика.** Если требуется введение специальных функций, таких как обработка данных от дополнительных датчиков или торможение за заданное время, то можно модифицировать разработанные ранее алгоритмы.

Теперь, если вы решили разработать контроллер самостоятельно, то следует учесть несколько замечаний. Следует выбрать довольно быстродействующий процессор для поддержки любых возникающих требований. Здесь подразумевается также время обработки прерываний в режиме реального времени. При использовании программного контроллера драйвер двигателя постоянного тока обычно соединяется с одним или несколькими входами прерывания контроллера. На **Рис. 7.34** показан такой случай. Один из методов обработки прерываний — установить один из каналов (А — на рисунке) в режим генерации прерывания по спаду импульса. Когда прерывание происходит, контроллер считывает состояние другого канала энкодера (В — на рисунке). Если в канале В НИЗКИЙ логический уровень, двигатель вращается вперед, число в регистре позиции должно увеличиваться, а для обратного движения уменьшаться.

Как показано на **Рис. 7.34**, если есть достаточная задержка между фронтом импульса канала А и состоянием ISR, состояние канала В может измениться, и в программе будет посчитан неверный результат. Если спро-

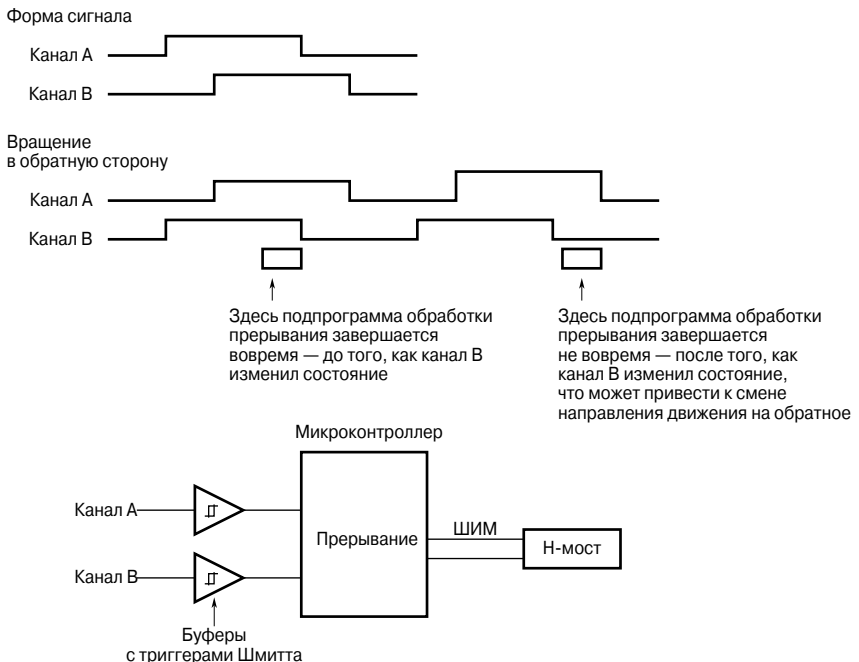


Рис. 7.34. Подача сигнала прерывания энкодера на микроконтроллер

ектировать драйвер двигателя для подобной системы, следует удостовериться, что задержка прерывания недостаточна для такого казуса, даже на предельной скорости двигателя.

Неплохая идея — подать прерывание на один из входов таймера. Как описано в главе 4, таймер может быть установлен на один отсчет до перехода через 0 (rollover), и сигнал с выхода энкодера заставит счетчик перегрузиться и сгенерировать прерывание. Если прерывание пропущено, значение таймера установится в 0001, вместо 0000 (если таймер стартует с FFFF), и пропущенное прерывание может быть обнаружено. Система, показанная на **Рис. 7.34**, обладает только четвертой частью разрешающей способности (по сравнению с обычными системами, основанными на ИС контроллеров двигателя), поскольку эта система получает информацию от энкодера позиции только по одному переключению импульса (фронт А), а не по всем четырем. Этот недостаток можно компенсировать, применив энкодер с большим числом линий, но такой энкодер стоит дороже, чем ИС контроллера двигателя. Можно удвоить разрешающую способность схемы, подав сигналы с обоих каналов энкодера для формирования прерывания микроконтроллера. В большинстве микроконтроллеров предусмотрена возможность чтения состояния входа прерывания, как будто это бит порта. Когда происходит прерывание, программа считывает состояние другого входа для определения направления.

Наконец, для получения такой же разрешающей способности, как у ИС контроллера двигателя, можно добавить внешний ПЛИС, генерирующий прерывания при любом переходе сигнала. Это позволит также фильтровать сигналы.

Другой путь повышения разрешающей способности микропроцессорной системы управления двигателем — использование микроконтроллера, который может генерировать прерывания на фронте и на спаде тактового импульса. Например, микроконтроллеры серии PIC16C фирмы Microchip снабжены определенными дополнительными выводами (interrupt-of-change feature), на которых при изменении уровня генерируются прерывания.

7.3. Достоинства и недостатки различных типов двигателей

Чтобы облегчить вам выбор оптимального устройства, рассмотрим достоинства и недостатки двигателей постоянного тока, бесколлекторных и шаговых:

- При использовании шагового двигателя не требуется энкодер и система с обратной связью для определения позиции вала. Позиция ва-

ла определена контроллером, который подает импульсы на двигатель. Однако это может быть и недостатком. При слишком тяжелой нагрузке на ось, шаговый двигатель может остановиться, а информация об этом не поступит в контроллер. Система с двигателем постоянного тока и энкодером свободна от такого недостатка.

- В шаговом двигателе нет щеток, поэтому он производит меньше электромагнитных помех.
- Шаговые двигатели обладают полным вращающим моментом в положении остановки, если обмотки запитаны. Это дает возможность удерживать ротор в определенном положении.
- Шаговый двигатель может вращаться с низкой скоростью без потери вращающего момента. В двигателях постоянного тока при снижении скорости вращающий момент также падает, поскольку снижается сила тока в обмотках.
- Двигатели постоянного тока обладают большим вращающим моментом на высоких скоростях, чем шаговые.
- Из-за отсутствия обратной связи, в шаговых двигателях нет компенсации механического люфта.
- Бесколлекторные двигатели постоянного тока нуждаются в специальной электронной схеме коммутации, в отличие от двигателей со щетками. Однако серийный выпуск специальных управляющих ИС устраняет этот недостаток.

Когда в системе нет обратной связи, шаговый двигатель может выполнить не совсем то, что ему предписано. Поэтому шаговые двигатели обычно используются в системах, где нагрузка постоянна или, по крайней мере, всегда известна. Например, в механизме головок чтения/записи дискового. Нагрузка в данном устройстве практически постоянна. Если нагрузка сильно изменяется во время операции, шаговый двигатель может остановиться или проскочить требуемую позицию.

Если известно, как меняется нагрузка, то можно уменьшить силу тока обмоток шагового двигателя при легкой нагрузке или, напротив, увеличить при значительной нагрузке на ось. Примером такой ситуации может быть система, где двигатель должен повернуть что-то массивное, а затем без нагрузки переместить вал в заданное положение. С другой стороны, если нагрузка обладает значительной массой или трением, то от применения шагового двигателя лучше отказаться. При значительных изменениях нагрузки, особенно, если эти изменения не известны контроллеру, двигатель постоянного тока с энкодером будет лучшим выбором, чем шаговый двигатель. Энкодер выдает информацию, которая позволит контроллеру изменять силу тока, если позиция и/или скорость не корректны.

Одна из возможностей совместить преимущества шагового двигателя и двигателя постоянного тока — установить энкодер на ось шагового двигателя. Но это поднимет и цену. Тем не менее, максимальная скорость такой конструкции останется ниже, чем двигателя постоянного тока.

7.4. Порядок включения питания логических цепей и двигателя

Важная проблема двигателей постоянного тока — это начальная установка при включении питания. Мы уже рассматривали изменение состояний на выходах микроконтроллера при включении питания. Подобные особенности присущи и системам управления двигателями.

Обычно логические цепи управления усилителем или мостом работают при напряжении питания 3.3 или 5 В. Напряжение питания двигателя может составлять 12, 24 или даже 50 В. Если первым подается силовое напряжение питания, на входах моста или усилителя установятся произвольные уровни, и двигатель может непредсказуемо резко сдвинуться. В системе с ограниченной свободой движения, как, например, в роботизированной системе с рукой-манипулятором, это может привести к удару. Такой толчок окажется аварийным для механических компонентов системы или для редуктора. Причем двигатель постоянного тока способен развить в такой ситуации максимальный вращающий момент, соответствующий 100% рабочего цикла ШИМ.

Лучший способ предотвращения такой ситуации — включение питания двигателя только после того, как подано напряжение питания логических цепей, и все должные уровни установились. Отдельные многоцелевые источники питания снабжены специальным выводом управления для включения и выключения высоковольтного источника. Однако как управлять запретом высокого напряжения, если питание включается одновременно? Некоторые блоки питания снабжены специальным выводом, на котором напряжение (5 или 12 В) появляется в первую очередь специально для рассматриваемых цепей. Этот дополнительный выход обычно дает небольшой ток (< 100 мА). В некоторых случаях можно соединить вход запрета питания двигателя нагрузочным резистором от выхода дополнительного питания, а затем, когда напряжения в логических цепях установятся, перевести уровень на резисторе в 0. На **Рис. 7.35** показана схема на одном транзисторе, работающая в ключевом режиме для решения данной проблемы.

Если нельзя управлять движением двигателя с помощью данного принципа, можно будет как-нибудь заблокировать мостовую схему, допустим,

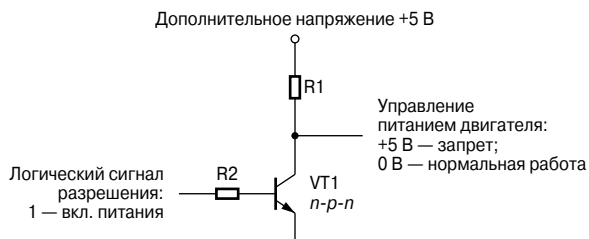


Рис. 7.35. Управление питанием для включения двигателя с использованием управляющих сигналов

используя дополнительные логические элементы между выходами системы управления и входами моста. Естественно, эти элементы тоже нужно будет запитать от силового источника.

На **Рис. 7.36** показан метод, однажды использованный мной. В системе применен мост LMD18200 от National. ИС LMD18200 снабжена выводом тормоза, обычно используемым для остановки двигателя. В данном устройстве мы не использовали торможение, поэтому вывод был свободным. Когда включалось напряжение питания двигателя +24 В, а 5В еще нет, МОП-транзистор закрывался (потому что на затворе был низкий уровень). На истоке транзистора напряжение 24 В понижалось до 4.7 В с помощью стабилитрона. Это напряжение составляло высокий уровень для LMD18200, что тормозило двигатель и предотвращало движение. Через некоторое время после подачи 5-В питания логических цепей (задержка определялась RC -цепочкой на затворе МОП-транзистора), на затворе устанавливался высокий уровень, транзистор открывался, и двигатель мог работать нормально.

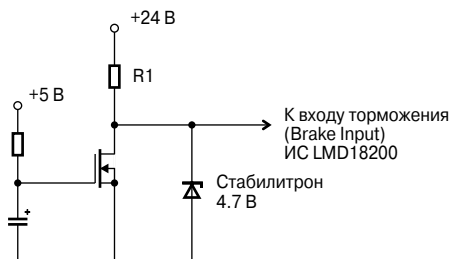


Рис. 7.36. Цепь запрета для LMD18200

7.5. Вращающий момент двигателя

Как можно узнать, достаточно ли мощный двигатель выбран для устройства? Как проверить, не слишком ли большой по мощности и габаритам двигатель вы покупаете, переплачивая лишнюю сумму? Каждый двигатель характеризуется специальным параметром — *вращающим моментом*, величиной силы, которую двигатель может приложить, чтобы ось двигателя провернулась. Двигатели постоянного тока с щетками серии «Pacific Scientific 4N» характеризуются величиной вращающего момента от 55 до 163 унций-дюйм (0.39...1.15 Н·м) в зависимости от модели. Этим величинам, в данном случае, соответствует сила тока от 6.8 до 14.1 А. Это также максимальный импульсный ток, который двигатель может выдержать. Величина вращающего момента определяет, какую силу двигатель может приложить, то есть насколько быстро разогнать нагрузку до определенной скорости.

7.5.1. Вращающий момент при заторможенном двигателе

Вращающий момент (Stall Torque) — это момент, создаваемый двигателем в заблокированном, неработающем состоянии.

7.5.2. Противодействующее электромагнитное поле

Если вращать катушку с проводом в магнитном поле, будет генерироваться электрический ток (так работает и генератор в автомобиле, например). В двигателе постоянного тока катушка провода вращается в магнитном поле. Когда при работе двигателя катушка генерирует электрический ток, его поле противодействует магнитному полю, создаваемому приложенным напряжением. Чем быстрее вращается двигатель, тем больше величина этого противодействующего электромагнитного поля.

7.5.3. Вращающий момент и скорость

Вращающий момент двигателей постоянного тока падает с увеличением скорости. Это происходит вследствие различных факторов, в том числе и за счет увеличения противодействующего электромагнитного поля. Это ограничивает максимальную скорость и вращающий момент на этой скорости двигателей постоянного тока в реальных устройствах.

7.6. Реальное применение шагового двигателя

Для иллюстрации и сопоставления реальных принципов работы, рассмотренных в данном разделе, послужит следующий пример. На **Рис. 7.37** показан управляемый микроконтроллером пятифазный шаговый двигатель. Это упрощенная схема реального устройства. В данной схеме микроконтроллер напрямую управляет верхним и нижним транзисторами драйвера для переключения фаз двигателя. Двигатель этого устройства вращает лоток с бутылочками для перемешивания в них медицинских растворов. Алгоритм управления затворами транзисторов позволяет включать и выключать транзисторы в паре, создавая высокий, низкий и плавающий уровни фазы. Выход ШИМ подключен к внутреннему (второму) таймеру для генерирования прерывания. В результате прерывание формируется через каждые T состояний, где T — значение второго таймера. Частота прерываний — это частота следования управляющих импульсов двигателя; меньшие величины T приводят к большей частоте шагов, а большие — к меньшей.

За счет тактирования частоты следования управляющих импульсов ШИМ-таймером, система производит все изменения на выходе при гарантированном отключении транзисторов.

Для успешной работы такой системы необходимо выполнить определенные требования:

- После закрытия дверки медицинской центрифуги, которую вращает шаговый двигатель, он разгоняется под управлением микроконтроллера до определенной скорости. Если пользователь открывает дверку, скорость двигателя должна уменьшиться до полной остановки.
- Ток двигателя зависит от рабочего цикла выхода ШИМ, который переключается нижним плечом МОП-транзисторов. При увеличении тока увеличивается скорость для обеспечения необходимого вращающего момента.
- Остановка двигателя должна происходить в определенной позиции для того, чтобы оператор мог добавить или удалить бутылочки.
- Микроконтроллер должен контролировать ток двигателя, выключая двигатель и формируя сигнал ошибки, если превышено предельное значение. Для этой цели используется встроенный АЦП.
- Датчик позиции (энкодер) формирует импульс один раз за оборот; микроконтроллер должен сосчитать количество шагов до следующего импульса датчика позиции для вычисления координат остановки. Сигнал ошибки также формируется, если проделано число шагов полного оборота, но сигнал от датчика позиции не поступил. Двига-

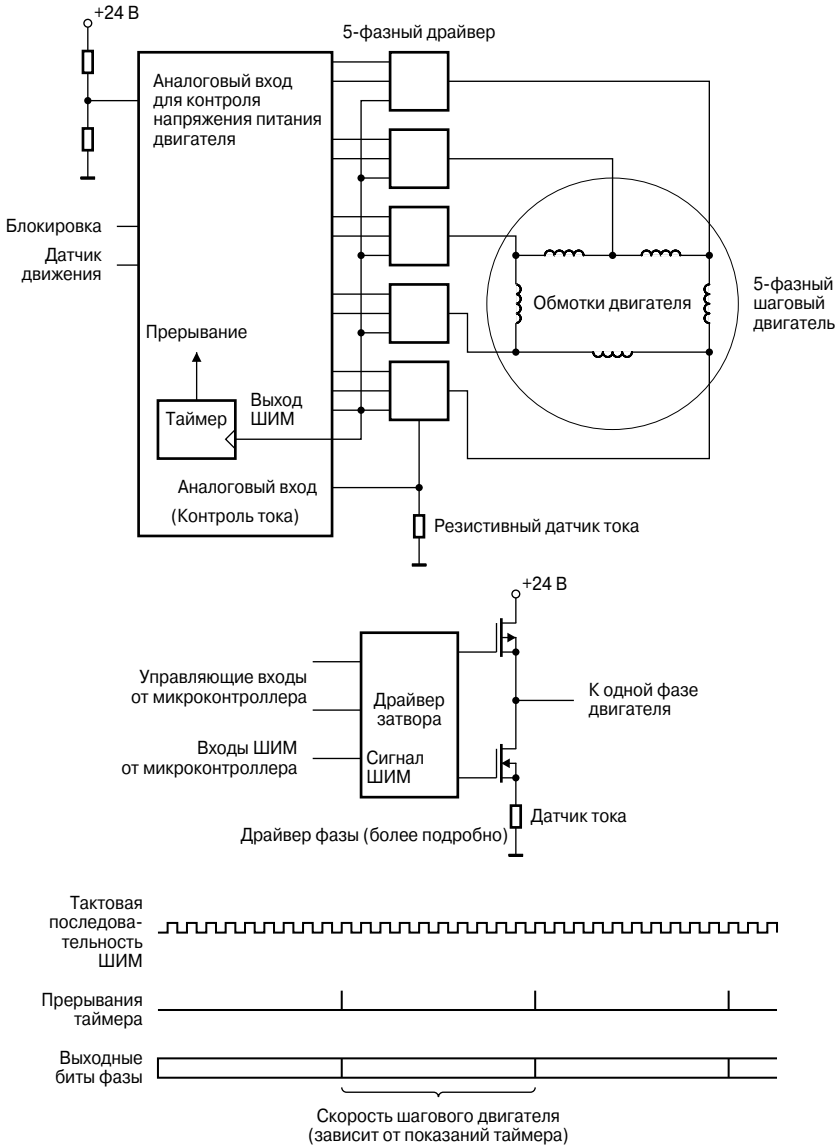


Рис. 7.37. Система с пятифазным шаговым двигателем

тель в этом случае должен продолжить вращение, но координаты остановки не смогут быть определены, о чем система должна сообщить оператору.

- Двигатель должен плавно разгоняться при старте, поскольку шаговый двигатель может заклинить, если сразу приложить к нему полный ток.
- Управление вращением двигателя не должно начаться до тех пор, пока не установится необходимое напряжение питания на двигателе. При пропадании напряжения питания управление должно отключиться до тех пор, пока питающее напряжение не восстановится снова. Эта функция обеспечивается подачей на один из входов микроконтроллера напряжения питания двигателя через делитель. Микроконтроллер не даст команды на старт, пока напряжение питания двигателя отсутствует.
- Наконец, другой таймер генерирует *тайм-аут* (timeout) каждые 5 мс для подавления дребезга. Этот таймер не генерирует прерываний. Он служит для обеспечения гарантии того, что прерывания частоты шагов обслуживаются немедленно, в то время как выход ШИМ держит транзисторы в выключенном состоянии. Если бы таймер подавления дребезга генерировал прерывание, программа могла бы исполнить программу обработки этого прерывания во время прерывания частоты шагов, что могло бы задержать обработку последнего.

Состояние двигателя определяется тем, какую функцию двигатель выполняет:

- Остановлен.
- Разгоняется до определенной скорости.
- Замедляется до полной остановки.
- Вращается с постоянной скоростью.
- Доходит до требуемой позиции остановки.
- Перегрузка по току (ошибка, требует отключения).
- Отсутствие напряжения.

Встроенное ПО обеспечивает обратную связь и обслуживание необходимых функций. Рассмотрим упрощенные алгоритмы некоторых функций.

Алгоритм работы петли обратной связи

Если установлен флаг прерывания, обновить текущую скорость и ток.

Если сработал таймер на 5 мс, провести подавление дребезга.

Если зарегистрирован импульс датчика позиции, сбросить его.

Обновить состояние двигателя.

Если ШИМ работает, включить АЦП.

Если А/Ц преобразование завершено, установить ток двигателя.

Если счетчик двигателя пропустил один оборот, зафиксировать ошибочную ситуацию.

Алгоритм управления скоростью и током

Если двигатель разгоняется, тогда

уменьшить значение таймера скорости.

увеличить рабочий цикл ШИМ.

Если значение таймера скорости равно конечной максимальной величине, изменить функцию двигателя на движение с постоянной скоростью.

Если двигатель останавливается, то

увеличить значение таймера скорости.

уменьшить рабочий цикл ШИМ.

Если значение таймера скорости равно минимально возможной величине, изменить функцию движения двигателя на торможение и отключение ШИМ.

Алгоритм обновления состояния двигателя

Если напряжение питания двигателя отсутствует, и двигатель не потребляет чрезмерный ток, установить состояние двигателя, как «Bad Voltage».

Если напряжение питания двигателя присутствует и состояние двигателя = «Bad Voltage», то установить функцию управления двигателем «торможение».

Если дверка открывается, в то время как двигатель вращается с постоянной скоростью, и нет ошибки датчика позиции, установить функцию управления двигателем «поиск позиции остановки».

Если дверка открывается в то время, когда двигатель вращается с постоянной скоростью, и есть ошибка датчика позиции, установить функцию управления двигателем «торможение».

Если дверка открывается, в то время как происходит поиск позиции остановки, и счетчик позиции отсчитывает замедление, установить функцию управления двигателем «торможение».

Если дверка закрывается, и двигатель остановлен, запустить ШИМ и изменить состояние двигателя на «ускорение».

Алгоритм антидребезга ключа (debounce)

Если сигнал блокирования показывает, что дверка закрыта, а датчик на двери показывает, что она открыта, увеличить число счетчика антидребезга 1 и очистить счетчик антидребезга 2.

Если число счетчика антидребезга 1 равно величине антидребезга, изменить состояние дверки на «закрытое».

Если сигнал блокирования показывает, что дверка открыта, а датчик на двери показывает, что дверка закрыта, увеличить число счетчика антидребезга 2 и очистить счетчик антидребезга 1.

Если число счетчика антидребезга 2 равно величине антидребезга, изменить состояние дверки на «открытое».

Алгоритм управления током двигателя

Если ток двигателя превышает заданный предел, отключить ШИМ, установить состояние двигателя «превышение тока», выдать сообщение об ошибке.

Алгоритм управления процедурой прерывания

Сформировать следующий шаг управления транзисторами (с использованием таблицы).

Установить флаг индикации того, что прерывание случилось.

Увеличить число счетчика позиции.

В алгоритме обработки прерывания используется таблица. В таблице записаны биты для верхнего и нижнего транзисторов; 1 открывает транзистор, 0 закрывает транзистор. Каждая строка в таблице содержит значения, необходимые для осуществления следующего шага шагового двигателя. Преимущество такого подхода — в скорости чередующегося обновления фаз двигателя.

Микроконтроллер имеет также выводы для отладки программы, например, бит порта, который устанавливается при старте и сбрасывается при окончании работы. Другой бит порта устанавливается при старте подпрограммы обработки прерывания (ISR) и сбрасывается при выходе из подпрограммы. Поскольку большая часть битов порта уже задействована в устройстве, биты отладки установлены на выводы, применяемые для программирования микроконтроллера.

Электромагнитные помехи могут вызвать серьезные проблемы в работе устройства. Все *электромагнитные помехи* грубо можно подразделить на две группы: помехи, создаваемые самим устройством и помехи извне, влияющие на работу устройства. Первый тип помех, собственно, и носит название *помехи* (interference), а второй — *наводки* (susceptibility). Естественно, помехи от одного прибора могут создать наводки для другого и наоборот. Если расположить телевизор довольно близко к работающему компьютеру, вероятно, можно будет увидеть на экране телевизора «снег», создаваемый помехами от переключения цифровых сигналов компьютера.

В данной главе не заостряется внимание на помехах, создаваемых оборудованием. Детально будут рассмотрены наводки и методы борьбы с ними.

8.1. Связь по земле

Термин «*электромагнитные помехи*» обычно вызывает в воображении картину воздействия высокочастотных сигналов на чувствительные электрические цепи. Однако сбои в работе электронных схем могут быть вызваны даже сигналами промышленной частоты. Классический пример паразитной связи по земле, когда два разных тока стекают в землю прибора, и сила тока от одного блока гораздо больше, чем от другого. На **Рис. 8.1** показана микропроцессорная система, соединенная с внешней системой датчиков. Земля микропроцессора соединяется через источник питания с землей прибора. Система датчиков также соединяется с землей прибора, но по другой цепи. Допустим, земля датчиков соединена с землей аппарата, питающегося от сети, например кондиционера.

Теоретически, по земле кондиционера ток не проходит, однако на практике значение протекающего тока может отличаться от нуля. Когда кондиционер работает, напряжение на цепи заземления датчиков отличается от напряжения на цепи заземления микропроцессора. В результате возникает ток, текущий по цепям заземления датчиков. Такая связь по

земле может привести к серьезным ошибкам в измерениях или даже к выходу из строя электроники. Слишком большая разность потенциалов между землями может даже привести к возгоранию. Однажды я наблюдал, как «сгорел» драйвер при включении кондиционера. Возникший электромагнитный импульс создал между землями напряжение в несколько вольт, приведшее к выходу электронных схем из строя.

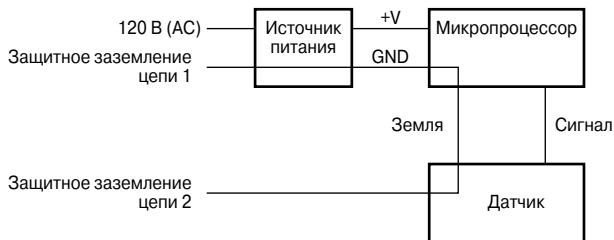


Рис. 8.1. Связь по земле

В приведенном примере ток земли, по всей видимости, был переменным. Однако подобная ситуация случается и при коммутации больших постоянных токов. Примером может служить цепь соединения через интерфейс RS-232 двух компьютеров, подключенных к разным розеткам. Соединение разных земель, создающее связь по земле, не должно быть сигнальной землей интерфейса. Так экранированный кабель может создать нежелательную петлю, если экран соединяется с шасси обеих систем.

Если вы разрабатываете систему, отдельные компоненты которой питаются от разных линий питания (например, 208-В трехфазный двигатель, управляемый от 110 В компьютера), можно предусмотреть соединение с помощью Ethernet. Хотя для данной системы не требуются большие скорости передачи данных, но применяемая в Ethernet трансформаторная развязка, аналогичная другим видам развязок (оптроны, реле), устранил нежелательную связь по земле. Другая возможность — использование оптоволоконного кабеля, устраняющего и общую землю и вообще наводки от сети переменного тока. Если компоненты системы слишком простые для применения высокоскоростных интерфейсов (например, микроконтроллерные системы управления), используйте простую оптическую изоляцию. Для интерфейса RS-232, например, можно купить стандартную оптическую развязку.

Наконец, в некоторых случаях можно организовать для отдельных компонентов защитное заземление. В больших системах с питанием от сети переменного тока это вполне возможно. В примере с питанием от сетей

208 В/110 В, 208-В оборудование снабжается собственной защитной землей (не соединенной с другими землями в здании). Эта мера не защитит от всплесков напряжения в сети 110 В, но обеспечит некоторую защиту от импульсов в сети 208 В, вызванных промышленным оборудованием, например, кондиционерами. Данное решение приемлемо, если в здании предусмотрено хорошее заземление; в старых постройках понадобится улучшить заземление и линии питания во избежание проблем.

На **Рис. 8.2** показана одна из систем, где микропроцессорная система соединена с помощью кабеля с платой датчиков, среди которых есть терморезистор. В данном случае цепь усиления сигнала терморезистора располагается на плате микроконтроллера, а терморезистор расположен на некотором расстоянии от платы.



Рис. 8.2. Система с терморезистором

Допустим, величина сигнала терморезистора порядка $10 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. При комнатной температуре (25°C) уровень напряжения терморезистора составляет 250 мВ. Проблема в том, что терморезистор соединен с землей на плате датчиков. В результате ток терморезистора и токи земли платы датчиков текут к плате микроконтроллера по одному проводу. Если ток датчиков будет значительным, появится постоянное смещение между землей платы микроконтроллера и землей платы датчиков. Это приведет к смещению в сигнале с датчика, то есть к ошибкам в измерениях температуры.

На **Рис. 8.3** показана подобная цепь, но с резисторами на всех линиях. Эти резисторы представляют собой суммы сопротивлений соединительных проводов и контактов разъёмов.

Допустим, общее сопротивление общего провода составляет 1 Ом. Если ток платы датчиков 50 мА, тогда смещение в цепи земли будет равно $50 \text{ мА} \times 1 \text{ Ом} = 50 \text{ мВ}$.

В результате, в то время как напряжение на терморезисторе 250 мВ, на плате микроконтроллера установится 300 мВ. Разница в 50 мВ соответствует 5°C , то есть ошибка в измерениях составит те же 5°C . Если на плате датчиков присутствуют какие-либо управляемые исполнительные элементы, например нагреватель, то сигнал с терморезистора будет резко увеличиваться всякий раз, когда нагреватель включается. Это происходит вслед-

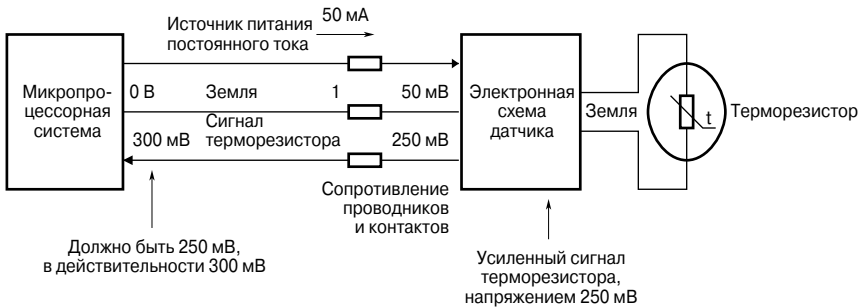


Рис. 8.3. Цепь терморезистора, в которой показано сопротивление проводов

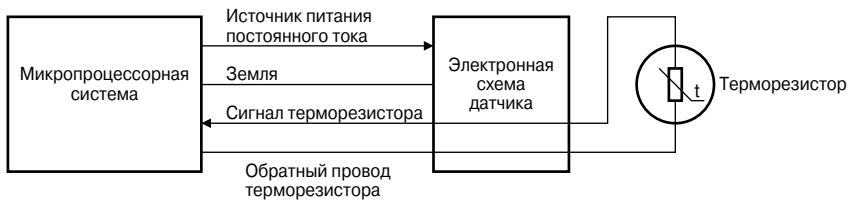


Рис. 8.4. Цепь терморезистора с разделенными землями

твие бросков тока при включении нагревателя. Микропроцессор воспримет эти скачки как реальное изменение температуры. К тому же ошибка измерений также будет меняться при изменении тока платы датчиков.

Решение данной проблемы показано на **Рис. 8.4**. К кабелю добавляется дополнительный провод для земли терморезистора. Теперь сигнал терморезистора не будет зависеть от тока платы датчиков. Дополнительный провод присоединяется к земле только на плате микропроцессора, либо может быть присоединен к одному из входов дифференциального усилителя. В любом случае, по данному проводу не будет протекать значительный ток, и напряжение сдвига на нем и соответствующая ошибка измерений, станут минимальными. Естественно, такое решение требует дополнительного провода и разъема на плате.

В общем, это довольно ценная идея, рожденная из опыта разработчиков аппаратуры, — разделить земли сигналов удаленных приборов. Сигналы от датчиков величиной в несколько милливольт должны поступать к плате микроконтроллера по отдельным проводам.

8.1.1. Ток двигателя

На **Рис. 8.5** показана цепь управления двигателем с ШИМ. Цепь включения драйвера ШИМ содержит сигналы управления и землю. Проблема при таком соединении в том, что при включении драйвера каждый раз будут наблюдаться всплески напряжения в цепи питания. Поскольку некоторые токи земли ШИМ текут обратно через цепь контроллера, всплески тока приведут к небольшим флуктуациям напряжения на шине земли контроллера двигателя. Если эти напряжения достаточно большие, логика контроллера может интерпретировать их как изменения логических уровней входных сигналов управления. К тому же любые АЦП на плате драйвера воспримут эти наводки как изменения входных сигналов.

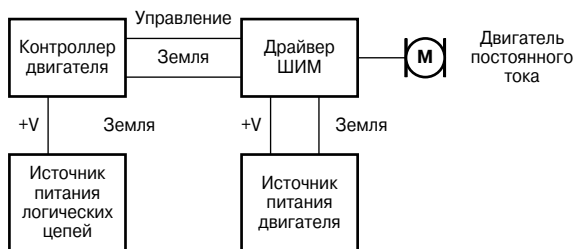


Рис. 8.5. ШИМ-драйвер двигателя

Данную систему можно заставить работать корректно, если снизить сопротивление проводников обратного тока так, чтобы падение напряжения на них было минимальным. Однако такие меры могут оказаться недостаточными, если двигатель потребляет значительные токи, и нужно изменить сигнал на уровне несколько милливольт.

Другой вариант построения данной системы показан на **Рис. 8.6**. Земли цепей питания логики и двигателя проходят отдельно и соединяются в одной точке только в источнике питания.

Точка соединения земель — это обычно точка соединения с корпусом прибора. Такое соединение решает указанную проблему, но вызывает новую. При слишком высоком сопротивлении проводов всплески тока ШИМ могут привести к тому, что ШИМ-драйвер будет воспринимать недействительные логические уровни, поскольку потенциал его земли будет меняться относительно потенциала земли управления двигателем. Решением здесь будет снижение сопротивления всех проводов заземления. Со стороны двигателя тогда может понадобиться довольно толстый жгут силовых проводов большого сечения. Другими словами, сечение проводов заземле-

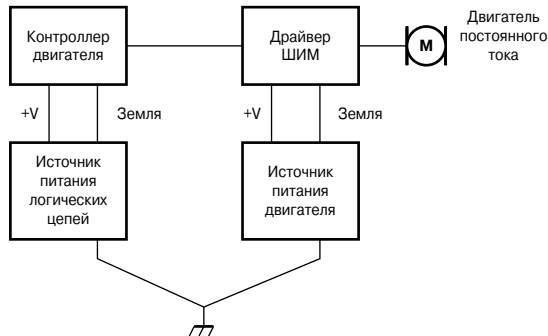


Рис. 8.6. Контроллер двигателя с разделенными землями

ния двигателя следует выбирать, руководствуясь не только максимальным током двигателя, но и уменьшением сопротивления проводов заземления, что приведет к снижению влияния электромагнитных помех. Замечу, что провода выбирают с минимальным погонным сопротивлением¹⁾.

Часто шумы системы возрастают из-за того, что не выполняются требования к заземлению. В больших системах, подсистемы в которых разработаны разными фирмами, заземление зачастую не разведено должным образом. В одной из подсистем может иметь место соединение между логической землей и корпусом прибора, образующее земляную петлю, поскольку корпуса приборов также обычно заземляются. В больших системах необходимо рассматривать заземление всех приборов как отдельный проект с учетом минимизации электромагнитных помех.

8.1.2. Самонаведенные токовые ошибки

Если система управляет несколькими двигателями, то могут возникнуть программные ошибки, связанные с уровнем потенциала земли. Если по компьютерной программе включатся все двигатели одновременно, то возникнет значительный импульс тока, способный создать проблемы в электронных цепях, даже если шины земли обладают достаточно низким импедансом. Решением здесь будет поочередный запуск двигателя и ограничение одновременно работающих двигателей для снижения потребляемого тока. В случаях, когда ток двигателя может принести вред точным измерениям на АЦП, считывание данных лучше производить при выключенном двигателе. Это минимизирует влияние шумов шины земли как источника помех.

¹⁾ Погонное сопротивление — это сопротивление 1 м провода. (Прим. науч. ред.)

8.2. Электростатический разряд

Электростатический разряд (electrostatic discharge, ESD) — это электрическая искра, например, которая может образоваться, если в холодный сухой день пройти по ковру, а затем прикоснуться к металлической дверной ручке. Этот тип высокого напряжения может вывести из строя электронные схемы, воздействуя на их входы, например КМОП интегральные микросхемы, с высоким входным сопротивлением. Электростатический разряд обычно производит большое количество высокочастотных колебаний большой мощности, поскольку обладает очень малой длительностью импульса, и относится к одному из видов помех. Электронные блоки обычно защищаются от влияния помех от разрядов с помощью ферритовых колец, надетых на сигнальные провода, и фильтров НЧ.

Как и в случае паразитной связи по земле наводка от электростатического разряда может проникнуть в электронный блок по шине земли. Разряд способен нарушить работу даже хорошо защищенных по постоянному току приборов, так как обладает значительной высокочастотной составляющей.

Обнаружить и предотвратить помехи от электростатических разрядов можно только тестированием системы с использованием специального тестового генератора, производящего мощные электрические разряды вблизи корпуса прибора.

8.2.1. Самонаведенный электростатический разряд

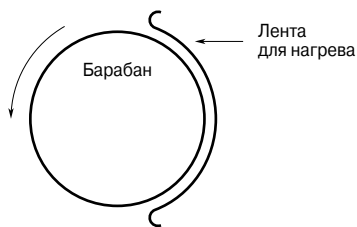


Рис. 8.7. Самонаведенный электростатический разряд от вращающегося барабана из диэлектрик

Если в устройствах с двигателями применяются механизмы с ременной передачей, шкивами, пластмассовыми редукторами и другими подвижными частями из изолирующих материалов, существует потенциальная возможность возникновения *самопроизвольного электростатического разряда*. При определенном подборе материалов движущийся относительно шкива ремень может образовывать *генератор Ван-де-Граафа* (создающий *электростатическую помеху*). На **Рис. 8.7** показана реальная система,

с которой мне довелось работать, обладающая способностью создавать значительные электростатические разряды. Нагреватель — пластмассовая лента — в этой установке обернута вокруг вращающегося барабана. Объекты, которые надо было нагреть, располагались под нагревателем, и давле-

ние между нагревателем и барабаном производило пломбирование (sealing action). Проблема заключалась в том, что на стадии разработки кто-то обнаружил, что лучшей теплопередачи можно добиться, заменив проводящий металлический барабан на непроводящий пластмассовый. Это был неудачный пример усовершенствования. В результате, при нормальных условиях проскакивали искры длиной до 0.635 см (1/4 дюйма) от пластиковой ленты. Это привело к серьезным сбоям в электронике, например к случайным сбросам микропроцессора. Если вам предстоит использовать в установке вращающиеся барабаны, ленты, шкивы, удостоверьтесь в правильности выбора материалов данных компонентов, чтобы исключить электростатические помехи.

8.2.2. Защита от электростатического разряда

На **Рис. 8.8** показано, как можно использовать диоды для защиты от электростатических разрядов. На **Рис. 8.8а** показано, как защитить входную линию при помощи двух диодов. Диод D1 защищает цепь от возрастания напряжения выше, чем прямое падение напряжения на диоде плюс напряжение питания. Диод D2 защищает цепь от падения напряжения ниже потенциала земли плюс прямое падение напряжения на диоде. Следует учитывать, что в схему могут быть установлены медленно действующие диоды, и по этой причине невозможно предотвратить быстрые изменения напряжения, вызванные электромагнитным импульсом разряда. На **Рис. 8.8б** показано, как последовательно включенный в линию резистор улучшает параметры защиты цепи. За счет емкости диодов и сопротивления R1 во входной цепи, образованная RC-цепь снижает скорость нарастания импульса. В цепях, где нельзя использовать последовательно включенные резисторы, на сигнальный провод обычно надевают ферритовые кольца, что также дает неплохие результаты.

Защитные диоды должны быть рассчитаны на полную мощность импульса наводки. Куда уходит эта мощность? Обычно считается, что в источник питания. Энергия электромагнитного импульса проследует через диоды либо на землю, либо в источник питания. Если емкость в фильтре питания недостаточна или если цепи питания имеют довольно высокое сопротивление, входной блок может и выдержит влияние разряда, однако в системе что-нибудь выйдет из строя (**Рис. 8.8д**). В большинстве устройств шины питания и земли проложены с помощью печатного монтажа, что уменьшает проблемы, однако если напряжение питания схем подается по проводам, то следует предусмотреть меры борьбы с электромагнитными наводками. Также, если цепь с ограничительными диодами находится на

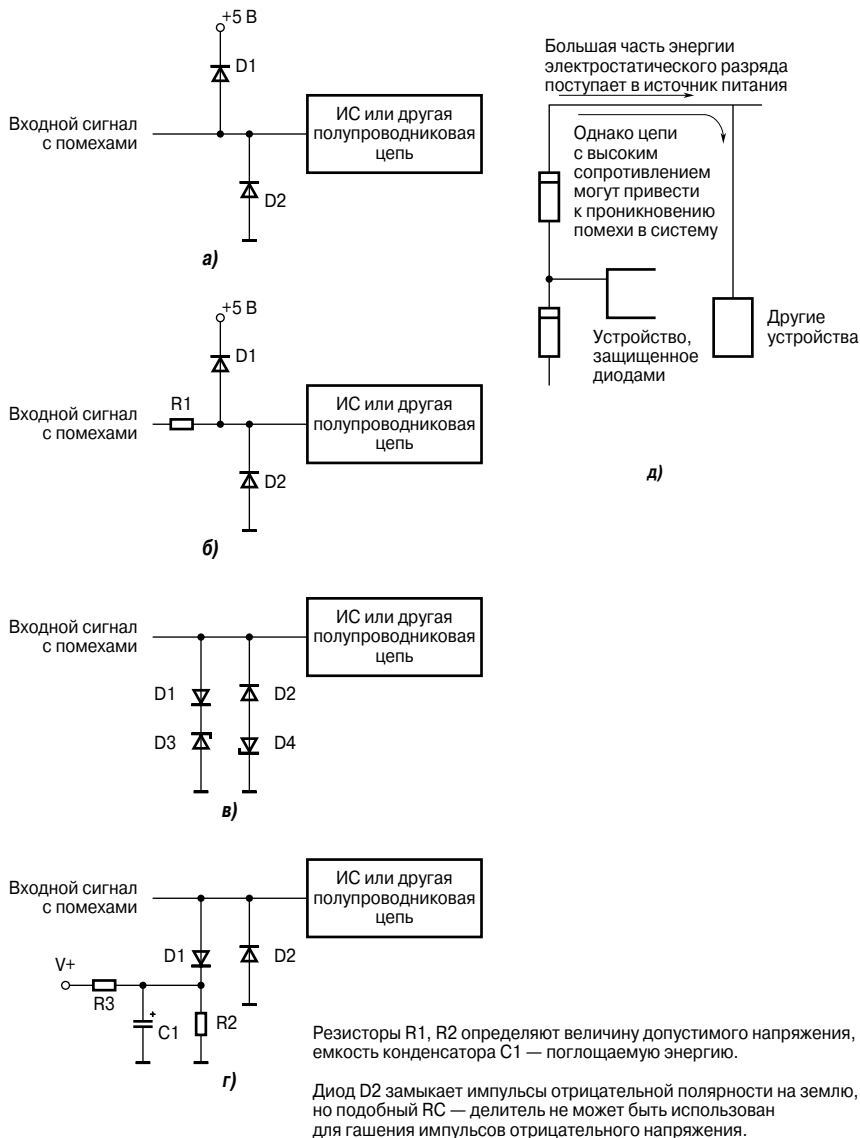


Рис. 8.8. Защита от электростатических разрядов

одном конце кабеля, то это не значит, что электроника на другом конце кабеля достаточно защищена от влияния электростатических разрядов.

Многие из этих эффектов можно минимизировать, надев ферритовые кольца не только на сигнальные провода, но и на провода питания. Естественно, следует учитывать частотные свойства самого сигнала. Надевание ферритовых колец на кабель с видеосигналом, например, приведет к нежелательному ослаблению сигнала, хотя и защитит от электромагнитных помех.

В некоторых случаях ограничение на уровне напряжения питания может оказаться слишком высоким для последующих цепей. Представим, что ОУ, работающий с питанием ± 12 В, подает сигнал в логическую цепь. Хотя режим работы ОУ рассчитан так, что напряжение на выходе его никогда не превысит логических уровней, электромагнитный импульс, ограниченный на 12 В, может привести к «защелкиванию» логической схемы. На **Рис. 8.8в** показано применение стабилитронов для ограничения разрядного напряжения до требуемого уровня. Наконец, на **Рис. 8.8г** показано, как можно ограничить напряжение с помощью резистивного делителя и емкости. Емкость следует выбрать достаточно большой для поглощения всей энергии импульса без значительных колебаний в цепи питания. Можно применить керамический конденсатор емкостью 0.01 мкФ параллельно с электролитическим конденсатором большой емкости (обычно 100 мкФ). Керамический конденсатор быстро среагирует на фронт импульса, компенсируя ограниченные высокочастотные свойства электролитического конденсатора. Этот метод обладает также преимуществом в ограничении бросков напряжения при выключении питания.

При установке защиты от электростатических разрядов следует рассмотреть работу системы в целом. Добавление защитных диодов предотвратит влияние разрядов, но может привести к ошибочной обработке входных сигналов. Что можно сделать в этом случае? Возможно, придется выполнить дополнительную программную цифровую фильтрацию для игнорирования подобных состояний на входах. В некоторых случаях при возникновении разряда может оказаться необходимым даже принудительный сброс всей системы. Потребуется также задействовать *сторожевой таймер* (watch-dog timer) микропроцессора для перевода его в дежурный «спящий» режим.

9.1. Общие сведения

В этой главе будут рассмотрены *системы высокой точности* (high-precision applications). Высокая точность — трудно определяемый термин, но в нашем случае под высокой точностью мы будем подразумевать измерения с разрешением более 10 бит.

Высокая точность обычно требуется в одном из двух случаев: при необходимости в измерении очень малых величин или величин в очень широком динамическом диапазоне. Термин «высокая точность» обычно трансформируется в высокую разрешающую способность: потребуется 12- или 16-битный АЦП, вместо 8- или 10-битного. Однако увеличение разрешающей способности несет с собой и дополнительные сложности. 10-битный АЦП с диапазоном 5 В обладает разрешением 4.88 мВ на один шаг. 12-битный АЦП обладает шагом 1.2 мВ, что соответствует увеличению разрешения в 4 раза. Обратите внимание, что флуктуации напряжения на уровне 3 мВ приведут к вариациям ± 1 отсчет на выходе 10-битного АЦП, и, в то же время, — ± 3 отсчета для 12-битного АЦП и ± 10 отсчетов при 16-битном преобразовании.

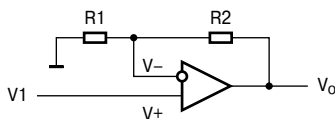


Рис. 9.1. Неинвертирующий усилитель на ОУ

Многие погрешности в системах высокой точности добавляются операционными усилителями. На **Рис. 9.1** показан *неинвертирующий усилитель*. Мы можем записать основное уравнение работы ОУ:

$$V_o = A_v(V_+ - V_-),$$

где V_o — выходное напряжение усилителя,

A_v — коэффициент усиления с разомкнутой петлей ОС,

V_+ — напряжение на неинвертирующем входе,

V_- — напряжение на инвертирующем входе.

Поскольку V_+ соединен со входом, V_1 и V_- образуют делитель напряжения с V_o и землей:

$$V = \frac{V_o \times R_1}{R_2 + R_1}.$$

Основное уравнение усилителя будет иметь следующий вид:

$$V_o = A_V \left(V_1 - \frac{V_o \times R_1}{R_1 + R_2} \right).$$

Раскроем скобки:

$$V_o (R_1 + R_2) = (A_V \times V_1 \times R_1) + (A_V \times V_1 \times R_2) - (A_V \times V_o \times R_1).$$

Выразим это уравнение относительно V_o :

$$V_o = \frac{A_V \times V_1 \times R_1}{R_1 + R_2 + A_V \times R_1} + \frac{A_V \times V_1 \times R_2}{R_1 + R_2 + A_V \times R_1}.$$

Поделим числители и знаменатели дробей справа на A_V , получим следующее выражение:

$$V_o = \frac{V_1 \times R_1}{\frac{R_1}{A_V} + \frac{R_2}{A_V} + R_1} + \frac{V_1 \times R_2}{\frac{R_1}{A_V} + \frac{R_2}{A_V} + R_1}.$$

Если величина A_V достаточно большая, то выражение можно упростить:

$$V_o = V_1 + \frac{V_1 \times R_2}{R_1} \quad \text{или} \quad V_o = V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Это выражение обычно используется для функции преобразования неинвертирующего усилителя. Как бы то ни было, данное выражение приемлемо лишь в том случае, если величина A_V достаточно велика. Что происходит в реальном ОУ? Например, маломощный усилитель LM318 характеризуется коэффициентом усиления с разомкнутой петлей ОС от 50000 до 200000. Предположим, мы собрали неинвертирующий усилитель с параметрами: $R_1 = 10$ кОм и $R_2 = 50$ кОм, V_1 составляет 1.2 В. Подставляя значения R_1 , R_2 , V_1 в уравнение для идеального случая, получим на выходе следующее напряжение:

$$V_o = V_1 \left(1 + \frac{V_1 \times R_2}{R_1} \right) = 1.2 \left(1 + \frac{50 \text{ кОм}}{10 \text{ кОм}} \right) = 7.2 \text{ В}.$$

Теперь, если учесть, что реальный ОУ LM318 обладает коэффициентом усиления 100000, с использованием полного уравнения, получим следующую величину:

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{A_v \times V_1 \times R_1}{R_1 + R_2 + A_v \times R_1} + \frac{A_v \times V_1 \times R_2}{R_1 + R_2 + A_v \times R_1} = \\ &= \frac{100000 \times 1.2 \times 10 \text{ кОм}}{10 \text{ кОм} + 50 \text{ кОм} + (100000 \times 10 \text{ кОм})} + \\ &+ \frac{100000 \times 1.2 \times 50 \text{ кОм}}{10 \text{ кОм} + 50 \text{ кОм} + (100000 \times 10 \text{ кОм})} = \\ &= 7.199568 \text{ В}. \end{aligned}$$

Это близко к идеализированному результату, но отличается на 432 мкВ. Такая ошибка не вызовет проблем в 8-битной системе с диапазоном преобразования 0...5 В, однако составит погрешность целых 5 шагов в 16-битном АЦП. Проблемой станет и увеличение коэффициента усиления с петель ОС. Предположим, что R_2 составляет 110 кОм (коэффициент усиления 12), а входное напряжение 0.6 В. Рассчитанная по идеализированной формуле величина составит также 7.2 В. В действительности на выходе установится напряжение 7.199136 В, что уже на 864 мкВ отличается от расчетного в 7.2 В.

9.2. Входное напряжение смещения

Идеальный ОУ на выходе даст 0 при любых равных напряжениях на его входах. В реальном ОУ параметры входных транзисторов могут несколько отличаться друг от друга, тем более при различных температурах. Эти различия вызывают входное напряжение смещения. Входное напряжение смещения ОУ определяется как напряжение, которое должно быть приложено между входами ОУ для получения на выходе 0. Для учета влияния напряжения смещения снова рассмотрим неинвертирующий усилитель. Выражение для выходного напряжения усилителя с учетом напряжения смещения примет следующий вид:

$$V_o = A_v (V_+ - V_- + V_X),$$

где V_X — входное напряжение смещения. Новый параметр добавим в общее уравнение для неинвертирующего усилителя:

$$V_o = A_v \left(V_1 - \frac{V_o \times R_1}{R_1 + R_2} + V_X \right).$$

Решая это уравнение относительно V_o , и предполагая, что усиление A_v достаточно большое, получим:

$$V_o = V_1 + \frac{V_1 \times R_2}{R_1} + V_X + \frac{V_X \times R_2}{R_1} \quad \text{или} \quad V_o = (V_1 + V_X) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Как можно заметить, входное напряжение смещения умножается на тот же коэффициент, что и входное напряжение (как в реальном, так и в идеальном случае). Это приводит к значительной погрешности на выходе. В спецификации на LM318, например, указана величина напряжения смещения от 4 мВ (тип.) до 10 мВ (макс.). Приняв напряжение смещения 10 мВ при усилении 6, получим смещение выходного напряжения 60 мВ. Это три шага АЦП, то есть целых 2 бита ошибки в 8-битной системе с диапазоном 0...5 В. В 16-битной системе такое смещение создаст ошибку в 786 шагов, то есть в 9 бит! Естественно, LM318 не подойдет для преобразований высокой точности.

К счастью, мы выбрали ОУ LM318 только для демонстрации проблемы, вызываемой напряжением смещения, поскольку LM318 — высокоскоростной ОУ с малым потреблением тока, но не предназначенный для прецизионных измерений. Для обеспечения высокой точности при усилении сигналов следует выбрать, например, *ИС прецизионного ОУ MAX400 фирмы MAXIM/Dallas*, напряжение смещения которой составляет всего 10 мкВ. В рассмотренной нами системе с коэффициентом усиления 10, усилитель на основе MAX400 получит на выходе смещение всего 60 мкВ. Это даже меньше, чем 1 бит при 16-битном преобразовании в диапазоне 0...5 В.

9.3. Входное сопротивление

Схемы на основе идеального ОУ обычно рассчитаны при условии, что входные токи ОУ равны нулю, поскольку входное сопротивление ОУ бесконечно. Однако небольшие токи все же текут через входы реального ОУ. Входное сопротивление LM318, например, составляет от 0.5 МОм (мин.) до 3 МОм (тип.). Для упрощения предположим, что сопротивление источника на входе ОУ пренебрежимо мало.

На **Рис. 9.2** показано влияние входного сопротивления R_i , между инвертирующим и неинвертирующим входами. Если предположить, что входное сопротивление ОУ равно 3 МОм, тогда выражение для коэффициента усиления ОУ будет выглядеть следующим образом:

$$V_o = \frac{R_1 \cdot R_i + R_2 \cdot R_i}{\frac{R_1 \cdot R_i + R_2 \cdot R_1 + R_2 \cdot R_i}{A_v} + R_1 \cdot R_i}.$$

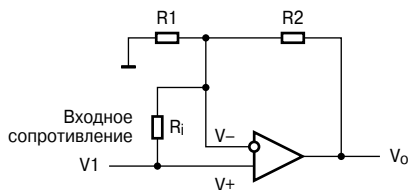


Рис. 9.2. Входное сопротивление ОУ

Если величина A_V достаточно велика, тогда слагаемое с A_V в знаменателе будет стремиться к нулю. Слагаемым, содержащим R_i , можно будет пренебречь, и результат будет совпадать с идеальным уравнением. Следовательно, конечное сопротивление R_i влияет на коэффициент усиления ОУ с разомкнутой петлей ОС.

Входное сопротивление ОУ LM318 весьма низкое, а ИС MAX400 обладает, например, входным сопротивлением порядка 30 МОм. Таким образом, можно выбрать ОУ с высоким входным сопротивлением, использование которого улучшает согласование с низкоомными нагрузками. Другой путь снижения ошибки, вызванной конечной величиной входного сопротивления, заключается в снижении сопротивлений R_i и R_1 . Естественно, увеличение входного тока ОУ может сказаться на работе других каскадов системы.

В данном примере мы пренебрегли сопротивлением неинвертирующего входа ОУ. Если предполагается соединение ОУ с высокоимпедансным источником, тогда конечное сопротивление неинвертирующего входа может образовать с сопротивлением источника делитель напряжения.

9.4. Частотные характеристики

На Рис. 9.3 показана типичная зависимость коэффициента усиления от частоты для ИС LM318. Коэффициент усиления с разомкнутой петлей ОС падает с ростом частоты до 0 дБ (единичное усиление) на частоте 10 МГц. Ранее мы показали, что реальный коэффициент усиления неинвертирующего усилителя на основе ОУ LM318 составляет 5.99964 (7.199568\1.2) в отличие от идеального, равного 6. Теперь, анализируя график на Рис. 9.3 мы видим, что коэффициент усиления с разомкнутой петлей ОС равен 100000 на частоте 0 Гц, 3000 на частоте 1 кГц и 500 на частоте 10 кГц. Если теперь подать на вход усилителя сигнал амплитудой 1.2 В, с коэффициентом усиления, равным 6, то на выходе получим следующие амплитуды для разных частот:

- Выходное напряжение при 0 Гц равно 7.199568 В (коэффициент усиления 5.99).
- Выходное напряжение при 1 кГц равно 7.185 В (коэффициент усиления 5.98).
- Выходное напряжение при 1 кГц равно 7.115 В (коэффициент усиления 5.93).

Даже в 8-битной системе появляется ошибка в 2 бита на частоте 10 кГц. Частотные характеристики ОУ влияют на точность в прецизионных схемах. Чем выше коэффициент усиления, тем более негативным оказывается влияние частотной зависимости. Если в том же усилителе установить коэффициент усиления, равный 60, вместо 6 ($R_1/R_2 = 10 \text{ кОм}/599 \text{ кОм}$), тогда усиление упадет до 59.688 на частоте 1 кГц и 54.28 на частоте 10 кГц.

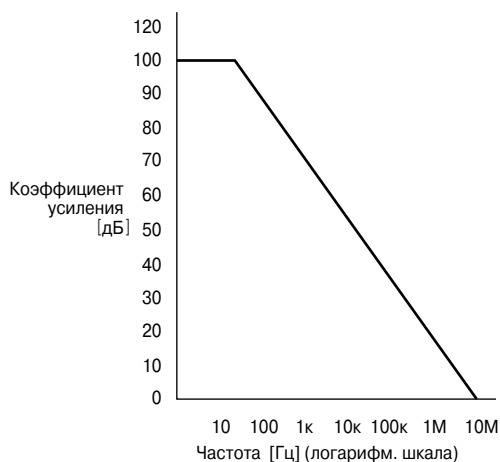


Рис. 9.3. Зависимость коэффициента усиления ИС LM318 от частоты

9.5. Влияние температуры на сопротивление резисторов

Сопротивление резисторов изменяется в зависимости от температуры. Соотношение между сопротивлением и температурой определяется *температурным коэффициентом сопротивления, ТКС* (temperature coefficient, TC) и измеряется в миллионных долях — 10^{-6} на градус Цельсия (ppm/°C). Типичные значения ТКС для пленочных резисторов лежат в диапазоне 25...100 ppm/°C. Для вычисления ТКС можно применить следующую формулу:

$$TC = \frac{R_2 - R_1}{(T_2 - T_1)R_1} \times 10^6 ,$$

где TC — температурный коэффициент сопротивления,

T_1 — начальная температура,

T_2 — конечная температура,

R_1 — сопротивление при температуре T_1 ,

R_2 — сопротивление при температуре T_2 .

Для того чтобы найти сопротивление резистора при изменившейся температуре, данное выражение можно переписать:

$$R_2 = \frac{TC \times R_1 \times (T_2 - T_1)}{10^6} + R_1 .$$

Предположим, что резисторы, применяемые в рассматриваемом нами неинвертирующем усилителе, обладают ТКС, равным 100 ppm/°C, и температура окружающей среды составляет 25°C. Что произойдет, если резистор, под действием приложенного напряжения нагреется на 10°C? Используя предыдущее выражение, можно определить, что сопротивление его возрастет до 10010 Ом. Это изменит коэффициент усиления (по формуле для идеального усилителя) с 6 до 5.995. В результате выходное напряжение упадет с 7.2 до 7.194 В — нечувствительный эффект для 8-битного преобразования, однако приведет к 1 биту ошибки при 10-битном и к 2 битам при 12-битном преобразовании. Этот пример искусственный, но приводится для того, чтобы заострить проблему, потому что один резистор может отводить тепло с меньшей эффективностью и поэтому иметь более высокую температуру корпуса, чем другой и по другим причинам. Например, неудачно разместили резисторы на монтажной схеме или применили резисторы с большим ТКС. Решением проблемы будет перемещение резисторов подальше от горячей ИС, что могло бы уменьшить эту температурную ошибку. Используя резисторы с более низкими температурными коэффициентами также можно уменьшить ошибки, вызванные температурой.

9.6. Источник опорного напряжения

В любой системе с АЦП требуется применение *источника опорного напряжения (ИОН)*. Все ИОН характеризуются номинальным напряжением и допустимым отклонением от этого напряжения. Поскольку ИОН являются полупроводниковыми приборами, изменения температуры также оказывают на них определенное влияние.

ИС LM336A-2.5 — ИОН, схема включения которого во многом схожа со схемой включения стабилитрона (Рис. 9.4). При 25°C напряжение, создаваемое данной ИС может лежать в пределах от 2.44 до 2.54 В (ИС с индексом В обладают более широким диапазоном выходного напряжения). Если ИС LM336 используется в качестве ИОН для 8-битного АЦП, входному напряжению 1 В соответствует число 100 на выходе ($V_{REF} = 2.54$ В) и число 104 ($V_{REF} = 2.44$ В). На выходе 10-битного преобразователя при том же 1 В на входе разброс данных будет еще шире — от 403 до 419.

На Рис. 9.4 также показана схема включения LM336 для подачи на АЦП минимальной, номинальной и максимальной величин опорного напряжения. При напряжении 0 В на входе, на выходе АЦП также должно быть значение 0. При линейном росте входного напряжения, число на выходе АЦП должно увеличиваться на постоянную величину. В рассматриваемой цепи диапазон изменения напряжения составляет 120 мВ. Естественно, такая цепь нуждается в предварительной ручной подстройке.

Компенсация изменений напряжения может быть выполнена программно. Если на систему подается известное точное напряжение, программно можно вычислить смещение. В нашем примере, если подать напряжение 1 В на вход 10-битного АЦП с ИС LM336 в качестве ИОН, выходная величина должна составить 409 при величине опорного напряжения 2.5 В. Если на выходе АЦП получаем 419, значит опорное напряжение несколько ниже, и все результаты следует умножать на 409/419 или 0.976. Если же результат равен 403, например, то умножать следует на 1.014.

Конечно, во многих системах недоступна операция умножения с плавающей точкой, однако ее можно поменять на считывание из 1024-битной таблицы. В этом случае каждая выходная величина АЦП служит индексом таблицы для получения исправленного числа. Преимущество такого подхода в том, что вычисления необходимо делать только один раз при калибровке системы. Однако применение энергонезависимой памяти увеличивает стоимость. Как и в любой схеме, требующей калибровки, при замене блоков в производственных условиях может потребоваться дополнительная подстройка параметров (микропроцессора или памяти).

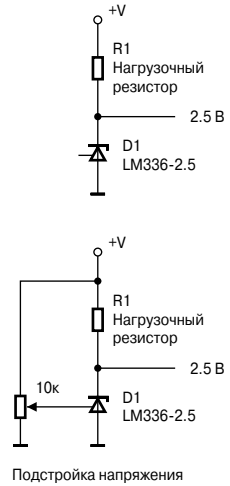


Рис. 9.4. Источник опорного напряжения на основе LM336

Микропроцессорные системы обычно не имеют специализированных выводов для калибровки. Так вы можете использовать для этих целей какой-либо вывод микроконтроллера, присоединив его через резистор к положительной шине питания и установив перемычку на плате от данного вывода к земле. При включении питания программа проверит логический уровень на выводе. Если на выводе **ВЫСОКИЙ** логический уровень, то программа работает в обычном режиме, если **НИЗКИЙ** — следует выполнить калибровку.

Выходное напряжение ИС LM336 также изменяется с температурой — на 30 мВ во всем температурном диапазоне ($-55...+125^{\circ}\text{C}$). Этот дрейф также повлияет на результат преобразования, как и рассмотренные ранее отклонения опорного напряжения.

Ряд микросхем *ИОН* имеют более точный уровень опорного напряжения. Например, *MAX6225* фирмы *MAXIM/Dallas* при температуре $+25^{\circ}\text{C}$ имеет опорное напряжение 2.5 В с допуском от 2.499 до 2.501 В. Часть микросхем ИОН других версий имеет крайне низкие температурные коэффициенты, достигающие $2 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$. У *MAX6225* есть дополнительная возможность работы в качестве электронного потенциометра, который позволяет произвести настройку диапазона напряжения примерно от 30 до 50 мВ.

9.7. Влияние изменения температуры в целом

Как упоминалось ранее, при изменении температуры изменяются напряжение смещения ОУ, сопротивления резисторов, опорное напряжение и т. д. Все эти погрешности суммируются, влияя на результат преобразования в худшую сторону.

Если все компоненты высокоточной системы собраны в одном месте на плате, условно говоря, в левом углу печатной платы, то компенсацию температурной зависимости можно выполнить программно. Коррекцию данных можно будет осуществить подключением дополнительного температурного датчика, располагая его около некоторых компонентов высокоточной системы. Тогда система может быть калибрована при различных температурах, и константы калибровки заносят в ППЗУ. Программное обеспечение, обращаясь к соответствующим ячейкам ППЗУ, где хранятся константы калибровки, учитывает их, сводя к минимуму все виды температурных погрешностей в высокоточной системе.

Допустим, необходимо измерить некоторое напряжение с датчика. В этом случае на вход системы следует подать точное напряжение и поместить устройство в специальную камеру с изменяющейся температурой. Данные микропроцессорной системы затем сравниваются с температурой

и заносятся в таблицу. Результат можно сохранить в какой-либо энергонезависимой памяти, например в ППЗУ (EEPROM). При работе система будет при каждом измерении считывать значение термодатчика и выдавать уже скорректированную величину, пользуясь составленной ранее таблицей. Если число точек коррекции получается слишком большим, то можно вычислить компенсирующее значение и обойтись изменением программного кода, вместо того, чтобы использовать таблицу. Для применения данной методики необходимо выполнить следующие пункты:

- Убедитесь, что все компоненты высокоточной системы и температурный датчик возможно расположить в одном месте, где температура постоянна. Для этого может потребоваться герметизация или принудительное охлаждение. Непрецизионные компоненты, такие как микропроцессор, например, не требуют герметизации.
- Система должна обеспечивать необходимую пропускную способность и иметь достаточную память для операций с таблицами и проведения необходимых вычислений.
- Подайте на вход системы напряжение строго заданной величины и установите точную температуру при калибровке. Результаты будут верны настолько, насколько точны калибровочные напряжение и температура. Ранее в примере показан простой метод проверки изменения выходных параметров с изменением температуры. В некоторых системах, где требуется измерять световые или звуковые величины, задание определенных входных параметров может оказаться сложной задачей.

Если применены такие прецизионные компоненты, которые сами значительно нагреваются (например, резисторы, на которых рассеивается достаточная мощность), то результаты будут менее точными и коррекцию произвести будет намного сложнее.

Данная методика не для выпуска больших партий систем, поскольку каждый раз требуется точная калибровка. Если датчик находится на удалении от системы, то влияние на него изменений температуры не компенсировать, если не использовать дополнительный (второй) температурный датчик.

9.8. Заземление и шумы

На Рис. 9.5а изображены АЦП высокого разрешения и кварцевый генератор. Когда генератор переключается, по шине земли протекают значительные токи к источнику питания. Поскольку сопротивление провода земли всегда несколько больше нуля, в месте соединения земли АЦП с об-

щей землей также будут наблюдаться импульсные помехи. Амплитуда этих импульсов будет зависеть от сопротивления шины земли и от тока генератора. Чем выше разрешение АЦП, тем при меньшем напряжении помехи будут наблюдаться проблемы. Даже при применении довольно медленного АЦП импульсная помеха может создать на выходе нежелательный шум. На **Рис. 9.5б** показано, как правильно организовать заземление для того, чтобы свести ошибки к минимуму.

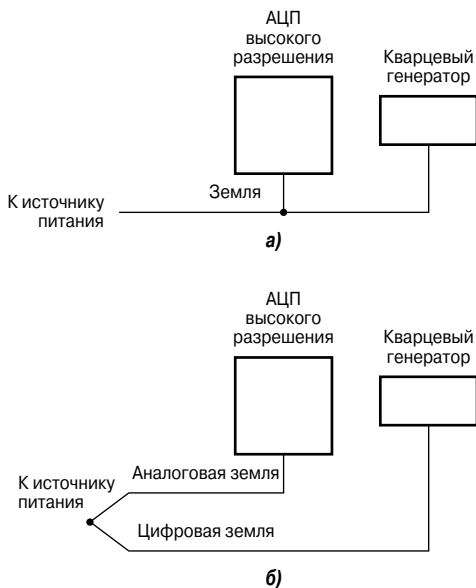


Рис. 9.5. Шум на шине земли

Генератор следует соединить с источником питания отдельным проводом. Такое соединение, разделяющее цепи питания цифровых и аналоговых схем, обычно выполняется при помощи печатного монтажа на плате.

Принцип разделения цепей питания цифровых и аналоговых подсистем необходимо учитывать и при использовании ЦАП, УВХ, схем на ОУ и т. п. В большинстве систем высокой точности обязательно применение отдельной шины земли для аналоговых сигналов. Иногда даже требуется провести несколько шин земли для различных аналоговых узлов системы.

Наконец, снижения шума по земле можно достичь дополнительно усилив входной сигнал. Например, при применении 12-битного АЦП, увеличение диапазона входного сигнала от 0... 100 мВ до 0...2.5 В изменит

шаг АЦП с 24.4 до 610 мкВ. Таким образом, при входном диапазоне до 100 мВ шумы на уровне 24.4 мкВ создадут ошибку в 1 бит, тогда как в диапазоне до 2.5 В понадобится уже уровень шума 610 мкВ для такой же погрешности. Конечно, любой шум или смещение, которые появляются на входах, уменьшатся при масштабировании, но результирующий шум, добавленный к сигналу после масштабирования (типа шума земли АЦП), не увеличится.

9.9. Печатная плата

Трассировка печатной платы (Printed Circuit Board Layout, PCB) имеет большое значение в аналоговых системах и зависит от квалификации конструктора при ручной разводке или от сложности программы машинной разводки. Непрофессиональная трассировка может привести к паразитной связи по земле и шумам схемы. Возможна так называемая недоразводка, когда нельзя проложить печатную дорожку и вместо этого запаиваются проводники в изолированной оплетке между элементами схемы, с которыми нет соединения.

9.9.1. Заземление на печатной плате

Как уже упоминалось ранее, заземление аналоговых цепей следует выполнить так, чтобы по нему проходили только токи аналоговых сигналов. Если токи цифровой подсистемы пойдут по аналоговой земле, они создадут шумы и нежелательные смещения сигналов в аналоговых устройствах типа ОУ и АЦП. Если плата обработки сигналов соединяется с источником питания при помощи кабеля, то следует удостовериться, что погонное сопротивление кабеля достаточно мало. Большое сопротивление проводов питания может привести к значительному смещению входного напряжения аналогового сигнала. В прецизионных системах следует предусмотреть для аналоговых цепей отдельные шины земли и отдельные провода в кабеле от источника питания.

Некоторые шумы могут проникнуть из цифровой подсистемы в аналоговые цепи за счет паразитных емкостей печатного монтажа. Для снижения этого влияния можно расположить проводники цифровых сигналов под углом 45° к проводникам аналоговых сигналов. Возможно, также пропустить трассы аналоговых сигналов между плоскими шинами аналоговой земли в многослойной печатной плате по типу сэндвича. Если проводник аналогового сигнала все же оказывается рядом с проводником цифрового сигнала, следует отодвинуть его как можно дальше и между проводниками проложить шину земли.

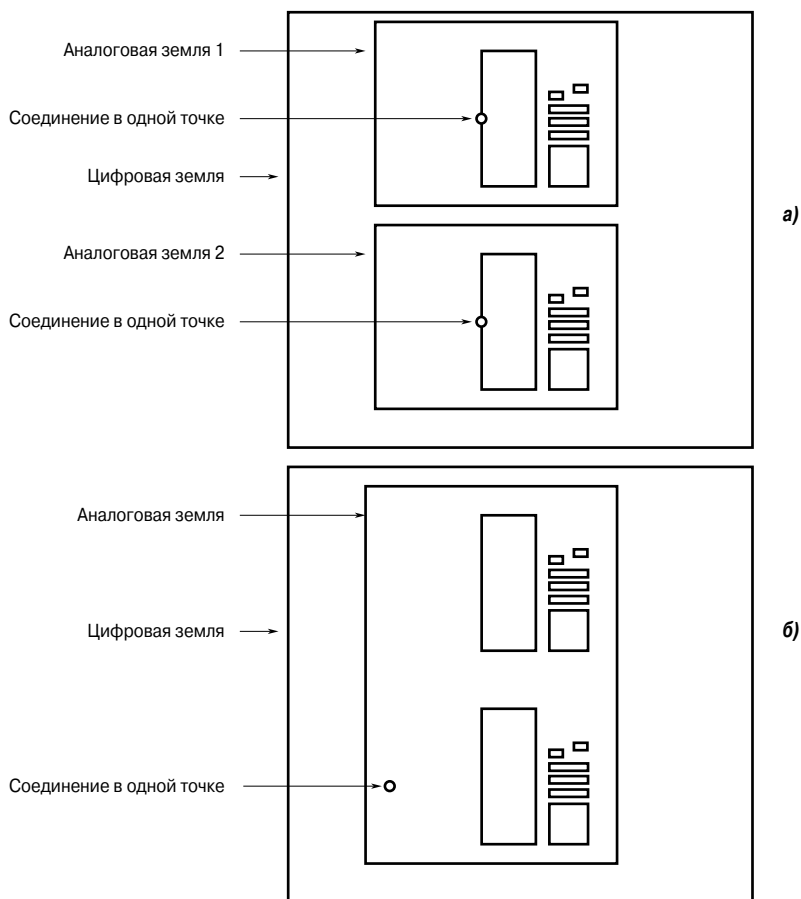


Рис. 9.6. Два аналоговых устройства на одной печатной плате

АЦП содержит и аналоговую и цифровую секции, и во многих АЦП предусмотрены отдельные выводы земли для аналогового и цифровых сигналов. Компоновка всех цифровых элементов вдали от аналоговой части — верный способ снизить влияние шума цифровых цепей на измеряемый сигнал. В спецификациях на многие АЦП рекомендуется соединять аналоговую и цифровую земли у вывода цифровой земли АЦП. Но как соединять в этом случае земли двух АЦП?

На **Рис. 9.6** показаны два пути решения этой проблемы. На **Рис. 9.6а** у платы одна цифровая и две аналоговые земли. Каждая аналоговая земля имеет соединение с цифровой землей. Этот подход будет работать, если две аналоговые схемы не соединяются между собой.

На **Рис. 9.6б** демонстрируется метод соединения двух аналоговых подсистем с общей землей. Аналоговая земля соединяется с цифровой в одной точке. При таком расположении выводы цифровой земли АЦП соединяются с шиной цифровой земли, но не с шиной аналоговой земли.

9.9.2. Источник питания

Иногда аналоговая подсистема должна располагаться на стандартной цифровой плате типа системного интерфейса PC/104 или магистрально-модульного интерфейса (Virtual Machine Environment, VME). Источники питания этих шин не подходят для прецизионных аналоговых цепей. Во-первых, из-за значительного цифрового шума, во-вторых, из-за возможного отсутствия необходимых для аналоговых цепей напряжений питания. На шине PC/104, например, можно получить только +5 и +12 В.

В некоторых случаях удастся снизить цифровой шум с помощью LC-фильтров в цепи питания (см. **Рис. 9.7а**).

Емкость и индуктивность фильтра должны быть выбраны таким образом, чтобы ослаблять, в основном, пульсации на частоте переключения импульсного источника питания, то есть на частоте порядка нескольких десятков кГц. Для некоторых аналоговых цепей требуются иные напряжения питания, чем те, что присутствуют в интерфейсе шины. Типичным примером служит аналоговая подсистема для обработки сигнала, изменяющегося в диапазоне ± 12 В, при наличии питания только +5 В. На **Рис. 9.7б** показано применение преобразователей постоянного напряжения (DC-DC converter) для формирования дополнительных напряжений питания. Поскольку преобразователь напряжения также импульсный, возможно, после него понадобится установить LC-фильтры.

Возможно даже полностью изолировать аналоговую подсистему от цифровой при помощи преобразователя напряжения с изолированными выходами и оптической развязкой на выходе аналоговой части (см. **Рис. 9.7в**). Такая система может включать прецизионный аналоговый входной каскад и АЦП. Применение оптической развязки между аналоговой и цифровой частями облегчает трассировку печатной платы и снижает вероятность получения на плате петель земли. Число оптопар можно свести к минимуму при применении, например, последовательного интерфейса типа SPI, рассмотренного в главе 3. Учтите, что при наладке и калибров-

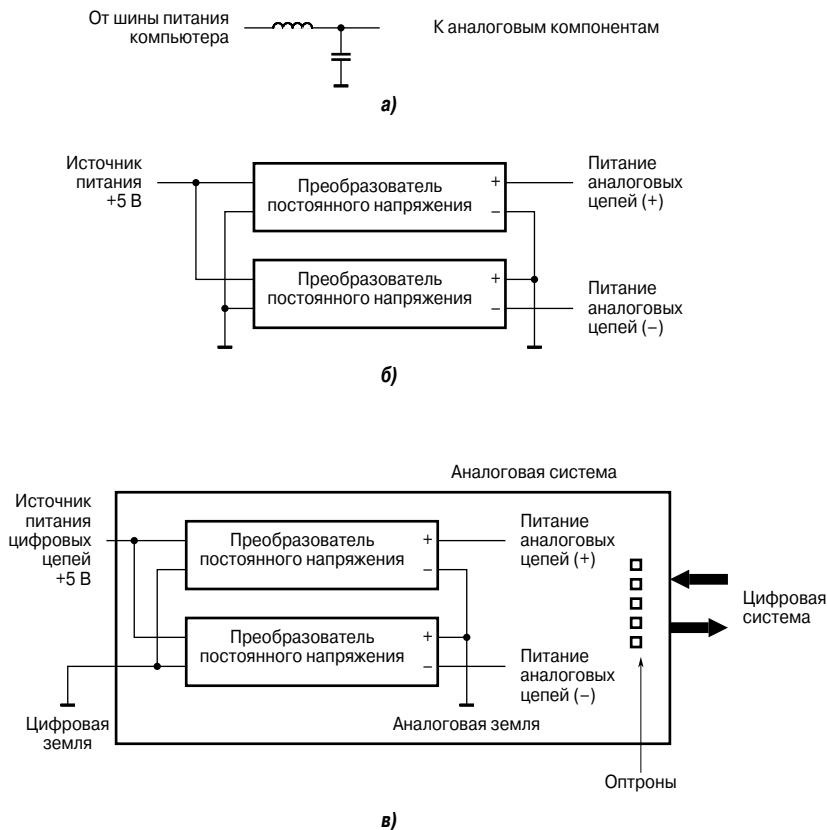


Рис. 9.7. Применение преобразователя напряжения для питания аналоговых цепей

ке подобной системы во избежание влияния шумов нельзя соединять цифровую и аналоговую земли. Настраивать такую систему можно с помощью двухканального осциллографа с разными землями каналов.

9.10. Статистическая погрешность

Для определения самых неблагоприятных условий работы аналоговой цепи можно использовать крайние пределы разброса параметров компонентов. При использовании резисторов с допуском 1%, допустим, можно взять за основу расчетов весь диапазон изменений. Эти расчеты дадут га-

рантированный результат, но могут привести к нежелательному усложнению схемы. Например, учет всех погрешностей может привести к необходимости введения в схему ручной подстройки.

Большинство используемых компонентов характеризуются разной вероятностью появления тех или иных величин. Однако в большинстве случаев закон *распределения величины радиоэлектронного компонента* близок к *нормальному закону распределения*. При использовании 1%-ных резисторов, например, можно обнаружить, что сопротивление большинства резисторов отличается от номинальной величины гораздо меньше, чем на 1%. Вообще, разброс параметров зависит от выбранной производителем технологии.

При расчете погрешности цепи, содержащей большое количество элементов, вероятность попадания выбираемых значений на границы диапазона весьма мала. Чем больше компонентов, тем меньше эта вероятность. Можно оценить число цепей, вышедших за пределы установленного диапазона, приняв во внимание диапазоны погрешностей и законы распределения всех компонентов, входящих в данную цепь. Существуют простые *статистические методы определения разброса параметров* (например, *метод суммы квадратов*). Используя специализированные программные пакеты, можно применить более сложные статистические расчеты, например, на основе *метода статистических испытаний Монте-Карло*.

Статистические оценки параметров схемы основываются на том, что погрешность и закон распределения значений одного компонента не влияет на погрешность и закон распределения значений другого. Таким образом, для применения статистических расчетов, необходимо учесть следующее:

- Компоненты, учитываемые в расчете, должны быть независимы. Например, если у вас 2 резистора одинаковой величины, весьма вероятно, что они от одного производителя, и величины их будут очень близкими. Такие резисторы уже не могут быть рассмотрены как независимые компоненты.
- Законы распределения величин выбранных компонентов должны быть близки к нормальным законам. Например, что вы используете ИОН, и предположим, производитель выбрал ИС ИОН со значениями близкими к номинальному и продает их по более высокой цене. В результате, параметры купленных микросхем будут распределены не по нормальному закону.

Когда расчеты закончены, можете оценить разброс параметров схемы, вызванный разбросом величин применяемых компонентов. Также оцените, сколько процентов погрешности величин могут выйти за допустимые пределы. И после этого принимайте решение.

- Если вы конструируете недорогой блок, то можете просто забраковать блоки, параметры которых оказались вне допустимых пределов.
- Если вы собираете дорогой блок стоимостью в сотни или тысячи долларов, выбрасывать готовые блоки может оказаться невыгодно. В таком случае следует оценить цену статистической погрешности. Например, вы стоите перед выбором: или переделывать 4% плат или ввести в схему ручную подстройку. Что будет дешевле при дальнейшем производстве и эксплуатации?

При принятии решения самым надежным является поиск предельного в статистическом смысле отклонения параметров системы от номинального. Часто эффективные программы статистических методов позволяют получить приемлемые результаты при незначительных затратах.

9.11. Опорное напряжение от источника питания

Формировать опорное напряжение встроенного в микроконтроллер АЦП, как известно, можно от напряжения питания +5 В. Однако на практике трудно встретить применение для прецизионных схем опорного напряжения, полученного от шины питания логических цепей. В большинстве случаев шины питания логики сильно зашумлены и не достаточно стабилизированы для применения в качестве опорного напряжения АЦП или ОУ. Данный раздел приведен здесь в общем виде, примеры вы найдете в других разделах книги.

9.12. Резюме

Суммируя все вышесказанное, стоит отметить, что для построения прецизионных систем необходимо рассмотреть влияние таких факторов, как:

- коэффициент усиления ОУ с разомкнутой петлей ОС;
- напряжение смещения ОУ;
- входное сопротивление ОУ;
- АЧХ ОУ;
- ТКС резисторов;
- зависимость параметров ИОН от температуры;
- разводка цепей заземления;
- трассировка печатной платы;
- возможность гальванической изоляции прецизионной подсистемы от «более грубой», например, силовой электроники — основного источника помех.

Большинство микропроцессорных систем напрямую связываются с датчиками и выходными устройствами. Тем не менее, существует с десяток стандартных интерфейсов, применяемых в промышленных устройствах. Блоки для обмена данными по какому-либо интерфейсу обычно встраиваются в *промышленный компьютер* (industrial PC) или *программируемый логический контроллер* (Programmable Logic Controller, PLC). Интерфейсы рассмотрены здесь кратко, поскольку разработчик может ближе познакомиться с ними в соответствующей литературе.

10.1. Интерфейс IEEE 1451.2

Интерфейс IEEE 1451.2 является открытым стандартом, обеспечивающим связь с датчиками и исполнительными устройствами. Интерфейс IEEE 1451.2 определяется протоколом электрических параметров и протоколом обмена данными. Устройство интерфейса IEEE 1451.2 с встроенным микропроцессором представляет собой модуль, называемый интерфейсным модулем интеллектуальных датчиков (Smart Transducer Interface Module, STIM). Микропроцессор модуля STIM поддерживает физическую связь с датчиками и стандартный интерфейс с системой управления. Каждый модуль STIM может поддерживать до 255 датчиков и исполнительных элементов.

10.1.1. Электрические параметры

Последовательный периферийный интерфейс IEEE 1451 — 10-проводной синхронный последовательный интерфейс. В интерфейсе предусмотрена шина питания +5 В, земля, каналы ввода и вывода данных, сигнал синхронизации, прерывания и др. Блоки IEEE 1451 STIM можно заменять, не отключая источников питания. Каждый STIM способен поддерживать много (до 255) датчиков и исполнительных элементов.

10.1.2. Параметры датчиков

В спецификации на IEEE 1451 подразумевается, что параметры датчиков должны быть заранее описаны в спецификации электроники датчиков TEDS (Transducer Electronic Data Sheet, TEDS). В данной спецификации сообщаются реальные параметры датчиков, такие как верхняя и нижняя границы рабочего диапазона, время подготовки к работе, калибровочная и временная информация. В этой спецификации упоминаются и дополнительные параметры TEDS, относящиеся к датчикам и к будущим расширениям стандарта.

10.1.3. Международная система единиц измерения СИ

Информация, проходящая через устройство интерфейса IEEE 1451, должна быть выражена в международной системе единиц, СИ. Реальный датчик может измерять температуру, напряжение, ток, давление, скорость или другой физический параметр. Измеряемая величина должна быть преобразована в единицы СИ перед передачей в микропроцессор по интерфейсу IEEE 1451. Интерфейсом поддерживаются следующие меры с единицами измерения СИ:

- длина (м);
- масса (кг);
- время (с);
- ток (А);
- температура (°K);
- количество вещества (моль);
- сила света (кд);
- плоский угол (радиан);
- пространственный (телесный) угол (м^2).

Любую измеряемую величину нужно выразить в единицах СИ. Датчик может, например, измерять скорость в милях/час, однако эта величина должна быть приведена STIM-микропроцессором к величине в м/с перед передачей по интерфейсу IEEE 1451.

Когда управляющий процессор считывает данные с датчика IEEE 1451, передается строка со значениями порядков величин, по одному на каждую из величин. В приведенном примере измерения скорости в выходном сигнале присутствовало бы положительное значение порядка для метров и отрицательное для секунд. Все другие значения порядков должны быть равны 0. В стандарте также определен цифровой интерфейс с датчиком и исполнительным устройством.

Несмотря на то что этот метод затруднителен для ПО в STIM-процессоре, он используется в стандартном интерфейсе для управляющих процессоров.

10.2. Последовательный периферийный интерфейс токовая петля 4-20 мА

В последовательном периферийном интерфейсе токовая петля 4-20 мА используется одна пара проводов для подачи питания и для передачи сигналов (**Рис. 10.1**). Необходимое напряжение на паре проводов задает управляющий микропроцессор, обычно промышленный РС. Контроллер также измеряет ток в проводах. Датчик должен преобразовывать измеряемую величину (температуру, скорость и т. п.) в силу тока. Датчик потребляет 4 мА на одном пределе измерений и 20 мА на другом.

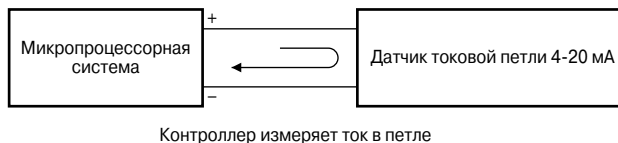


Рис. 10.1. Токовая петля 4-20 мА

Поскольку петля 4-20 мА дифференциальная, данный интерфейс хорошо подходит для считывания данных с удаленных датчиков. Многие виды шумов подавляются дифференциальной системой измерения тока. Недостаток данного метода заключается в необходимости применения двух проводов и чувствительной системы измерения для каждого датчика.

10.3. Интерфейс Fieldbus

Интерфейс Fieldbus — последовательный двунаправленный цифровой интерфейс для соединения аппаратуры измерения и управления, такой как датчики, исполнительные механизмы, контроллеры. По идее, интерфейс Fieldbus призван заменить множественные соединения датчиков токовой петли 4-20 мА на многоканальную линию для считывания данных с многих датчиков по одному однопроводному кабелю (**Рис. 10.2**). Спецификация на Fieldbus представляет собой многоуровневую модель, включающую уровни: физических соединений, связи данных и приложений.

В качестве кабеля соединений интерфейса Fieldbus используется витая пара. Одна пара проводов служит одновременно и для питания устройств, и для обмена данными. Устройства интерфейса Fieldbus потребляют электроэнергию источника питания так же, как и в токовой петле 4–20 мА. Передача данных осуществляется за счет изменения потребления тока передающим устройством; разница в потреблении тока между 0 и 1 составляет 20 мА. При кодировании *фазоманипулированным кодом* «Манчестер-2» скорость передачи данных достигает 31250 бит/с. В коде «Манчестер-2» переключение логических уровней осуществляется в середине бита. Одно из преимуществ данного кода в том, что средняя постоянная величина пары сигналов равна нулю, поскольку каждый бит находится в **ВЫСОКОМ** логическом состоянии в течение половины периода и в **НИЗКОМ** логическом состоянии тоже в течение половины периода. Код «Манчестер-2» относится к *кодам с самосинхронизацией*, то есть синхронизирующий тактовый сигнал выделяется из перепадов информационного сообщения. Относительно низкая скорость передачи данных позволяет использовать весьма длинные линии связи, что важно для создания систем управления на больших предприятиях, подразделения которых рассредоточены друг от друга на несколько километров. На **Рис. 10.2** показан код «Манчестер-2» для бита 0 и 1, а также для последовательности 0110.

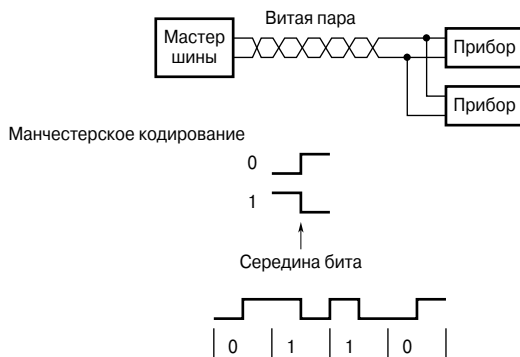


Рис. 10.2. Интерфейс Fieldbus

В интерфейсе Fieldbus применяется *циклический опрос* (polling) и *передача маркера в линию связи* (token passing). Мастера шины опрашиваемого (poll-) устройства передают в информационном слове адрес этого запрашиваемого периферийного устройства. Далее, устройство может передать данные на шину только после опроса одним из мастеров. Если на

шине присутствует одновременно много мастеров, управление шиной производится по маркеру (token), «присвоенному» одному из мастеров в данный момент времени. Когда мастер заканчивает цикл использования шины, он посылает *маркер-сообщение* следующему мастеру, передавая ему управление.

Распространенные периферийные устройства, использующие шину Fieldbus, схожи с устройствами, работающими по интерфейсу 4-20 мА, и включают в себя датчики и исполнительные устройства, такие как датчики давления, температуры, устройства измерения потока и управляемые клапаны.

В данной главе обсуждаются оставленные ранее без внимания вопросы, а также подводятся некоторые итоги.

11.1. Питание микроконтроллера и напряжение смещения

В главе 2 рассматривались эффекты, возникающие при применении напряжения питания для формирования опорных напряжений в системах на основе микроконтроллеров. Во многих случаях можно минимизировать дестабилизирующее влияние эффектов смещения на входах периферийных устройств от изменения напряжения питания. На **Рис. 11.1а** показан терморезистор, подключенный к аналоговому входу микроконтроллера с использованием нагрузочного резистора и прецизионного источника опорного напряжения. На первый взгляд такая схема может показаться достаточно точной, поскольку при точном опорном напряжении на аналоговом входе микроконтроллера напряжение всегда будет соответствовать измеряемой температуре. Проблема здесь в том, что во многих микроконтроллерах используется напряжение питания для формирования опорного напряжения, и точность измерений будет зависеть от стабильности напряжения питания, так как терморезистор и микроконтроллер питаются от разных источников питания.

На **Рис. 11.1б** показана такая цепь делителя, опорное напряжение терморезистора в которой задается от напряжения питания микроконтроллера. Такое включение дает более повторяемые результаты. Если сопротивления терморезистора и R_1 составляют по 10 кОм, например, на аналоговом входе микроконтроллера будет всегда половина напряжения питания независимо от того, какая на самом деле величина этого напряжения. Данный подход разумен, если измерения микроконтроллера соотносятся с величиной напряжения питания. Заметим, что подключение цепи датчика к

питанию микроконтроллера может оказаться недостаточным. Если цепь датчика снабжена собственным источником опорного напряжения, выходной сигнал будет независимым от напряжения питания.

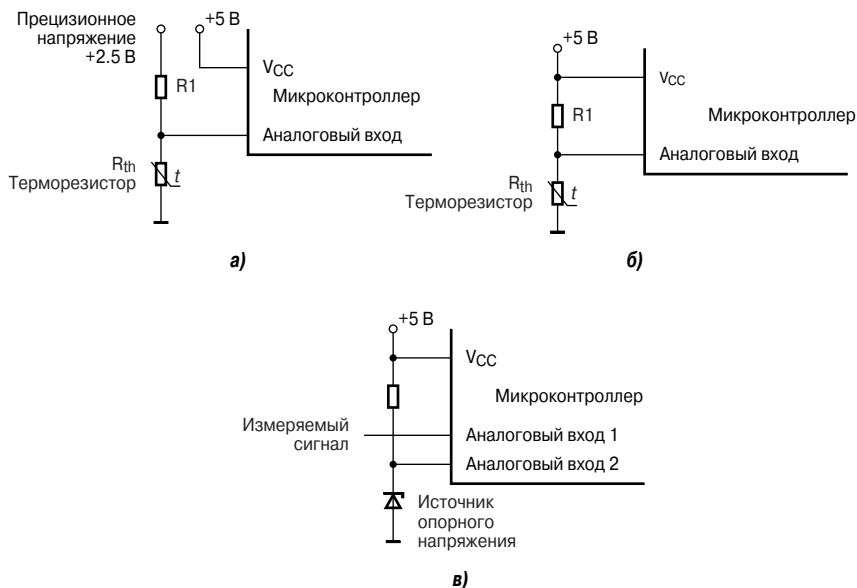


Рис. 11.1. Схемы опорного напряжения от напряжения питания микроконтроллера

В случаях, когда сигнал оказывается независимым от напряжения питания микроконтроллера, применяется другой метод компенсации, показанный на **Рис. 11.1в**. На этом рисунке дополнительный аналоговый вход микроконтроллера используется для измерения опорного напряжения, создаваемого прецизионным источником — стабилитроном. Естественно, микроконтроллер должен иметь, по крайней мере, два аналоговых входа для реализации такой схемы. При работе микроконтроллер использует напряжение от прецизионного источника для вычисления ошибки измерений, вызванной нестабильностью напряжения питания. Например, если напряжение питания микроконтроллера 5 В, а опорное напряжение прецизионного источника 2.5 В, то соответствующее опорному напряжению число составит 128 (при 8-битном преобразовании). Если напряжение питания упадет до 4.8 В, сравнение напряжения прецизионного источника и половины напряжения питания даст в итоге 133. Микроконтроллер может

использовать эту величину для коррекции измерений на входе, подключенном к терморезистору. Измеряемую величину для получения корректного результата надо будет умножить на 128/133, то есть на 0.96. Заметим, что высокая точность измерений оправдана только в том случае, если применяется прецизионный ИОН. Наконец, для применения этого метода микропроцессор должен обладать высокой производительностью, чтобы осуществлять заданные алгоритмы в режиме реального времени.

11.2. Наборы резисторов

Часто бывает, что для выпуска отдельных устройств требуется простая настройка и регулировка, что достигается при применении резисторов с точностью до 1%, однако не устраивают более точные 0.1%-ные резисторы, которые увеличивают конечную цену устройств. Иногда достичь заданных параметров можно, используя *наборы резисторов*. Наборы резисторов характеризуются такими же погрешностями, что и отдельные резисторы — 0.1%, 1%, 5%. Однако согласование между резисторами в одном наборе часто в 2 раза лучше, чем их собственные погрешности. Если в схеме используется много резисторов с одним номиналом, то большей точности работы схемы можно достичь, используя набор резисторов, вместо дискретных элементов. Заметим, однако, что данная закономерность имеет место для резисторов, размещенных в одном корпусе, аналогичном корпусу ИС, но не в разных корпусах.

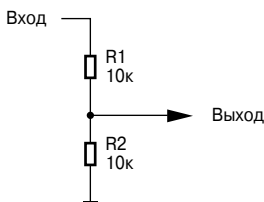


Рис. 11.2. Резистивный делитель напряжения

На **Рис. 11.2** изображен простой делитель напряжения. Эта цепь может быть использована для приведения входного диапазона аналоговой величины 0...8 В к входному диапазону микроконтроллера 0...5 В. На рисунке оба резистора имеют сопротивление 10 кОм. В идеале, выходное напряжение должно составлять половину от входного. Однако при погрешности сопротивления резисторов 1% выходное напряжение будет не совсем такое, как ожидалось.

Допустим, сопротивление R_1 больше на 1% номинальной величины, то есть 10100 Ом, а сопротивление R_2 меньше на 1%, то есть 9900 Ом. Напряжение на выходе может быть вычислено в соответствии с формулой

$$INPUT \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = INPUT \times 0.495$$

и отличается на 1% в соответствии с разбросом параметров резисторов.

Теперь допустим, что резисторы R_1 и R_2 из одной микросхемы. Погрешность сопротивления по-прежнему составляет 1%, однако относительно друг друга — всего 0.5%. Допустим, сопротивление R_1 , по-прежнему, больше на 1% номинальной величины и составляет 10100 Ом. Но поскольку сопротивления резисторов внутри одного набора варьируются всего на 0.5%, R_2 не может быть меньше 10049.5 кОм. В результате получаем:

$$INPUT \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = INPUT \times 0.4987,$$

что всего на 0.25% отличается от идеальной величины.

11.3. Многовходовые системы управления

В некоторых случаях требуются многовходовые системы управления. Допустим, вы управляете телескопом, следящим за облаками. По какой-либо причине, вы не хотите, чтобы телескоп оказался направленным на солнце (возможно, чтобы защитить чувствительную оптику от воздействия), см. **Рис. 11.3**. В этом случае, на один из входов системы должна подаваться информация о координатах солнца во время наблюдений. Также на вход системы следует подавать данные о текущих и предполагающихся координатах направления телескопа.

Это хороший пример двухвходовой системы управления, поскольку местоположение солнца является непостоянным. Таблицу данных в этом случае использовать невозможно, так как месторасположение солнца на небосклоне постоянно изменяется в течение дня. Для наведения телескопа на объект, избегая возможности пересечения с траекторией движения солнца, можно применить, по крайней мере, два метода.

Один из методов — вычисление требуемого пути, определение, когда этот путь пересекается с траекторией движения солнца, а затем, вычисление пути, минуя солнце. Это показано на **Рис. 11.3а** и **Рис. 11.3б**. Эти вычисления могут представлять определенную сложность, особенно для систем на основе микроконтроллеров с невысокой производительностью.

Можно просто определить местоположение солнца, а затем вычислить наиболее дальний от него путь. Реализовать такой принцип можно, поделив диапазон охвата телескопа сеткой из 8 или 16 ячеек. При вычислении пути движения, регионы, частично захватываемые солнцем, избегаются. Решение показано на **Рис. 11.3в**. На **Рис. 11.3г** показано, как область движения может быть поделена на 16 участков.

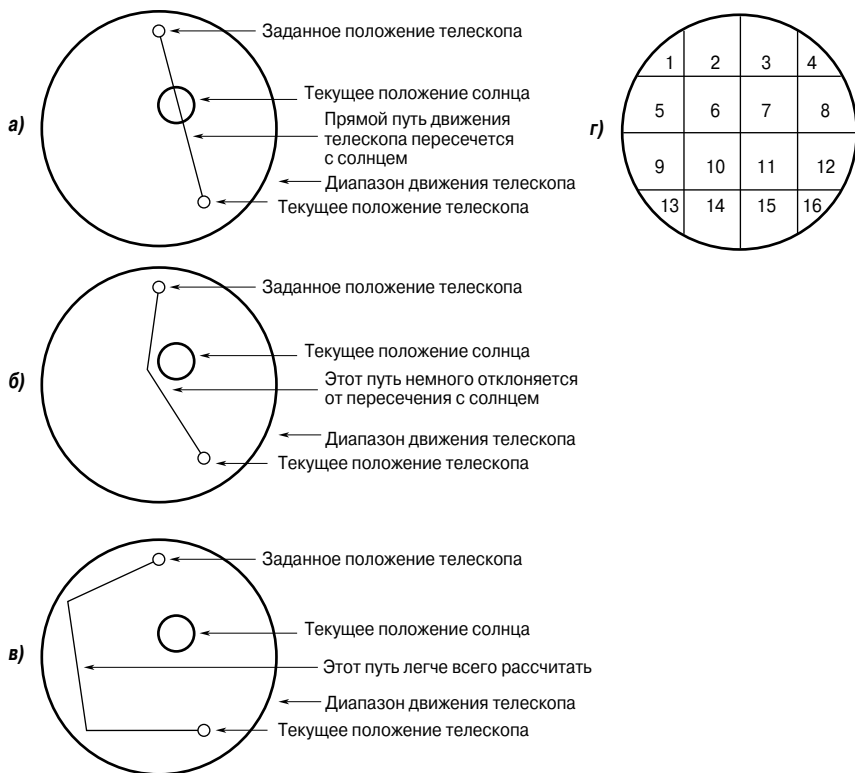


Рис. 11.3. Пример позиционирования телескопа

Альтернативой могло быть нахождение пути по периметру некоторой окружности и определение того, как миновать пересечение с солнцем на этом периметре. Предлагаемый метод работает в любом направлении, но если солнце оказывается на периметре движения, то направление надо определить.

Можно составить таблицу данных для принятия решения о направлении пути, определив два пути движения от одного региона к другому. Чтобы один путь представлял бы собой прямую линию движения телескопа, а второй — избегал бы любой регион, совпадающий с первым путем. В этом случае можно определить не пересекающийся с солнцем путь сверкой прямой линии движения телескопа на отсутствие пересечения с траекторией движения солнца. Если прямой путь пересекается с солнцем, выбирается дру-

гой путь. Находясь в нужном регионе, вычислим движение к заданной точке по прямой линии. Данный метод имеет преимущество в минимизации вычислений, что важно при применении простых процессоров.

Все приведенные выше рассуждения основаны на том, что не производится фотографий регионов, захватывающих солнце. Если необходимо сфотографировать такие участки вблизи от местоположения солнца, то можно уменьшить площадь регионов или увеличить число рассматриваемых путей, нацеливаясь в одну точку с разных направлений.

Несмотря на то что пример с телескопом весьма специфический, основные принципы обработки информации от нескольких входов распространяются и на другие сложные системы, такие как:

- Нагревательный прибор, максимальная мощность которого зависит от уровня жидкости в нем.
- Шаговый двигатель с зависящими от нагрузки резонансными явлениями.
- Система управления клапаном, в которой скорость закрытия/открытия клапана зависит от вязкости и скорости потока жидкости. Изменение скорости закрытия/открытия клапана поможет предотвратить эффект «водяного удара» или другие подобные негативные явления.
- Система нагрева или охлаждения, в которой надо быстро нагреть или охладить объект до некоторой температуры, а необходимое количество тепла зависит от начальной температуры объекта.

Самый сложный пример многовходовой системы — устройство, параметры которого необходимо подстраивать в зависимости от уровня входных сигналов. В главе 5 рассматривался пример с нагревателем с применением пропорционального или ПИД-управления. Сигнал ошибки должен был выбираться, исходя из данных об окружающих условиях и нагрузке. Значительная нагрузка или слишком низкая температура могли привести к значительной величине смещения для обеспечения необходимого нагрева. В подобных случаях понадобится применение дополнительных датчиков. Далее, такие параметры системы, как смещение или усиление могут быть вычислены или взяты из сформированной заранее таблицы.

11.4. Управление цепями переменного тока

В некоторых устройствах требуется управление цепями переменного тока для включения и выключения светильников, двигателей, нагревателей и т. п. Простейший метод управления основан на применении твердотельных реле (Solid-State Relay, SSR). Как показано на **Рис. 11.4**, в *полупро-*

водниковое фотореле могут входить оптопара светодиод-фототиристор или оптопара светодиод-фотосимистор, вместо маломощного фототиристора. Некоторые силовые фотореле снабжены металлической плоскостью на нижней поверхности для крепления к радиатору.

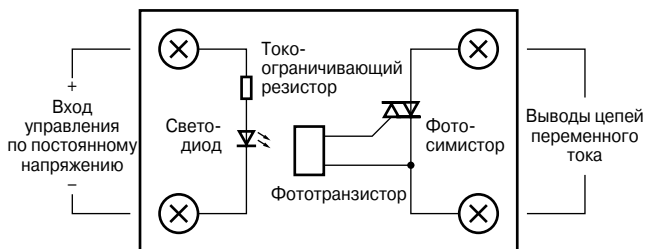


Рис. 11.4. Полупроводниковое фотореле на оптопарах светодиод-фототиристор или светодиод-симистор

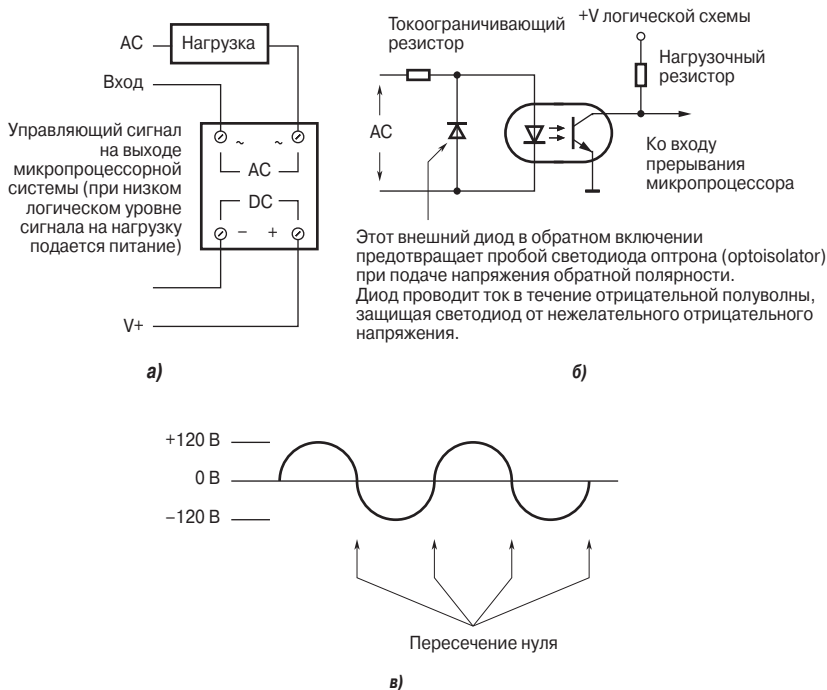


Рис. 11.5. Управление полупроводниковым фотореле

Во многих случаях требуется переключение управляющего элемента в момент перехода сигнала переменного напряжения через 0 (**Рис. 11.5б**). Если реле переключится, когда напряжение сигнала не равно нулю, то на нагрузке появится импульс, вместо плавного синусоидального сигнала. Такой импульс может вывести из строя отдельные устройства. К тому же, крутой фронт импульса приведет к формированию мощных электромагнитных помех. Наконец, через нагрузку потечет чрезмерный ток при приложении высокого импульсного напряжения (**Рис. 11.5а**). В настоящее время можно приобрести твердотельное реле с встроенной функцией переключения в момент перехода переменного напряжения через 0.

В некоторых случаях удастся осуществлять переключение реле в момент перехода переменного напряжения через ноль программными средствами. На **Рис. 11.5в** показан способ такого переключения: оптрон подключается к сети переменного тока через ограничивающий ток светодиода резистор. Каждый раз, когда напряжение в сети переходит через 0, оптрон выключается и генерирует прерывание микропроцессора. Все переключения внешних нагрузок осуществляются при запуске программы обработки прерывания. Обычно, для получения высокоскоростной реакции цепи, программа вне кода обработки прерывания устанавливает флаги для определения, какие именно устройства переменного тока должны быть включены. Программа обработки прерывания считывает эти флаги и включает то исполнительное устройство, какое нужно включить в соответствии с заданной программой алгоритмом. Такой подход обеспечивает минимальную задержку между прерыванием и включением исполнительного устройства.

11.5. Схемы контроля напряжения питания

В настоящее время доступно большое количество ИС для осуществления контроля напряжения в микропроцессорных системах. Одним из примеров может служить *ИС супервизора питания TL7770 фирмы Texas Instruments*. ИС TL7770 содержит два компаратора для контроля напряжения по двум входам. В основном, эти устройства обеспечивают сброс микропроцессора при падении напряжения ниже определенной величины (1 В для TL7770), а затем возврат после заданного промежутка времени из состояния сброса при восстановлении нормальной величины напряжения. Такой подход гарантирует, что микропроцессор будет в состоянии сброса все время, пока напряжение питания будет вне допустимых пределов.

Хотя многие контролирующие напряжение питания ИС нацелены на мониторинг напряжения блоков питания микропроцессорных систем, их можно приспособить и для используемых в других целях блоков питания.

Например, один из входов ИС применяется для контроля напряжения питания микропроцессора, а другой вход — для контроля высокого напряжения питания двигателя. В некоторых случаях можно использовать резистивные делители напряжения для приведения контролируемых параметров к диапазону работы ИС.

11.6. Управление биполярными транзисторами

Биполярные транзисторы часто применяются в исполнительных цепях микропроцессорных систем. На **Рис. 11.6а** показана схема включения транзистора. Когда на выходе микроконтроллера **ВЫСОКИЙ** уровень, в базу транзистора поступает ток, и транзистор открывается.

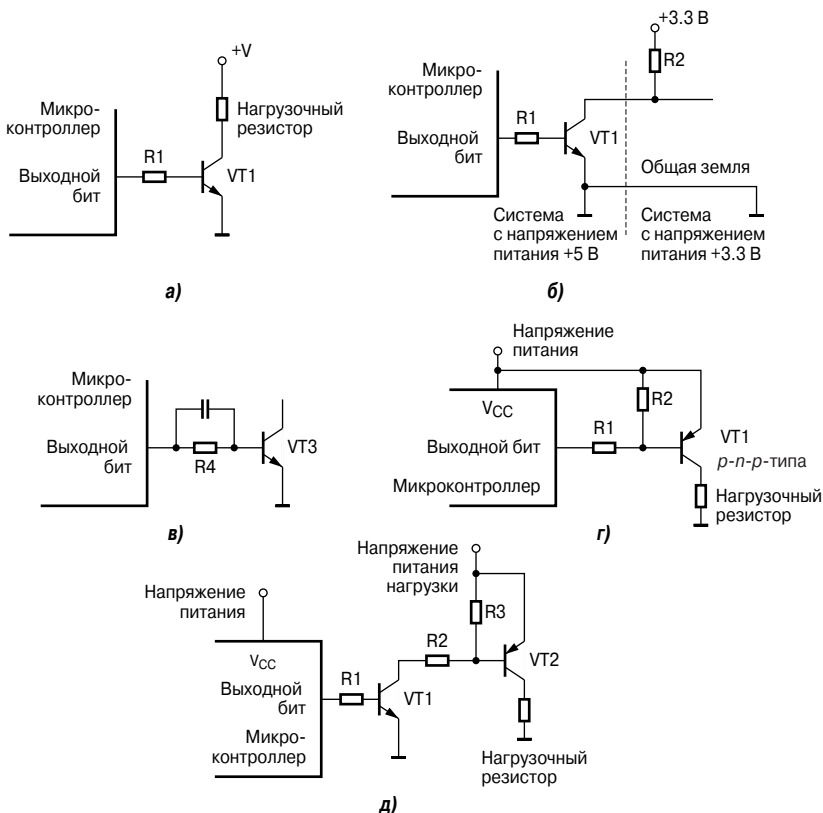


Рис. 11.6. Управление биполярными транзисторами

Когда на выходе микроконтроллера устанавливается НИЗКИЙ логический уровень, транзистор закрывается. Можно сформулировать следующие требования к сигналам управления биполярным транзистором:

- Напряжение на выходе микроконтроллера должно превышать 0.8 В для устойчивого открывания транзистора.
- Необходимо обеспечить высокий ток базы для работы транзистора в режиме насыщения.
- С другой стороны, максимальный ток базы должен быть ограничен для предотвращения выхода транзистора из строя.
- Низкий уровень сигнала должен создавать достаточно низкое напряжение на выходе для уверенного закрытия транзистора. Это обычно не составляет проблемы, пока нет необходимости создания на выходе большого тока.

Ток базы можно вычислить по следующей формуле:

$$\frac{\text{Напряжение высокого уровня} - V_{БЭ}}{\text{Сопротивление резистора базы}}.$$

Резистор в цепи базы транзистора — это R1 (на рисунке). Напряжение высокого уровня — это напряжение обычного логического уровня. Это напряжение может изменяться в зависимости от сопротивления нагрузки, так напряжение на логическом выходе, которое обычно связано с напряжением питания, может оказаться слишком низким, если источник питания обладает недостаточной мощностью. Напряжение между базой и эмиттером транзистора, $V_{БЭ}$, составляет обычно 0.6...0.8 В.

Насколько напряжение коллектора транзистора может приблизиться к потенциалу земли, зависит от сопротивления нагрузки и тока базы. Максимальный ток коллектора примерно равен току базы, умноженному на коэффициент передачи по току. Коэффициент передачи по току маломощных транзисторов может составлять несколько сотен, поэтому при токе базы в несколько мА можно получить ток коллектора в сотни мА. Мощные транзисторы обладают коэффициентом передачи не выше 10...20, в результате довольно трудно управлять такими транзисторами прямо с выхода микроконтроллера — усиление транзистора может оказаться недостаточным для насыщения и создания высокого тока в нагрузке. Следовательно, для управления мощными цепями может понадобиться дополнительный транзистор, создающий достаточный ток базы мощного транзистора.

Простое решение при использовании биполярных транзисторов — установить оптимальный ток базы, равный примерно половине макси-

мально допустимого тока. Если при этом не обеспечивается достаточный ток коллектора, или если микроконтроллер не сможет развить требуемый ток базы, тогда надо рассмотреть возможность применения другого драйвера.

Примечание. Помните, что параметры транзисторов значительно варьируются от образца к образцу. Поэтому нельзя проектировать схему с расчетом на максимальный коэффициент передачи транзисторов, а перед применением транзисторов желательно измерять их параметры.

11.6.1. Преобразование логических уровней

Биполярный транзистор может оказаться полезным для передачи сигналов между цепями с разными напряжениями логических уровней. На **Рис. 11.66** приведен пример использования транзистора для согласования микроконтроллера с питанием +5 В и внешних элементов в системе с питанием +3.3 В. Коллектор транзистора подключается к источнику питания +3.3 В через резистор.

11.6.2. Скорость переключения

Одна из проблем при подключении транзистора прямо к выходу микроконтроллера кроется в скорости переключения. Когда транзистор насыщен, переход база-эмиттер обладает объемным зарядом. Этот переход ведет себя как заряженная емкость при переключении напряжения на базе транзистора от высокого уровня к низкому, что замедляет работу транзистора. Длительность фронта выходного сигнала зависит от скорости переключения транзистора и емкости коллекторной цепи. Если транзистор соединяется с электроникой на другой плате с помощью длинного кабеля, эта емкость может оказаться значительной.

Добавление конденсатора к резистору базы, как показано на **Рис. 11.6в**, увеличивает скорость включения и выключения транзистора. Емкость обладает довольно низким сопротивлением для импульсных сигналов, быстро перезаряжая базу транзистора. Типичная величина емкости — порядка 220 пФ, хотя для транзисторов большей мощности может понадобиться большая величина.

Длительность фронта импульса тока коллектора может быть снижена уменьшением величины нагрузочного резистора. Однако снижение сопротивления этого резистора увеличивает потребляемый ток и рассеиваемую мощность. Также при снижении этого сопротивления потребуются увеличивать базовый ток. Эти методы позволяют ускорить работу транзистора в ключевом режиме, но транзисторные схемы все равно не смогут

обеспечить скорости переключения, достигаемой логическими ИС или специальными драйверами. Биполярные транзисторы, в основном, находят применение в системах управления напряжением или током без применения микроконтроллеров или микропроцессоров.

11.6.3. Высоковольтные ключи

В некоторых случаях требуется подключить к нагрузке напряжение питания, вместо соединения с землей. На **Рис. 11.6г** показана схема с применением для этих целей $p-n-p$ -биполярного транзистора. Эмиттер $p-n-p$ -транзистора соединяется с шиной питания положительной полярности (эмиттер $n-p-n$ -транзистора обычно заземлен), и подача на базу транзистора напряжения низкого уровня открывает транзистор. Резистор между эмиттером и базой транзистора гарантирует, что транзистор будет закрыт, пока на базу не подадут напряжение низкого уровня.

Все замечания относительно тока базы $n-p-n$ -транзистора остаются в силе и для биполярного $p-n-p$ -транзистора. Ток базы в этом случае максимален, когда на выходе микроконтроллера установлен НИЗКИЙ логический уровень.

В некоторых случаях требуется более высокое напряжение для исполнительного устройства, чем напряжение питания микроконтроллера. Например, микроконтроллер с питанием +3.3 или +5 В должен управлять двигателем, рассчитанным на +12 В. На **Рис. 11.6д** показано как совместное использование $n-p-n$ и $p-n-p$ -транзисторов может помочь в такой ситуации. Маломощный $n-p-n$ -транзистор изолирует микроконтроллер от высокого напряжения, присутствующего на базе $p-n-p$ -транзистора.

11.7. МОП-транзисторы

Как и биполярные транзисторы, *транзисторы структуры металл-окисел-полупроводник*, или *МОП-транзисторы*, позволяют коммутировать напряжения и токи, превосходящие номинальные напряжения и токи микроконтроллера.

11.7.1. Управление МОП-транзисторами

Простейшая схема управления МОП-транзистором показана на **Рис. 11.7а**. В этой схеме МОП-транзистор переключается от сигнала с выхода микроконтроллера. Когда на выходе микроконтроллера устанавливается ВЫСОКИЙ логический уровень, МОП-транзистор открывает-

ся и пропускает значительный ток. Когда выход микроконтроллера переключается в низкий уровень, МОП-транзистор закрывается. При управлении МОП-транзисторами важно помнить следующие ключевые моменты:

- Выходное напряжение микроконтроллера должно быть выше порогового напряжения затвор-исток, при котором транзистор открывается. Эта проблема больше относится к +3-В логике, чем к +5-В логике, хотя можно применять МОП-транзисторы, согласованные с логическим входом. При необходимости в цепь затвора транзистора может быть добавлен нагрузочный резистор.
- МОП-транзисторы обладают значительной емкостью затвор-исток и затвор-сток, обозначенной на рисунке, как $C_{зи}$ и $C_{зс}$. В общем, чем мощнее МОП-транзистор, тем выше значения этих емкостей. В результате, если МОП-транзистор работает в системе со значительными пульсациями, например, при индуктивной нагрузке, то из-за этих паразитных емкостей может выйти из строя подключенный к затвору транзистора микроконтроллер.
- Время включения МОП-транзистора ограничено скоростью возрастания напряжения на затворе и емкостью затвор-исток. Поскольку выходной ток микроконтроллера ограничен величиной нагрузочного резистора, скорость переключения МОП-транзистора также ограничивается.
- Если применяется нагрузочный резистор в цепи затвора МОП-транзистора для формирования требуемого напряжения открывания, время открывания будет ограничено сопротивлением нагрузочного резистора и емкостью затвор-исток транзистора. Таким образом, при заданном сопротивлении, скорость переключения МОП-транзистора будет зависеть от выходного тока микроконтроллера.

Многие из перечисленных проблем можно преодолеть, применив специализированную ИС драйвера МОП с вольтодобавкой, как показано на **Рис. 11.76**. В данной схеме используется *ИС драйвера с вольтодобавкой MAX5048 фирмы MAXIM/Dallas*. ИС MAX5048 работает от логических сигналов на входе при напряжении питания до +12.6 В. В ИС MAX5048 предусмотрены отдельные *p*-канальный и *n*-канальный выходы. На рисунке показан резистор R1, который может быть подключен либо к *p*-канальному выходу, либо к *n*-канальному. Подключение R1 последовательно с *p*-канальным выходом ограничит скорость нарастания напряжения на затворе, то есть время включения МОП-транзистора, в то время как подключение R1 к *n*-канальному выходу ограничит скорость спада напряжения и время выключения транзистора.

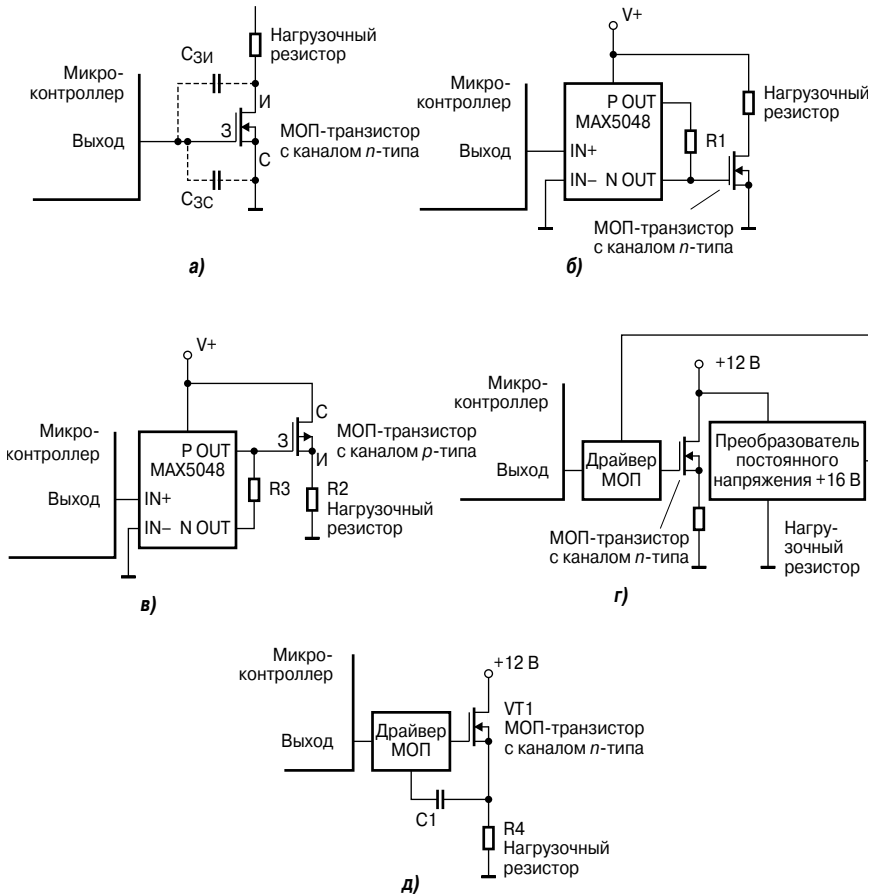


Рис. 11.7. Управление МОП-транзисторами

11.7.2. МОП-транзистор для коммутации

В некоторых случаях требуется источник тока нагрузки. Простейший путь реализации этого источника — использование *p*-канального МОП-транзистора, как показано на Рис. 11.7в. В данной схеме ИС MAX5048 используется для управления *p*-канальным МОП-транзистором. Заметим, что исток *p*-канального МОП-транзистора подключается к источнику питания положительной полярности, а напряжение на затворе транзистора следует переключать в низкий уровень для того, чтобы транзистор открылся.

Трудность применения p -канальных транзисторов в том, что они дороже аналогичных n -канальных и обладают большим сопротивлением канала, приводящим к увеличению рассеиваемой мощности. В некоторых случаях импульс напряжения на нагрузке может проникнуть через емкость затвор-исток на затвор МОП-транзистора и открыть его. Этот эффект может быть вызван индуктивной нагрузкой либо другим транзистором, замыкающим нагрузку на землю в тот момент, когда p -канальный транзистор закрыт. По этой причине n -канальные транзисторы оказываются более предпочтительными и для переключений на стороне высокого напряжения.

Основная трудность при использовании n -канальных МОП-транзисторов на стороне высокого напряжения — достижение необходимого напряжения затвора. Для включения n -канального транзистора, напряжение на затворе должно быть выше напряжения истока, потому что в приложениях с коммутацией высокого напряжения к нагрузке подсоединяется исток. Это значит, что напряжение на затворе транзистора должно быть выше напряжения питания.

В большинстве случаев МОП-транзисторы коммутируют нагрузку при самом высоком напряжении в системе. В этом случае есть два варианта: применить драйвер с вольтодобавкой (bootstrap) или дополнительный преобразователь напряжения.

Простейшим решением является использование преобразователя напряжения, см. **Рис. 11.7г**. На плату добавляется преобразователь напряжения и применяется простой драйвер МОП. Чтобы транзистор не вышел из строя, выходное напряжение преобразователя напряжения не должно превышать номинального напряжения затвора транзистора. На рисунке преобразователь напряжения формирует напряжение уровня 16 В для ИС драйвера. Таким образом, напряжение на затворе будет переключаться между 0 и 16 В, коммутируя нагрузку между 0 и 12 В.

ИС МОП-драйвера с вольтодобавкой (bootstrap) также может управлять МОП-транзистором при коммутации на стороне высокого напряжения, см. **Рис. 11.7д**. Для работы ИС применяется внешний конденсатор C1, который заряжается до напряжения питания, когда на нагрузке низкий уровень напряжения. Если цепь используется для коммутации ключа на стороне высокого напряжения, без драйвера со стороны низкого напряжения, емкость заряжается через нагрузку. Если коммутируется пара МОП-транзисторов, один со стороны высокого напряжения, а другой — со стороны низкого напряжения, емкость заряжается через транзистор низкого напряжения, когда тот включен.

Когда драйвер со стороны высокого напряжения включается, емкость ИС подключается так, что формирует на затворе МОП-транзистора на-

пряжение выше напряжения питания. Обычно емкость конденсатора вольтодобавки значительно больше емкости затвор-исток МОП-транзистора, и напряжение на конденсаторе не падает во время импульса запуска. Как бы то ни было, при запуске МОП-транзистора со стороны высокого напряжения, конденсатор вольтодобавки больше не заряжается и может разрядиться совсем. Поэтому цепи вольтодобавки обычно применяются в устройствах, где требуется периодическое включение МОП-транзисторов. Если необходимо включить транзистор на длительное время, то необходимо использовать преобразователь напряжения.

11.8. Измерение параметров сигнала отрицательной полярности

Иногда бывает необходимо измерить параметры сигнала отрицательной полярности, когда в системе есть только положительное напряжение питания. Подчас существует только одна возможность сделать это — использовать операционный усилитель с двуполярным питанием для сдвига уровней перед выполнением аналого-цифрового преобразования.

На **Рис. 11.8** показан простой делитель напряжения, выполняющий ту же функцию, но с некоторыми ограничениями. На вход микропроцессорной системы с напряжением питания +5 В подается синусоидальный сигнал, колеблющийся в пределах $-2 \dots +2$ В. Использование резистивного делителя напряжения позволяет привести этот сигнал к диапазону входных напряжений 0...5 В АЦП микроконтроллера. Величины сопротивлений, показанные на рисунке, смещают сигнал к уровням 1.5...3.5 В. Существует несколько ограничений, характерных для данного метода:

- Резистивный делитель подключен к напряжению питания, что может влиять на входной сигнал.
- Уменьшается размах входного напряжения: вместо размаха 4 В исследуемого сигнала получается размах в 2 В на входе АЦП.
- Для снижения нагрузки на входные цепи понадобятся резисторы с большими сопротивлениями. Большое сопротивление резисторов делителя совместно с входной емкостью АЦП микроконтроллера могут образовать цепь с большой постоянной времени.
- Если на входе появится сигнал со значительным отрицательным напряжением, микроконтроллер может выйти из строя. Для предотвращения такой ситуации необходимо определить максимальное превышение сигналом заданных уровней и установить защитные диоды на входе.

- Реальное напряжение на входе системы будет зависеть от напряжения входного сигнала и от напряжения питания микроконтроллера. Колебания напряжения питания будут влиять на результат АЦП.

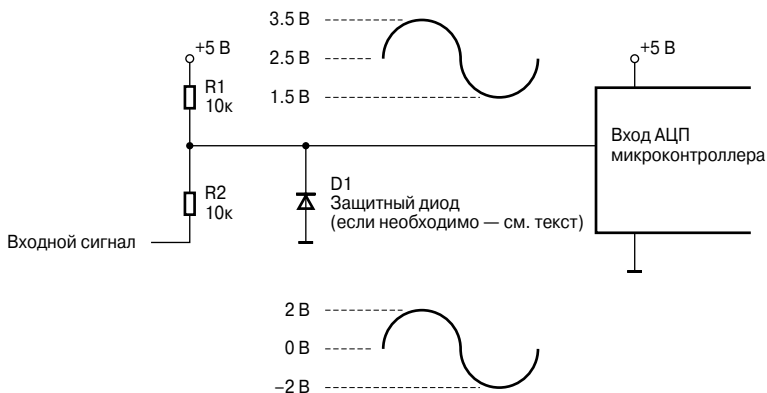


Рис. 11.8. Измерение параметров сигнала отрицательной полярности

11.9. Пример системы управления

Для иллюстрации отдельных принципов построения систем, описанных в предыдущих разделах, ниже приводится пример системы управления. Данная система легка в построении и позволяет экспериментировать с различными инженерными методами. На Рис. 11.9 показана структурная схема системы. В системе управления применена недорогая лампа на 12 В, 25 мА, работающая в паре с ИК-фототранзистором. Лампа и фототранзистор упакованы в непрозрачный корпус.

Лампой управляет схема с ШИМ с частотой 14 кГц. Для аналогового управления может быть использован ЦАП и ОУ, формирующий достаточный ток лампы. АЦП имеет разрешение 8 бит, 0 соответствует 0 В на входе, 255 соответствует +5 В на входе.

Система управляется с помощью IBM PC, хотя подобное управление можно осуществить и с помощью микроконтроллера. Использование PC снижает точность, поскольку скорость обработки данных в PC меняется в зависимости от загрузки операционной системы. Как бы то ни было, получается довольно полезная экспериментальная установка. Программный код Python для данной системы приводится в Приложении Г.

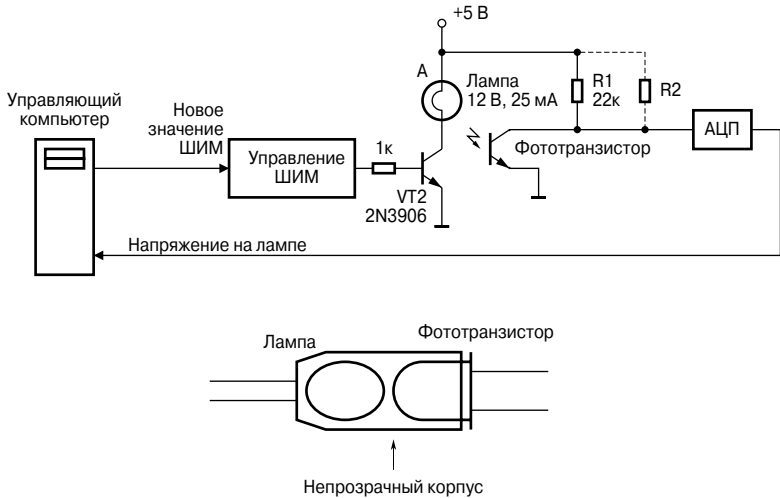


Рис. 11.9. Структурная схема системы имитационного моделирования

Это простое устройство служит хорошей моделью для любой системы управления. Нить накала лампы в действительности является нагревательным элементом. Нить накала лампы не может разогреться мгновенно, к тому же фототранзистор — довольно медленный, поэтому для данной комбинации характерны многие особенности систем с нагревателем или с двигателем.

На **Рис. 11.9** соединение R2 показано пунктирной линией. Резистор R2 устанавливается параллельно R1 для модели внешней нагрузки, что будет описано позже.

Заметим, что это обратно пропорциональная (reversed) управляющая система, т. е. большая управляющая величина приводит к меньшему значению АЦП, так как больший нагрев нити накала лампы приводит к большему току через фототранзистор.

На **Рис. 11.10а** показан импульс отклика системы. Такая форма импульса получается при изменении ШИМ от 1 (еле заметный разогрев нити накала) до 250 (почти 100%) и дискретизацией результирующего напряжения с шагом в 1 мс. Заметим, что лампа обладает небольшой задержкой перед разогревом, затем быстрым накалом и медленной кривой приближения к заданной температуре. Эти графики были построены при помощи программы Microsoft Excel.

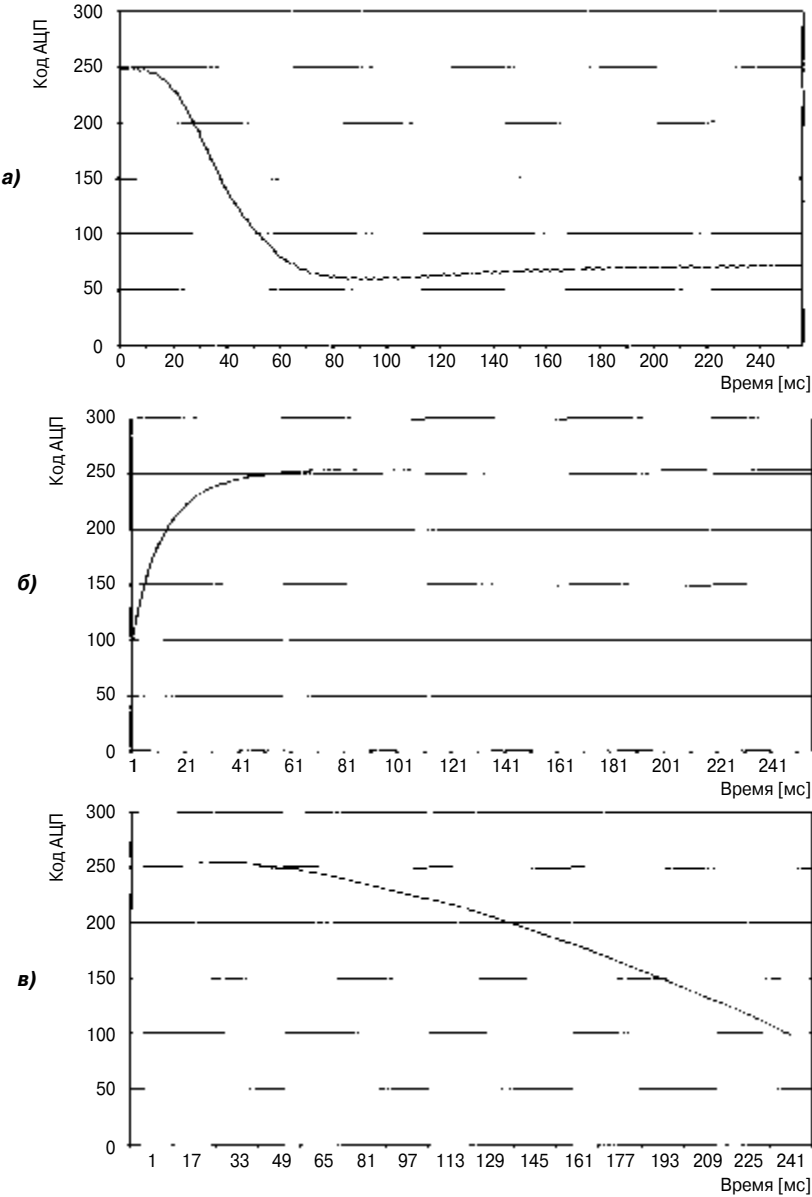


Рис. 11.10. Характеристики системы имитационного моделирования

На **Рис. 11.10б** показан обратный процесс. Величина ШИМ держалась на уровне 250 в течение секунды, затем ШИМ был выключен, и произведены измерения с шагом 1 мс. В результате получена экспоненциальная зависимость, связанная с охлаждением накала лампы. Асимметрия характеристик — типичное явление для многих реальных систем.

На **Рис. 11.10в** показана характеристика системы по отношению к управляющей величине. Эта кривая получена установкой на вход системы шестнадцати величин от 1 до 241, взятых через равные промежутки, в течение определенного времени установления, а затем конечный результат был измерен с помощью АЦП.

11.9.1. Релейное управление

Релейное управление (on/off, bang/bang) показано на **Рис. 11.11а**. Точкой установления взята величина, равная 100, соответствующая напряжению 1.95 В на коллекторе фототранзистора. Отметим, что изменения вокруг точки установления находятся в диапазоне от 98 до 112, то есть 0.3 В или 15%. К тому же, колебания не центрированы относительно точки установления. Так получается, потому что отклик системы несимметричный — нить накала лампы охлаждается быстрее, чем нагревается.

На **Рис. 11.11б** показано релейное управление с точкой установления 200. Амплитуда колебаний стала заметно меньше. На **Рис. 11.11в** показана система релейного управления с точкой установления 100 и интервалом дискретизации 4 мс. Обратите внимание на размер осцилляций. Интервал дискретизации оказывает сильное влияние на амплитуду колебаний.

На **Рис. 11.12** показано релейное управление, стартующее с полной ШИМ и с точкой установления 150. В отличие от случая старта с нуля, наблюдается значительная перегрузка после прохождения сигналом точки установления. Дело в том, что накал лампы быстрее охлаждается, чем нагревается, что создает больший момент инерции.

11.9.2. Пропорциональное управление

На **Рис. 11.13а** показан график работы системы с пропорциональным управлением с точкой установления 150 (соответствует 2.9 В) и усилением 2. Используя график характеристик отношения выходного сигнала к входному, для точки установления выбрано смещение 200.

Уравнение управляемой величины будет выглядеть следующим образом:

Выход управления = 200 + (Величина АЦП – Точка установления) × Усиление.

Если Выход управления > 254, то выход управления = 254.

Если Выход управления < 1, то выход управления = 1.

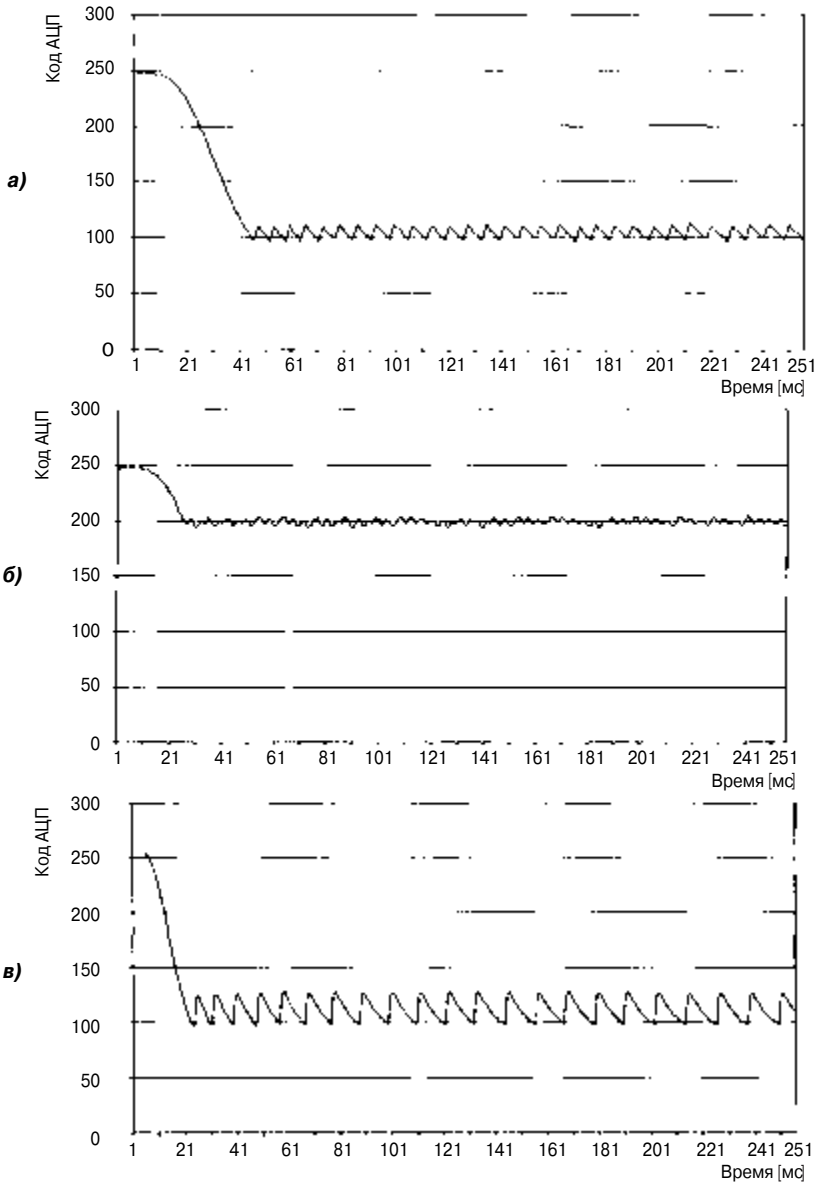


Рис. 11.11. Примеры релейного управления

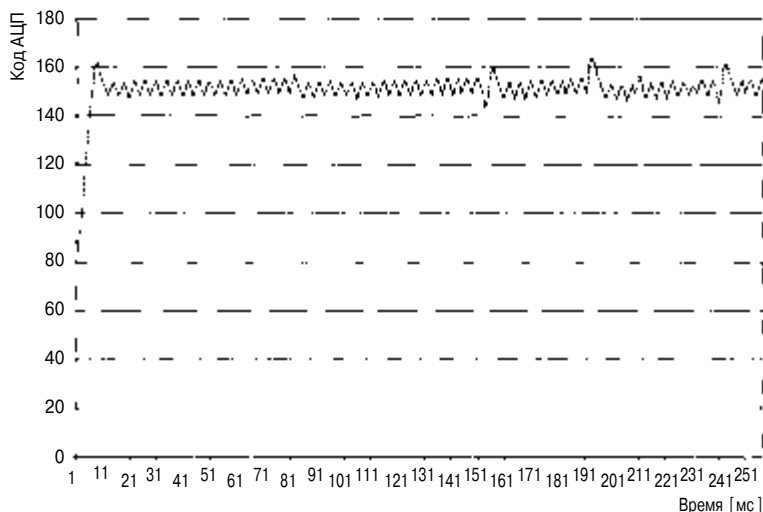


Рис. 11.12. Релейное управление при старте со 100% ШИМ

По крайней мере, два оператора ограничивают управляющую величину в 8-битном диапазоне системы.

При усилении 2 система стабилизируется около точки 145. На **Рис. 11.13б** показан график работы системы пропорционального управления, но при старте с вершины диапазона (100% ШИМ) и усилении 20. На этот раз заметны значительные осцилляции около точки со значением 150. Заметны также перегрузки при пересечении сигнала точки 150, происходящие из-за асимметрии характеристик системы. Перегрузка может быть устранена за счет снижения усиления системы, но результат будет меньше 150. Например, при усилении 10 (не показано на графике), сигнал будет колебаться между 149 и 150.

На **Рис. 11.13в** показан график работы системы пропорционального управления с точкой установления 150, усилением 10 и смещением 100. Меньшее смещение приводит к результату между 157 и 158. Как можно заметить, и усиление и смещение влияют на окончательный результат работы пропорциональной системы. Однако система с пропорциональным управлением все равно лучше системы с разомкнутой петлей ОС, где смещение 100 может привести к результату 222 (см. график).

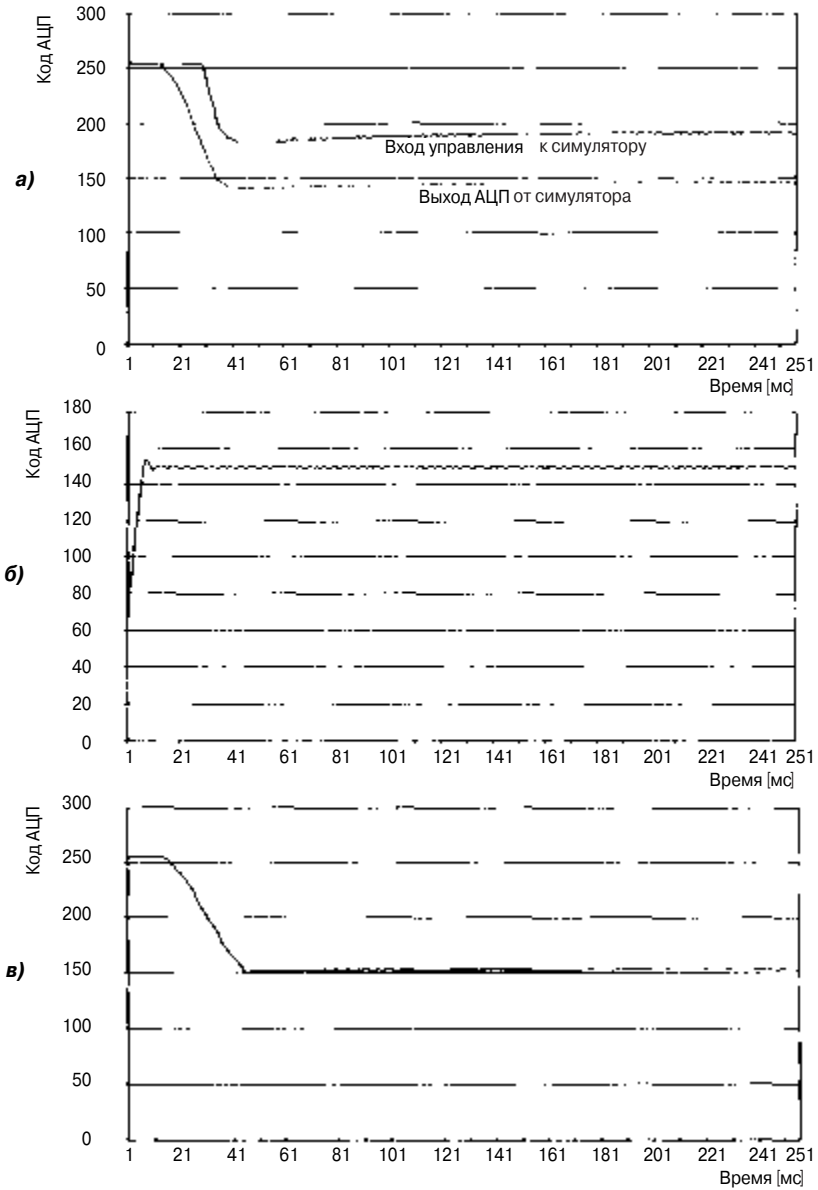


Рис. 11.13. Пропорциональное управление

На **Рис. 11.14** показан график работы системы пропорционального управления с точкой установления 150, усилением 10, нагрузкой 47 кОм (R2), соединенной параллельно с коллекторным резистором 22 кОм (R1). Небольшая перегрузка наблюдается при прохождении сигнала через 150, затем выходной сигнал устанавливается на величине, колеблющейся между 152 и 153. Следует заметить, что дополнительная нагрузка приводит к увеличению постоянного смещения, поскольку система с пропорциональным регулированием не может полностью скомпенсировать эффекты изменения нагрузки.

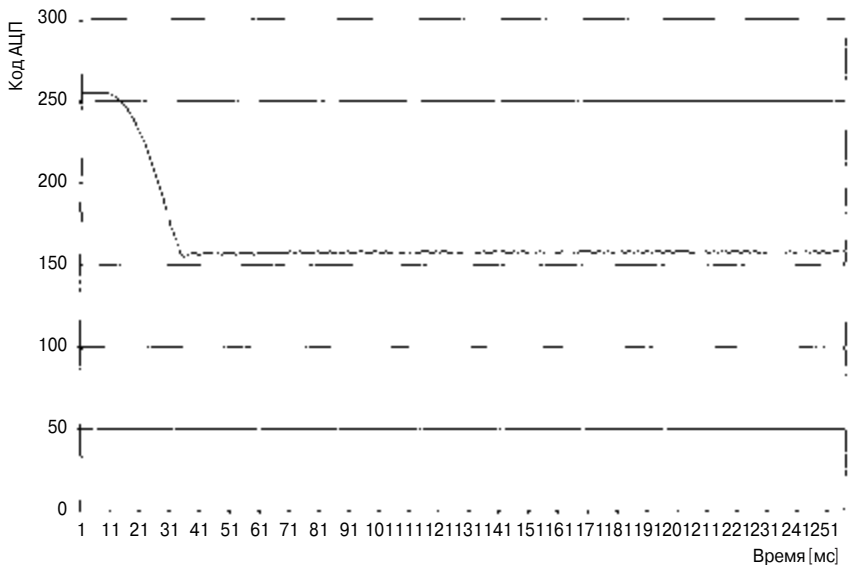


Рис. 11.14. Система пропорционального управления с нагрузкой

11.9.3. ПИД-регулирование

На **Рис. 11.15а** показан график работы системы ПИД-управления со следующими параметрами:

- коэффициент пропорционального усиления = 2;
- коэффициент усиления производной сигнала = 2;
- коэффициент усиления интеграла сигнала = 2;
- точка установления = 150.

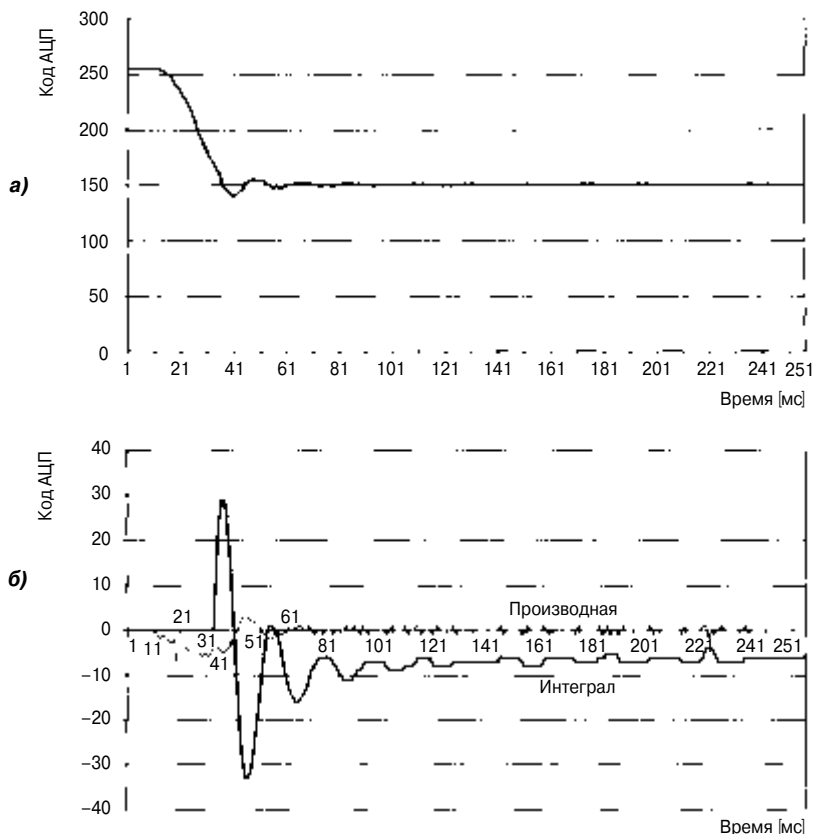


Рис. 11.15. График работы системы с ПИД-управлением; производная и интегральная кривые

Интеграл сигнала удерживается в 0 до тех пор, пока результат АЦП не попадет в 10%-ный диапазон отклонений от точки установления. Как можно заметить, имеет место некоторая перегрузка, после чего выходной сигнал устанавливается на уровень колебаний 150...151. На **Рис. 11.156** приведены интегральная и производная составляющие. Заметно, что пограничные значения интегральной кривой соответствуют положительным и отрицательным переходам графика производной сигнала, поскольку производная отражает величину отклонения от предыдущего измерения.

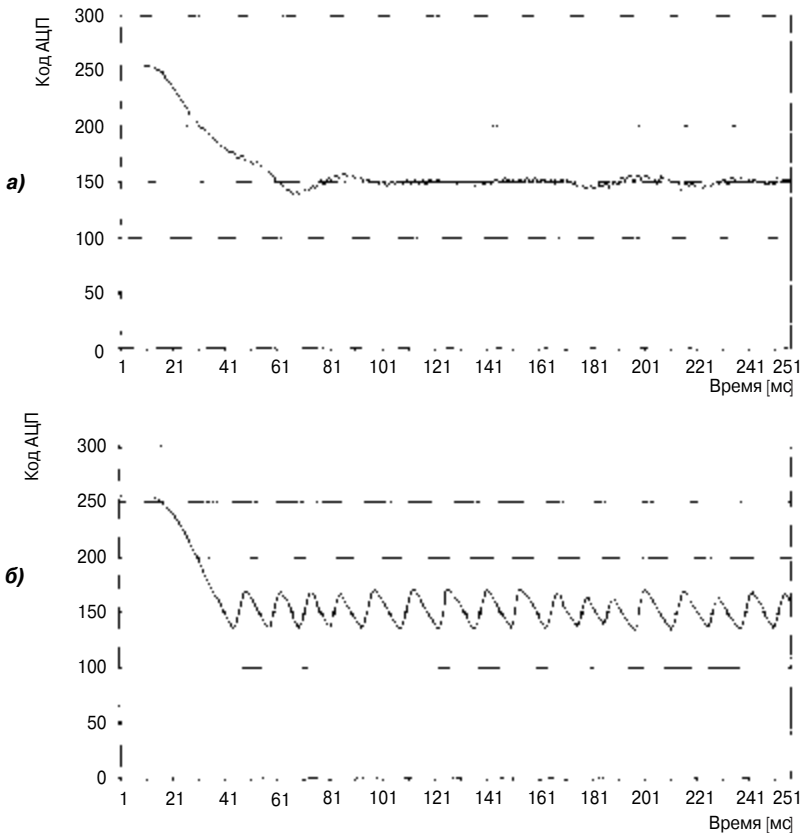


Рис. 11.16. ПИД-управление с большими величинами коэффициентов усиления производной и интеграла сигнала

На **Рис. 11.16а** показано, что если усиление производной сигнала увеличить до 40, увеличатся высокочастотные пульсации, но только около точки установления. На **Рис. 11.16б** усиление производной сигнала вернули к 2, а усиление интеграла увеличили до 40. При таких условиях колебания возрастают до охвата диапазона 135...172 и при более низких частотах. То, что увеличение коэффициентов усиления и производной, и интеграла сигнала приводит к увеличению осцилляций характерно для систем с ПИД-регулированием.

График **Рис. 11.17а** составлен при следующих условиях:

- коэффициент пропорционального усиления = 4;
- коэффициент усиления производной сигнала = 2;
- коэффициент усиления интеграла сигнала = 2;
- точка установления = 150.

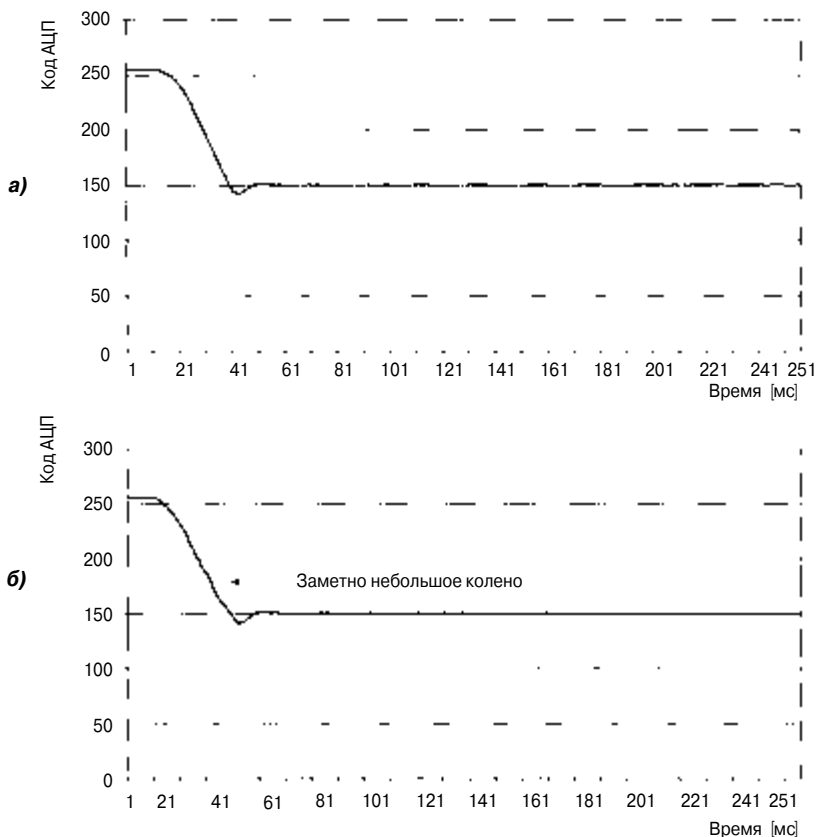


Рис. 11.17. ПИД-управление с нагрузкой

Результат — очень гладкая кривая с хорошими параметрами установления. На **Рис. 11.17б** показана работа системы с теми же параметрами, но с нагрузкой 47 кОм (R2), соединенной параллельно с 22 кОм (R1). Важно отметить, что сигнал достигает здесь точки установления, хотя и с «коленом» около 37 мс.

11.9.4. Пропорционально-интегральное управление

На **Рис. 11.18** показан график работы системы только с пропорционально-интегральным управлением, коэффициент пропорционального усиления установлен 4, а коэффициент усиления интеграла сигнала установлен 0.1. Выходная величина проскакивает до 140, что меньше, чем 145, получаемая при пропорциональном регулировании, но интегральная добавка приводит, в конечном итоге, выходную величину ровно к 150.

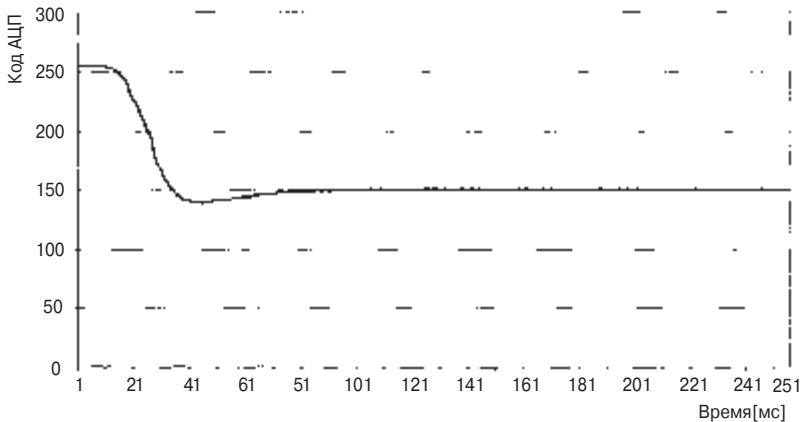


Рис. 11.18. Пропорционально-интегральное управление

Приложение А. Операционные усилители

Операционный усилитель (ОУ) — усилитель с очень большим коэффициентом усиления, имеющий два входа и один выход. Один из *входов* ОУ(–) называется *инвертирующий* (V_-), а второй (+) — *неинвертирующий* (V_+). Выходное напряжение ОУ можно выразить следующей формулой:

$$V_o = A_V (V_+ - V_-),$$

где A_V — коэффициент усиления ОУ (обычно, не менее 100000), а V_+ и V_- — напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах.

Схемы включения ОУ

На **Рис. А.1** представлены четыре возможные схемы включения ОУ: *буферный каскад*, *неинвертирующий усилитель*, *инвертирующий усилитель* и *дифференциальный усилитель*. Проанализируем данные схемы.

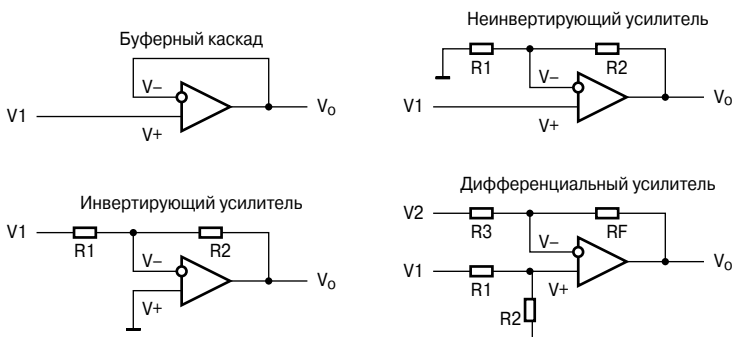


Рис. А.1. Схемы включения ОУ

Буферный каскад

В буферной схеме включения выход ОУ (V_o) соединяется с инвертирующим входом (V_-), а входной сигнал подается на неинвертирующий вход (V_+). Основное уравнение ОУ выглядит следующим образом:

$$V_o = A_V (V_+ - V_-),$$

где A_V — коэффициент усиления ОУ с разомкнутой петлей обратной связи (ОС). Поскольку вывод V_o соединен с выводом V_- :

$$V_o = V_-.$$

Входное напряжение V_1 прикладывается к неинвертирующему входу V_+ , следовательно, основное уравнение можно переписать следующим образом:

$$V_o = A_V (V_+ - V_-); \quad V_o = A_V (V_1 - V_o),$$

Решая относительно V_o , получим:

$$V_o = \frac{A_V V_1}{1 + A_V}.$$

Поделим на A_V

$$V_o = \frac{V_1}{\frac{1}{A_V} + 1}.$$

Поскольку коэффициент A_V очень большой, величина $\frac{1}{A_V}$ примерно равна 0, получаем для буферного каскада: $V_o = V_1$.

Инвертирующий усилитель

Начнем с основного уравнения:

$$V_o = A_V (V_+ - V_-).$$

В данном случае неинвертирующий вывод ОУ заземлен, поэтому $V_+ = 0$. Вывод V_- подсоединен к делителю, образованному сопротивлениями R_1 и R_2 . Можно записать уравнение для V_- :

$$V_- = \frac{(V_o - V_1)R_1}{R_2 + R_1} + V_1.$$

Подставим это выражение в основное уравнение ОУ:

$$V_o = A_V \left(-\frac{(V_o - V_1)R_1}{R_2 + R_1} + V_1 \right).$$

Решим относительно V_o

$$V_o = \frac{-A_V \times V_1 \times R_2}{R_2 + R_1 + A_V \times R_2}$$

и поделим правую часть на A_V

$$V_o = \frac{-V_1 \times R_2}{\frac{R_2}{A_V} + \frac{R_1}{A_V} + R_1}.$$

Если величина A_V очень большая, то $\frac{R_2}{A_V}$ и $\frac{R_1}{A_V}$ обратятся в 0, оставляя

$V_o = \frac{-V_1 \times R_2}{R_1}$, где $-\frac{R_2}{R_1}$ коэффициент усиления инвертирующего усилителя.

Неинвертирующий усилитель

Основная формула ОУ прежняя:

$$V_o = A_V (V_+ - V_-).$$

Теперь вывод V_+ соединяется со входом V_1 , а вывод V_- — с делителем напряжения, подключенным между V_o и землей.

$$V_- = \frac{V_o \times R_1}{R_2 + R_1}.$$

Подставляем это выражение в основное уравнение:

$$V_o = A_V \left(V_1 - \frac{V_o \times R_1}{R_2 + R_1} \right).$$

Раскроем скобки:

$$V_o (R_1 + R_2) = (A_V \times V_1 \times R_1) + (A_V \times V_1 \times R_2) - (A_V \times V_o \times R_1).$$

Решим относительно V_o

$$V_o = \frac{A_V \times V_1 \times R_1}{R_1 + R_2 + A_V \times R_1} + \frac{A_V \times V_1 \times R_2}{R_1 + R_2 + A_V \times R_1}$$

и поделим правую часть на A_V

$$V_o = \frac{V_1 \times R_1}{\frac{R_1}{A_V} + \frac{R_2}{A_V} + R_1} + \frac{V_1 \times R_2}{\frac{R_1}{A_V} + \frac{R_2}{A_V} + R_1}.$$

Если величина A_V очень большая, то $\frac{R_2}{A_V}$ и $\frac{R_1}{A_V}$ обратятся в 0, и останется

$$V_o = V_1 + \frac{V_1 \times R_2}{R_1} \quad \text{или} \quad V_o = V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель можно представить как комбинацию инвертирующего и неинвертирующего усилителей. И V_+ , и V_- присоединены к делителям напряжения, следовательно, можем записать следующие формулы:

$$V_- = \frac{(V_o - V_2)R_3}{R_f + R_3} + V_2; \quad V_+ = \frac{V_1 \times R_2}{R_1 + R_2}.$$

Подставим эти выражения в основное уравнение ОУ:

$$V_o = A_V \left(\frac{V_1 \times R_2}{R_1 + R_2} - \frac{(V_o - V_2)R_3}{R_f + R_3} + V_2 \right).$$

Раскроем скобки и решим относительно V_o

$$V_o = A_V \frac{(V_1 \cdot R_f \cdot R_2 + V_1 \cdot R_2 \cdot R_3) - (V_2 \cdot R_f \cdot R_L + V_2 \cdot R_f \cdot R_2)}{R_1 \cdot R_f + R_2 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_f + R_2 \cdot R_3 + A_V \cdot R_3 \cdot R_1 + A_V \cdot R_2 \cdot R_3}.$$

Поделим правую часть на A_V и предположим, что величина A_V очень большая:

$$V_o = \frac{V_1 \cdot R_2 \cdot R_f + V_1 \cdot R_2 \cdot R_3 - (V_2 \cdot R_f \cdot R_L + V_2 \cdot R_f \cdot R_2)}{R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3};$$

$$V_o = \frac{V_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_f}{R_3} \right) - V_2 \frac{R_f}{R_3}.$$

Если $R_2 = R_f$ и $R_1 = R_3$, то получим следующую формулу:

$$V_o = (V_1 - V_2) \frac{R_f}{R_3}.$$

Таким образом, дифференциальный усилитель увеличивает разность входных напряжений в R_f/R_3 раз. Если не использовать делитель напряжения на неинвертирующем входе, а V_+ присоединить прямо ко входу V_1 , то выходное напряжение будет следующим:

$$V_o = V_1 \left(1 + \frac{R_f}{R_3} \right) - V_2 \frac{R_f}{R_3}.$$

Без делителя напряжения на неинвертирующем входе усиление сигнала V_1 будет больше, чем V_2 . Выходное напряжение V_o в этом случае уже не будет равно 0 при равенстве входных напряжений.

Общие уравнения для ОУ

В общем, операционные усилители работают в линейном режиме (если выход не насыщается) и снабжаются обратной связью с инвертирующим и неинвертирующим входами. Поскольку ОС позволяет выходному сигналу управлять входным, можно принять следующее упрощение:

$$V_+ = V_-.$$

Заметим, что это уравнение обосновано, если ОУ не насыщен. Мы можем проанализировать следующие примеры, используя это упрощение.

Инвертирующий усилитель

Напряжение V_- создается с помощью резистивного делителя, подключенного между V_o и V_1 . Поскольку $V_+ = 0$, мы можем записать следующее уравнение:

$$V_- = V_+ = 0 = \frac{(V_o - V_1) \cdot R_1}{R_1 + R_2} + V_1.$$

Решая относительно V_o , получим:

$$V_o = -V_1 \frac{R_2}{R_1}.$$

Неинвертирующий усилитель

$$V_- = V_+ = V_1 = \frac{V_o \times R_1}{R_1 + R_2}; \quad V_o = V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Дифференциальный усилитель

$$V_+ = \frac{V_1 \times R_2}{R_1 + R_2}; \quad V_- = \frac{(V_o - V_2)R_3}{R_f + R_3} + V_2;$$

$$V_+ = V_-; \quad \frac{V_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(V_o - V_2)R_3}{R_f + R_3} + V_2.$$

Решая относительно V_o , получим:

$$V_o = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_f}{R_3} \right) - V_2 \frac{R_f}{R_3}.$$

Мы получили те же результаты для всех схем включения, но применение равенства $V_+ = V_-$ упростило наши вычисления.

Нерезистивные элементы

До сих пор мы рассматривали только резисторы в цепях ОУ. Однако можно использовать и другие пассивные элементы, такие как конденсаторы и катушки индуктивности, для формирования частотозависимых цепей. Уравнения ОУ останутся прежними, но с учетом следующих ограничений:

- Сопротивления в цепи ОУ необходимо представить в комплексном виде.
- Следует принять во внимание частотные характеристики ОУ, такие как спад на высокой частоте и т. п.
- Нужно следить, чтобы напряжение на входах ОУ не вышло за заданные пределы. За счет накопления энергии в индуктивностях и емкостях, реактивные цепи могут создать значительные броски напряжения.
- Также следует ограничивать выходные параметры, такие как амплитуда и скорость нарастания напряжения до значений, характерных для данного ОУ.

Обращение входов

В некоторых применениях необходимо обратить, т. е. поменять, входы ОУ. На **Рис. А.2** показан подобный случай. Операционный усилитель управляет *n-p-n*-транзистором VT1 через токоограничивающий резистор R1. К коллектору транзистора подключена резистивная нагрузка. Данная цепь будет полезна, если потребуются управлять нагрузкой большим током, чем способен дать ОУ.

В данной схеме, точка соединения коллектора VT1 и нагрузки соединяется с неинвертирующим входом ОУ, а входной сигнал подается на инвертирующий вход. Может показаться, что в схеме отсутствует обратная связь, но это не так. Инвертирующий и неинвертирующий входы меняют-

ся местами, так как транзистор VT1 работает как инвертирующий усилитель. В этом случае схема функционирует как повторитель, в котором напряжение на коллекторе VT1 следует за напряжением на входе ОУ.

Вместо транзистора можно использовать другой ОУ, включенный по схеме инвертора. Цепь включения обратной связи останется такой же. Некоторые операционные усилители снабжаются прямыми и инверсными выходами, что упрощает проектирование подобных цепей.

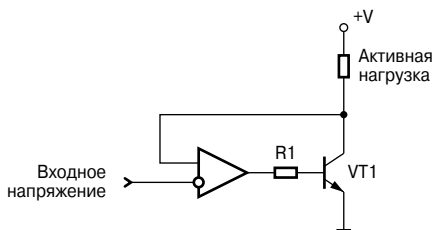


Рис. А.2. Схема с обращением входов ОУ

Компараторы

На Рис. А.3 показано включение ОУ в режиме *компаратора*. Входной сигнал подается на инвертирующий вход, а к неинвертирующему входу подключен источник опорного напряжения. Допустим, ОУ питается от однополярного источника напряжения +5 В. Величина опорного напряжения составляет +2.5 В, а входное напряжение равно 1 В. Основное уравнение работы ОУ следующее:

$$V_o = A_V (V_+ - V_-).$$

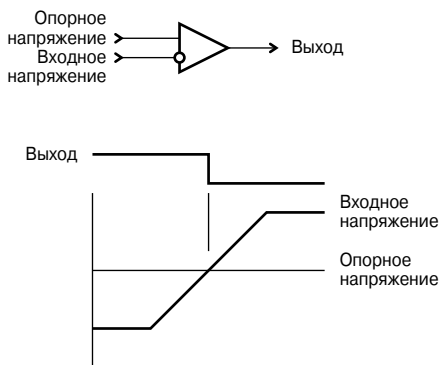


Рис. А.3. Принцип работы компаратора

Если коэффициент усиления ОУ равен 100000, то на выходе должно быть:

$$100000 (2.5 - 1) = 150000 \text{ В.}$$

Естественно, операционный усилитель произвести такое напряжение не в состоянии, поэтому на выходе ОУ установится напряжение, близкое к напряжению питания +5 В, то есть напряжение насыщения ОУ.

Теперь предположим, что напряжение на входе увеличилось до +4 В. Произведя подобные вычисления, получим –150000 В на выходе. Естественно, на выходе ОУ напряжение составит где-то около 0 В.

Функция компаратора — устанавливать на выходе высокий уровень, когда напряжение на инвертирующем входе меньше, чем на неинвертирующем, и устанавливать низкий уровень в противоположном случае. Компаратор — пример однобитного АЦП. Компараторы обычно применяются для определения того, выше или ниже входное напряжение определенной ступеньки, формируя, таким образом, цифровую индикацию некоторого условия.

Хотя в качестве компаратора можно использовать любой ОУ, лучше применять специализированную ИС. Данные микросхемы мало отличаются от ОУ, но оптимизированы для работы в качестве компаратора и обычно обладают меньшим коэффициентом усиления, но большей скоростью нарастания выходного сигнала. Выпускаются также компараторы с открытым коллектором на выходе, чтобы уровни выходного напряжения можно было установить отличными от напряжения питания. Например, напряжение питания компаратора составляет +12 В, но выход с ОК (открытым коллектором) позволяет подключить на выходе резистор так, чтобы выходные уровни были +5 В или +3.3 В для согласования с последующими логическими цепями.

Гистерезис

Что произойдет на выходе компаратора, если напряжения на его входах окажутся довольно близки друг к другу? На **Рис. А.4** иллюстрируется подобная ситуация. Если входное напряжение возрастает довольно медленно относительно опорного напряжения, разница между входными сигналами может оказаться настолько малой, что выходной сигнал не сможет переключиться в заданный уровень. В результате, устройство будет работать как линейный усилитель, и выходное напряжение станет плавно изменяться в определенном интервале.

Другая проблема, также показанная на **Рис. А.4**, вызывается шумами входного сигнала на фоне его медленного нарастания. При небольшой

разнице между входным и опорным напряжениями, входные шумы малой амплитуды могут привести к многократным переключениям выходного сигнала между высоким и низким уровнями. Если компаратор подключен так, что должен вызывать прерывание микропроцессора, такие переключения могут привести к реальным проблемам.

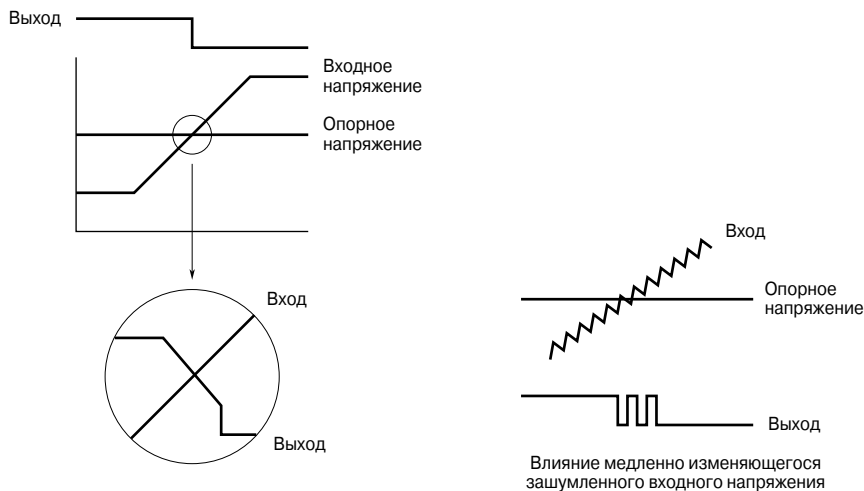


Рис. А.4. Медленно изменяющиеся сигналы на входе компаратора

Один из способов избежать проблем, связанных с медленно изменяющимися входными сигналами — добавление в схему *компаратора* цепи *гистерезиса*. На Рис. А.5 показана такая же схема включения компаратора, что и на Рис. А.4, но с добавлением цепи гистерезиса. Резистор R2 подключен между выходом компаратора и неинвертирующим входом. Второй резистор R1 соединяет неинвертирующий вход и источник опорного напряжения. Допустим, компаратор питается от однополярного источника напряжения +5 В. Входное напряжение медленно поднимается от 1 до +2.5 В. На выходе будет высокий уровень, поэтому напряжение на входе V₊ определяется по следующей формуле:

$$V_{+} = \frac{(V_o - V_r) \times R_1}{R_1 + R_2} + V_r.$$

Для высокого уровня $V_o = 5$ В, $V_r = 2.5$ В, $R_1 = 1$ кОм и $R_2 = 100$ кОм, напряжение на выводе V₊ будет равно 2.5247 В. Следовательно выходной сигнал не переключится до тех пор, пока на входе не установится 2.5247 В.

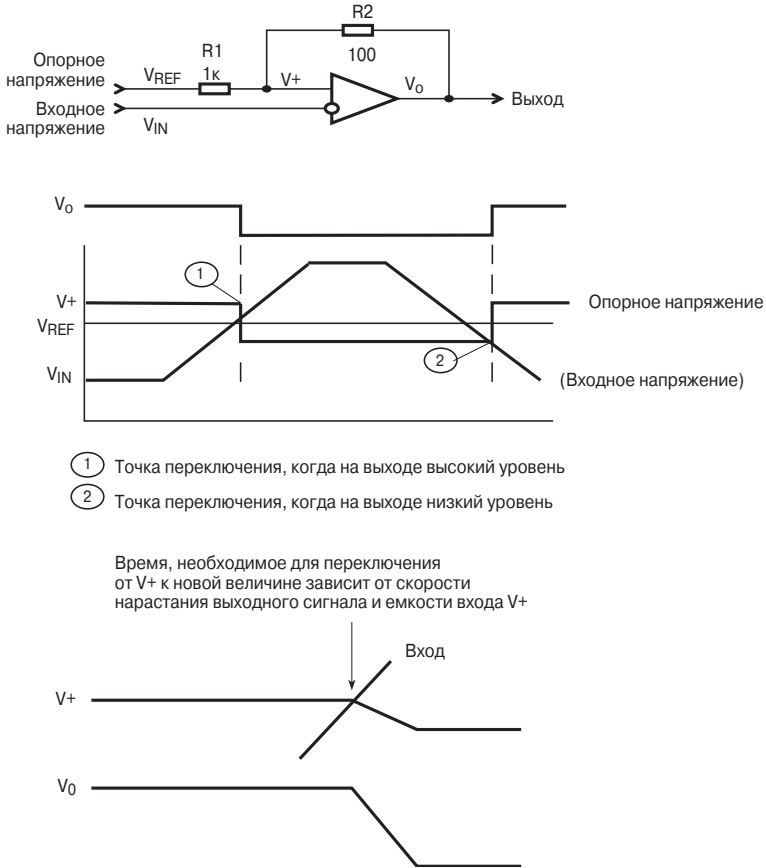


Рис. А.5. Компаратор с гистерезисом

Как только входное напряжение достигнет этой величины, на выходе уровень станет меняться. Так как напряжение V_+ зависит от V_0 , оно будет изменяться при изменении выходного напряжения. Когда V_0 достигнет минимальной величины (0 В), на входе V_+ установится новая величина. Резисторы R_1 и R_2 по-прежнему образуют делитель напряжения между V_0 и V_+ , но напряжение на выходе V_0 уже другое. Таким образом, если вычислить новую величину для V_+ , мы получим 2.475 В. Входной сигнал должен пересечь теперь уже эту величину, чтобы переключить выходной сигнал обратно в высокий уровень. Однако мы получили данное значение, когда

входной сигнал пересек напряжение 2.5247 В, следовательно появилась некоторая ступенька изменения входного напряжения, равная $2.5247 - 2.475 = 0.049$ В, которую необходимо преодолеть, чтобы компаратор переключился. Гистерезис этой цепи равен 0.049 В. Любой шум на входе цепи с амплитудой, меньшей 0.049 В не окажет никакого влияния на выходной сигнал.

Преимущества применения гистерезиса:

- Более быстрое переключение. Как только состояние на выходе начинает изменяться, следом изменяется и уровень на входе V_+ , быстрее проходя диапазон, где усиление линейно. Это изменение V_+ ускоряет изменение V_0 , что в свою очередь влияет на V_+ и т. д.
- Лучшая защита от шумов. Уровень шума на входе должен превысить ступеньку гистерезиса, чтобы повлиять на выходной сигнал.
- Работа схемы на линейном участке меньше зависит от изменений коэффициента усиления реальных компонентов.

Однако схема с гистерезисом обладает и определенными недостатками. Поскольку выходной сигнал компаратора не может измениться мгновенно, некоторое время компаратор работает в линейном режиме, и входные шумы могут повлиять на выходной сигнал. Это время зависит от быстродействия компаратора (задержка распространения сигнала и скорость нарастания выходного напряжения) и емкости неинвертирующего входа. Тем не менее, применение гистерезиса позволяет значительно снизить время нахождения компаратора в линейной области. Другой недостаток гистерезиса в том, что опорное напряжение компаратора оказывается зависимым от величины выходного напряжения V_0 и погрешностей резисторов $R1$ и $R2$.

Некоторые ИС компараторов снабжены встроенной схемой гистерезиса с амплитудой в несколько милливольт. Однако применение внешних резисторов позволяет установить требуемые для данного приложения уровни напряжений.

Инструментальные усилители

Один из недостатков обычных ОУ — конечная величина входного сопротивления. Хотя входное сопротивление ИС ОУ может быть весьма высоким, импеданс цепи с замкнутой петлей ОС зависит от величин выбранных резисторов. Например, входное сопротивление инвертирующего усилителя равно величине входного резистора. В некоторых приложениях требуется сочетание высокого входного сопротивления и значительного ослабления входного шума синфазного сигнала. В инструментальном уси-

лителе реализуется такая возможность. Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) может достигать ≥ 120 дБ. У обычных ОУ КОСС не более 80 дБ. На **Рис. А.6** приведена схема инструментального усилителя на основе трех ОУ. Входное сопротивление инструментального усилителя равно входному сопротивлению двух входных ОУ. КОСС определяется выходным дифференциальным ОУ и не зависит от входных ОУ.

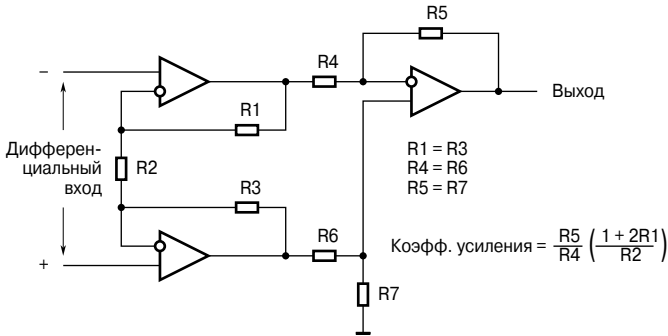


Рис. А.6. Инструментальный усилитель

В настоящее время инструментальный усилитель можно приобрести в виде отдельной микросхемы, а не собирать из разнородных ОУ и резисторов. Например, *ИС инструментального усилителя AD624 фирмы Analog Devices* доступна в 16-выводном корпусе. ИС AD624 может быть запрограммирована для работы с коэффициентом усиления 1, 100, 200, 500 или 1000 различным соединением предусмотренных для этого выводов. В интегральных измерительных усилителях применяется лазерная подгонка встроенных резисторов, что обеспечивает очень хорошее согласование и точность. Резисторы образуют делитель, который внешним подключением к соответствующим выводам выбирает нужный коэффициент передачи.

Приложение Б. Широтно-импульсная модуляция

Под термином *широтно-импульсная модуляция (ШИМ)* часто подразумевают цифровые способы управления такими устройствами, как двигатели, нагреватели и даже аудиосистемы, в которых стереоусилители работают в специальном классе усиления D с применением ШИМ. Устройства на основе ШИМ часто оказываются более эффективными, чем аналоговые устройства. Работа в режиме ШИМ заключается в изменении ширины (длительности) импульса при постоянном периоде повторения для реализации управления.

Почему ШИМ?

Типичный аналоговый драйвер выглядит, как показано на **Рис. Б.1**. Мощный элемент, который способен развивать большие токи на выходе ОУ, управляет нагрузкой, например, нагревателем. Допустим, сопротивление данного нагревателя 18 Ом, соответственно, при напряжении питания 12 В сила тока составит 667 мА. Входное напряжение определяет напряжение на нагревателе и, таким образом, количество выделяемого им тепла. Управляющая электроника способна измерять температуру и соответственно регулировать входное напряжение.

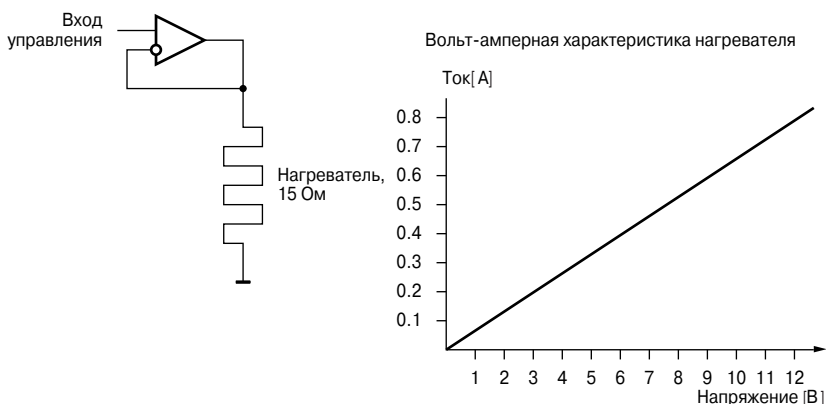


Рис. Б.1. Нагреватель с аналоговым драйвером

Для питания подобного нагревателя напряжение питания должно составлять по крайней мере 16 В, так как выходное напряжение операционных усилителей обычно не достигает уровня напряжения питания. Допустим, установлено входное напряжение 6 В. На выходе также установится 6 В, ток через нагреватель составит $6 \text{ В} / 15 \text{ Ом} = 400 \text{ мА}$. Нагреватель, таким образом, потребляет мощность $6 \text{ В} \times 400 \text{ мА} = 2.4 \text{ Вт}$.

Операционный усилитель при напряжении питания 16 В должен отдавать 400 мА в нагрузку. Однако, поскольку напряжение питания 16 В, а напряжение на нагревателе 6 В, то на ОУ — будет падать $(16 - 6 = 10 \text{ В})$. Это значит, что ОУ будет рассеивать при этом $10 \text{ В} \times 400 \text{ мА} = 4 \text{ Вт}$. Кроме того, что для отвода такой мощности требуется радиатор, сам ОУ будет нагревать окружающее пространство больше, чем нагреватель.

Общий расход мощности данной схемы складывается из потребления ОУ и расхода нагревателя. Итого: $2.4 \text{ Вт} + 4 \text{ Вт} = 6.4 \text{ Вт}$. В Табл. Б.1 приведены значения мощности рассеивания, соответствующие различным напряжениям на нагревателе.

Таблица Б.1. Значения мощности рассеивания, соответствующие различным напряжениям

Входное напряжение [В]	Ток [мА]	Мощность, рассеиваемая нагревателем [Вт]	Мощность, рассеиваемая ОУ [Вт]	Общая рассеиваемая мощность [Вт]
2	133	0.267	1.87	2.14
3	200	0.6	2.6	3.2
4	270	1.067	3.2	4.27
5	333	1.667	3.67	5.34
6	400	2.4	4	6.4
7	466	3.267	4.2	7.47
8	533	4.27	4.27	8.54
9	600	5.4	4.2	9.6
10	667	6.667	4	10.67
11	733	8.067	3.67	11.74
12	800	9.6	3.2	12.8

На Рис. Б.2 показаны мощности, рассеиваемые ОУ и нагревателем, как функции от входного напряжения (напряжения на нагревателе). Рассеиваемая обоими устройствами мощность определяется, как произведение падения напряжения на устройстве на ток, протекающий через него. Основная часть мощности ОУ рассеивается на его выходных транзисторах. На-

и более значительное рассеяние мощности на ОУ происходит, когда падение напряжения на нем составляет 8 В, то есть половину напряжения питания. Несмотря на то что нагреватель в данной системе никогда не потребляет мощность, превышающую 9.6 Вт, источник питания должен быть рассчитан на мощность 12.8 Вт, как минимум.

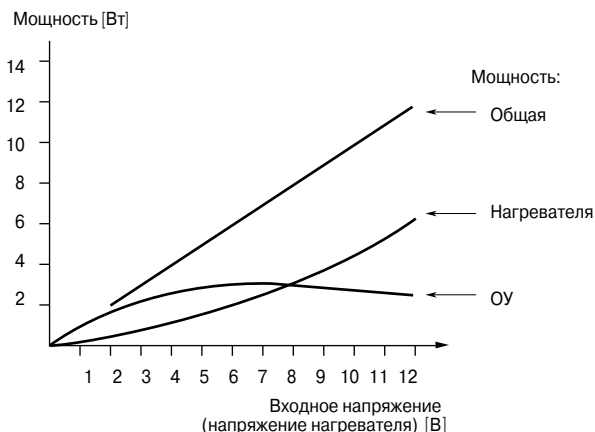


Рис. Б.2. Рассеиваемая мощность в нагревателе и аналоговом драйвере

Метод управления на основе ШИМ показан на **Рис. Б.3**. Используем тот же источник питания, напряжением 16 В. Управляющая электроника включает и выключает нагреватель, коммутируя мощный транзистор (на схеме изображен биполярный транзистор, хотя может быть применен и МОП-транзистор). На основе временных диаграмм можно понять, как работает схема с ШИМ. В течение первого изображенного интервала коллектор транзистора находится на низком уровне, таким образом, нагреватель оказывается включенным на 66.7% периода ШИМ. Остальные 33.3% периода нагреватель выключен. Рабочий цикл, или коэффициент заполнения, будет составлять 0.667, а обратная ему величина — скважность — $Q = 1.5$. Ток нагревателя во время включенного состояния составляет $16 \text{ В} / 15 \text{ Ом} = 1.0667 \text{ А}$. Однако нагрев будет осуществляться за среднее время протекания тока по нагревателю, то есть эквивалентный ток составит $1.0667 \times 66.7\% = 0.711 \text{ А}$.

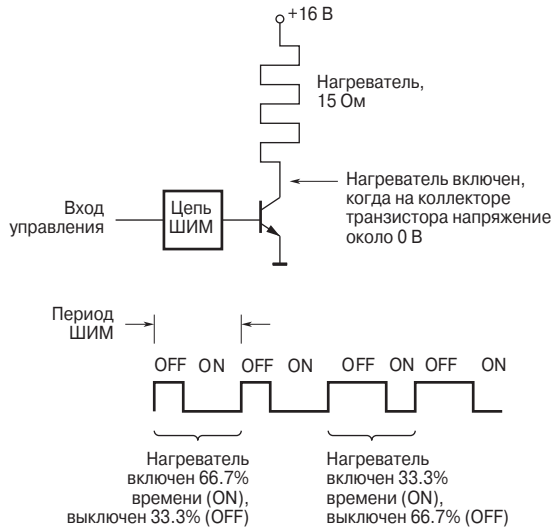


Рис. Б.3. Нагреватель с драйвером ШИМ

На второй части временной диаграммы время нагрева составляет 33.3% всего периода, а 66.7% времени нагреватель находится в выключенном состоянии. Ток нагревателя во включенном состоянии, по-прежнему, 1.0667 А, но средний ток уже $1.0667 \times 33.3\% = 0.355$ А. Для обеспечения требуемого среднего тока можно использовать следующие уравнения:

$$I_{ON} = V_S / R;$$

$$I_T = I_{ON} \times T_{ON};$$

$$P_{AV} = V_S \times I_{ON} \times T_{ON};$$

где I_{ON} — ток нагревателя во включенном состоянии;

V_S — напряжение питания;

R — сопротивление нагревателя;

I_T — средний (усредненный по времени) ток;

T_{ON} — длительность включенного состояния;

P_{AV} — средняя рассеиваемая мощность.

На основании этих формул можно составить следующую таблицу времени включенного состояния со средним током для получения такого же нагрева, какой обеспечивал аналоговый драйвер (см. **Табл. Б.2**). (Надо отметить, что работа ШИМ-драйвера более эффективна, чем аналогового драйвера.)

Таблица Б.2. Время включенного состояния ШИМ-драйвера

Входное напряжение [В]	Ток [мА]	Мощность, рассеиваемая нагревателем [Вт]	Время включенного состояния для обеспечения той же мощности, в %
2	133	0.267	1.5
3	200	0.6	3.5
4	270	1.067	6.25
5	333	1.667	9.7
6	400	2.4	14
7	466	3.267	19
8	533	4.27	25
9	600	5.4	31.6
10	667	6.667	39
11	733	8.067	47
12	800	9.6	56

Функция системы управления с ШИМ — переключение входного напряжения в определенном рабочем цикле. В приведенном примере никогда не используется время включенного состояния рабочего цикла более 56%, так как напряжение питания составляет 16 В, как и в примере с аналоговым управлением, и не требуется мощность выше 9.6 Вт. При 100%-ном рабочем цикле, можно было бы достичь мощности 17 Вт.

Теоретически, общая рассеиваемая мощность в системе ШИМ равна полезной мощности в нагрузке. Это происходит потому, что управляющий транзистор не рассеивает мощности, когда выключен, так как ток через него равен нулю, и когда включен, так как в этом случае напряжение на нем равно нулю. В обоих случаях $V \times I = 0$. Реальные транзисторы обладают очень малым, практически нулевым током утечки в выключенном состоянии, однако на транзисторе во включенном состоянии присутствует некоторое падение напряжения.

Реальные компоненты рассмотрим позже. А сейчас давайте представим транзистор как идеальный. Поскольку вся мощность в системе ШИМ расходуется на нагрузку (нагреватель в данном примере), драйвер практически ничего не потребляет. Следовательно, при мощности нагрузки 9.6 Вт общая расходуемая мощность составит 9.6 Вт, вместо 12.8 Вт в рассмотренной ранее аналоговой цепи.

В обоих примерах использован источник питания с напряжением 16 В. Можно было применить и другой источник, например, с напряжением

18 В. В этом случае падение напряжения на аналоговом драйвере и общая рассеиваемая мощность аналоговой системы возросла бы при той же полезной мощности нагревателя. Но мы могли бы использовать для питания нестабилизированное напряжение, поскольку аналоговый драйвер все равно бы его отрегулировал.

С другой стороны, система с ШИМ очень чувствительна к величине питающего напряжения. При возрастании питающего напряжения, рабочий цикл ШИМ должен уменьшиться для получения той же средней мощности. Следовательно, для обеспечения такой же точности, как в аналоговой цепи, преобразователь с ШИМ должен иметь:

- стабилизированное напряжение питания;
- возможность измерения напряжения питания для компенсации его изменений;
- возможность измерения выходного сигнала для компенсации отклонений.

В реальных устройствах обычно применяется обратная связь, так, что ПО может скомпенсировать рабочий цикл без определения причины изменений — напряжение питания или параметры нагрузки (объекта нагрева и т. п.). В этом случае изменения напряжения питания становятся дополнительной переменной (наряду с изменениями нагрузки) в системе. В некоторых устройствах все же не обойтись без измерения напряжения питания. Допустим, нагреватель без ОС обеспечивает 50%-ный рабочий цикл для нагрева до 50°C и 75%-ный рабочий цикл для нагрева до 75°C. При отсутствии измерения тока через нагреватель, система может измерять напряжение питания с помощью АЦП и программно компенсировать рабочий цикл устройства.

Для устойчивой работы ШИМ, частота должна быть довольно высокой, чтобы нагрузка реагировала именно на средний ток через нее. Для больших нагревателей частота ШИМ может составлять 100 Гц, тогда как управление высокоскоростным двигателем постоянного тока потребует увеличения частоты ШИМ до 50 кГц.

Реальные элементы

Теперь, рассмотрим реальный транзистор. У мощного транзистора во включенном состоянии наблюдается некоторое падение напряжения между коллектором и эмиттером. МОП-транзисторы также характеризуются падением напряжения во включенном состоянии. В обоих случаях падение напряжения зависит от тока.

Допустим, в нашем примере системы ШИМ падение напряжения на транзисторе в открытом (включенном) состоянии составляет 1 В. Допустим, что это падение напряжения не зависит от тока. В результате транзистор будет рассеивать некоторую мощность во включенном состоянии. К тому же, на нагревателе установится меньшее напряжение. Если из величины напряжения питания (16 В) вычесть величину падения напряжения (1 В), то получим 15 В на нагревателе. Следовательно, ток через нагреватель составит уже $15 \text{ В} / 15 \text{ Ом} = 1 \text{ А}$. Уменьшение напряжения нагревателя окажет на рабочий цикл системы с ШИМ такой же эффект, как и уменьшение напряжения питания. Потребуется несколько больший (в процентном отношении) рабочий цикл.

В нашем примере, во включенном состоянии транзистор рассеивает $1 \text{ В} \times 1 \text{ А} = 1 \text{ Вт}$. Температура транзистора также зависит от средней мощности. Если нагреватель включен 33.3% от всего времени, средняя рассеиваемая транзистором мощность составит 0.33 Вт, а при 66.7% рабочего цикла — 0.667 Вт.

Ограничения по частоте

Реальные транзисторы рассеивают некоторую мощность при переключении. **Рис. Б.4** иллюстрирует такую ситуацию. Цифровая система управления переключает входной сигнал транзистора практически мгновенно. Но транзистору все же необходимо некоторое время, чтобы полностью открыться или закрыться. Во время включения и выключения транзистор рассеивает мощность, как и аналоговый прибор, работающий в линейном режиме. Эти потери ограничивают частоту работы. Чем выше частота, тем большую часть времени транзистор находится в промежуточном состоянии, в котором он рассеивает значительную мощность. Если частота ШИМ будет очень высокой, то транзистор не сможет полностью открываться (режим насыщения) и полностью закрываться (режим отсечки), т. е. работать как ключ с малыми фронтами на переключение, а будет иметь спадающие по линейному закону фронты, работать практически в линейном режиме и рассеивать значительную мощность.

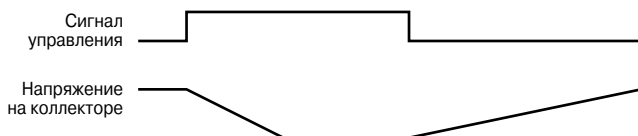


Рис. Б.4. Рассеивание мощности при ШИМ

Ограничения в разрешении

Для формирования последовательности импульсов системы ШИМ обычно используется цифровой генератор и счетчик. Другой цифровой счетчик используется для формирования определенного периода следования импульсов. Например, сигнал ШИМ может быть сформирован с помощью 8-битного счетчика, который делил бы тактовую частоту на 256. При частоте тактовых импульсов 1 МГц, после счетчика было бы $1 \text{ МГц}/256 = 3906.25 \text{ Гц}$.

Поскольку тактовые импульсы делятся на 256 частей, размер наименьшего шага можно определить как $1/256$. Если выходной сигнал ШИМ имеет **ВЫСОКИЙ** уровень при счете от 0 до 99, и **НИЗКИЙ** — от 100 до 255, тогда рабочий цикл составит $100/256 = 39.06\%$. Если изменить соотношение на 0...100 против 101...255, то новый рабочий цикл составит $101/256 = 39.45\%$. Изменение составило 0.39%, то есть $1/256$.

Эта величина ограничивает точность, с которой ШИМ-контроллер может управлять выходным сигналом. Линейная система обеспечивает большую точность управления. Как и у любого цифрового устройства, разрешение системы ШИМ ограничено числом битов. Однако и разрешение линейной системы может оказаться ограниченным разрешением ЦАП. Поэтому при проектировании устройств необходимо учитывать разрешение применяемых цифровых приборов.

Один из методов увеличения разрешающей способности — модуляция выходного сигнала. Допустим, если в нашей системе один цикл формируется с включенным состоянием 0...99, а следующий — 0...100, то среднее будет 99.5, т. е. разрешение возрастает в 2 раза. При использовании двух циклов 0...99 и одного 0...100 получаем уже в 3 раза лучшее разрешение. Однако этот метод также обладает некоторыми ограничениями:

- Микропроцессор, управляющий системой с ШИМ должен изменять выходной рабочий цикл в каждом периоде. Таким образом, рабочий цикл будет переменной величиной. Это может значительно увеличить требования к производительности микропроцессора.
- Частота ШИМ должна быть выбрана таким образом, чтобы нагрузка не реагировала на отдельные импульсы, а изменяла свое состояние только в зависимости от средней величины выходного сигнала. Если выход ШИМ модулирован, нагрузка должна быть инерционной и не способной «чувствовать» резкие изменения в сигнале. Иначе на качестве системы скажется влияние пульсаций.

В некоторых микроконтроллерах предусмотрена возможность изменения в определенных пределах рабочего цикла и частоты ШИМ. Но это уже

будет не «чистая» ШИМ, а сочетание из ШИМ и ЧИМ (частотно-импульсной модуляции). При ШИМ изменяется ширина импульса, а период повторения остается неизменным. В ЧИМ изменяемой величиной будет период повторения при неизменной длительности импульса. Период следования сигнала обычно изменяется подстройкой возвратной точки (rollover point) таймера. Это также влияет на разрешающую способность. Допустим, задействован упоминавшийся ранее 8-битный ШИМ-таймер, использующий все 256 отсчетов и работающий на частоте 3906 Гц. Для повышения быстродействия можно запрограммировать таймер к возврату на сотом отсчете, что обеспечит работу на частоте 10 кГц. Однако разрешение при этом ухудшится до 1% вместо 0.39%. Поэтому при выборе компонентов и проектировании системы необходимо рассчитать разрешение на своей рабочей частоте, а не на максимальной частоте таймера.

Требования к источнику питания

При использовании ШИМ средний ток, потребляемый от источника питания, примерно равен среднему току в нагрузке. В рассмотренном примере с нагревателем, максимальная мощность 9.6 Вт при среднем токе 800 мА. Однако импульсный ток при этом равен 1.0667 А. Источник питания должен быть способен выдать в нагрузку такой ток. Во многих случаях это достигается подключением к источнику питания конденсатора большой емкости. Если плата с ШИМ находится на некотором расстоянии от источника питания, то сопротивление кабеля может привести к возрастанию пульсаций в цепи питания ШИМ контроллера. В таком случае необходимо установить дополнительную емкость на плате ШИМ.

ШИМ и электромагнитные помехи

Один из недостатков ШИМ — производимые электромагнитные помехи. В примере с нагревателем, линейный регулятор изменял ток нагрузки при изменении напряжения, но оставлял ток постоянным, если напряжение не изменялось. Регулятор с ШИМ производит импульсы тока амплитудой 1.0667 А при каждом включении транзистора. Вне зависимости от требуемого среднего тока нагрузки, система с ШИМ всегда формирует импульсы с током 1.0667 А, следующие с заданной частотой. Если подключенные к системе кабели обладают значительным сопротивлением или индуктивностью, к напряжению на них прибавятся пульсации с частотой ШИМ. Поэтому в ШИМ-регуляторах необходимо применять провода большого сечения и широкие дорожки на плате для снижения сопротивле-

ния. В системах с чувствительными датчиками, такими как терморезисторы и термопары, необходимо использовать отдельную от ШИМ землю для усилителей сигналов с этих датчиков.

В дополнение к пульсациям напряжения и тока в системе с ШИМ, паразитные индуктивности цепи создают электромагнитные помехи в момент переключения мощного транзистора. Для минимизации помех необходимо управлять скоростью нарастания напряжения на фронте импульса. Существуют драйверы, способные растягивать фронт управляющего импульса. В более простых системах можно, например, подключить последовательно резистор сопротивлением 100...1000 Ом в цепь затвора МОП-транзистора. Это сопротивление в комбинации с собственной емкостью МОП-транзистора обеспечит затягивание фронта импульса. Недостаток метода — увеличение рассеиваемой мощности из-за продления времени, в течение которого МОП-транзистор находится в линейном режиме. Использование резистора приводит к большему разбросу параметров схем, поскольку емкость транзисторов значительно отличается от изделия к изделию.

Применение в аудиотехнике

Техника ШИМ изначально была разработана для увеличения КПД и снижения потребляемой мощности систем управления. Однако ШИМ с успехом применяется и в аудиоустройствах. Структурная схема *усилителя мощности звуковой частоты (УМЗЧ) с ШИМ* приведена на **Рис. Б.5**. Усилитель мощности звуковой частоты с ШИМ относится к *усилителям класса D*.

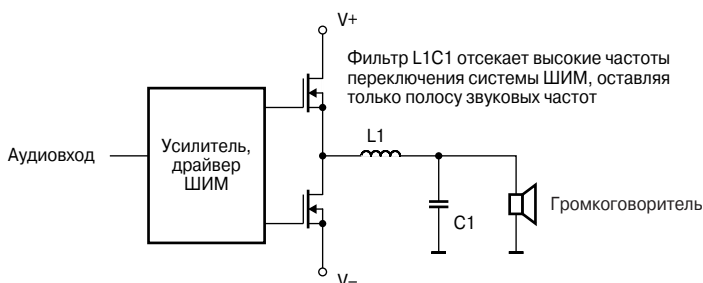


Рис. Б.5. УМЗЧ с ШИМ

Типичный пример УМЗЧ класса D — *ИС TDA8920 фирмы Philips* с двумя усилителями по 50 Вт выходной звуковой мощности, обладающие КПД 90%. Усилители класса D обычно работают на частотах в сотни кГц для предотвращения наложения частоты преобразования ШИМ и звуковых частот.

Преимущества ШИМ в аудиосистемах те же, что и везде — большой КПД, меньшее потребление мощности и меньший нагрев прибора. Недостатком усилителей класса D будет более высокий коэффициент нелинейных искажений, чем у усилителей, работающих в линейных режимах А и В.

Контроллер ШИМ

На **Рис. Б.6** показана типичная микропроцессорная система с ШИМ. 8-битный счетчик записывает цифровое слово из регистра (т. н. регистр периода). Затем, счетчик вычитает по 1 от этой величины до нуля. Второй регистр (регистр рабочего цикла) содержит другое 8-битное число. Когда цифровой компаратор определяет, что отсчет счетчика совпал с числом, записанным во втором регистре, на выходе ШИМ устанавливается **ВЫСОКИЙ** логический уровень. **ВЫСОКИЙ** уровень на выходе ШИМ остается до тех пор, пока отсчет счетчика меньше величины рабочего цикла, то есть до момента, пока значение на счетчике не перейдет от 00 к FF. Специальный выход счетчика **ROLLOVER** фиксирует это условие и снова загружает значение регистра периода.

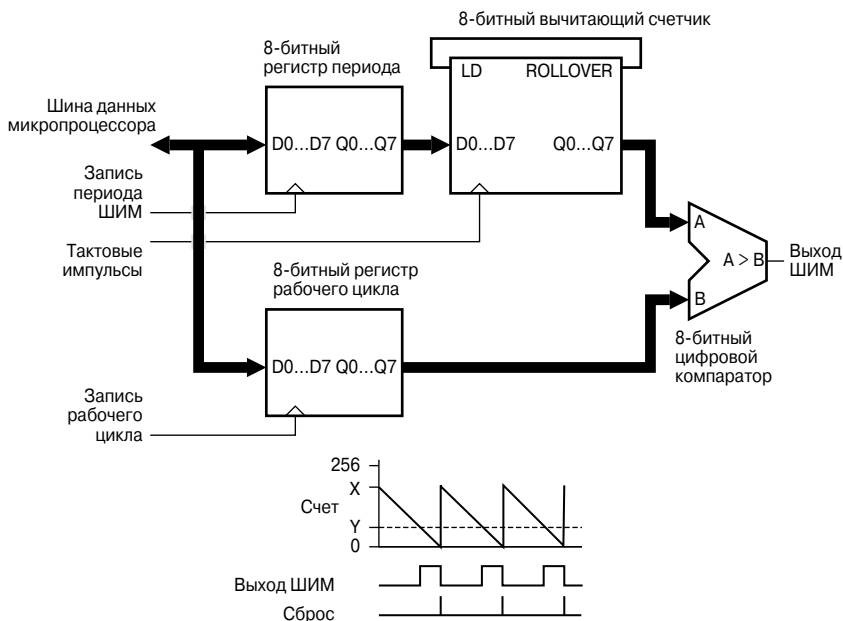


Рис. Б.6. ШИМ-контроллер

Заметим, в реальном микроконтроллере потребуются дополнительные логические схемы для синхронизации и для отсеивания ложных импульсов, возникающих в момент изменения состояния счетчика. Также регистры должны обладать дополнительными функциями, такими как «Старт», «Стоп» таймера и выбор между нормальным режимом работы и ШИМ.

Система, описанная выше, может быть применена для формирования сигнала ШИМ с периодом до 256 тактовых импульсов и рабочим циклом от 1/256 до 100%. На **Рис. Б.6** также показаны временные диаграммы работы системы. Значение на выходе счетчика показано сплошной линией, хотя, на самом деле, имеет ступенчатую форму. Величина X на диаграмме — число, записанное в регистре периода, с которого начинает отсчет счетчик, когда перезагружается. Величина Y — это число в регистре рабочего цикла. Заметим, что если значение рабочего цикла будет больше, чем величина периода, выходной сигнал ШИМ никогда не перейдет в высокий уровень.

Рассматриваемый вариант контроллера не единственно возможный, и выбран из-за простоты изучения. Многие системы с ШИМ содержат счетчики с инкрементом (вычитающие счетчики), например, таймеры, считающие в обоих направлениях и устанавливающие выход сигнала ШИМ, когда отсчет проходит значение рабочего цикла, и сбрасывающие выход в 0, когда счет пересекает величину рабочего цикла. Отдельные микроконтроллеры способны обеспечить только несколько рабочих периодов, основанных на специализированных делителях системного времени.

Программное обеспечение систем с ШИМ

Несмотря на то что конфигурации микроконтроллеров могут различаться, большинство систем имеет много общего:

- регистр установки рабочего цикла;
- регистр установки периода;
- метод запуска и остановки таймера;
- разрешение прерываний от таймера;
- способ установки частоты и/или периода ШИМ.

В целом, программа должна инициализировать все регистры, запустить таймер, разрешить прерывание таймера (если необходимо). Затем программа должна обновить значение рабочего цикла в соответствии с системными требованиями.

В некоторых системах таймер ШИМ генерирует прерывание микроконтроллера. Когда происходит прерывание, ПО обновляет значения пе-

риода и/или рабочего цикла. Иногда таймеру запрещено устанавливать величину рабочего цикла 0% или 100%. Например, если используется полный период в 256 отсчетов, и ничего не записано в регистр рабочего цикла, то на выходе системы не появится ни единого импульса.

В таком случае можно отключить таймер и напрямую управлять битом выхода для установления рабочего цикла 0% или 100%. В большинстве микроконтроллеров выходы ШИМ совпадают с выходами битов некоторых портов, так что такое управление оказывается возможным. Однако, поскольку при остановке таймера не случается прерываний, следует применять специальные методы для обновления значений. Один из методов, поддерживаемых некоторыми микроконтроллерами, заключается в том, чтобы разрешить прерывания от таймера, но запретить выход ШИМ.

Приложение В. Полезные сайты в Интернете

Сайт	Компания	Примечание
Полупроводники		
www.analog.com	Analog Devices	
www.atmel.com	Atmel	
www.burr-brown.com	Burr-Brown	
www.clarostat.com	Clarostat	Оптические датчики и датчики Холла
www.dalsa.com	Dalsa	ПЗС
www.fairchild-ic.com	Fairchild	
www.honeywell.com	Honeywell	Датчики Холла
www.maxim-ic.com	Maxim	
www.microchip.com	Microchip	
www.mot-sps.com	Motorola Semiconductors	
www.nsc.com	National Semiconductor	
www.pmdcorp.com	Performance Motion Devices	ИС управления двигателями
www.sel.sony.com/semi	Sony Semiconductors	ПЗС
www.ti.com	Texas Instruments	
www.xicor.com	Xicor	
Двигатели		
www.bodine-electric.com	Bodine Electric	Двигатели постоянного тока, бесколлекторные, шаговые
www.eadmotors.com	Eastern Air Devices	Двигатели постоянного тока, бесколлекторные, шаговые
www.maxonmotor.com	Maxon Motors	Двигатели постоянного тока
www.micromo.com	Microchip	
www.orientalmotor.com	Oriental Motors	Двигатели постоянного тока, бесколлекторные
www.pacsci.com	Pacific Scientific	Двигатели постоянного тока, бесколлекторные, шаговые
Прочее		
www.guardian-electric.com	Guardian	Реле, соленоиды
www.liteon.com	Liteon	Оптоэлектроника
www.omron.com	Omron	Реле
www.optoswitch.com	Clarostata	Оптоэлектроника
www.qtopto.com	QT	Оптоэлектроника


```
PWM(1)                                # ШИМ выкл.

while count < 256:
    time = clock()
    while clock() - time < .001: pass    # Задержка 1 с
    adc = ADCREAD()                      # Чтение АЦП
    waveform.append(ord(adc))            # Добавление результата к массиву waveform
    count + = 1
# Печать результата.
print waveform
```

Программа релейного управления:

```
setpoint= 100
count = 0                                # Счетчик циклов
waveform = []                            # Конечная матрица формы волны(Waveform)
control = []                             # матрица выхода управления

# Для того чтобы программа управления стартовала с
# включенным ШИМ, уберите значок комментария перед следующими двумя
# операторами. Это включит полный ШИМ и установит задержку 1с.
# PWM (250)
# while clock() - starttime < 1: pass

time = clock( )

# Для демонстрации влияния частоты дискретизации на результат,
# измените величину задержки с 0.001 на другую.
# Величина 0.004 мс, например, установит период дискретизации 4 мс.

while count < 256:
    while clock() - time < .001: pass    # Задержка 1 с
    time = clock()
    adc = ADCREAD()                      # Чтение выходных данных АЦП
    adcint = ord(adc)                    # Преобразует результат к целому типу (integer)
    waveform.append(adcint)

# Если результат < уставки (setpoint), выключение ШИМ.
# Если результат > уставки(setpoint), включение полного ШИМ (100%).
if adcint < setpoint:
    PWM (1)
    Control.append(0)
else:
    PWM (250)                            # (adcint>= уставка (setpoint))
    control.append(1)

count + = 1

# Окончание программы, выключение ШИМ.
PWM(1)

# Печать результата.
print waveform
```

Пропорциональное управление:

```

setpoint = 150
offset = 200
gain = 10

count = 0
waveform = []
control = []

# Для того чтобы программа управления стартовала с
# включенным ШИМ, уберите значок комментария перед следующими двумя
# операторами.
# Это включает полный ШИМ и установит задержку 1 с.
# PWM (254)
# while clock() - starttime < 1: pass

time = clock()

while count < 256:
    while clock() - time < .001: pass # Время ожидания 1 мс
    time = clock()
    adc = ADCREAD() # Чтение выходных данных АЦП
    adcnt = ord(adc) # Преобразует результат к целочисленному типу (integer)
    waveform.append(adcnt) # Сохраняет входные значения в массиве waveform
# В следующем фрагменте из уровня АЦП вычитается уставка,
# так как управление инверсное (больший уровень ШИМ = меньший выход АЦП)
# Результат ограничен диапазоном 1-254

output = offset + (adcint - setpoint)*gain
if output < 1 : output = 1
if output > 254 : output = 254

PWM(output)
control.append(output) # Сохраните контрольное значение в массиве

count += 1

# Тест проведен, ШИМ выключен.
PWM(1)

# Печать результата
print waveform

```

Пример ПИД-управления:

```

setpoint = 150
offset = 200

# Коэффициенты усиления замкнутой цепи ПИД-регулирования
# Интеграл и производная рассчитываются через один и тот же
# интервал выборки. Если используется интервал выборки для
# дифференцирования, тогда потребуются изменение усиления для получения
# результата дифференцирования
GI = 2 # Усиление интеграла
GD = 2 # Усиление производной
CP = 4 # Пропорциональное усиление

```

```

derivative = 0
integral = 0

count = 0
waveform = []          # Сохраните результаты АЦП в массиве
control = []           # Сохраните результаты выхода управления в массиве

I = []                 # Массив для сохранения значений интеграла
D = [ ]               # Массив для сохранения значений производной

preverr = 0            # Инициализация величины предыдущей ошибки,
                        # используемой при вычислении производной

# Для того чтобы программа управления стартовала одновременно с
# включенным ШИМ,
# уберите значок комментария перед двумя следующими операторами.
# Это включит полный ШИМ и установит задержку 1 с :
# PWM(254)
# while clock( ) - starttime < 1: pass

time = clock()

while count < 256:
    while clock() - time < .001: pass    # Задержка 1 мс
    time = clock()
    adc = ADCREAD()                     # Чтение результата АЦП
    adcint = ord(adc)                   # Преобразование результата к типу integer
    waveform.append(adcint)             # Сохранение входной величины в массиве

# Вычислите ошибку. Заметим, что adc - setpoint используется
# вместо setpoint - adc. Это сделано потому, что контроль - обратный,
# то есть большая величина управления соответствует меньшей величине
# на выходе
error = adcint - setpoint

# Вычисление производной, как разности текущей и предыдущей ошибок
derivative = error - preverr
preverr = error                        # Для следующего прохода цикла
D.append(derivative)

# Если ошибка меньше, чем 10% заданного значения,
# вычислите интеграл как
# integral + error. Если ошибка больше чем 10% от заданного
# значения, установите интеграл в 0. Это приведет к ограничению
# операции первоначального действия (windup) интеграла.
if error < setpoint/10 : integral = integral + error
else: integral = 0
I.append(integral)

# Вычислите новый выходной уровень, ограничивая
# результат в диапазоне 1-254.
output = offset + (error*GP) + (derivative*GD) + (integral*GI)
if output < 1 : output = 1
if output > 254 : output = 254

PWM(output)
Control.append(output)

```

```
count + = 1
# Тест проведен, ШИМ выключен.
PWM(1)

# Печать результата (Print result).
print waveform
```

Табл. 4.1 создана при помощи электронных таблиц Microsoft Excel. Колонки в таблице сконфигурированы следующим образом:

- Колонка A: 1000 строк, содержащие случайные числа, сгенерированные оператором Rand().
- Колонка B: 1000 строк, содержащие Value + Ax.
- Колонка C: 1000 строк, содержащие TRUNC(Bx, 0).
- Колонка D: 1000 строк, содержащие IF(Cx = 3, 1, 0). Выражение в скобках означает: поместить 1 в ячейку, если Cx = 3, и поместить 0 в ячейку, если Cx = 4.

Для вычисления результата 100 измерений (выборок), первые 100 величин в колонке C сложены, и результат поделен на 100. Для 1000 измерений (выборок) все величины колонки C сложены и поделены на 1000.

Заметим, что во всех случаях, «x» в ячейках соответствует номеру строки. Например, C4 содержит: TRUNC(B4, 0).

«Value» в колонке B является также измеренной величиной: 2.25, 2.5 и 2.8 в **Табл. 4.1**.

Словарь терминов

LSB (Least Significant Bit) — младший значащий бит (двоичный разряд).

LVDT (Linear Variable Differential Transformer) — датчик линейной позиции на основе движущегося сердечника и сбалансированных индуктивностей.

MSB (Most Significant Bit) — старший значащий бит (двоичный разряд).

VRS (Variable Reluctance Sensor) — датчик на основе магнита и катушки для регистрации вращения зубчатого колеса. Зубцы колеса производят изменения магнитного поля, формируя переменное поле в катушке датчика.

АЦП (аналого-цифровой преобразователь) — электронное устройство, преобразующее некоторую аналоговую величину, обычно напряжение, в цифровой код.

Вращающий момент — сила, которую двигатель может подать на ось.

Время интегрирования ПЗС — время накопления заряда ячейками ПЗС перед считыванием.

Динамический диапазон — диапазон величин, которые система должна измерять или устанавливать. В принципе, динамический диапазон можно представить, как максимальную величину, деленную на минимальный шаг.

ДКВ (двойная коррелированная выборка — Correlated Double Sampling, CDS) — метод компенсации шума в системе с ПЗС, основанный на вычитании двух выборок. Первая из выборок берется сразу после сброса, когда напряжение на выходе ПЗС близко к напряжению сброса, а вторая берется, когда присутствует зарядовый сигнал.

Индекс — выходной сигнал энкодера, сигнализирующий, что ось двигателя достигла predetermined значения, обычно подается один раз за оборот.

Кодек — в зависимости от употребления, термин «кодек» может обозначать компрессор/декомпрессор и относиться к системе компрессии/декомпрессии данных. Например, ИС, преобразующая видеопоток в формат jpeg и обратно. В телекоммуникационной индустрии, термин «кодек» яв-

ляется сокращением от «кодер/декодер». Кодек представляет собой прибор, преобразующий цифровые сигналы в аналоговые и обратно.

Опорное напряжение — напряжение в цепях ЦАП и АЦП, устанавливающее диапазон преобразования. Также напряжение, с которым компаратор сравнивает уровень входного сигнала.

ПИД (пропорционально-интегрально-дифференциальное) управление — метод управления системой с учетом ошибки, то есть разности между заданной и достигнутой величинами (пропорциональное управление), скорости изменения ошибки (дифференциальное управление) и суммы ошибок (интегральное управление).

Преобразователь напряжение-частота — генератор, формирующий сигнал с частотой, пропорциональной входному напряжению.

Резистивный температурный датчик (Resistance Temperature Detector, RTD) — датчик, сопротивление которого изменяется при изменении температуры.

Сквозной ток — ток короткого замыкания, протекающий одновременно через неверно включенные транзисторы двух плечей в мостовой схеме. Приводит к быстрому выходу транзисторов из строя.

Тензодатчик — датчик, меняющий сопротивление под действием внешней силы. Применяется, например, для измерения веса.

Термопара — температурный датчик, формирующий напряжение на спае двух различных металлов.

Терморезистор — резистор, сопротивление которого изменяется с температурой.

Усиление с замкнутой петлей ОС — усиление цепи с включенными компонентами обратной связи. Усиление с замкнутой петлей ОС может быть постоянной величиной, либо зависеть от частоты, времени и других параметров. Замкнутая петля обратной связи может охватывать один ОУ либо целую систему с микропроцессорным управлением. В реальных системах независимо от коэффициента усиления петли ОС, выходной сигнал всегда ограничен напряжением питания.

Усиление с разомкнутой петлей ОС — усиление системы (обычно ОУ) без каких-либо элементов в цепи обратной связи. Коэффициент усиления ОУ с разомкнутой петлей обратной связи обычно очень высок — десятки и сотни тысяч.

Усилитель выборки-хранения — электронная цепь, которая сохраняет величину входного напряжения определенное время для измерения.

ЦАП (цифро-аналоговый преобразователь) — электронное устройство, преобразующее цифровые данные (цифровой код) в аналоговую величину (аналоговый сигнал).

ШИМ (широотно-импульсная модуляция) — импульсный метод представления сигнала, при котором в качестве несущего колебания используется периодическая последовательность прямоугольных импульсов постоянной частоты, а информационным параметром, связанным с дискретным модулирующим сигналом, является длительность этих импульсов, т. е. информация об амплитуде сигнала заключается в значении ширины импульса.

Электромагнитные помехи (Electromagnetic Interference, EMI) — общий термин любого вида источников помех, действие которых может привести к сбою или отказу электронных приборов. К EMI относятся: помехи, вызванные мощными природными, например грозовыми разрядами, или искусственными источниками энергии, например радиочастотные помехи (RF) от радиопередатчиков, электростатические (ESD), наносекундные помехи, возникающие при срабатывании механических контактов выключателей и реле, и магнитные помехи при работе реактивных элементов в цепях мощных нагрузок (обмоток реле, соленоидов и т. д.).

Электростатический разряд (Electrostatic Discharge, ESD) — искра, которая проскакивает между двумя заряженными телами или возникающая в результате касания «наэлектризованным» человеком электрических цепей. Один из видов помех, который влияет на работу аппаратуры и в некоторых случаях выводит ее из строя. Очень критичны к ESD МОП-транзисторы, КМОП-микросхемы, при работе с которыми необходимо принимать специальные меры (например, заземленный браслет при пайке).

ЭМС (электромагнитная совместимость) — способность устройства, оборудования или системы функционировать удовлетворительно в их электромагнитной обстановке, не создавая недопустимых электромагнитных помех чему-либо в этой обстановке.

Энкодер — датчик положения в системах управления двигателями, устанавливается на ось двигателя и формирует выходной сигнал, несущий информацию о текущей координате. Энкодер может производить серию импульсов, пропорционально углу вращения или сообщать абсолютную координату оси двигателя.

Эффект Холла — эффект появления напряжения на концах проводника с током в магнитном поле, был открыт в 1879 г. американским физиком Эдвином Холлом.

Предметный указатель

А

AD5203 — 202
AD5220 — 199
AD5300 — 198
AD570 — 48
AD594/595 — 83
AD624 — 325
AD7801 — 198
AD7823 — 60
AD7824 — 65
AD872 — 49
ADV7120 — 199
ADXL202 — 116
AT90S4434 — 65

Н

HCTL-1100 — 242

И

ILX724 — 104

К

KLI-2113 — 104

Л

L297 — 225
L6201 — 221
LM18200 — 222
LM231 — 130
LM335 — 84
LM336A-2.5 — 271
LM34/35 — 84
LM4546 — 67
LM628/629 — 237
LM74 — 84
LM75 — 84

М

MAX1101 — 64, 110

MAX1242 — 58
MAX151 — 50
MAX191 — 49
MAX349 — 205
MAX350 — 205
MAX400 — 267
MAX4511/4512 — 204
MAX5048 — 298
MAX6225 — 272
MAX6576/6577 — 121
MC2300 — 242

Н

NE612 — 128

Р

PCF8591 — 63

Т

TDA5140 — 234
TDA8920 — 335
TL7770 — 293
TMC1103 — 110
TMP03/04 — 125
TP3054 — 67

В

VRS-датчик — 114
VSP2000/3000 — 110

А

аналоговый ключ
 время включения — 204
 время выключения — 204
аналоговый ключ с защитой от перенапряжения
 MAX4511/4512 — 204
аналоговый электронный ключ — 202
аппаратное обеспечение
 периферийные устройства — 24
 производительность процессора — 20

требования — 25
 асинхронный ПНЧ — 130
 аудиокodeк с встроенными АЦП и ЦАП
 LM4546 — 67
 АЦП — 30, 32
 AD570 — 48
 AD7823 — 60
 AD7824 — 65
 AD872 — 49
 MAX1101 — 64, 110
 MAX1242 — 58
 MAX151 — 50
 MAX191 — 49
 PCF8591 — 63
 PIC167C7xx — 65
 встроенное УВХ — 49, 50
 встроенный — 65
 встроенный источник опорного напряжения — 49
 выходное слово в двоично-десятичном code числа — 50
 выходное слово в дополнительном code числа — 49
 выходное слово в прямом code числа — 49
 интерфейс выходной шины — 70
 многоканальные — 65
 АЦП ПЗС — 110

Б

бесколлекторный двигатель постоянного тока — 230

В

внутримодульный последовательный интерфейс
 внутримодульный последовательный — 63
 высокоскоростной (модификация №3 High-speed) I²C — 63
 скоростной (модификация №2 Fast) I²C — 63
 вращающий момент двигателя — 248
 время интегрирования — 99

Г

генератор прерывателя — 222

Д

датчик магнитного поля — 110
 датчик температурный полупроводниковый
 LM335 — 84
 LM34/35 — 84
 LM74 — 84
 LM75 — 84
 MAX1617 — 84
 датчик температурный с встроенным ПНЧ
 MAX6576/6577 — 121
 TMP03/04 — 125
 датчик Холла — 110, 111

аналоговый — 111
 аналоговый контроля угла поворота оси — 113
 цифровой — 111
 цифровой биполярный (защелка) — 112
 цифровой контроля зубцов шестерни — 113
 цифровой униполярный — 112
 двигатель — 206
 двигатель постоянного тока — 226
 двигатель постоянного тока шаговый
 с микрошаговым режимом управления — 215
 с полшаговым режимом управления — 214
 двойная коррелированная выборка — 107
 двунаправленный стабилитрон Tranzorb — 182
 диапазон динамический входных сигналов — 15
 диапазон динамический выходных сигналов — 15
 динамическое торможение — 229
 дискретные оптические датчики — 96
 диссипация саморазогрева — 74
 дифференциальные входы — 140

Е

емкость фильтра — 181

З

закон распределения величины
 радиоэлектронного компонента — 279

И

измерения (выборки) — 135
 изотермический блок
 компенсация температурной зависимости — 82
 импульс помехи в цепи питания — 181
 индуктивность обмотки реле — 181
 ЭДС самоиндукции — 181
 инструментальный усилитель
 AD624 — 325
 интеграл — 173
 интегрирование — 99
 интерфейс Fieldbus — 283
 интерфейс IEEE 1451.2 — 281
 интерфейс параллельный
 стандартный компьютерный ISA — 23
 стандартный компьютерный PC/104 — 23
 стандартный компьютерный PC/104+ — 23
 стандартный магистрально-модульный VME — 20
 стандартный периферийный PCI — 20
 интерфейс последовательный
 стандартный компьютерных сетей Ethernet — 20
 стандартный периферийный FireWire — 20

интерфейс последовательный периферийный

Fieldbus — 283

IEEE 1451 — 281

токовая петля 4-20 мА — 283

ИОН

LM336A-2.5 — 271

MAX6225 — 272

источник опорного напряжения — 270

К

кодек — 67

кодек связей с встроенными АЦП и ЦАП

TP3054 — 67

кодирование фазоманипулированным кодом

Манчестер-2 — 284

коды с самосинхронизацией — 284

компаратор с гистерезисом — 88, 322

компьютер промышленный — 281

константа диссипации (рассеивание мощности),

КД — 74

контроллер бесколлекторного двигателя

HCTL-1100 — 242

MC2300 — 242

TDA5140 — 234

контроллер двигателя постоянного тока

LM628/629 — 237

контроллер коллекторного двигателя

MC2100 — 242

контроллер МОП с вольтодобавкой

MAX5048 — 298

контроллер программируемый логический — 281

контроллер шагового двигателя

L297 — 225

коэффициент усиления идеального ОУ — 140

коэффициент усиления реального ОУ — 140

Л

линейные дифференциальные трансформаторы — 113

линейный массив

область памяти — 103

логический анализатор

режим графического просмотра данных — 172

М

магниторезистор — 114

маркер-сообщение — 285

масштабирование — 75

международная система единиц, СИ — 282

мертвое время — 159

метод статистических испытаний Монте-Карло — 279

метод суммы квадратов — 279

методы цветовой обработки — 106

механический джиттер — 90

микропроцессор — 140

МК с встроенным АЦП

AT90S4434 — 65

PIC167C7xx — 65

МОП-транзистор — 297

МОП-транзистор SENSEFET — 190

мостовой контроллер шагового двигателя

L6201 — 221

LM18200 — 222

мультиплексор

аналоговый — 205

время переключения — 205

диапазон входных напряжений — 205

сопротивление в открытом и закрытом состояниях — 205

мультиплексор аналоговый 4-1 (два)

MAX350 — 205

мультиплексор аналоговый 8-1 (один)

MAX349 — 205

Н

наборы резисторов — 288

наводки — 254

нагреватель на основе термометра

сопротивления — 188

нагревательные элементы — 185

неинвертирующий усилитель — 264

неравномерность — 108

нормальный закон распределения — 279

О

операционный усилитель — 139, 314

буферный каскад — 314

двуполярный — 79

дифференциальный усилитель — 314

инвертирующий вход — 314

инвертирующий усилитель — 314

инструментальный усилитель в

дифференциальном включении — 82

компаратор — 320

коэффициент ослабления синфазных помех

(КОСС) — 83

коэффициент усиления — 82

неинвертирующий вход — 139

неинвертирующий усилитель — 314

однополярный — 79

реальный — 266

опрос циклический — 284

оптический датчик

дискретный — 96

оптопара светодиод-фотоприемник или

оптрон — 85

отражательный оптрон — 85

щелевой оптрон — 85

оптопара — 85

коэффициент передачи по току (КПТ) — 86

оптопара светодиод-фотосимистор — 292
 оптопара светодиод-фототиристор — 292
 оптрон — 85
 время включения и выключения — 95
 выходная мощность — 95
 напряжение насыщения на выходе
 фототранзистора — 87
 предельная скорость срабатывания — 95
 с закрытым оптическим каналом — 85, 94
 с открытым оптическим каналом — 85, 95
 с составным транзистором Дарлингтона на
 выходе — 87
 скорость нарастания сигнала — 95
 скорость переключения — 87
 оптрон с закрытым оптическим каналом — 94,
 195
 4N35 — 95
 6N136 — 95
 оптрон с логическим выходом — 196
 оптрон с тиристорным выходом — 196
 оптрон с транзисторным выходом — 196
 отрицательная обратная связь, ООС — 139
 ОУ, см. операционный усилитель

П

передача маркера в линию связи — 284
 периферийный параллельный интерфейс
 универсальный для связи с
 микропроцессорами — 50
 периферийный последовательный интерфейс
 — 58
 SMBus — 63
 SPI/Microwire — 58
 печатная плата — 275
 ПЗС
 управление экспозицией — 101
 цветной трехлинейный — 104
 ПЗС цветной трехлинейный
 ILX724 — 104
 KLI-2113 — 104
 ПЗС-линейки — 101
 ПЗС-матрица — 99, 107
 аналоговый сдвиговый регистр — 100
 чувствительный выходной узел — 100
 пиксель — 19
 ПНЧ, см. преобразователь напряжение-частота
 полупроводниковый термоэлектрический
 охладитель (Пельтье) — 191
 порт микроконтроллера — 98
 порт микропроцессора — 98
 потенциометр ЕЕРОТ — 202
 потенциометр цифровой
 AD5220 — 199
 потенциометр цифровой 4-канальный с
 последовательным интерфейсом
 AD5203 — 202

предсказатель Смита — 160
 преобразователь напряжение-частота — 129
 LM231 — 130
 прибор с зарядовой связью (ПЗС) — 99
 программирование на языке Basic — 173
 программируемый логический контроллер —
 281
 программное обеспечение
 операционная система Windows — 25
 подпрограмма обработки прерываний — 91
 производительность процессора — 20
 производная — 173
 промышленный компьютер — 281

Р

рабочий цикл — 41
 рабочий цикл выходного сигнала — 116
 режим двигателя
 микрошаговый (microstepping) — 214
 резонанс — 210
 реле — 179

С

саморазогревом — 74
 сброс нагрузки — 160
 светодиоды инфракрасные — 88
 сдвиг частот — 128
 синхронный ПНЧ — 130
 система ПИД-управления
 метод Циглера/Николса — 156
 система пропорционального управления
 величина ошибки, e — 145
 величина смещения, M — 145
 система пропорционально-интегрально-
 дифференциального управления, система
 ПИД-управления — 148
 система релейного управления
 мертвая зона — 144
 температурный перегрев — 144
 система управления
 легкая нагрузка — 151
 логический анализатор — 170
 микропроцессорная — 140
 пропорционального — 144
 релейного (двухпозиционного) — 141
 с подключенным блоком мониторинга — 169
 тяжелая нагрузка — 151
 цифровой запоминающий осциллограф —
 170
 системы высокой точности — 264
 сквозной ток — 216
 смеситель — 127
 смеситель радиочастот
 NE612 — 128
 соленоид — 179
 импульсный — 179
 постоянный — 179

специализированный последовательный интерфейс
 для связи с микроконтроллерами — 64
 цифровой для музыкальных инструментов (MIDI) — 94
 статистические методы определения разброса параметров — 279
 сторожевой таймер микропроцессора — 263
 супервизор питания
 TL7770 — 293

Т

тайм-аут — 251
 тахометр — 192
 твердотельный датчик изображения — 99
 темновой заряд — 107
 температурный датчик — 71
 на основе термопары — 81
 полупроводниковый на основе p - n -перехода диода или транзистора — 84
 резистивный — 81
 терморезистор — 71
 температурный коэффициент сопротивления, ТКС — 269
 тензодатчик — 116
 металлический веса/силы — 117
 полупроводниковый движения/ускорения — 116
 тензодатчик ускорения полупроводниковый
 ADXL202 — 116
 тензодатчики — 116
 тензoeffект — 116
 теорема Шеннона — 28
 дискретизация по времени — 29
 квантование по уровню — 29
 кодирование — 29
 тепловой контакт — 143
 теплоемкость нагревательного прибора — 143
 теплоемкость объекта — 143
 термopapa
 «горячий» спай — 82
 «холодный» спай — 82
 изотермический блок — 82
 спай металлов — 82
 термо-ЭДС — 82
 терморезистор
 бескалибровочный — 73
 точность измерения — 74
 чувствительность — 71
 терморезистор с отрицательным ТКС
 термистор — 71
 терморезистор с положительным ТКС
 позистор — 71
 тип АЦП
 двойного интегрирования — 38
 параллельный — 36
 последовательных приближений — 37

с одинарным интегрированием — 39
 сигма-дельта АЦП — 40
 следящий — 34
 составной — 43
 тиристоры — 196
 точка включения — 112
 точка выключения — 112
 транзистор биполярный — 296
 трассировка печатной платы — 275
 трехцветный фильтр — 103
 тринистор — 196
 ТС-нагреватель — 188

У

УВХ, см. устройство выборки-хранения
 управление несколькими датчиками — 92
 управление с предсказанием — 168
 управление по модели предсказания — 168
 управление по нелинейной модели предсказания — 168
 управление с разомкнутой петлей обратной связи (ОС) — 139
 управление экспозицией — 101
 усилитель класса D — 335
 усилитель мощности звуковой частоты с ШИМ
 TDA8920 — 335
 усилитель сигнала термопары типа J
 AD594/595 — 83
 уставка — 141
 устройство выборки-хранения — 46
 устройство выборки-хранения (УВХ)
 время сбора — 48
 максимальный рабочий диапазон полосы частот — 48
 паразитное прохождение сигнала — 48
 скорость спада — 47
 смещение выходного сигнала — 48

Ф

фильтр низких частот, ФНЧ — 128
 формирователь логических уровней — 95
 фотoreле полупроводниковое — 292
 фототранзисторы — 88
 функция автоматической фильтрации — 131
 функция запрета первоначального действия (antiwindup) — 174

Х

характеристики АЦП
 быстродействие — 37
 входной диапазон — 83
 максимальная тактовая частота — 36
 опорное напряжение — 33
 разрешение — 33, 37, 41
 рассеиваемая мощность — 37
 скорость АЦ/преобразования — 36, 37

ток потребления — 37
 точность АЦ/преобразования — 33, 42
 ширина слова — 33
 характеристики АЦП (ИС)
 максимальная длительность сигнала RD — 55
 максимальная задержка между преобразованиями — 56
 максимальное время доступа — 52
 максимальное время освобождения шины — 54

Ц

ЦАП — 30, 198
 ЦАП 8-битный
 AD7801 — 198
 ЦАП 8-канальный
 AD5300 — 198
 ЦАП 8-канальный для видеоприложений
 ADV7120 — 199
 цветной трехлинейный ПЗС
 период сканирования — 104
 цветовая обработка в ПЗС — 103
 цифровая обработка сигналов — 20
 цифровой потенциометр — 199

Ч

частота смещения — 127

Ш

шаговые двигатели — 206

гибридные — 206
 с переменным магнитным сопротивлением — 206
 с постоянным магнитом — 206
 ШИМ — 335
 шина I²C — 61
 широтно-импульсная модуляция (ШИМ) — 326

Э

электромагнитная совместимость (ЭМС) — 23
 электромагнитные помехи — 254
 электронно-дырочные пары — 99
 электростатическая помеха
 генератор Ван-де-Граафа — 260
 электростатический разряд — 260
 энкодер — 228, 234
 абсолютный — 236
 двухканальный — 235
 квадратурный — 235
 с индексным выходом — 236
 эффект
 Зеебека — 82
 Пельтье — 82
 термоэлектрический — 81
 Холла — 110

Я

язык программирования высокого уровня
 объектно-ориентированный C++ — 22

СТЮАРТ БОЛЛ Р.

**Аналоговые интерфейсы
микроконтроллеров**

Главный редактор *В. М. Халикеев*

Переводчик *С. В. Щербинин*

Ответственный редактор *И. А. Корабельникова*

Научный редактор *В. Я. Симонов*

Технический редактор *А. И. Михалченков*

График *А. В. Кулакова*

Верстальщик *И. С. Кайнова*

Формат 60х90/16. Бумага офсетная.

Гарнитура «NewtonС». Печать офсетная.

Объем 22,5 п. л. + вкл. 0,125 п. л. Усл. п. л. 22,5 + вкл. 0,125.

Тираж 3 000 экз. Код АИФ. Заказ №

Издательский дом «Додэка-XXI»

105318 Москва, а/я 70

Тел./факс: (495) 366-24-29, 366-09-22

E-mail: books@dodeca.ru; red@dodeca.ru

Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО «Щербинская типография»

117623 Москва, ул. Типографская, д. 10