ДОДЭКА

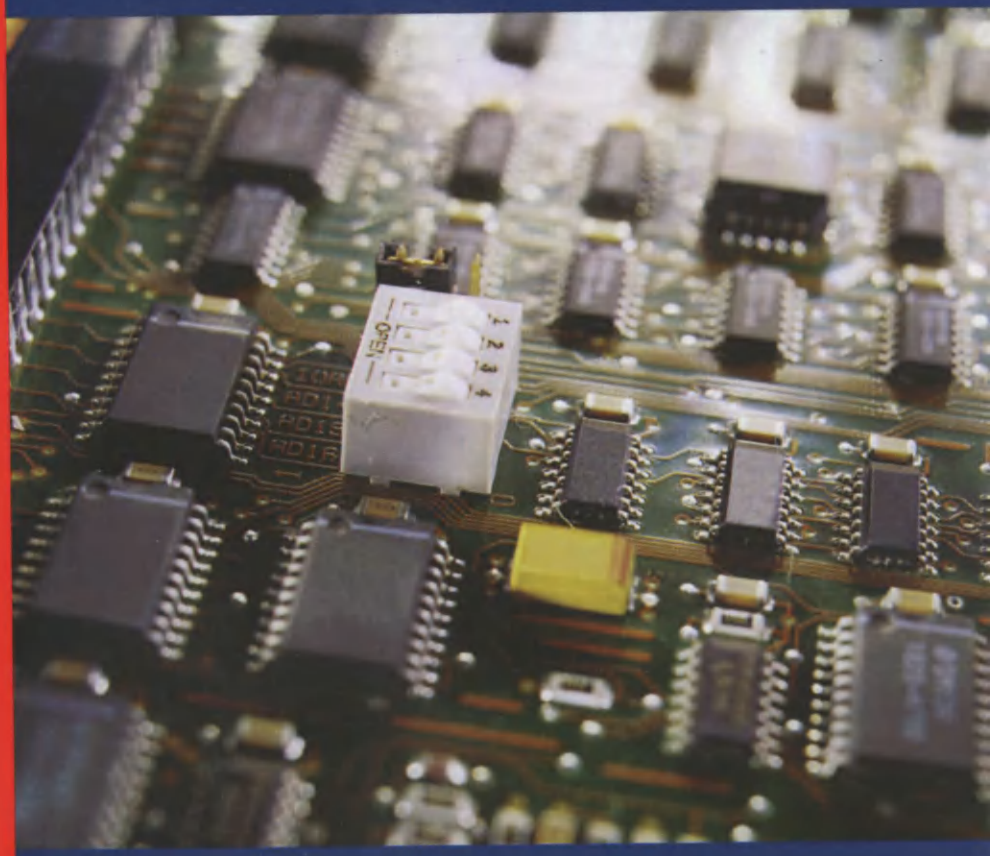
www.dodeca.ru

Бонни Бэйкер

Что нужно знать цифровому разработчику об аналоговой электронике

СЕРИЯ

СХЕМОТЕХНИКА



ЧТО НУЖНО ЗНАТЬ ЦИФРОВОМУ РАЗРАБОТЧИКУ ОБ АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

Бонни Бэйкер

Newnes

A BAKER'S DOZEN REAL ANALOG SOLUTIONS FOR DIGITAL DESIGNERS

Bonnie Baker

Newnes

УДК 621.396.6(035.3)
ББК 32.844я81
Б97

Данное издание подготовлено при участии российского представительства компании Texas Instruments. На русскоязычном сайте www.ti.com/ru вы можете получить информацию о компании TI, а также заказать бесплатные образцы микросхем.

Телефон горячей линии технической поддержки +7-495-981-07-01.

Бэйкер, Бонни

Б97 Что нужно знать цифровому инженеру об аналоговой электронике / Бонни Бэйкер ; пер. с англ. Ю. С. Магды. — М. : Додэка-XXI, 2010. — 360 с. : ил. — (Серия «Схемотехника»). — Доп. тит. л. англ. — ISBN 978-5-94120-170-9.

Книга может служить практическим руководством разработчика, охватывая наиболее важные сферы проектирования аналоговой электроники: аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование, применение операционных усилителей и фильтров, а также интеграцию аналоговых и цифровых систем. Материал книги составлен таким образом, чтобы помочь инженерам, занимающимся, в основном, разработкой цифровой электроники, освоить проектирование аналоговых схем.

Книга помогает по-новому, используя аналоговый подход, взглянуть на проектирование устройств, что позволяет быстро решать возникающие проблемы. Особое внимание уделяется таким основополагающим, но почему-то редко рассматриваемым в подобных изданиях темам, как влияние шумов на качество работы схемы, применение инструментальных средств и оборудования при настройке и тестировании аналоговых устройств.

Книгу отличают многочисленные описания практических примеров проектирования схем, а также советы по выбору подходящих инструментальных программно-аппаратных средств, без которых не обойтись в процессе разработки.

Книга предназначена для инженеров-практиков, разрабатывающих цифровые схемы, а также будет полезна студентам и преподавателям, сталкивающимся с проблемами проектирования аналоговых схем для цифровых устройств. Свободный стиль повествования, используемый автором, одинаково хорошо воспринимается как студентами, так и профессиональными инженерами.

УДК 621.396.6(035.3)
ББК 32.844я81

Книга «Что нужно знать цифровому разработчику об аналоговой электронике» Бонни Бэйкер подготовлена и издана по договору с Elsevier INC, 200 Wheeler Road, 6th Floor, Burlington, MA01803, USA.

ISBN 978-5-94120-170-9 (рус.)
ISBN 0-7506-7819-4 (англ.)

© Elsevier Inc., 2005
© Издательский дом «Додэка-XXI», 2010

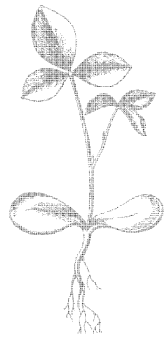
СЕРИЯ
СХЕМОТЕХНИКА

Бонни Бэйкер

ЧТО НУЖНО ЗНАТЬ ЦИФРОВОМУ РАЗРАБОТЧИКУ ОБ АНАЛОГОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКЕ

ДОДЭКА

Москва
Издательский дом «Додэка-XXI»
2010



Что нужно знать цифровому разработчику об аналоговой электронике

ОДЭКА

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 11

Благодарности 13

Об авторе 14

Глава 1. Аналоговая и цифровая электроника: мост через пропасть 15

1.1. Цифровой метод измерения температуры 18
1.2. Проблемные вопросы 21
1.2.1. Это не моя работа! 21
1.2.2. Подскажите, в чём дело 22
1.2.3. Всё это ерунда — мне нужны только данные 26
1.3. Универсальное средство решения проблем аналоговой схемотехники 29
1.4. Аналоговая и цифровая схемотехника: основные различия 31
1.4.1. Точность 31
1.4.2. Аппаратное или программное решение? 32
1.4.3. Время и частота 37
1.5. Организационные аспекты проектирования 37
1.6. Изучите основы и двигайтесь дальше 38
Литература 39

Глава 2. Принцип работы аналого-цифровых преобразователей 40

2.1. Основные параметры вашего АЦП 41
2.1.1. Диапазон входного сигнала 41
2.1.2. Цифровое кодирование аналогового сигнала 43
2.1.3. Скорость преобразования, разрешающая способность и точность 47
2.1.4. Точность и разрешающая способность 48
2.1.5. Параметры по переменному току и повторяемость результатов 49
2.1.6. Точность и параметры по постоянному току 52
2.2. АЦП последовательного приближения 55
2.2.1. Блок-схема КМОП-преобразователя последовательного приближения 56
2.2.2. Входной каскад АЦП последовательного приближения 59
2.3. Сигма-дельта-преобразователи 63
2.3.1. Принципы работы сигма-дельта-преобразователя 63

2.3.2. Усилитель с программируемым коэффициентом усиления в сигма-дельта-преобразователе ... 65
2.3.3. АЦП высокого порядка с уравновешиванием заряда ... 68
2.3.4. Цифровой фильтр нижних частот ... 70
2.3.5. Фильтр децимации ... 73
2.3.6. Ещё о сигма-дельта АЦП ... 74
2.3.7. Время установления цифрового фильтра ... 75
2.3.8. Отличия сигма-дельта АЦП разных производителей ... 77
Заключение ... 77
Литература ... 78

Глава 3. Выбор АЦП ... 79

3.1. Типы входных сигналов ... 79
3.2. Сигнальные цепи датчиков температуры ... 84
3.3. Выбор АЦП для схем с резистивными датчиками температуры ... 87
3.3.1. Питание РТД в схеме с АЦП последовательного приближения ... 88
3.3.2. Тракт обработки сигнала РТД-элемента в схеме с АЦП ПП ... 90
3.3.3. Подходит ли АЦП последовательного приближения для устройств измерения температуры? ... 91
3.4. Тракт обработки сигнала РТД с сигма-дельта АЦП ... 91
3.4.1. Подходит ли сигма-дельта АЦП для этого приложения? ... 93
3.5. Измерение давления: АЦП последовательного приближения или сигма-дельта АЦП? ... 93
3.5.1. Пьезорезистивный датчик давления ... 93
3.6. Измеритель давления с АЦП ПП ... 95
3.6.1. АЦП последовательного приближения в схеме измерителя давления: выводы ... 95
3.7. Измеритель давления с сигма-дельта АЦП ... 96
3.7.1. Сигма-дельта АЦП в схеме измерителя давления: выводы ... 96
3.8. Устройства с фотодиодами ... 96
3.9. Схема с фотодатчиком и АЦП последовательного приближения ... 97
3.9.1. АЦП последовательного приближения в схеме с фотодатчиком: выводы ... 98
3.10. Схема с фотодатчиком и сигма-дельта АЦП ... 98
3.10.1. Сигма-дельта АЦП в схеме с фотодатчиком: выводы ... 99
3.11. Управление электроприводом ... 99
Заключение ... 105
Литература ... 106

Глава 4. Фильтрация сигналов ... 107

4.1. Основные параметры аналогового ФНЧ ... 109
4.1.1. Аппроксимация аналоговых фильтров ... 112
4.2. Теория фильтров, устраняющих эффект наложения спектров ... 118
4.3. Реализация аналогового фильтра ... 120
4.3.1. Пассивные фильтры ... 121
4.3.2. Активные фильтры ... 122
4.3.3. Однополюсный фильтр ... 122
4.3.4. Фильтр Саллена-Кея ... 123

4.3.5. Двухполюсный фильтр с комбинированной обратной связью 123
4.4. Операционный усилитель для фильтра 124
4.5. Фильтры, устраняющие эффект наложения спектров, для аналоговых сигналов с частотами, близкими к нулю 125
4.5.1. Модифицированная схема измерительной цепи с РТД-элементом 125
4.6. Многоканальные системы 127
4.7. Непрерывные аналоговые сигналы 129
4.8. Выбор фильтра для устранения эффекта наложения спектров 131
Литература 131

Глава 5. Поиски идеального операционного усилителя для идеальной схемы 132

5.1. Выбор технологии 134
5.2. Базовые схемы включения ОУ 135
5.2.1. Повторитель напряжения 135
5.2.2. Усиление аналоговых сигналов 138
5.2.3. Дифференциальный усилитель 140
5.2.4. Суммирующий усилитель 141
5.2.5. Преобразование тока в напряжение 142
5.3. Применение базовых схем 143
5.3.1. Инструментальный усилитель 143
5.3.2. Плавающий источник тока 144
5.4. Подводные камни процесса разработки 146
5.4.1. Общие советы 146
5.4.2. Усилители с однополярным питанием и сигналами от шины до шины 147
Литература 147

Глава 6. Операционный усилитель в линейной системе 148

6.1. Основы работы усилителя на постоянном токе 148
6.1.1. Аномалии входного каскада ОУ 148
6.1.2. Влияние высокого входного импеданса 154
6.1.3. Выходной сигнал усилителя не изменяется от шины до шины (как было обещано) 155
6.1.4. Правильное использование входного и выходного каскадов ОУ 159
6.1.5. Немного о параметрах по постоянному току 160
6.2. Каждый усилитель может стать генератором, а каждый генератор — усилителем 164
6.2.1. Базовая модель ОУ 165
6.2.2. Устойчивость систем с замкнутой цепью обратной связи 168
6.2.3. Передаточная функция усилителя с обратной связью 168
6.2.4. Расчёт коэффициента усиления при замкнутой цепи ОС 169
6.3. Определение устойчивости системы 171
6.3.1. Итоги анализа устойчивости в частотном диапазоне 174
6.4. Характеристики во временной области 175
6.4.1. Скорость нарастания выходного напряжения 176
6.4.2. Время установления (t_S) и выбросы сигнала 176
6.5. Отправляясь в путь 177
Литература 178

Глава 7. SPICE-моделирование ... 180

7.1. Старый метод расчёта на бумаге ... 185
7.2. Достоверны ли результаты моделирования по существу? ... 189
7.3. Макромодели: что они могут? ... 193
7.4. Последние замечания ... 197
Литература ... 199

Глава 8. Цифровая обработка аналоговых сигналов ... 200

8.1. Широтно-импульсный модулятор в качестве цифро-аналогового преобразователя ... 201
8.1.1. Временная характеристика источника опорного напряжения ... 201
8.1.2. Преобразование цифрового сигнала в аналоговый ... 202
8.1.3. Параметры аналогового ФНЧ для ЦАП на основе ШИМ ... 204
8.1.4. Связь частотной и временной характеристик ... 206
8.2. Компаратор в схемах преобразования аналогового сигнала ... 207
8.2.1. Диапазон входного сигнала компаратора (V_{IN+} и V_{IN-}) ... 207
8.2.2. Гистерезис входного сигнала ... 208
8.3. Двухпороговый компаратор ... 209
8.4. Комбинированная схема компаратора и таймера ... 210
8.5. Использование таймера и компаратора в сигма-дельта АЦП ... 212
8.5.1. Теория сигма-дельта-преобразования ... 213
8.5.2. Программная модель сигма-дельта-преобразователя ... 215
8.5.3. Анализ погрешностей сигма-дельта АЦП, реализованного на микроконтроллере ... 217
8.5.4. Диапазон входных напряжений сигналов ... 218
Заключение ... 222
Литература ... 222

Глава 9. Комбинированные аналого-цифровые системы ... 223

9.1. Источники питания на батареях ... 224
9.2. Преобразование напряжения ... 226
9.3. Расчёт КПД источника питания ... 227
9.3.1. КПД импульсного понижающего преобразователя напряжения ... 227
9.3.2. КПД преобразователя с подкачкой заряда ... 229
9.3.3. КПД линейного LDO-стабилизатора напряжения ... 230
9.4. Сравнение преобразователей напряжения ... 233
9.5. Выбор оптимального решения ... 235
9.6. Микромощные системы на микроконтроллерах ... 236
9.6.1. Питание в аналого-цифровых системах ... 236
9.6.2. Управление тактовой частотой ... 239
9.6.3. Режимы ожидания и синхронизация ... 242
Заключение ... 243
Литература ... 243

Глава 10. Шумы в электронных схемах ... 244

10.1. Параметры шума: термины и определения ... 245

10.1.1. Пример расчёта шумовых характеристик схемы ... 247
10.2. Шум компонентов ... 250
10.2.1. Шум резистора ... 250
10.2.2. Шумы операционного усилителя ... 254
10.2.3. Шумы аналого-цифрового преобразователя ... 261
10.2.4. Шумы источника питания ... 262
10.2.5. Минимизация шумов устройства ... 265
10.3. Шум проводимости ... 266
10.3.1. Шумы в сигнальной цепи ... 267
10.3.2. Шумы на шине питания ... 267
10.3.3. Схема с улучшенными шумовыми параметрами ... 272
Литература ... 273

Глава 11. Разводка схем на печатной плате ... 274

11.1. Разводка печатных плат аналоговых и цифровых схем: общие моменты ... 274
11.1.1. Развязывающие конденсаторы ... 275
11.1.2. Разводка шин питания и земли ... 276
11.2. Слой земли в цифровых и аналоговых схемах ... 278
11.2.1. Размещение компонентов ... 278
11.3. Влияние паразитных параметров ... 279
11.3.1. Влияние паразитных ёмкостей ... 279
11.3.2. Индуктивности печатного монтажа ... 285
11.4. Разводка схем с АЦП ... 286
11.4.1. Разводка схем с АЦП последовательного приближения ... 286
11.4.2. Разводка платы с сигма-дельта-преобразователем ... 288
11.5. Разводка двухслойных печатных плат ... 289
11.5.1. Автоматическая трассировка ... 289
11.6. Дорожки обратных токов ... 293
11.7. Особенности разводки 12-битных измерительных систем ... 295
11.8. Общее руководство по разводке платы: размещение компонентов ... 296
11.9. Общее руководство по разводке платы: заземление и питание ... 296
11.10. Дорожки сигнальных цепей ... 299
11.11. Фильтрация и развязка ... 300
11.11.1. Развязывающие конденсаторы ... 300
11.11.2. Фильтр, устраняющий эффект наложения спектров ... 300
11.12. Советы по разводке печатной платы ... 301
Литература ... 302

Глава 12. Отладка схем ... 303

12.1. Базовые средства отладки и поиска неисправностей ... 303
12.2. Проверка работы АЦП ... 305
12.3. Шумы источника питания ... 308
12.4. Неправильное использование операционных усилителей ... 312
12.5. Не упускайте детали ... 314
Заключение ... 316
Литература ... 316

Глава 13. Проектирование комбинированных аналого-цифровых систем 317

13.1. Сигнальная цепь в реальный мир 318
13.2. Инструментальные средства разработки 319
13.3. Связь цифровой и аналоговой схем 323
Заключение..... 327

Приложение А. Аналого-цифровой преобразователь: параметры, определения и формулы 328

Приложение Б. Быстрое преобразование Фурье..... 336

Б.1. Анализ графика БПФ 336
Б.2. Основная частота входного сигнала 338
Б.3. Размах входного сигнала..... 338
Б.4. Отношение сигнал/шум 338
Б.5. Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих 338
Б.6. Среднее значение собственных шумов..... 339
Б.7. Другие характеристики, получаемые в результате выполнения БПФ 340
Б.8. Точность результатов БПФ 340
Б.9. Весовые (оконные) функции 340

Приложение В. Параметры, определения и расчётные формулы для операционных усилителей..... 342

Приложение Г. Продукция компании Texas Instruments 346

Предметный указатель 355

ПРЕДИСЛОВИЕ

Я изучала аналоговую электронику в то время, когда преподавание базовых курсов по электронике было основано на изучении принципов работы аналоговых схем. Затем я начала свою карьеру в первоклассной фирме по выпуску продукции аналоговой электроники — Burr-Brown. У меня не было стремления заниматься аналоговой электроникой, мне была нужна лишь работа. Тем не менее, мне пришлось поработать бок о бок с лучшими инженерами электронной промышленности. После тринадцати лет работы я решила расширить свои знания и представления в области электроники и перешла на работу в компанию, основным направлением деятельности которой была цифровая электроника. По моему убеждению, 13 — счастливое число, поскольку с этого момента и началось моё реальное образование.

Что мне удалось изучить? Я поняла, что не нужно заботиться об элегантности технического решения, а проектировать схему так, чтобы она работала в устройстве. Я поняла и то, что для выполнения работы хороши все средства, будь-то методы аналоговой или цифровой схемотехники. Более того, я убедилась, что в некоторых случаях незнание — это счастье. Многие инженеры-разработчики цифровой техники, с которыми мне пришлось работать, даже не подозревали, что решить некоторые проблемы вообще невозможно. Приведу только один пример. В Burr-Brown мы «подгоняли» прецизионные аналоговые устройства до нужных параметров, используя высокотехнологичные методы Nicrome. Этот процесс весьма специфичен в аналоговой схемотехнике и даёт высокую точность. Поэтому я сказала инженерам, что невозможно разработать прецизионные устройства без технологии Nicrome. И ошиблась — Microchip разрабатывает прецизионные аналоговые схемы, используя Flash-технологию подгонки цифровых схем.

Я уже была видавшим виды инженером аналоговой техники, но и для меня настало время изменений. Я не перешла целиком на цифровое проектирование, хотя методы цифровой схемотехники, по моему убеждению, позволяют расширить возможности проектирования электронных схем. Причиной столь пристального внимания к цифровому проектированию стал мой опыт работы с различными устройствами аналоговой схемотехники: я надеялась, что некоторые технические решения можно позаимствовать и из цифровой электроники. Эта книга для тех, кто хочет улучшить свои знания и профессиональные навыки в разработке электронных устройств.

Цифровая схемотехника и программное обеспечение всё больше влияют на проектирование аналоговых схем, но это не приведёт к полному исчезновению аналоговой электроники, поскольку всегда нужно будет обрабатывать сигналы датчиков, проектировать источники питания и компоновать печатные платы. Инженеры цифровой техники, как бы они этого не избегали, всегда будут сталкиваться с проблемами, относящимися к аналоговой электронике.

Более того, жизнь разработчика цифровых устройств в последнее время усложнилась. Усовершенствование кристаллов микроконтроллеров и микропроцессоров происходит во всех направлениях, например в плане повышения быстродействия и увеличения объёма памяти. Но наиболее интересные изменения касаются новых периферийных устройств, как аналоговых, так и цифровых. Инженеру нужно ориентироваться не только в деталях функционирования таких устройств, но также изучить и основы компоновки схем. Современный разработчик цифровой техники должен расширять свои знания, чтобы решать проблемы, которые не относятся исключительно к аппаратно-программным аспектам проектирования.

В своём продвижении вперёд разработчику цифровой техники нужно иметь под рукой некоторые базовые инструментальные средства проектирования. Эта книга написана для инженеров-практиков цифровой электроники, но может оказаться полезной для студентов, преподавателей и менеджеров-практиков, которым основы аналоговой техники необходимы для решения возникающих проблем. Книга может служить полезным справочником при разработке аналоговых систем в цифровых устройствах. Целевой аудиторией этой книги являются инженеры-разработчики встроенных систем, для которых это неплохой шанс познакомиться с аналоговой электроникой.

БЛАГОДАРНОСТИ

Я хочу поблагодарить всех инженеров, которые нашли время для просмотра материала книги. Первым рецензентом был Кумен Блейк, инженер компании Microchip; он очень тщательно изучил материал и дал мне прекрасные советы. Главный редактор издания AnalogZone Пол МакГолдрик уделил много времени редактированию стиля книги. Хочу выразить благодарность и многим инженерам компаний Microchip, Texas Instruments и Burr-Brown, которые рецензировали техническую сторону материала книги.

Я также благодарю редакторов Гарри Хелмса (Newnes) и Келли Джонсон (Borrego Publishing). Гарри надоедал мне больше года, чтобы я написала эту книгу. Я собиралась написать её за два года, но он сказал, что даёт мне только один год. В итоге, благодаря его настырности и энтузиазму, я завершила книгу за десять месяцев. Мои благодарности Келли Джонсон, которая проделала превосходную работу по корректировке окончательной версии книги. Особая благодарность моей группе поддержки в Таксоне (Аризона) — вместе мы сделали это!

ОБ АВТОРЕ

Бонни Бэйкер ведёт ежемесячную рубрику «Baker's Best» в журнале «EDN». Она занимается проектированием аналоговых и цифровых систем около 20 лет. Бонни начинала свою карьеру в качестве инженера по поддержке аналоговой продукции компании Burr-Brown. Затем она занималась разработкой микросхем и вскоре стала главным специалистом по стратегическому планированию в подразделении аналоговой электроники, а затем и менеджером по разработке корпоративных приложений. В 1998 году Бонни перешла в компанию Microchip Technology и работала руководителем проектов по разработке аналого-цифровых систем, а также ведущим инженером одного из подразделений разработки PIC-микроконтроллеров. Работа на должности ведущего инженера позволила ей существенно расширить знания не только в области аналоговой электроники, но и в области проектирования систем на микроконтроллерах.

Бонни имеет степень магистра наук по специальности «Проектирование электронных устройств» университета в Аризоне и степень бакалавра музыки университета Северной Аризоны. Имея такой огромный опыт в области проектирования аналоговых устройств, Бонни стремится поделиться им с другими — она написала свыше 200 статей и рекомендаций по проектированию и часто принимает участие в технических семинарах и конференциях.

ГЛАВА 1

АНАЛОГОВАЯ И ЦИФРОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА: МОСТ ЧЕРЕЗ ПРОПАСТЬ

Несколько лет назад, в 2001 году на Конференции по встраиваемым системам, проходившей в Сан-Франциско, мне довелось встретить выпускника вуза, собирающегося стать инженером. Узнав о моей должности в компании Microchip, он сказал, что ищет работу, и, зная профиль деятельности этой компании, хотел, если бы представилась такая возможность, в ней работать. Он сразу же вручил мне своё резюме, а я познакомила его с некоторыми подробностями своей деятельности в Microchip. В то время я руководила группой по применению линейных и комбинированных (аналого-цифровых) систем. Наша группа занималась разработкой технических требований на изделия, составлением технической документации, обучением пользователей и работой с клиентами по всему миру. После такой презентации нашей деятельности выпускник с гордостью заявил, что это, похоже, замечательная работа. Пришлось ещё раз акцентировать его внимание на том, что я работаю в отделении аналоговых разработок компании Microchip. Он, очевидно, подумал, что успешно справился со своим домашним заданием, потому что сказал, что аналоговая электроника умирает, и мир цифровой электроники, в конечном счёте, восторжествует. Любой, кто хоть что-нибудь знал о Microchip, мог бы, наверное, с этим согласиться! Какой ужас, я осталась последней из могикан.

Целый день я представляла на выставке компанию Microchip. В это время на выставочной площадке проходило много презентаций, а сам холл был заполнен экспонатами (**Рис. 1.1**). В хорошо освещённом помещении разносился шум разговоров, а системы кондиционирования обеспечивали комфортную обстановку. На своих стендах участники выставки показывали (хотите — верьте, хотите — нет) работу датчиков, источников питания, пассивных компонентов, устройств обработки радиосигналов и т.д. Всего здесь было несколько сотен выставочных стендов, на каждом из которых были представлены те или иные инженерные разработки.

Некоторые из производителей на своих стендах демонстрировали работу систем обработки аналоговых сигналов, как, например, Microchip — здесь датчик температуры был подключен к параллельному порту компьютера. Сам датчик размещался на плате, которая в процессе работы могла нагреваться. Датчик фиксировал изменения температуры, которые отображались на экране монитора ПК. При достижении порогового значения температуры, равного 85°С, нагревательный элемент, расположенный на плате, отключался, и на экране дисплея ПК

Рис. 1.1. На фото показан выставочный зал Конференции по встраиваемым системам 2001 года с сотнями стендов, на многих из которых были показаны разработки, относящиеся к аналоговым системам обработки данных, и это несмотря то, что конференция была посвящена цифровым системам.

можно было видеть, как температура спадает до значения 40°С, после чего нагревательный элемент включался вновь.

На другом стенде демонстрировалась новая версия программы расчёта аналоговых фильтров FilterLab® для ПК. В окне программы можно было определять такие параметры аналогового фильтра, как количество полюсов, частота среза и тип аппроксимации (Баттерворта, Бесселя или Чебышева). После ввода указанных данных программа выдавала принципиальную схему фильтра, как показано в примере на **Рис. 1.2**. Таким образом, с помощью такой программы можно теоретически рассчитать схему фильтра, а затем проверить результаты расчёта в лаборатории. Кстати, на этом стенде один из посетителей «играл» с этой программой.

На стенде номер три была показана система, которая включала блоки измерения температуры, давления и управления электродвигателем постоянного тока, соединённые между собой с помощью шины CAN. История развития сетей на основе протокола CAN насчитывает более 15 лет. Изначально шина CAN использовалась в автомобильных системах, требующих надёжности и предсказуемости, но недавнее снижение цен на оборудование CAN позволило расширить сферу его применения. В настоящее время технология CAN внедряется в промышленные сети, медицинское оборудование, железнодорожные системы сигнализации и контроля, а также в системы управления в строительной индустрии (список далеко не полный). Столь широкому распространению CAN-сетей в этих областях способствовала не только низкая стоимость технических решений, но и высокая надёжность при скорости обмена данными до 1 Мбит/с.

Сети CAN — это система связи с несколькими ведущими узлами, способная осуществлять передачу данных между всеми блоками системы, при этом каждый блок отфильтровывает нежелательные данные. Преимущество такой топологии в том, что можно легко добавить или удалить любой блок, незначительно изменив программное обеспечение системы. Каждый блок сети CAN должен обладать оп-

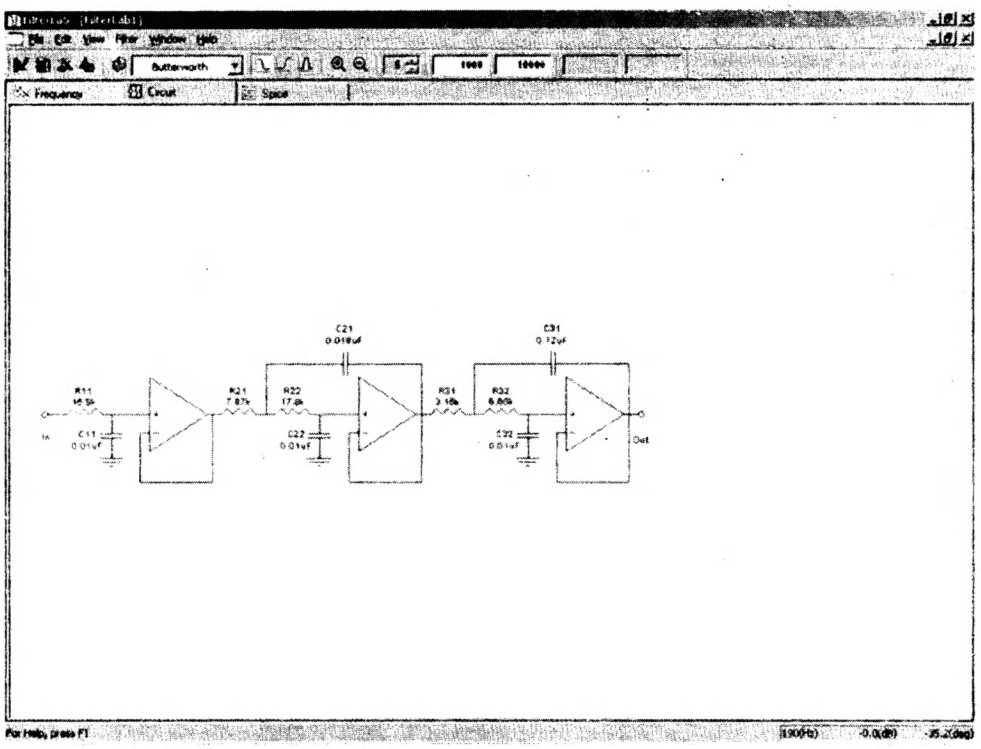


Рис. 1.2. Одно из окон программы FilterLab компании Microchip, в котором видна принципиальная схема аналогового фильтра Баттерворта нижних частот 5-го порядка с частотой среза 1 кГц. Программа FilterLab — это только один из примеров программного обеспечения для расчёта фильтров, разработанного одним из производителей полупроводниковых устройств. Компании Texas Instruments, Linear Technology и Analog Devices имеют подобные программы, доступные через Интернет.

ределённым уровнем «интеллектуальности», соответствующим конкретной выполняемой функции, что позволяет упростить контроллер, управляющий этим блоком, и уменьшить число его внешних выводов. Кроме того, за счёт применения таких «интеллектуальных» распределённых по сети блоков, сеть CAN обладает повышенной надёжностью при одновременном уменьшении количества линий.

Возникает вопрос: «А какое отношение всё это имеет к аналоговым схемам?» Ответ будет коротким — самое непосредственное. Канал обмена данными и нужен только для того, чтобы передавать по нему оцифрованную аналоговую информацию от одного блока к другому.

На стенде выставки можно было наблюдать взаимодействие трёх блоков, связанных шиной CAN; в одном блоке выполнялось измерение температуры, затем полученное значение использовалось при калибровке датчика давления во втором блоке. Изменять давление можно было, сжимая воздушный шарик в блоке измерения давления (для удобства всё оборудование этой презентации было расположено в одном месте, чтобы посетители стенда могли сами оценить работу системы). Схема, входящая в состав датчика, оцифровывала уровень приложен-

ного давления и передавала данные по сети CAN в блок управления электродвигателем постоянного тока. Управление двигателем осуществлялось таким образом, чтобы повышение давления вызывало увеличение числа оборотов двигателя.

На **Рис. 1.3** показана базовая блок-схема с датчиком давления.

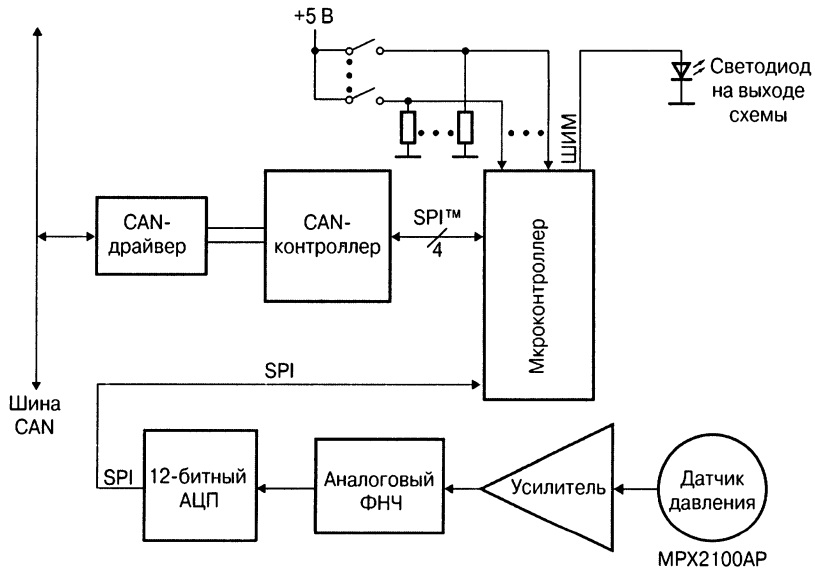


Рис. 1.3. Система на базе шины CAN содержит три блока, выполняющих различные функции по обработке аналоговых сигналов. Блоки, показанные на этом рисунке, измеряют давление, приложенное к воздушному шарику, затем полученные данные пересылаются по сети CAN на схему управления двигателем постоянного тока в другом блоке (здесь не показан).

Кроме этих систем, компания Microchip демонстрировала ещё на трёх стендах примеры применения микроконтроллеров.

Давая шанс будущему инженеру как-то реабилитировать себя, я спросила: «Интересно, видите ли Вы в этом помещении что-нибудь, напоминающее аналоговое устройство?» Он внимательно осмотрел выставочный павильон. Я была немного удивлена, когда он с сочувствием посмотрел на меня и ответил: «Конечно, нет». Мне кажется, он подумал, что я немного старомодная и «не от мира сего». Он был уверен, что дал мне исчерпывающий и информативный ответ. Наверное, вы поняли, что его резюме было выброшено в корзину.

1.1. Цифровой метод измерения температуры

В данной книге не описываются методы ведения деловых переговоров, способы «зарабатывания очков» и продвижения по служебной лестнице. Эта книга посвящена всего лишь возможным методам разработки аналоговых схем, с которыми всё время приходится сталкиваться, и реализации таких методов в системах с однополярным питанием. В сущности, выпускник вуза в какой-то степени был

прав, поскольку цифровые решения внедряются и в большинство устройств аналоговой техники.

Попробуем, например, измерить температуру методами цифровой электроники. В этом случае простой аналого-цифровой преобразователь с низким разрешением можно легко заменить интегрирующей *RC*-цепью, присоединённой к порту ввода/вывода микроконтроллера. Переходная характеристика интегрирующей *RC*-цепи представляет собой нарастающую во времени функцию, поэтому для измерения напряжения входного сигнала микроконтроллер с помощью внутреннего таймера подсчитывает число миллисекунд, в течении которых напряжение на входе микроконтроллера достигнет порогового уровня.

Когда можно использовать подобный метод измерения температуры? Он подойдет, например, при использовании резистивного датчика температуры, изменяющего своё сопротивление при изменении температуры.

На **Рис. 1.4** показана принципиальная схема измерения температуры с помощью микроконтроллера. В начале цикла измерения выводы GP1 и GP2 конфигурируются как входы и, кроме того, вывод GP0 конфигурируется как выход, на котором устанавливается напряжение НИЗКОГО уровня, чтобы разрядить конденсатор C_{INT}.

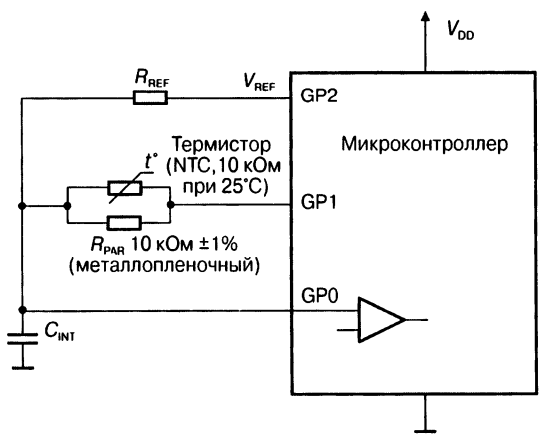


Рис. 1.4. Для сравнения постоянных времени двух цепей в схеме переключается опорное напряжение на выводах GP1 и GP2: одна цепь содержит параллельно соединённые термистор R_{NTC} с отрицательным коэффициентом сопротивления и стандартный резистор R_{PAR}, а также интегрирующий конденсатор C_{INT}, а вторая включает опорный резистор R_{REF} и тот же самый конденсатор C_{INT}.

В основе работы схемы измерения температуры, показанной на **Рис. 1.4**, лежит принцип поочередного заряда интегрирующего конденсатора C_{INT} через различные резисторы, подключённые к выводам GP1 и GP2 микроконтроллера, а разряжается конденсатор в обоих случаях через вывод GP0.

В начале работы выводы GP1 и GP2 конфигурируются как входы, а конденсатор C_{INT} разряжается через вывод GP0, сконфигурированный как выход с НИЗКИМ уровнем выходного напряжения. После разрядки конденсатора C_{INT} вывод

GP0 конфигурируется как вход, а вывод GP1 — как выход с ВЫСОКИМ уровнем напряжения. Таким образом, начинается заряд конденсатора C_{INT} через параллельно соединённые термистор и резистор R_{PAR}.

Внутренний таймер микроконтроллера подсчитывает интервал времени t_1 (**Рис. 1.5**) до момента, когда в процессе заряда конденсатора C_{INT} через параллельно соединённые терморезистор R_{NTC} и резистор R_{PAR} напряжение на выводе GP0 достигнет порогового значения V_{TH}, соответствующего значению лог. 1.

Микроконтроллер фиксирует появление лог. 1 на входе GP0, затем конфигурирует выводы GP1 и GP2 как входы, а вывод GP0 — как выход с уровнем напряжения, соответствующего лог. 0. Конденсатор C_{INT} быстро разряжается через GP0, после чего микроконтроллер конфигурирует вывод GP0 как вход, а вывод GP2 — как выход с ВЫСОКИМ уровнем напряжения.

Конденсатор C_{INT} вновь начинает заряжаться, но теперь уже через резистор R_{REF}, а таймер подсчитывает интервал времени до момента переключения GP0 снова в состояние лог. 1 (этот интервал обозначен на **Рис. 1.5** как t_2).

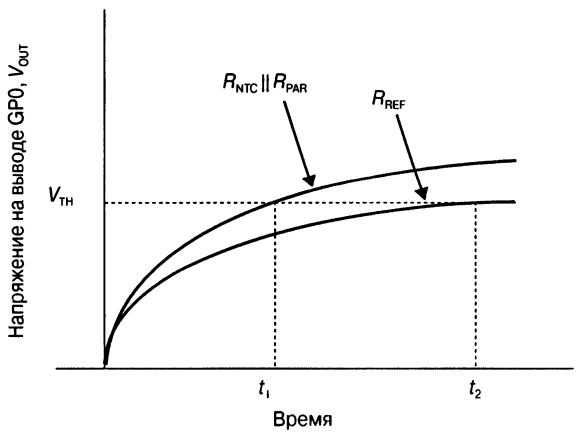


Рис. 1.5. По переходной характеристике *RC*-цепи, показанной на **Рис. 1.4**, с помощью внутреннего счётчика микроконтроллера можно определить относительное сопротивление терморезистора с отрицательным температурным коэффициентом.

Время интегрирования *RC*-цепи можно вычислить по формуле:

$$V_{OUT} = V_{REF}(1 - e^{-t/RC})$$

или

$$t = RC\ln(1 - V_{TH}/V_{REF}),$$

где V_{OUT} — напряжение на выводе GP0,

V_{REF} — выходное напряжение ВЫСОКОГО логического уровня на выводах в GP1 или GP2,

V_{TH} — входное пороговое напряжение GP0, соответствующее лог. 1.

Если отношение напряжений V_{TH}/V_{REF} является константой, то неизвестное значение сопротивления параллельно соединённых резисторов R_{NTC} и R_{PAR} можно вычислить по формуле:

$$R_{NTC} \parallel R_{PAR} = R_{REF}(t_2/t_1).$$

Обратите внимание, что в этой формуле вычисленное значение сопротивлений включённых параллельно резисторов R_{NTC} и R_{PAR} не зависит от ёмкости конденсатора C_{INT}. Точность этих резисторов влияет на абсолютную точность измерения.

Думаю, кандидат в инженеры, встретившийся мне на выставке, всё-таки не прав — аналоговая электроника никогда не исчезнет, и специалист по цифровой технике всё также будет бороться с проблемами, возникающими в аналоговых схемах. Дело в том, что аналоговое схемотехническое решение во много раз эффективнее и, как правило, точнее, чем цифровое. Например, точность результатов предыдущей измерительной *RC*-цепи определяется разрядностью таймера, частотой тактового генератора микроконтроллера и допустимой погрешностью резисторов.

1.2. Проблемные вопросы

Мне пришлось работать со многими разработчиками аналоговой и цифровой электроники, каждый из которых имел собственные взгляды и объяснение причин свих неудач, но здесь я хочу привести некоторые утверждения моих заказчиков, занимающихся цифровыми схемами, относительно проблем с аналоговыми системами.

1.2.1. Это не моя работа!

Данное утверждение поражает удивительной простотой и звучит примерно так: «Сотрудники моего отдела избегают применять в своих разработках аналоговые схемы везде, где только возможно, невзирая на степень их значения для разработки. Многие из них по собственному опыту знают, что предсказать поведение аналоговых схем очень сложно, поэтому практически любой инженер попытается найти прототип аналоговой схемы, которую он разрабатывает. Если поиск прототипа схемы или её части заканчивается неудачей, то разработчики обычно пытаются вспомнить, чему их учили в университете, но вот в чём проблема — в то время их обучали только методам цифровой электроники».

Хорошее оправдание. Следуя ему, можно придти к заключению, что «закоренелый» инженер-цифровик интересуется вовсе не тем, как добраться из точки А в точку В, а только тем, что на эту тему написано в книге «схемотехнических рецептов».

В конце концов, оказывается, что такие инженеры чем-то напоминают плотника с молотком, который ищет гвоздь. Обнаружив подходящее, на его взгляд, схемотехническое решение, такой разработчик пытается как-то приспособить его к своей задаче. Одним из наглядных примеров применения готового схемотехнического решения там, где оно подходит меньше всего, — попытка применить стандартный 12-битный аналого-цифровой преобразователь последовательного приближения (АЦП ПП) в электронных датчиках измерения электрической

мощности, хотя в таком приложении на самом деле нужно использовать только сигма-дельта-преобразователь.

Далее в этой книге (Глава 3) будет показано, что сигма-дельта (Σ-Δ) преобразователь может обеспечить уровень разрешения в диапазоне долей нВ, что даёт определённые преимущества, например позволяет исключить из схемы каскад усиления аналогового сигнала и одновременно уменьшить шум в полосе пропускания вашего сигнала.

На **Рис. 1.6** показан способ измерения электрической мощности.

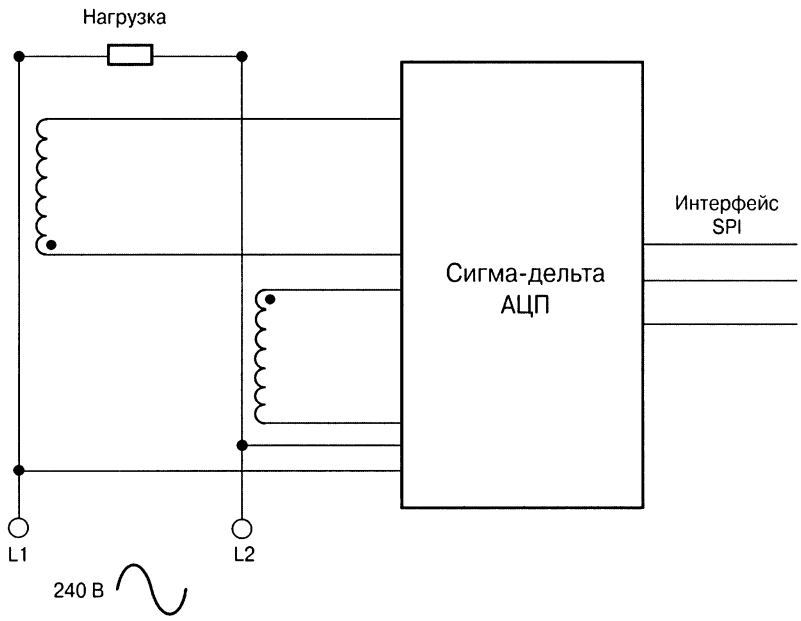


Рис. 1.6. Для измерения электрической мощности требуется максимум 12-битный АЦП. На первый взгляд кажется, что для реализации такой схемы можно использовать 12-битный АЦП последовательного приближения, но это не так. Значение младшего значащего бита (LSB) в такой схеме должно быть намного меньше значения, которое способен обеспечить АЦП последовательного приближения, поэтому в таких случаях чаще используется сигма-дельта-преобразователь.

В этой схеме ток, протекающий в цепи, определяется с помощью катушки индуктивности, подключённой к слаботочной цепи нагрузки, что даёт в результате небольшое падение напряжения на чувствительном элементе.

1.2.2. Подскажите, в чём дело

Однажды разработчик цифровых устройств сказал мне: «Слава богу, наконец-то я понял, как работать с аналоговыми схемами. Теперь можно опять вернуться к своим цифровым разработкам. Спасибо за ценный совет».

Мой совет тому инженеру не был чем-то из ряда вон выходящим, просто он касался двух основных параметров операционного усилителя, которые используются при проектировании аналогового фильтра нижних частот (см. произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания и скорость нарастания выходного напряжения в разделе 4.4).

Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания, которое мы далее сокращённо будем называть GBWP (Gain BandWidth Product) — это числовой коэффициент, определяющий полосу пропускания операционного усилителя (ОУ) с замкнутой цепью обратной связи (ОС). Данный параметр обязательно включается в таблицу параметров каждого операционного усилителя и, чтобы быстро его обнаружить среди 30 или 40 позиций, нужно просмотреть колонку «Единицы измерения», которая обычно находится в правой части таблицы.

При поиске GBWP посмотрите на единицы измерения, выраженные в герцах (Гц), килогерцах (кГц) или мегагерцах (МГц) и, если обнаружите что-то похожее, проверьте, описанию какого параметра в левой части таблицы они соответствуют. Ещё раз убедитесь, что правильно поняли условия, при которых проверяется данный параметр, а также обратите внимание и на общие условия измерения ОУ, которые приводятся в верхней части данной таблицы. На **Рис. 1.7** стрелками обозначены все поля типичной таблицы параметров.

Электрические параметры по переменному току

Электрические параметры измерены при T_A = +25°C, V_{DD} = +1.8...5.5 В, V_{SS} = GND, V_{CM} = V_{DD}/2, V_{OUT} = V_{DD}/2, C_L = 60 пФ, R_L = 10 кОм при V_{DD}/2, если не указано иное						
Параметры	Обозн.	Мин.	Тип.	Макс.	Ед. изм.	Условия изм.
Характеристики по переменному току						
Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания	GBWP	—	1.0	—	МГц	
Запас по фазе	PM	—	90	—	град.	G = +1
Скорость нарастания вых. напряжения	SR	—	0.6	—	В/мкс	
Шум						
Напряжение шумов на входе	E_{in}	—	6.1	—	мкВ(р-р)	f = 0.1...10 Гц
Плотность напряжения шумов на входе	e_{in}	—	28	—	нВ·Гц$^{1/2}$	f = 1 кГц
Плотность тока шумов на входе	i_{in}	—	0.6	—	фА·Гц$^{1/2}$	f = 1 кГц

Рис. 1.7. Типичная таблица электрических параметров для операционного усилителя, включающая семь колонок. Для быстрого поиска какого-либо параметра можно использовать колонку «Единица измерения».

Параметр GBWP можно определить и из рабочей характеристики, приведённой далее в документации на устройство (см. **Рис. 1.8**). Эту характеристику обычно называют зависимостью коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи (ОС) от частоты или амплитудной характеристикой. На этом же графике иногда показывают и зависимость фазового сдвига от частоты (фазовая характеристика). Как правило, точка пересечения амплитудной характеристики и горизонтальной прямой, соответствующей коэффициенту усиления 0 дБ, обычно соответствует значению GBWP, указанному в таблице параметров.

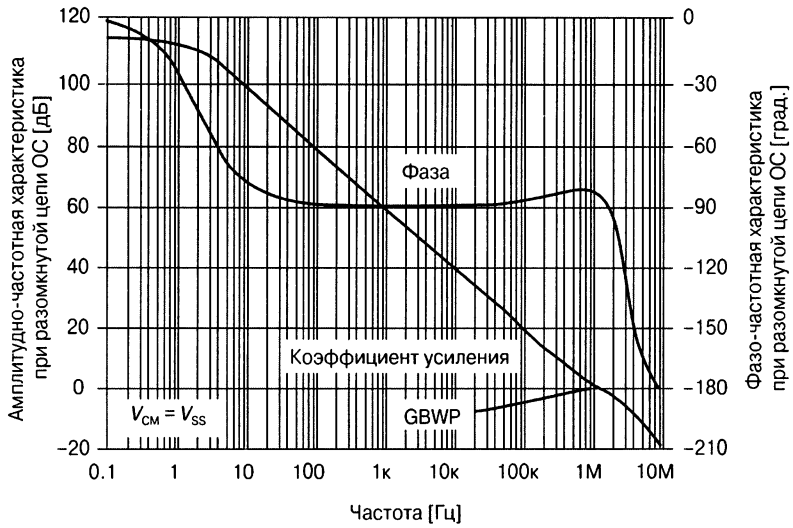


Рис. 1.8. Типичные рабочие характеристики отображают многие параметры из документации на ОУ. Здесь показана зависимость коэффициента усиления при разомкнутой цепи ОС (амплитудная характеристика) и фазового сдвига (фазовая характеристика) от частоты. Стрелка показывает значение GBWP при единичном значении (0 дБ) коэффициента усиления операционного усилителя.

Параметр GBWP определяет наивысшую частоту малого сигнала (примерно ±100 мВ), при которой он проходит через схему усилителя без искажений. Параметр также определяет частоту, на которой появляется полюс на характеристике усилителя с ОС, а это имеет решающее значение в разработке фильтров нижних частот (ФНЧ). В такой схеме разработчик сознательно вводит полюса в передаточную функцию, включая в схему резисторы и конденсаторы (см. **Рис. 1.2**). Если сам усилитель имеет дополнительный полюс, то в схеме могут возникнуть автоколебания, поэтому ширина полосы пропускания усилителя при замкнутой цепи ОС должна превышать, как минимум, в 100 раз частоту среза ($f_{CUT\text{-}OFF}$) фильтра.

Другими словами, GBWP усилителя должен быть равен или больше значения $100 \times f_{CUT\text{-}OFF}$ (предполагается, что коэффициент усиления фильтра равен 1 В/В). Игнорирование данных требований приведёт к тому, что вы неправильно рассчитаете параметры фильтра и, в конце концов, поймёте, что выбранный ОУ для вашей схемы не подходит.

Может возникнуть вопрос, а насколько важен этот параметр для других схем с операционными усилителями. Как правило, разработчику нужен усилитель с хорошими характеристиками в полосе пропускания сигнала, хотя не исключается возможность, что такой ОУ будет работать неустойчиво. Для другого приложения более важной может оказаться не полоса пропускания, а ток покоя усилителя или мощность, потребляемая от источника питания, если, например, вы разрабатываете схему с батарейным питанием, которая работает на постоянном токе.

Второй параметр, о котором я ранее упоминала, — скорость нарастания выходного напряжения. Скорость нарастания выходного напряжения усилителя оп-

ределяется следующим образом: на вход усилителя подают сигнал прямоугольной формы (меандр или перепад напряжения) и наблюдают, как быстро изменяется сигнал на выходе ОУ. Скорость нарастания измеряется в В/с, В/мс или В/мкс, а найти этот параметр в таблице параметров можно точно так же, как и GBWP. В большинстве случаев в технической документации на ОУ приводится характеристика, которая хорошо описывает реакцию операционного усилителя на прямоугольный сигнал. Обычно её называют импульсной характеристикой для большого сигнала, поданного на неивертирующий вход ОУ (**Рис. 1.9**).

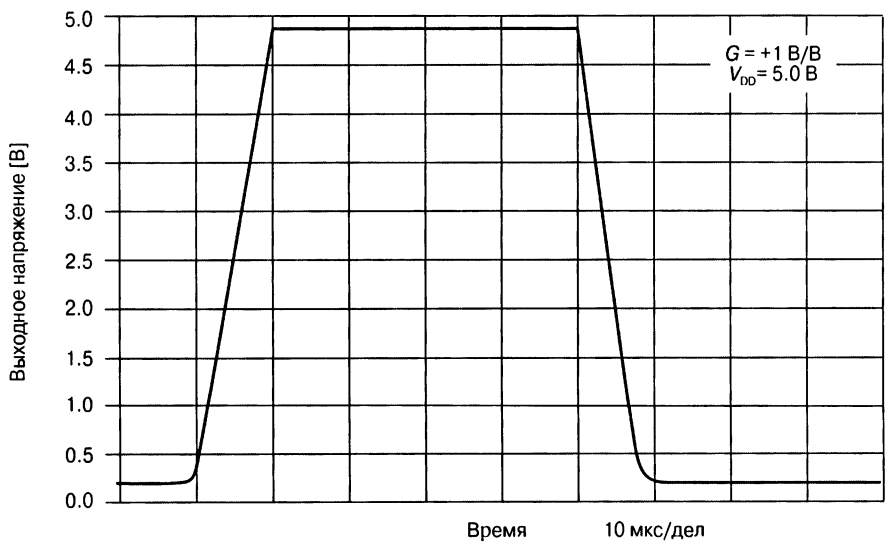


Рис. 1.9. Типичная временная характеристика напряжения на выходе операционного усилителя.

При разработке схемы фильтра этот параметр даёт вам максимальное значение частоты для больших сигналов, проходящих через схему. Его нельзя не учитывать, поскольку можно обнаружить, что усилитель искажает большие сигналы на высоких частотах. На практике при выборе данного параметра можно воспользоваться следующим критерием: скорость нарастания выходного напряжения $\geq (2\pi V_{OUT\ P\text{-}P} \times f_{CUT\text{-}OFF})$, где $V_{OUT\ P\text{-}P}$ — ожидаемый пиковый перепад напряжения на входе ОУ на частотах ниже частоты среза ($f_{CUT\text{-}OFF}$) вашего фильтра.

Опять-таки, возникает вопрос, а является ли данный параметр критическим для любых приложений? Конечно, нет. Существует масса других приложений с операционными усилителями, поэтому компании-производители этих устройств включают в таблицы данных 30...40 параметров и 15...25 рабочих характеристик, что позволяет удовлетворить запросы самого широкого круга заказчиков. Полезно помнить, что GBWP и скорость нарастания выходного напряжения являются основными параметрами для рассмотренного нами конкретного типа схемы, а именно, фильтра нижних частот, но не обязательно будут иметь столь же важное значение для других типов приложений.

1.2.3. Всё это ерунда — мне нужны только данные

Одно из расхожих утверждений, услышанное мной от одного амбициозного разработчика цифровых устройств, звучит примерно так: «Мне нужны только данные, которые я обработаю в процессоре. Мы можем разработать цифровой фильтр на классических фильтрах с конечной (КИХ) или бесконечной (БИХ) импульсными характеристиками или, ещё лучше, реализуем быстрое преобразование Фурье (БПФ). Если нужно, откалибрую сигнал и, в конце концов, уберу все ненужные, мешающие аналоговые сигналы».

Такое утверждение неизменно вызывает улыбку. Обсудим это на примере схемы, показанной на **Рис. 1.10**.

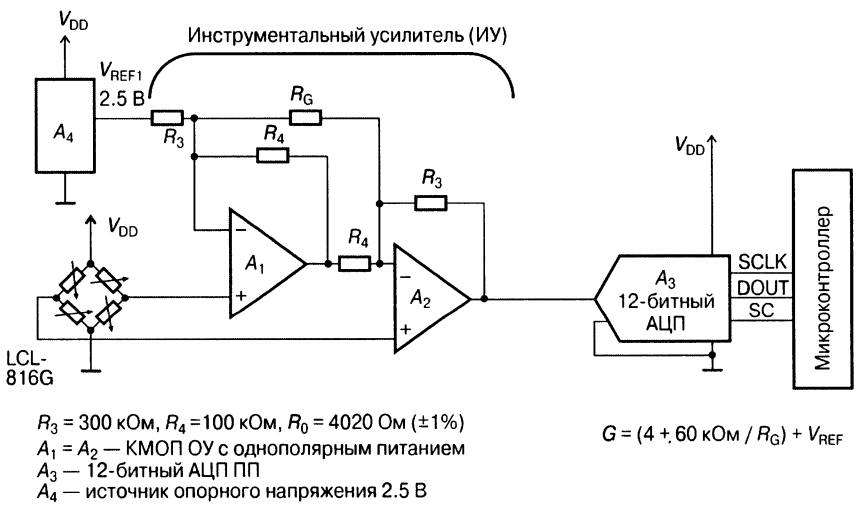


Рис. 1.10. Схема для получения точного значения числа при малом сигнале датчика, включённого в мост Уитстона, в которой используется 12-битный аналого-цифровой преобразователь и инструментальный усилитель.

Аналоговая часть этой схемы включает тензодатчик, сдвоенный ОУ, включённый по схеме инструментального усилителя, аналого-цифровой преобразователь последовательного приближения, микроконтроллер и источник опорного напряжения для преобразователя и инструментального усилителя.

Сопротивление датчика равно 1.2 кОм, коэффициент изменения напряжения равен 2 мВ/В в диапазоне нагрузок ± 900 г, а диапазон полной шкалы выходного напряжения составляет ± 10 мВ (для системы с напряжением питания 5 В). Инструментальный усилитель (ИУ) на двух ОУ A_1 и A_2 и пяти резисторах имеет коэффициент усиления 153 В/В, что даёт на выходе ИУ размах напряжения, равный полной шкале входного напряжения аналого-цифрового преобразователя. АЦП последовательного приближения осуществляет одну выборку сигнала в каждом цикле преобразования.

Микроконтроллер получает данные от АЦП, выполняя при необходимости их калибровку и преобразование в формат, пригодный, например, для отображения на дисплее или для формирования сигналов обратной связи в исполнительных устройствах.

Передаточная функция от выхода тензодатчика до выхода аналого-цифрового преобразователя выражается формулой:

$$D_{OUT} = ((LC_P - LC_N)G + V_{REF1})(2^{12}/V_{REF2}),$$

где $LC_P = V_{DD}(R_2/(R_1 + R_2))$;

$LC_N = V_{DD}(R_1/(R_1 + R_2))$;

$G = (1+R_3/R_4+2R_3/R_G)$ — коэффициент усиления инструментального усилителя на операционных усилителях A_1 и A_2. Коэффициент усиления устанавливается с помощью резистора R_G;

V_{REF1} — опорное напряжение 2.5 В, которое используется для сдвига выходного напряжения инструментального усилителя;

V_{REF2} — опорное напряжение 4.096 В, которое определяет диапазон входного напряжения аналого-цифрового преобразователя и значение младшего значащего бита (LSB);

V_{DD} — напряжение источника питания, которое одновременно является напряжением питания датчика;

D_{OUT} — десятичное представление 12-разрядного двоичного числа на выходе аналого-цифрового преобразователя, округлённое до ближайшего целого числа.

Если проектирование системы выполнено неудачно, то она может стать прекрасным источником шума. Признаком неудачно разработанной схемы может служить существенный разброс выходных данных АЦП. Можно предположить, что это свидетельствует о наличии помех в последнем звене сигнальной цепи, хотя на самом деле основной причиной может быть и другое активное устройство, пассивные компоненты, используемые в схеме, неудачная компоновка печатной платы или внешние источники паразитных сигналов.

Уровень шумов аналоговой части схемы можно уменьшить, если правильно её спроектировать. Например, выходные данные аналого-цифрового преобразователя, показанные на **Рис. 1.11**, указывают на наличие шума в этой системе. Очевидно, при первом макетировании данной схемы требования по снижению уровня шумов учтены не были.

На самом деле не так уж плохо, что макет схемы спроектирован с таким уровнем шумов, поскольку это позволяет, кроме всего прочего, понять причины возникновения шума и устранить его в аппаратуре, где только возможно.

Давайте представим, что для фильтрации шума вы выбрали цифровой вариант решения. Это означает, что в один прекрасный день вам потребуется взять как минимум 2048 12-битных цифровых сигналов и найти их среднее значение. Я сказала «в один прекрасный день», поскольку, глядя на полученные данные, мне кажется, что это вовсе не белый шум.

Всё дело в том, что здесь небольшое число событий приходится на 20 двоичных кодов из нижней части диапазона наблюдаемых значений, а основная их

Рис. 1.11. Неудачное проектирование 12-битной системы сбора данных, показанной на **Рис. 1.10**, приводит к тому, что при фиксированном количестве выборок, равном 2048, цифровой код на выходе АЦП принимает 44 различных значения при одном и том же уровне сигнала на входе АЦП.

часть не соответствует нормальному закону распределения. К тому же, как кажется, на этой гистограмме имеются провалы, и ни о какой «нормальности» распределения речь идти не может.

Обычно при таком поведении системы проблема сохраняется в течение всего срока эксплуатации проектируемой схемы. Мне могут сказать, что эти непонятные проблемы с шумом можно устранить с помощью методов цифровой электроники, но при этом забывают о неизбежных ухудшениях параметров схемы, на которые приходится соглашаться при выборе исключительно цифрового варианта решения проблемы.

Наиболее существенным фактором при таком подходе является время. Цифровой фильтр должен обработать несколько сот выборок для того, чтобы можно было конкурировать с аналоговым вариантом. Вдобавок к этому нужно учитывать, что даже оцифрованный сигнал в результате наложения спектров остаётся «загрязненным» высокочастотными сигналами (эта проблема рассматривается в Главе 4), которые никогда не удастся отделить от исходного сигнала. Такие цифровые методы работают не всегда.

С другой стороны, аналоговое схемотехническое решение является простым и законченным — данные перестают носить случайный характер, и вы каждый раз получаете один и тот же результат для одного и того же сигнала! Посмотрим, что нужно для этого сделать:

1. Установите развязывающие конденсаторы, соединяющие вывод питания каждого активного устройства с землёй (см. Главу 10).
2. Используйте один слой печатной платы в качестве земли (так называемый земляной слой) — в этом случае плата должна быть как минимум двухслойной (см. Главу 11).
3. Уменьшите номиналы резисторов в схеме инструментального усилителя — в этом случае при неизменном суммарном коэффициенте усиления уровень шумов в цепи прохождения сигнала также уменьшится (см. Главу 10).

4. Применяйте операционные усилители с низким уровнем шумов (см. Главу 12).
5. Установите фильтр нижних частот перед аналого-цифровым преобразователем — это поможет удалить высокочастотные составляющие шума, попутно устранив также проблемы с наложением спектров сигналов (см. Главу 4).
6. Устраните шумы импульсного источника питания в аналоговой части платы, установив дроссель на шину питания (см. Главу 12).

Эти простые меры помогут решить, на первый взгляд, неразрешимые проблемы с шумами схемы. Результаты применения таких методов уменьшения шумов можно увидеть на **Рис. 1.12**.

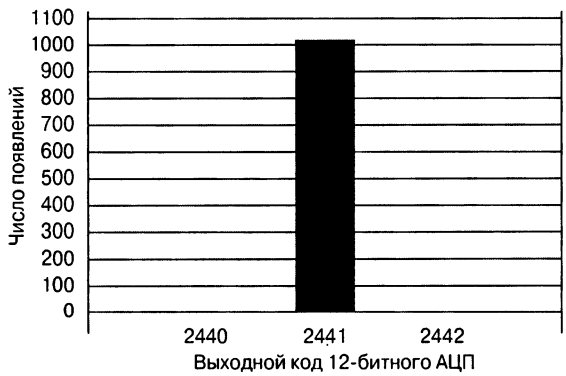


Рис. 1.12. Использование технических решений, снижающих уровень шумов, позволяет создать нормально работающую 12-битную систему (**Рис. 1.10**).

Калибровка может стать ещё одним камнем преткновения при работе в цифровой среде. Если происходит сужение динамического диапазона аналогового сигнала, то методами цифровой схемотехники исправить это нельзя. Например, если в рассматриваемой схеме используются операционные усилители, которые не могут обеспечить уровень выходного сигнала, близкий к напряжению питания (rail-to-rail — от шины до шины), то предельные значения сигналов всегда будут обрезаться или искажаться.

В иной ситуации (не относящейся к схеме на **Рис. 1.10**) может оказаться, что сигнал изменяется по логарифмическому, а не по линейному закону. Здесь манипуляции и трюки из области цифровой электроники ни к чему не приведут, так как такой сигнал можно обработать только методами аналоговой схемотехники.

1.3. Универсальное средство решения проблем аналоговой схемотехники

Хочу сообщить последнюю новость — универсального метода решения проблем аналоговой схемотехники не существует. Моя точка зрения остаётся неизменной, даже когда я говорю инженерам-разработчикам аналоговой техники, что

проектирование цифровых схем — это немного больше, чем только единицы и нули. Некоторые проблемы аналоговой техники по трудности решения сопоставимы с проблемами, возникающими при проектировании цифровых схем. Приведу три примера.

Первый пример. Разработчики цифровых устройств с целью повышения надёжности прибора применяют программный метод для идентификации неожиданных, фатальных ошибок системы с помощью сторожевого таймера (WatchDog Timer — WDT). Функция сторожевого таймера (счётчика) предельно проста: он работает в режиме вычитания с тактовой частотой системы, начиная с определённого значения и до 0. Если в процессе функционирования устройство регулярно не восстанавливает начальное состояние таймера, то по достижении счётчиком нулевого значения система либо перезапускается, либо прерывает работу без вмешательства извне.

В аналоговых схемах также используются цепи защиты, позволяющие минимизировать последствия неожиданных ошибок или переходных процессов. Схемотехнически такая защита может быть реализована устройствами оповещения (звуковыми, световыми и т.д.), сигнализирующими о выходе за границы параметров функционирования, или путём установки в цепях датчиков компонентов защиты, таких как стабилитроны, металлооксидные варисторы (Metal Oxide Varistor — MOV), полупроводниковые ограничители пульсаций напряжения (Transient Voltage Suppressor — TVS), диоды Шоттки. Включённые в состав оборудования, подобные дополнительные устройства помогают распознать и исключить «вредоносные» сигналы ещё до того, как они попадут в сигнальные цепи.

Второй пример связан с проблемой уменьшения энергопотребления цифровых устройств за счёт использования различных механизмов синхронизации схем. Разработчик электронных схем должен всегда стремиться к минимизации энергопотребления в своих устройствах (см. Главу 9). Поставив перед собой такую цель, инженер может практически отключить микроконтроллер для того, чтобы сэкономить потребление энергии батарейного источника питания.

Снизить энергопотребление аппаратными методами можно, понизив тактовую частоту или уменьшив напряжение источника питания. Тот же эффект даёт частичное или полное отключение микроконтроллера/микропроцессора на период времени, в течение которого он не выполняет функций управления системой. Комбинация этих методов с оптимизацией времени выполнения программы микроконтроллера плюс некоторый уровень «интеллектуальности» системы позволит легко справиться с проблемами экономии энергопотребления.

При разработке аналоговой схемы вы можете выбрать компоненты с низкой потребляемой мощностью, а также использовать режим минимального энергопотребления таких компонентов. Разрабатывая устройство с низким энергопотреблением, разработчик должен исследовать рынок для выбора наилучшего решения с целью применения прибора с более низким энергопотреблением или с более эффективной топологией кристалла.

Третий пример. Разработчик создаёт интересное программное решение и защищает его от конкурентов. Можно защитить программу, сделав так, что программный код конечного продукта невозможно будет прочитать; точно так же инженер аналоговой техники производит разводку печатной платы внутренними

слоями, которые не видны снаружи, или замазывает краской маркировку элементов на устройстве, или требует от производителя поставки компонентов собственной разработки.

Список примеров можно продолжить, но существует одна вещь, которую следует запомнить и понять — каждый из нас старается, насколько это позволяет собственный опыт, использовать все возможности технологии. Поэтому, что вам делать, когда ваш менеджер безапелляционно заявит: «Вы ведь инженер, не так ли? Хорошо. Поскольку наш штат не укомплектован, мне нужно, чтобы вы выполнили полностью разработку аппаратной/программной части. Что? Вы ничего не смыслите в аналоговой электронике? Н-да, может мне подыскать кого-нибудь другого? Ну вот, я знал, что вы можете справиться с этой проблемой. График разработки должен лежать у меня на столе к концу дня, чтобы я смог установить конечный срок сдачи работы».

1.4. Аналоговая и цифровая схемотехника: основные различия

Отличия аналогового и цифрового способов мышления заключаются, главным образом, в определении точности системы (отношение неопределённого значения к истинному значению параметра в каждый момент времени), соотношения аппаратной и программной части проекта, а также времени (или его обратной величине). Основные концепции, лежащие в основе аналоговой и цифровой техники, могут быть установлены достаточно легко. В настоящей книге я объясняю принципы разработки аналоговых схем с практической точки зрения, при этом ключевые параметры базовых аналоговых систем будут рассмотрены подробно.

1.4.1. Точность

Какой точности достаточно для аналоговой схемы? Есть три варианта ответа на этот вопрос. Первый можно сформулировать так: такой, какая необходима. Вы поймёте, что некоторые схемы требуют точности всего лишь в один или два милливольта, в то время как для других потребуется точность, приближающаяся к микровольтам.

Подобная разница в требованиях к разрабатываемым системам иногда может вас устроить, а иногда вызвать раздражение: «Ну что ещё можно выжать из этой схемы?».

Вторая сторона проблемы, связанной с точностью аналоговой схемы, определяется тем, насколько хорошо разработчик разбирается в компонентах и устройствах, с которыми работает. В отношении электронных компонентов вы должны, к примеру, знать, что резистор номиналом в 1 кОм или конденсатор ёмкостью в 20 пФ не будут сохранять эти абсолютные значения всё время. Значительное влияние на данные компоненты может оказать температура. Кроме того, существует и разброс параметров от устройства к устройству. Сочетание этих двух факторов, если не принять их во внимание, может привести к существенным изменениям в поведении схемы.

Что же касается самих устройств, то можно заметить, что в технических данных на приборы содержатся максимально допустимые и типичные значения параметров. Максимально допустимые значения параметров по определению говорят о том, что характеристики используемого устройства не должны выходить за границы максимально допустимых при условии, что сами устройства не подвергаются воздействию предельных напряжений или температур.

Типичные параметры имеют иной смысл. Существует масса способов определения значений типичных параметров, и вы можете убедиться, что каждый производитель определяет собственные методы для их расчёта и обоснования. Некоторые производители выбирают усреднённые значения параметров по результатам измерений этих параметров у большого количества устройств перед их запуском в производство, другие определяют значения типичных параметров равными стандартному отклонению плюс среднее значение. Мне приходилось слышать и о таких производителях, которые используют SPICE-моделирование устройств как основу для вычисления значений параметров. Замечу, что в некоторых случаях SPICE-моделирование вполне оправдано, если протестировать какой-либо отдельный параметр не представляется возможным.

Третий фактор, влияющий на точность, — это шум. Для анализа данной проблемы вам необходимы определённые знания по статистическим вычислениям для большого количества выборок. Я собираюсь раскрыть эту тему более детально чуть позже в Главе 10.

1.4.2. Аппаратное или программное решение?

Эти замечания, как мне кажется, лишь немного упрощают проблему, но я могу дать совет всем, кто пытается изучить аналоговую схемотехнику: начинайте с основ работы компонентов схемы, общих принципов устройства базовых блоков и проверки функционирования всей схемы в целом.

1. Изучите основы работы компонентов схем.

Такие компоненты, как резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности являются основой основ аналоговой электроники. Вполне возможно, что вы уже изучили эти устройства, но что на самом деле должен знать инженер-разработчик аналоговой электроники?

Резисторы сами по себе хоть и простые приборы, но рассматривать их следует с разных позиций. Проще всего полагать, что резистор влияет на напряжение и ток в вашей схеме в соответствии с известным выражением Тевенина:

$$V/RI = 1,$$

где V — напряжение в вольтах, R — сопротивление в омах, I — ток в амперах.

Я навсегда запомнила эту формулу на школьных уроках географии — Вермонт (Vermont) находится над Род Айлендом (Rhod Island).

Кроме указанных явным образом, в вашей схеме имеются и другие резисторы. В практическом плане приведённое соотношение относится только к постоянному, а не к переменному току. Применяя эту формулу, необходимо учитывать паразитные параметры резистора: паразитный конденсатор, подключённый парал-

лельно резистору, и паразитную катушку индуктивности, включённую последовательно с ним. Эти компоненты отражают паразитные свойства реального резистора. На **Рис. 1.13** показан резистор вместе со своими паразитными элементами.

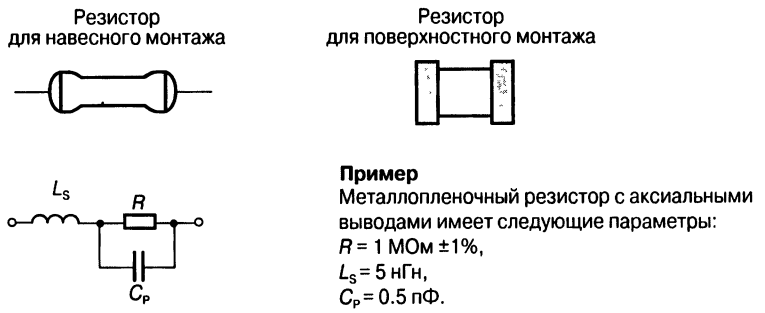


Рис. 1.13. Типичная модель резистора с паразитным конденсатором C_P, включённым параллельно, и паразитной катушкой индуктивности L_S, включённой последовательно с резистором.

На самом деле меня не волнует влияние паразитной ёмкости до того момента, пока я не начну разрабатывать схему с усилителем напряжения, управляемого током, оптоэлектронной парой или с фотодиодными датчиками. Пример такой схемы показан на **Рис. 1.14**.

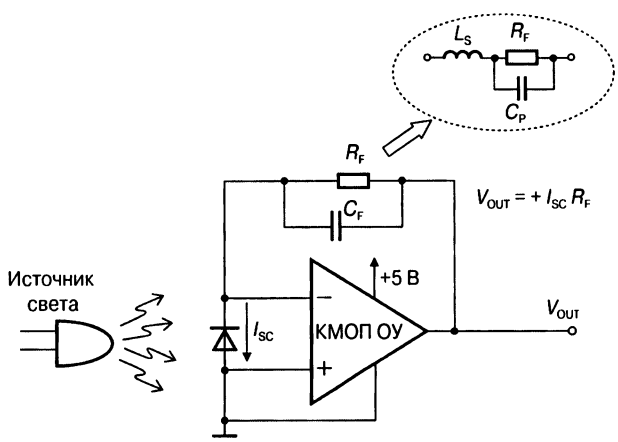


Рис. 1.14. Если не принять во внимание паразитную ёмкость резистора обратной связи, то усилитель напряжения, управляемый током фотодиодного датчика, будет работать неустойчиво.

Если не задумываясь собрать такую схему (без учёта паразитной ёмкости), то схема с фотодатчиком может без каких-либо специальных усилий таинственным образом запеть как птица (генерировать звуковые колебания). Как правило, возникновение генерации обусловлено неправильным выбором ёмкости конденсатора C_F, хотя её причиной может быть и «фантомный» конденсатор C_P. Данные конденсаторы в комбинации с паразитной ёмкостью фотодиода и входной ёмкостью операционного усилителя с одинаковым успехом могут как стабилизировать, так и дестабилизировать работу схемы (см. Главу 6). Это только один из примеров, но его можно экстраполировать на другие схемы, где в качестве отдельных элементов используются конденсаторы небольшой ёмкости, включённые последовательно или параллельно с дискретными резисторами.

Паразитная индуктивность резистора (см. **Рис. 1.15**) оказывает влияние на быстродействующие системы, где обычно используются резисторы небольших номиналов. Эта индуктивность может повлиять, например, на работу датчика тока на резисторе, который обычно используется в импульсных источниках питания. Вообще говоря, паразитная ёмкость более влияет на резисторы больших номиналов, в то время как паразитная индуктивность больше влияет на резисторы с небольшими значениями сопротивления. **Рис. 1.15** иллюстрирует данное положение.

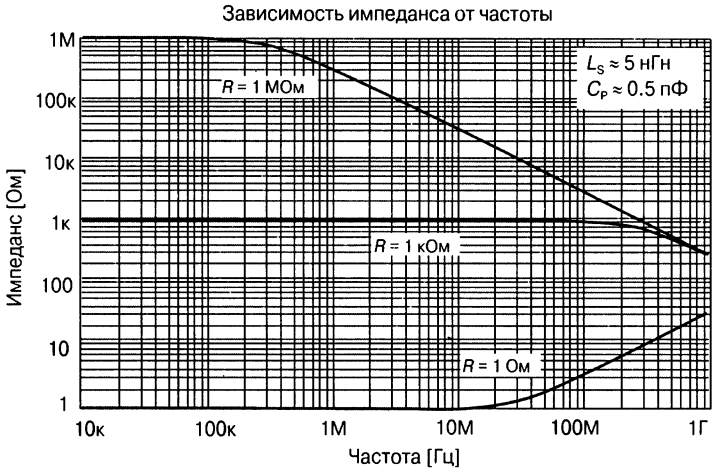


Рис. 1.15. Сопротивление резистора изменяется при изменении частоты сигнала, начиная с определённого значения на постоянном токе, что обусловлено паразитной ёмкостью и индуктивностью компонента.

С другой стороны, конденсаторы также нужно выбирать с учётом частотного диапазона, для которого проектируется схема. Есть одна формула для конденсатора, которую я часто использовала в своих разработках:

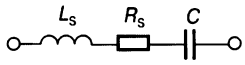
$$I = C \cdot \delta V / \delta t,$$

где C — ёмкость в фарадах,

δV — изменение напряжения на конденсаторе в вольтах,

δt — интервал времени в секундах.

Конденсаторы (**Рис. 1.16** и **Рис. 1.17**) очень часто используются для обеспечения стабильной работы источников питания и устанавливаются на выходе линейных стабилизаторов напряжения и источников опорного напряжения. В любом случае, конденсаторы применяются для частотной коррекции в цепях переменного, а не постоянного тока.



Пример
Керамический чип-конденсатор X7R
типоразмера 1206, предназначенный для работы
в сигнальных цепях
C = 1.0 мкФ ±10%
$L_S \approx$ 3 нГн
$R_S \approx$ 0.01 Ом

Рис. 1.16. Модель типичного керамического конденсатора, паразитными элементами которого являются последовательно включённое с ним сопротивление R_S, которое называют эквивалентным последовательным сопротивлением (Effective Series Resistance — ESR), и последовательная индуктивность L_S, называемая эквивалентной последовательной индуктивностью.

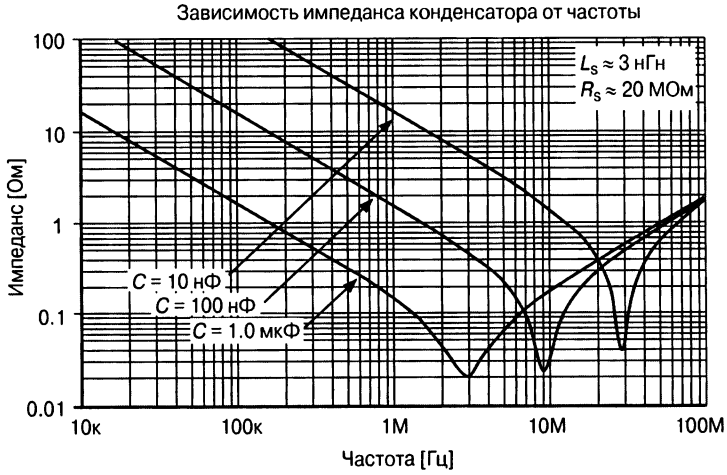


Рис. 1.17. На частотную характеристику конденсатора на низких частотах оказывает влияние последовательный резистор, а на высоких — последовательная индуктивность.

2. *Изучите принципы функционирования базовых элементов аналоговых схем.*

Базовые элементы в определённом смысле можно воспринимать как коды команд. Изучение лучше начать с использования базовых элементов в схемах, допускающих их типичное подключение, или же в классических приложениях. В аналоговой схемотехнике такими базовыми элементами являются:

- аналого-цифровые преобразователи (Главы 2, 3);
- операционные усилители (Главы 5, 6).

3. *Умейте мыслить общими категориями.*

Вы боитесь математики? Это не должно вас останавливать; сконцентрируйтесь на практической стороне функционирования аналоговой схемы, сначала изучив документацию.

Например, многие из нас по школьной привычке затачивают карандаши, берут старый калькулятор и начинают «считать деревья», вместо того чтобы разобраться, а что же такое лес. Как только вы сделаете шаг назад и подумаете об этом, то обнаружите, что такой детальный анализ не нужен. Если даже он и сделан правильно, то, скорее всего, представляет лишь часть общей картины.

Вот отличный пример того, что я имела в виду.

Вопрос: Чему равна граничная частота однополюсного *RC*-фильтра нижних частот, схема которого показана на **Рис. 1.18**?

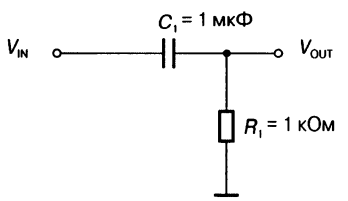


Рис. 1.18. Схема фильтра.

Ответ: Решение «на пальцах». Минуточку, это ведь фильтр не нижних, а верхних частот. Возможно, вы сразу это поняли, но могли бы удивиться тому, как много людей не заметило бы этого! Но, допустим, я поняла, что здесь ошибка и поменяла местами резистор и конденсатор. В этом случае частота среза располагалась бы около значения, численно равного $1/(2\pi R \times C)$, или 160 Гц. Как я это просчитала? Но разве $1/2\pi$ не равно приблизительно 0.16? Думаю, в первом приближении можно допустить и то, что ёмкость конденсатора от устройства к устройству может изменяться в диапазоне ±10% или ±20%.

Математический расчёт, «не задумываясь». Передаточную характеристику можно рассчитать следующим образом:

$$(V_{OUT} - V_{IN}) / (1/sC_1) = V_{OUT} / R_1,$$

$$V_{OUT} (sC_1 + 1/R_1) = V_{IN} / (1/sC_1),$$

$$V_{OUT}/V_{IN} = (sR_1 \times C_1 + 1) / (sR_1 \times C_1).$$

Из этих расчётов следует, что на нулевой частоте (постоянный ток) имеется полюс, а на частоте 159.1549 Гц — ноль.

Но это два разных решения! Держу пари, что моделирование с использованием программы SPICE даст тот же результат. Мораль этой истории такова: попробуйте вначале понять суть проблемы и только потом приступить к расчётам. SPICE-моделирование не избавляет вас от необходимости думать, его задача — проверить ваши расчёты. При таком анализе нужно помнить о точности (или об отсутствии таковой) различных компонентов и устройств вашей системы. Только после того, как в общих чертах вы поймёте, как работает схема и каковы её характеристики, можете попытаться использовать математические знания и навыки SPICE-моделирования (см. Главу 7).

1.4.3. Время и частота

В сфере цифровой электроники, особенно в операционных системах реального времени (RTOS), ведётся подсчёт минут, секунд, миллисекунд и наносекунд. Точно такая же картина и в аналоговых схемах, но здесь мы имеем дело в основном с величинами, обратными секундам. Это позволяет вести расчёты в терминах частоты, что для анализа аналоговых схем намного более информативно.

4. Не забывайте о возможности карьерного роста.

Университеты выпускают всё меньше и меньше инженеров, разбирающихся в аналоговой электронике, но всем известно, что аналоговая электроника не собирается сдавать позиции в обозримом будущем.

1.5. Организационные аспекты проектирования

Вы должны сами определить, что вам нужно, а что нет для будущей работы по проектированию аналоговых схем. Лучше всего вооружиться базовыми инструментальными средствами, необходимыми для вашей профессии. Основные усилия следует сконцентрировать на шести направлениях, которые мы сейчас и обсудим.

Во-первых, нужно знать, как подать данные на вход и получить их на выходе цифровой части схемы. Если вы освоите это, то наверняка будете знать различные топологии схем, важнейшие параметры и методы выбора наиболее подходящего преобразователя для данного приложения.

Затем можно чуть-чуть расслабиться и подумать над таким вопросом: «Откуда контроллер получает данные?» Как правило, источником сигнала является какой-нибудь датчик (**Рис. 1.19**), от которого и берёт начало сигнальная цепь вашей схемы. Перед аналого-цифровым преобразователем, если следовать в обратном направлении, должна находиться система усиления аналогового сигнала, которая может как усилить сигнал, так и внести в него шумы и нелинейные искажения. Ключевым звеном такой системы является операционный усилитель. Этому, казалось бы, простому устройству посвящены целые тома книг, но очень мало написано об операционных усилителях с однополярным питанием, которые более

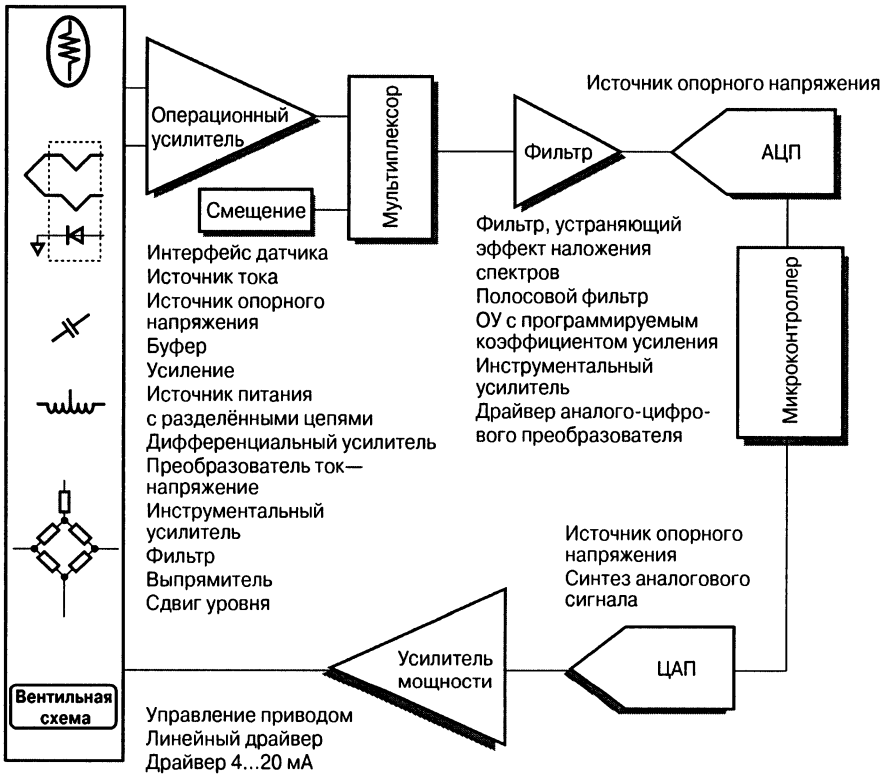


Рис. 1.19. Эта схема, будучи в определённом смысле универсальной, показывает путь прохождения сигнала, который вначале поступает на вход усилителя, а затем преобразуется в цифровую форму для дальнейшей обработки в микроконтроллере или процессоре.

просты в применении. Мы обсудим эту тему в книге и даже продвинемся немного дальше, когда будем рассматривать устройства с батарейным питанием.

Но продолжим ход ваших мыслей. Подумайте о взаимодействии цифровой и аналоговой частей схемы, и прикиньте, можно ли без особого труда разработать чисто цифровую схему, используя несколько приёмов из аналоговой схемотехники?

Не нужно бояться риска. Используйте уже готовые методы и основные приёмы проектирования из аналоговой схемотехники; в частности, изучите источники шумов в аппаратуре и шумоподавляющие фильтры. Проанализируйте компоновку вашего устройства, её влияние на схемотехническое решение, затем смело идите в лабораторию и макетируйте устройство.

1.6. Изучите основы и двигайтесь дальше

Сложность задач не должна приводить вас в подавленное состояние, нужно относится к этому с известной долей юмора и помнить, что изучение новой профессии требует настойчивости, времени и желания учиться. Разработка аналоговых схем — это сидячая работа, связанная с макетированием и проверкой работы

схемы, неважно, получается у вас что-то или не получается. Продвигайтесь в работе постепенно, день за днём, и так до тех пор, пока не добьётесь качественной работы схемы. В этом деле нет каких-то магических рецептов, только здравый смысл и умение решать проблемы. Если что-то не получается, можете попытаться решить проблему в такой последовательности:

1. Установите характер проблемы.
2. Определите средства и стратегии, которые могут быть использованы для её решения.
3. Найдите решение проблемы.
4. Ещё раз проанализируйте характер проблемы и подумайте, разумно ли ваше решение.

Аналоговое проектирование требует только хорошей, настоящей, последовательной и упорной работы. Звучит знакомо, не правда ли?

Литература

1. «FilterPro™.MFB and Sallen-Key Low-Pass Filter Design Program», Bishop, Trump, Stitt, SBFA001A, Texas Instruments.
2. FilterLab®2.0 User's guide, DS51419A, Microchip Technology.
3. «CANbus Networks Break Into Mainstream Use», Marsh, David, EDN, Aug.22, 2002
4. «Making the CANbus a "can-do" Bus», Warner, Will, EDN, Aug.21, 2003.
5. «Implementing Ohmmeter/Temperature Sensor», Cox, Doug, AN512, Microchip Technology.
6. «Resistance and Capacitance Meter Using a PIC16C622», Richey, Rodger, AN611, Microchip Technology.

ГЛАВА 2

ПРИНЦИП РАБОТЫ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Если сравнивать цепь прохождения сигнала в аналоговой схеме с автомобилем универсал, то аналого-цифровой преобразователь всегда сидит сзади, «высматривая» аналоговый сигнал в заднем окне. Я отношусь к этому устройству с определённой симпатией, поскольку такое сравнение напоминает мне детство, когда заднее сидение нашего семейного автомобиля было моим (в нашей семье было шесть детей). Контроллер на «переднем сидении» такого автомобиля может получать данные, преобразованные АЦП, но здесь возникает вопрос: можно ли считать их достоверными? Ведь если преобразователь даёт неправильные данные, то контроллер будет не в состоянии оценить степень погрешности, вносимой как самим АЦП, так и цепью прохождения сигнала. Такая ситуация будет существовать до тех пор, пока разработчик не захочет написать программу для «очистки» сигнала, хотя даже это ещё не гарантирует успеха. Но тогда почему бы не вернуться к истокам проблемы? Поверьте мне на слово, АЦП может принести много неприятностей, если не понять принципов его работы. Неправильное представление о способах использования АЦП может привести к тому, что контроллеру или процессору придётся вести «борьбу» с ошибочными или неточными данными.

В этой главе мы обсудим основные параметры аналого-цифровых преобразователей, а также влияние данных параметров на прогнозируемые результаты преобразования. Сразу замечу, что эти параметры имеют один и тот же смысл для всех типов преобразователей. Затем мы исследуем особенности работы аналого-цифрового преобразователя на базе регистра последовательного приближения (Successive Approximation Register — SAR).

Обсуждение начнём с анализа принципов функционирования АЦП последовательного приближения — вы получите представление о принципах эффективного применения преобразователей данного типа. Мы проанализируем рабочие параметры и характеристики с упором на то, как учесть несовершенство характеристик преобразователя при разработке схемы. Затем рассмотрим (с точки зрения пользователя) принципы работы сигма-дельта АЦП, которые обсудим в том же ключе, что и АЦП последовательного приближения. Сначала вкратце рассмотрим структуру сигма-дельта-преобразователя, в частности её влияние на сигнальную цепь, затем обсудим параметры, характерные для сигма-дельта-преобразователя, а также ограничения, присущие сигма-дельта-преобразователям, и возможные пути их преодоления.

Основные параметры АЦП приведены в Приложениях А и В, так что если забудете, что означает тот или иной параметр, то расшифровку найдёте там. Приложение А содержит определения общих параметров преобразователей, а в Приложении В имеется информация по быстрому преобразованию Фурье (БПФ), которое можно использовать для оценки работы преобразователя.

Кроме перечисленных, существуют и другие типы преобразователей, которые можно применить при разработке схем, например АЦП конвейерного типа (Pipeline ADC), АЦП параллельного преобразования (FLASH ADC) и преобразователи напряжение—частота, но описание их работы выходит за рамки этой книги.

2.1. Основные параметры вашего АЦП

2.1.1. Диапазон входного сигнала

Такой параметр, как диапазон входного сигнала аналого-цифрового преобразователя может вызвать некоторую путаницу. Его не следует смешивать со способами конфигурирования входа АЦП (несимметричный, дифференциальный или псевдо-дифференциальный). Диапазон входного сигнала определяется величиной опорного напряжения (V_{REF}) преобразователя.

Пример конфигурирования АЦП с несимметричным (единственным) входом показан на **Рис. 2.1*а***. Такой способ подключения источника входного сигнала очевиден, при этом диапазон напряжения входного сигнала равен полной шкале (Full-Scale Range — FSR) преобразователя. Кроме того, выходным сигналом преобразователя является прямой двоичный код (см. подраздел 2.1.2.1 «Прямой двоичный код» далее в этой главе).

На **Рис. 2.1*б*** показана схема псевдо-дифференциального подключения входного сигнала к преобразователю. При таком включении на входы подаётся дифференциальный сигнал, но его уровень на одном из выводов ограничивается несколькими сотнями милливольт относительно земли. Выходной двоичный код АЦП при такой схеме подключения входов будет таким же, как и в несимметричной схеме, т.е. прямым двоичным. Возникает вопрос: а зачем нужна такая конфигурация? Дело в том, что схемотехническая реализация дифференциального каскада обеспечивает подавление низкоуровневого синфазного сигнала. Иными словами, если нужно удалить или подавить низкоуровневый синфазный сигнал, например с частотой сети 50 или 60 Гц, присутствие которого нежелательно в полезном сигнале, то можно воспользоваться такой схемой подключения. Это хорошая возможность, если вы понимаете, что подключение к земле следует выполнить должным образом.

В третьем варианте входной сигнал подключается к АЦП по дифференциальной схеме. В этом случае на оба входа могут подаваться сигналы, уровень которых может изменяться от потенциала земли и до напряжения полной шкалы (FSR) преобразователя. Преимуществом такого метода является не только возможность подавления низкоуровневых шумовых сигналов, но и способность обрабатывать двухполярные аналоговые сигналы. Как можно предположить, цифровой код на

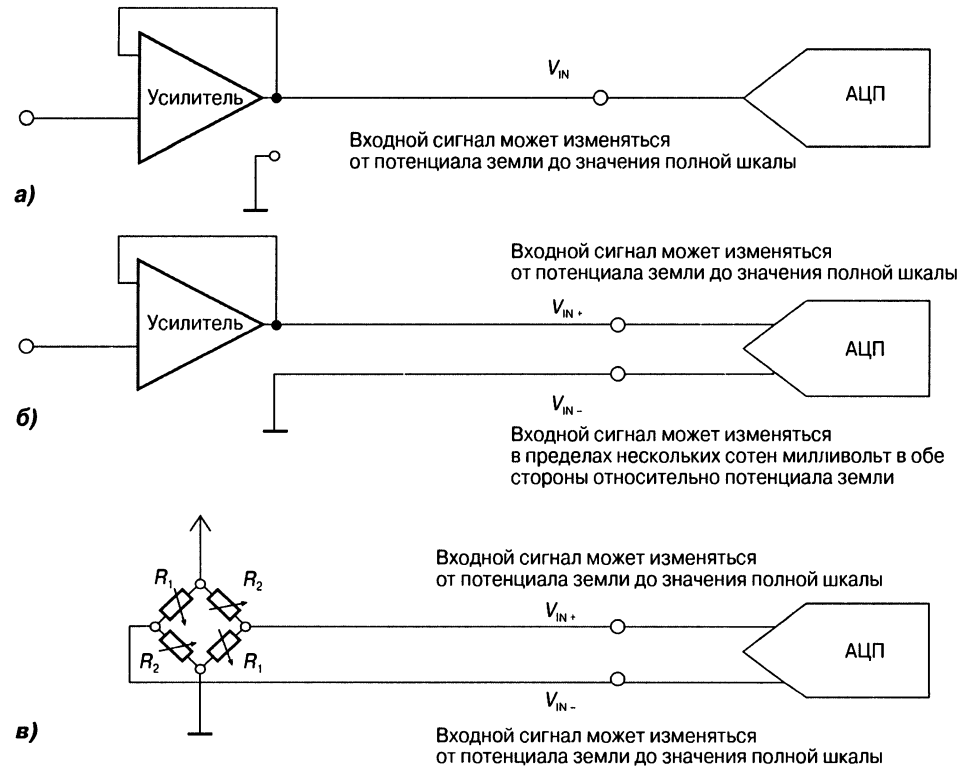


Рис. 2.1. Входы АЦП могут подсоединяться к источнику сигнала одним из трёх способов. Несимметричный вариант подключения (*а*) применяется для единственного источника входного сигнала, уровень напряжения которого отсчитывается по отношению к земле. При «псевдо-дифференциальном» (*б*) подключении входной сигнал поступает на неинвертирующий вход, а инвертирующий вход используется для подавления шумов малосигнальной системы. В варианте с дифференциальным входом (*в*) сигнал, уровень которого может изменяться от потенциала земли до значения полной шкалы, поступает на оба входа преобразователя.

выходе преобразователя будет представлен в формате дополнения до 2 или, по-другому, в дополнительном коде (см. подраздел 2.1.2.2 «Дополнительный код»).

Эта схема подключения очень важна при разработке многих приложений. Дело в том, что некоторые источники сигналов по своей природе являются дифференциальными (разностными), как, например, сигнал в виде разности двух напряжений резистивного моста Уитстона (**Рис. 2.1*в***) — если один из входов становится положительным, то другой становится отрицательным. Дифференциальная схема подключения этой цепи даёт коэффициент усиления аналогового сигнала, равный 2 В/В, с одновременным удвоением напряжения шумов в обеих линиях цепи. Аналого-цифровой преобразователь, включённый по дифференциальной схеме, подавляет напряжение шумов, выполняя преобразование только полезного сигнала самого моста.

Как и следовало ожидать, для дифференциальной схемы подключения полный размах напряжения входного сигнала будет равен удвоенному диапазону полной шкалы (FSR) преобразователя. Это легко объяснить: когда напряжение на неинвертирующем входе преобразователя приближается к значению полной шкалы, а напряжение на инвертирующем входе становится почти равным нулю, разность этих сигналов будет равна $V_{IN+} - V_{IN-} = +V_{FS}$. Теперь, если входной сигнал изменяется так, что напряжение на неинвертирующем входе приближается к потенциалу земли, а напряжение на инвертирующем входе приближается к значению полной шкалы, то разность этих двух сигналов будет равна $V_{IN+} - V_{IN-} = -V_{FS}$. Таким образом, фактический полный размах входного напряжения при использовании дифференциального подключения будет равен $V_{FS} - (-V_{FS})$ или $2 \times V_{FS}$, где V_{FS} — напряжение полной шкалы (FSR) преобразователя.

2.1.2. Цифровое кодирование аналогового сигнала

Аналого-цифровой преобразователь преобразует аналоговый входной сигнал «реального мира» в дискретный цифровой код, который можно использовать в цифровом устройстве для дальнейшей обработки, вычислений, передачи данных или управления. В любом приложении, где используется преобразователь, желательно использовать формат представления чисел, который дополнял бы значения операндов микроконтроллера или микропроцессора.

Далее речь пойдет о наиболее общих схемах представления чисел — прямом и дополнительном двоичном коде. С целью упрощения, все последующие примеры кодирования рассматриваются применительно к 4-битному преобразователю. Средние аналоговые напряжения в таблицах соответствуют значениям аналоговых сигналов, цифровые коды которых располагаются посредине диапазона.

Математически оба представления чисел рассчитаны относительно диапазона полной шкалы входного сигнала преобразователя, который обычно соответствует напряжению (или удвоенному напряжению) источника опорного напряжения АЦП. В некоторых АЦП вывод опорного напряжения соединяется внутри кристалла с выводом источника питания. В любом случае, для уточнения нужно ознакомиться с технической документацией на изделие.

Вот основные отличия между прямым и дополнительным кодом:

1. Значение младшего значащего бита (LSB) дополнительного кода в два раза больше, чем прямого двоичного кода. Это не означает, что число двоичных кодов преобразователя увеличивается в два раза: для дополнительного кода положительные и отрицательные входные напряжения преобразователя представлены тем же количеством кодов, что и для прямого кода при положительных входных напряжениях сигнала.
2. FSR аналогового сигнала для прямого двоичного кода расположен от 0 до V_{REF}. FSR аналогового сигнала для дополнительного кода равен FSR для прямого кода плюс FSR для беззнакового отрицательного входного напряжения.
3. Цифровые сигналы на выходе АЦП, представленные в дополнительном коде, более удобны, если нужно выполнять арифметические операции, такие, например, как вычитание.

2.1.2.1. Прямой двоичный код

Прямой двоичный код более правильно называть униполярным прямым двоичным кодом. Это очень простой цифровой формат аналого-цифрового преобразования, и, как следует из названия, данная схема кодирования используется только для преобразования положительных сигналов. Лучше всего такой формат подходит для преобразователей, подключённых к источнику сигнала по несимметричной или псевдо-дифференциальной схеме (**Рис. 2.1*а*** и ***б***). Пример представления аналоговых сигналов с помощью прямого двоичного кода показан в **Табл. 2.1**.

Таблица 2.1. **Униполярный прямой двоичный код**

Среднее аналоговое напряжение, В	Цифровой код
0.9375 FS (15/16 полной шкалы)	1111
0.875 FS (14/16 полной шкалы)	1110
0.8125 FS (13/16 полной шкалы)	1101
0.75 FS (12/16 полной шкалы)	1100
0.6875 FS (11/16 полной шкалы)	1011
0.625 FS (10/16 полной шкалы)	1010
0.5625 FS (9/16 полной шкалы)	1001
0.5 FS (8/16 полной шкалы)	1000
0.4375 FS (7/16 полной шкалы)	0111
0.375 FS (6/16 полной шкалы)	0110
0.3125 FS (5/16 полной шкалы)	0101
0.25 FS (4/16 полной шкалы)	0100
0.75 FS (3/16 полной шкалы)	0011
0.1875 FS (2/16 полной шкалы)	0010
0.0625 FS (1/16 полной шкалы)	0001
0	0000

Для униполярного прямого двоичного кода аналоговому нулевому напряжению соответствует код 0000, а максимальному значению аналогового входного напряжения за вычетом напряжения, соответствующего одному младшему значащему биту (LSB), соответствует код 1111. Это означает, что с помощью такого кода нельзя представить напряжение полной шкалы аналогового сигнала.

При использовании данной схемы кодирования для положительного аналогового входного сигнала цифровой код, соответствующий 0 вольт, равен 0 (0000 согласно **Табл. 2.1**). В этом случае амплитуда напряжения положительного сигнала должна измеряться между землёй или инвертирующим входом АЦП и его неинвертирующим входом.

Взяв идеальный преобразователь, в котором отсутствуют аддитивная и мультипликативная погрешности, интегральная (INL) и дифференциальная (DNL) нелинейности или шум, получим, что переход кода от 0000 к 0001 происходит при следующем значении аналогового напряжения:

$$\text{Первый переход кода} = (0 + {}^{1}/_{2}\ \text{LSB}),$$

$$\text{Второй переход кода} = (1\ \text{LSB} + {}^{1}/_{2}\ \text{LSB}),$$

где

$$\text{LSB} = +\text{FS}/2^{n}.$$

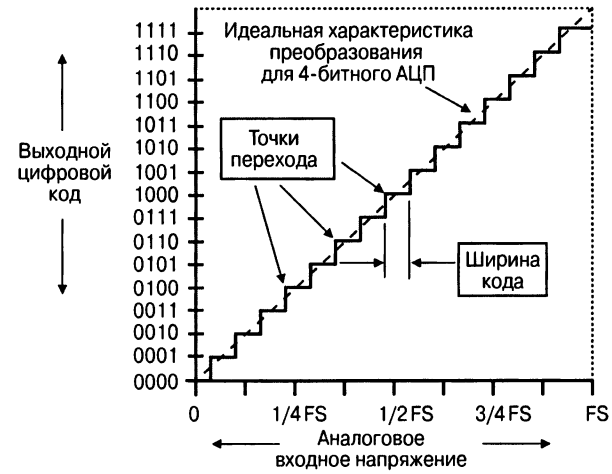


Рис 2.2. Идеальная характеристика преобразования для 4-битного АЦП, связывающая непрерывное аналоговое входное напряжение с выходным цифровым кодом.

Здесь LSB — младший значащий бит, *n* — разрядность преобразователя, а +FS равен диапазону полной шкалы аналогового входного напряжения АЦП.

Зависимость выходного цифрового кода АЦП от аналогового входного напряжения показана на **Рис. 2.2**. Из этой диаграммы видно, что аналоговое входное напряжение, равное 0 В, преобразуется в цифровой код 0000. Как только аналоговый сигнал на входе АЦП изменяется приблизительно на 0.25 FS, АЦП выдаёт код 0100. Приблизительно посредине диапазона кодовых значений, приведённых в **Табл. 2.1**, преобразователь переходит от меньших значений цифрового кода к бóльшим. Ширина кода, как видно из **Рис. 2.2**, равна одному LSB.

2.1.2.2. Дополнительный код

В некоторых приложениях униполярный АЦП выполняет преобразование сигнала, имеющего положительные и отрицательные значения, что требует дифференциальной схемы подключения входов АЦП (см. **Рис. 2.1*в***). В таких случаях выходной двоичный код преобразователя будет представлен в дополнительном коде. Двоичная арифметика, в которой используется дополнение до 2, широко применяется в микроконтроллерах, калькуляторах и компьютерах, поскольку упрощает реализацию операций сложения и вычитания. При этом операция суммирования двух чисел выполняется обычным образом, а операция вычитания заменяется операцией сложения чисел в дополнительном коде.

Например,

Десятичное число	Число в дополнительном коде	Десятичное число	Число в дополнительном коде	Десятичное число	Число в дополнительном коде
+7	0111	+7	0111	+5	0101
+5	0101	−5	1011	−7	1001
+12	1100	+2	0010	−2	1110

Таблица 2.2. **Дополнительный код**

Среднее напряжение, В	Цифровой код
0.875 FS (7/8 полной шкалы)	0111
0.75 FS (6/8 полной шкалы)	0110
0.625 FS (5/8 полной шкалы)	0101
0.5 FS (4/8 полной шкалы)	0100
0.375 FS (3/8 полной шкалы)	0011
0.25 FS (2/8 полной шкалы)	0010
0.125 FS (1/8 полной шкалы)	0001
0	0000
–0.125 FS (–1/8 полной шкалы)	1111
–0.25 FS (–2/8 полной шкалы)	1110
–0.375 FS (–3/8 полной шкалы)	1101
–0.5 FS (–4/8 полной шкалы)	1100
–0.625 FS (–5/8 полной шкалы)	1011
–0.75 FS (–6/8 полной шкалы)	1010
–0.875 FS (–7/8 полной шкалы)	1001
–1 FS	1000

Цифровой сигнал в дополнительном коде, соответствующий аналоговому напряжению 0 В, равен 0000. Значению положительного напряжения полной шкалы аналогового сигнала минус один LSB в цифровом представлении соответствует 0111, а отрицательному напряжению полной шкалы — 1000.

Получить цифровой сигнал в дополнительном коде сложнее по сравнению с сигналом в прямом двоичном коде. Дополнительный код не будет непрерывным между крайними значениями полного диапазона напряжений из-за разрыва при переходе аналогового двухполярного сигнала через 0. Дополнительный код отрицательного двоичного числа получается путём инвертирования двоичного числа и прибавления к нему единицы (см. **Табл. 2.2** и **Рис. 2.3**). При таком представле-

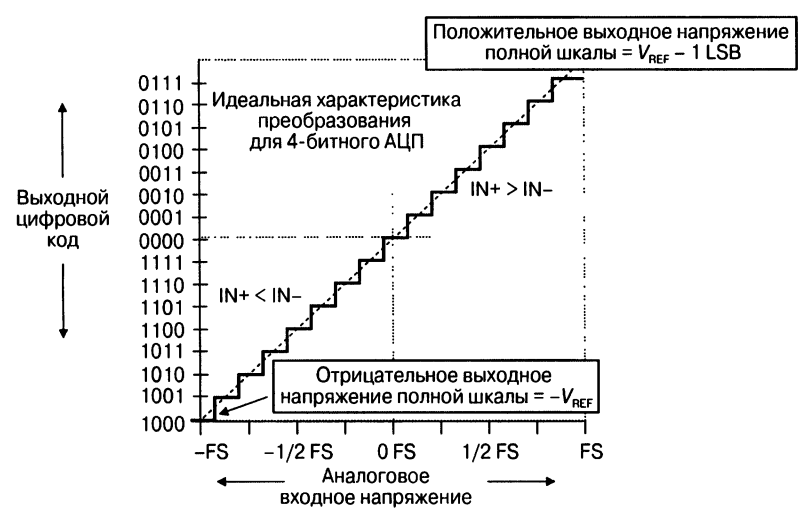


Рис. 2.3. Характеристика преобразования 4-битного АЦП для биполярного входного напряжения с выходом в дополнительном коде.

нии цифрового сигнала старший значащий бит (MSB) является знаковым (для положительных значений MSB = 0, для отрицательных — MSB = 1).

При таком методе представления получается нечётное количество кодов и только один ноль. Аналого-цифровые преобразователи с дифференциальным подключением входного сигнала (**Рис. 2.1*в***) могут оперировать с несимметричными, положительными или дифференциальными сигналами. В дифференциальном режиме диапазон полной шкалы (FSR) прибора равен:

$$FSR = \{+IN_{MAX} - (-IN_{MIN})\} + \{-IN_{MAX} - (+IN_{MIN})\}.$$

Диапазон входного напряжения АЦП равен:

$$A_{IN} = (+IN - (-IN)).$$

Цифровые коды на выходе преобразователя, соответствующие положительным и отрицательным входным напряжениям, приведены в **Табл. 2.2**.

2.1.3. Скорость преобразования, разрешающая способность и точность

Однажды по «горячей линии» один из заказчиков поинтересовался 32-битным преобразователем. Этот вопрос застал меня врасплох: зачем ему нужно 32 бита? В конце концов я выяснила, что заказчику всего лишь требовалось разрешение 1 мВ при 4.096 В, что само по себе не является проблемой. Такого разрешения можно достичь в 12-битном преобразователе с источником опорного напряжения 4.096 В, что даёт диапазон полной шкалы (FSR) АЦП, равный 4.096 В при LSB, равном $V_{REF} / 2^{12}$ = 4.096 В / 4096 = 1 мВ. Почему у заказчика возникли проблемы при выборе преобразователя?

Из его объяснения стало понятно, что в приложении используется 32-битная шина, поэтому я посоветовала ему следующее: «Возьмите 12-битный преобразователь и соедините линии шины с 0 по 19 с землёй». Заказчик не поверил и переспросил, действительно ли подходит такое решение, на что я ответила: «Безусловно, причём такой вариант имеет и дополнительное преимущество — возможность регулировки уровня шумов в системе».

Такой параметр АЦП, как скорость преобразования (скорость передачи данных для сигма-дельта АЦП) определяет интервал времени, необходимый для выполнения одного преобразования. Скорость преобразования, в свою очередь, определяется такими параметрами, как время установки, время выборки, время преобразования и время передачи данных. Напомню, что мы сосредоточим внимание на двух вариантах преобразователей: АЦП последовательного приближения (АЦП ПП) и сигма-дельта АЦП. Типовое значение времени преобразования каждого из вариантов даёт возможность легко определить, в каких приложениях лучше всего их использовать (**Рис. 2.4**).

Вообще говоря, чем выше скорость преобразования АЦП, тем меньше его разрешающая способность; то же самое касается и точности преобразования. Разрешающая способность преобразователя (разрешение) — это просто количество битов цифрового кода, которое АЦП может выдать в процессе преобразова-

ния, в то время как точность определяет число повторяющихся от преобразования к преобразованию битов. В любом случае указанная в документации точность будет меньше или равна разрешающей способности преобразователя.

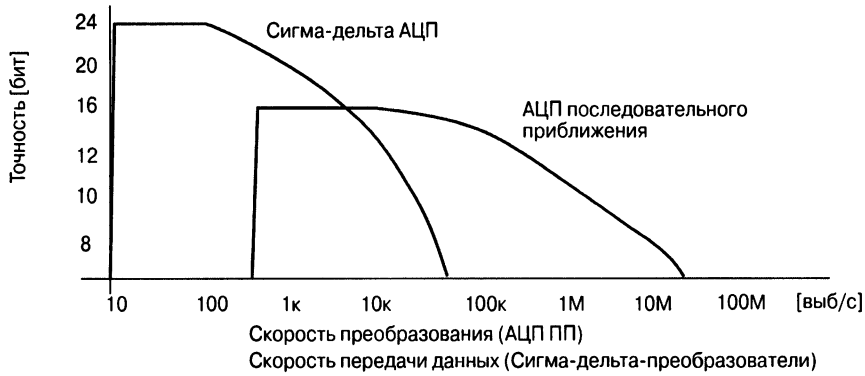


Рис. 2.4. Скорость преобразования АЦП ПП выше, чем у сигма-дельта-преобразователя, зато сигма-дельта-преобразователь даёт более высокую точность, компенсируя тем самым более низкие скорости передачи данных.

Скорость передачи данных сигма-дельта-преобразователя, как правило, ниже, чем скорость преобразования АЦП последовательного приближения. Из дальнейшего обсуждения станет понятно, что АЦП ПП выполняет только одну выборку входного сигнала за раз, затем преобразует её в соответствующий цифровой код, в то время как сигма-дельта-преобразователь выполняет многократную выборку входного сигнала. В сигма-дельта-преобразователях используются различные алгоритмы шумоподавления, что позволяет улучшить разрешение (увеличить число битов) преобразователя и поднять соотношение сигнал/шум (Signal-to-Noise Ratio — SNR), но платой за подобное техническое решение является время.

2.1.4. Точность и разрешающая способность

Рассмотрим подробнее некоторые основные параметры аналого-цифровых преобразователей — это поможет лучше понять работу преобразователей, выбрать наиболее подходящий АЦП для приложения и разоблачить недобросовестных производителей. Например, в верхней части листа технической документации можно встретить такой заголовок: «16-битный АЦП с SPI-интерфейсом и напряжением питания 2.7 В».

Что это означает? Может, преобразователь имеет 16-битную точность при отсутствии шумов в цифровом представлении напряжения для каждого преобразования и точно преобразует входное напряжение? Или это означает только то, что по завершению преобразования все 16 битов будут присутствовать на выходе АЦП? Правильным будет последнее предположение. Заголовок «16-битный АЦП с SPI-интерфейсом и напряжением питания 2.7 В» означает лишь одно — на выходе преобразователя вы получите 16-битный цифровой сигнал, соответствующий входному сигналу.

Эти 16 битов, в зависимости от того, кто выпускает данную микросхему преобразователя, могут точно или не очень представлять входной сигнал. За свою карьеру мне приходилось не раз сталкиваться с тем, что значения двух младших значащих битов (LSB) 16-битного преобразователя изменяются от одного преобразования к другому. В таких случаях подобный преобразователь можно считать устройством с 16-битным разрешением, но никак не с 16-битной точностью, хотя это может быть не так уж и плохо, если пользователя такой результат устраивает.

Разрешение определяется количеством битов цифрового сигнала на выходе преобразователя по завершению преобразования. Если известно разрешение преобразователя, то можно быстро просчитать (в теории) значение младшего значащего бита (LSB) с помощью формулы:

$$LSB = FSR / 2^n,$$

где n — число битов.

Для преобразователя, имеющего 16-битное разрешение и диапазон полной шкалы (FSR), равный 5 В, значение LSB будет составлять 76.29 мкВ.

Часто приходится слышать: «Как я узнаю, что АЦП даёт на выходе правильный, надёжный цифровой код, и как я смогу определить это из технических данных на преобразователь?» Ответ, конечно, зависит от того, что разработчик понимает под термином «надёжность», но если нужно получить стабильный от преобразования к преобразованию код на выходе, то следует обращаться к параметрам АЦП по переменному току (AC). Если нужно подыскать преобразователь, цифровой код на выходе которого точно соответствовал бы входному напряжению, то больше внимания следует уделить параметрам преобразователя по постоянному току (DC), не забывая при этом о шуме. При анализе параметров по постоянному току нужно учитывать, что они предполагают определённую среднюю точность преобразования, но отнюдь не стабильность — от преобразования к преобразованию коды на выходе будут отличаться, поскольку зависят от внутреннего шума преобразователя.

2.1.5. Параметры по переменному току и повторяемость результатов

Параметры по переменному току, такие как отношение сигнал/шум (SNR), эффективная разрешающая способность (ER), отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD) или эффективное число битов (ENOB), дают информацию о повторяемости (стабильности) результата на выходе аналого-цифрового преобразователя. Определяя стабильность, эти параметры ничего не говорят пользователю о точности преобразования. С другой стороны, параметры по постоянному току (аддитивная и мультипликативная погрешности, дифференциальная и интегральная нелинейности), дают представление о том, в какой степени (в среднем) входной сигнал соответствует реальному коду на выходе АЦП. По их значениям нельзя определить стабильность результата преобразования, поскольку, как уже было сказано, наличие шума приводит к различным результатам от преобразования к преобразованию.

В идеальном случае отношение сигнал/шум преобразователя в децибелах равно $6.02n + 1.76$ дБ, где n — число битов преобразователя. Это теоретическое значение шума является следствием так называемого шума квантования (шума дискретизации), присущего аналого-цифровым преобразователям. На практике отношение сигнал/шум (в дБ) вычисляется как

$$20 \log (\text{сигнал}_{\text{rms}})/(\text{шум}_{\text{rms}}),$$

где rms — среднеквадратическое значение, равное одному стандартному отклонению при нормальном законе распределения. Для определения среднеквадратического значения шума необходимо иметь результаты большого числа преобразований.

Как и при определении отношения сигнал/шум, эффективную разрешающую способность можно получить, используя статистические выборки результатов многих преобразований, однако при этом на входе преобразователя должен присутствовать чистый, не содержащий шумов сигнал постоянного тока. Измерения дадут правильный результат, если уровень шумов входного сигнала приблизительно в 3 раза меньше шумов самого преобразователя. Эффективная разрешающая способность измеряется в количестве битов на выходе преобразователя, хотя можно измерить её относительно уровня сигнала на входе преобразователя — в этом случае в качестве единицы измерения нужно взять вольты. Для перевода из одних единиц в другие можно воспользоваться следующей формулой:

$$\text{ER (в битах, rms)} = \{20 \log (\text{FS/ER в } V_{\text{rms}}) - 1.76\}/6.02.$$

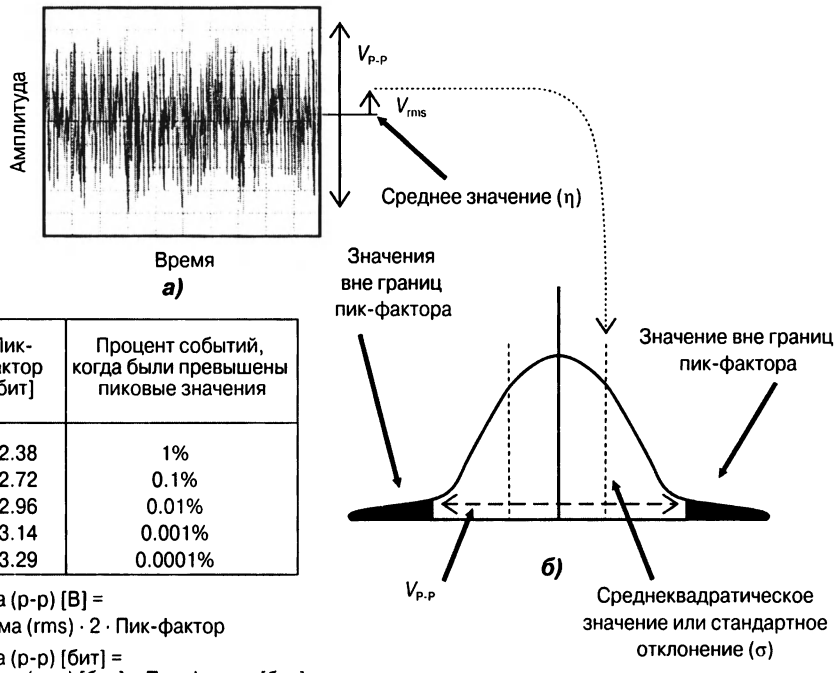
Из этой формулы несложно определить, какие биты постоянно присутствуют (стабильны) в выходном коде преобразователя.

В то время как отношение сигнал/шум или эффективная разрешающая способность информируют разработчика о шумах преобразователя, отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD) и эффективное число битов (ENOB) дают больше информации о частотных искажениях аналого-цифрового преобразователя. Отношение сигнал/(шум + искажения) вычисляется как отношение среднеквадратической амплитуды основной частоты входного сигнала к сумме среднеквадратических значений остальных спектральных компонент на частотах ниже половины частоты выборки (дискретизации), за исключением очень низких частот. Для отношения сигнал/(шум + искажения) теоретически достижимый минимум равен отношению сигнал/шум, или $6.02n + 1.76$ дБ, но на практике сам АЦП будет вносить определённые нелинейные искажения во входной сигнал.

В качестве дополнительного уточняющего параметра можно использовать ENOB. Единицей измерения отношения сигнал/(шум + искажения) является дБ, а ENOB измеряется в битах, поэтому для преобразования одного параметра в другой можно использовать выражение:

$$\text{ENOB} = (\text{SINAD} - 1.76)/6.02.$$

До сих пор мы оперировали параметрами в терминах их среднеквадратических значений. Математическая статистика утверждает, что среднеквадратическое значение равно стандартному отклонению, если выборки распределены по нормальному закону.



Пик-фактор	Пик-фактор [бит]	Процент событий, когда были превышены пиковые значения
2.6	2.38	1%
3.3	2.72	0.1%
3.9	2.96	0.01%
4.4	3.14	0.001%
4.9	3.29	0.0001%

Уровень шума (p-p) [В] =
= Уровень шума (rms) · 2 · Пик-фактор

Уровень шума (p-p) [бит] =
= Уровень шума (rms) [бит] – Пик-фактор [бит]

в)

Рис. 2.5. Выборки выходных данных АЦП могут быть собраны в течение определённого интервала времени (*а*), а затем представлены в виде гистограммы (*б*), по которой можно вычислить среднее значение и стандартное отклонение для этой группы выборок. Размах шума «от пика до пика» в вольтах можно определить (*в*) путём умножения стандартного отклонения на удвоенное значение пик-фактора (CF) выходного сигнала, а размах шума, выраженный в битах, можно получить, вычитая из среднеквадратического значения шума значение пик-фактора (BCF), выраженное в битах.

Если шум выражается в единицах среднеквадратического значения, то вероятность того, что число на выходе преобразователя примет значение, равное ±1 rms, приблизительно равно 68%. Соотношение между шумом на выходе преобразователя, кривой нормального распределения выборок выходного сигнала и этими статистическими значениями показано на **Рис. 2.5*а*** и ***б***.

Среднеквадратическое значение определяется путём вычисления статистических данных на основе многих выборок из всего множества значений (генеральной совокупности). Стандартное отклонение вычисляется по формуле:

$$\sigma^2 = \Sigma(y - \eta)^2/N,$$

где:

σ — стандартное отклонение для данной генеральной совокупности,
y — значение отдельной выборки из генеральной совокупности,
η — среднее значение выборки из генеральной совокупности,
N — число наблюдений событий из генеральной совокупности.

Такой процент вероятности (68%) получения желаемого результата разработчика может и не устроить. Вполне возможно, что некоторые пользователи захотят получить предельные значения параметров в виде размаха сигнала от минимального до максимального значения («от пика до пика»). По известной величине среднеквадратического значения легко определить значение параметра «от пика до пика» (p-p), который удобно использовать при анализе стабильности преобразования от выборки к выборке.

Преобразование в формат «от пика до пика» легко выполнить, используя ER и ENOB; можно умножить среднеквадратическое значение (в вольтах) на удвоенное значение пик-фактора (CF, **Рис. 2.5*в***) или вычесть значение пик-фактора в битах (BCF, **Рис. 2.5*в***) из среднеквадратического значения в битах.

При таком методе расчёта можно лучше оценить качество выходного сигнала АЦП. Стандартным значением пик-фактора, принятым в промышленности (за исключением военных отраслей), является число 3.3. При использовании этой методики расчёта следует убедиться, что выбранные данные подчиняются закону нормального распределения, иначе расчёты будут не столь точными, как предполагалось.

Расчётные формулы для преобразования среднеквадратического значения в пик-фактор приведены ниже:

$$V_{\text{p-p}} = V_{\text{rms}} \times 2 \times \text{CF},$$

или

$$\text{Биты (p-p)} = \text{Биты (rms)} - \text{BCF}.$$

Подробнее эти параметры описаны в Приложении А.

2.1.6. Точность и параметры по постоянному току

Если нужно, чтобы результаты преобразования в точности соответствовали аналоговому входному напряжению, то следует обратить внимание на параметры по постоянному току — я имею в виду аддитивную и мультипликативную погрешности, а также дифференциальную и интегральную нелинейности. Если стабильность результатов АЦП от преобразования к преобразованию оставляет желать лучшего, то точность преобразователя будет определяться как среднее значение по результатам многих выборок (мы уже обсуждали это в подразделе 2.1.5 «Параметры по переменному току и повторяемость результатов» настоящей главы). В процессе последующего анализа предположим, что преобразователь не имеет собственных шумов.

Вначале посмотрим, что же означает параметр «младший значащий бит» (LSB). Как-то раз знакомый инженер сказал мне, что 12-битный преобразователь X (компанию-производителя называть не буду) даёт реальную точность 7 битов, т.е. 12-битный преобразователь фактически работал как 7-битный. Такое заключение было сделано на основании значений аддитивной и мультипликативной погрешностей для данного устройства.

Максимальные значения этих параметров были такими:

Аддитивная погрешность = ±3 LSB,

Мультипликативная погрешность = ±5 LSB.

С первого взгляда мне показалось, что разработчик прав. Из приведённых выше параметров наихудшее значение имеет мультипликативная погрешность (±5 LSB). Простой математический расчёт показывает, что 12 битов минус 5 равно 7 битам. Тогда зачем компания-производитель выпускает такой преобразователь, ведь при указанном значении мультипликативной погрешности проще и дешевле приобрести недорогой 8-битный АЦП. Однако не всё в этих рассуждениях соответствует истине, вернее, как позже выяснилось, всё было неправильно.

Вначале посмотрим, как определяется параметр LSB применительно к 12-битному преобразователю, который даёт на выходе последовательность из единиц и нулей. Как правило, первым передаётся старший значащий бит (MSB или, по-другому, LSB + 11), хотя некоторые преобразователи передают первым младший значащий бит (LSB). Здесь мы будем предполагать, что первым передаётся MSB. Вторым передаётся бит MSB – 1 (или LSB + 10), третьим — MSB – 2 (или LSB + 9) и так далее. В конце битовой строки преобразователь передаёт бит MSB – 11 (или LSB).

Термин LSB очень специфичен: с одной стороны он обозначает последнюю позицию в цифровом потоке данных, а с другой — представляет собой часть диапазона полной шкалы входного сигнала. Для 12-битного преобразователя значение LSB вычисляется как диапазон полной шкалы аналогового входного сигнала, делённый на 2^{12} (4096). В практическом плане, значение младшего значащего бита 12-битного преобразователя при диапазоне полной шкалы входного сигнала 4.096 В будет равно 1 мВ, хотя более существенно то, что LSB может представлять одну из 4096 возможных кодовых комбинаций преобразователя.

Но вернёмся опять к параметрам 12-битного преобразователя и посмотрим, чему они равны при полном диапазоне входного напряжения 4.096 В:

- аддитивная погрешность = ±3 LSB = ±3 мВ,
- мультипликативная погрешность = ±5 LSB = ±5 мВ.

На самом деле эти параметры показывают, что в наихудшем случае по окончании процесса преобразования АЦП может давать погрешность преобразования 8 мВ (8 значений LSB), что, впрочем, не означает, что погрешности будут иметь место в LSB, LSB – 1, LSB – 2, LSB – 3, LSB – 4, LSB – 5, LSB – 6 и LSB – 7 позициях выходного потока битов. Суммарные погрешности в любом случае не будут превышать 8-кратных значений LSB или 8 мВ. В более точной формулировке, передаточная функция преобразователя допускает потерю 8 кодовых комбинаций из 4096, как в нижнем, так и в верхнем диапазоне кодов. Например, преобразователь с погрешностью +8 LSB ((+3 LSB аддитивной погрешности + (+5 LSB мультипликативной погрешности)) даст на выходе коды в диапазоне от 0 до 4088, а потерянные коды будут расположены в диапазоне от 4088 до 4095, — это небольшая ошибка, составляющая 0.2% полной шкалы.

Для сравнения, преобразователь с ошибкой –3 LSB ((–3 LSB аддитивной погрешности) – (–5 LSB мультипликативной погрешности)) даёт на выходе коды в диапазоне от 3 до 4095. В данном случае мультипликативная погрешность влияет на точность результата, а не на потерю кодов, и будут утеряны коды, соответству-

ющие числам 0, 1 и 2. В обоих примерах показаны наихудшие из возможных ситуаций.

Разность между первой измеренной точкой перехода и первой идеальной точкой перехода представляет собой аддитивную погрешность преобразователя, выраженную в вольтах. Если она известна, то выходные данные АЦП можно легко откалибровать либо аппаратно за счёт внешних схем, либо программно, вычитая значение ошибки из каждого полученного кода. Мультипликативная погрешность (или погрешность полной шкалы) представляет собой разность между наклоном идеальной характеристики преобразования в диапазоне от 0 В до FS и наклоном реальной характеристики в диапазоне от фактически измеренного нулевого напряжения до FS.

Измерения мультипликативной погрешности проводятся при нулевом значении аддитивной погрешности. Мультипликативную погрешность, как и аддитивную, можно уменьшить, если откалибровать полученный после преобразования цифровой код; можно, например, программно умножать полученный результат на постоянное значение (константу), хотя при таком методе калибровки это может повлечь непроизводительные затраты времени микроконтроллера или микропроцессора. К счастью, в реальных устройствах аддитивные и мультипликативные ошибки не оказывают столь существенного влияния на результаты преобразования.

Постоянное улучшение реальных параметров АЦП приводит к тому, что аддитивная и мультипликативная погрешности постепенно сходят на нет. Некоторые разработчики посчитают такое утверждение слишком смелым, особенно для проектов, где точность является одним из основных параметров. Цифровой алгоритм калибровки довольно просто реализуется с помощью аппаратно-программных средств, хотя, что более существенно, намного больше (по сравнению с преобразователем) погрешностей вносит аналоговый интерфейс схемы, где осуществляется предварительная обработка и усиление сигнала.

Эта дискуссия представляет в ином свете выводы, к которым мы пришли в начале данного подраздела. Фактически, из-за имеющихся погрешностей рассмотренный выше 12-битный преобразователь обладает точностью приблизительно в 11 997 бита. Положительным моментом здесь является то, что микропроцессор или микроконтроллер может исключить аддитивную и мультипликативную погрешности с помощью простого алгоритма калибровки.

Дифференциальная нелинейность (DNL) АЦП представляет собой максимальное отклонение ширины кода от идеальной, которая равна одному LSB или $FS/2^n$ и рассчитывается для каждого перехода. Этот параметр очень сложно калибровать — можно потратить всё свободное время для измерения данной погрешности только для одного преобразователя. Любое другое устройство из этой же линейки будет иметь DNL пусть не намного, но отличающееся от кода к коду.

Интегральная нелинейность (INL) представляет собой максимальное отклонение точки перехода реальной характеристики преобразования от соответствующей точки перехода для идеальной характеристики с нулевыми значениями аддитивной и мультипликативной погрешности. Значение данного параметра преобразователя определяют на основании тестирования дифференциальной нелинейности.

Опять-таки, погрешность, вызванную интегральной нелинейностью, трудно откалибровать в выходном коде преобразователя из-за непостоянства этого параметра от экземпляра к экземпляру для данного семейства устройств. Дополнительную информацию о рассмотренных параметрах можно найти в Приложении А.

2.2. АЦП последовательного приближения

Аналого-цифровой преобразователь последовательного приближения (АЦП ПП) появился вследствие возросших требований промышленности к обработке аналоговой информации. Этот проверенный временем и точный преобразователь используется при разработке широкого спектра устройств для управления процессами, медицинских систем, систем предварительной обработки звука, словом, везде, где требуются преобразователи, имеющие разрядность от 8 до 16 битов.

АЦП последовательного приближения не является чем-то новым в области обработки информации. Ещё в начале 1970-х годов современный АЦП ПП предлагался в качестве экономичного, точного и недорогого преобразователя. Для уменьшения аддитивной и мультипликативной погрешности, а также дифференциальной и интегральной нелинейности в этих преобразователях использовалась резисторная матрица R-$2R$. Параметры преобразователей данного типа точно соответствовали указанным в технической документации, поскольку схемотехника интегральных микросхем была тщательно проработана, и можно было обеспечить тонкую лазерную подгонку резисторов.

ИС первого поколения АЦП ПП требовали наличия внешних схем выборки и хранения, а сами были созданы по биполярной транзисторной технологии, что было неплохим решением, поскольку биполярная технология наилучшим образом соответствует задачам, требующим высокой производительности и низкого уровня шумов. Хорошим примером такого преобразователя была, например, микросхема ADC700 компании Texas Instruments, ставшая промышленным стандартом, хотя по современным меркам эта гибридная микросхема АЦП считается слишком энергоёмкой. Современное поколение АЦП ПП, выполненное по КМОП-технологии, по данному показателю превосходит все биполярные АЦП последовательного приближения. Архитектура такого КМОП-преобразователя включает входной каскад с распределенной ёмкостью в виде матрицы конденсаторов, который фактически выполняет функцию выборки и хранения. Матрица конденсаторов занимает меньшую площадь на кристалле и технологически проще реализуется, чем устаревшие резисторные матрицы R-$2R$ на основе нихрома, которые к тому же требуют наличия внешнего устройства выборки и хранения в аналоговой части внешнего интерфейса. Новая топология позволяет работать при меньшей потребляемой мощности, обладает более высокой функциональностью и позволяет создавать чипы меньшего размера.

Это были хорошие новости для разработчиков систем, требующих повышенной производительности, более высокой степени интеграции и превосходном соотношении цена/производительность. Новое поколение АЦП ПП включает интегрированную на кристалле функцию выборки и хранения, может работать с дифференциальными сигналами на входах, а также управлять коэффициентом

усиления преобразователя посредством установки соответствующего опорного напряжения.

Поскольку схемотехника интегральных схем АЦП ПП базируется на использовании конденсаторов, а не резисторов, то и рассеиваемая мощность, и размеры кристалла стали гораздо меньше. Кроме того, сам АЦП последовательного приближения стал более функциональным. В ранних разработках АЦП ПП источник опорного напряжения мог быть как внутренним (интегрированным), так и внешним, но во всех случаях он работал в ограниченном диапазоне напряжений. В новых схемах источник опорного напряжения обычно подключается извне, причём его диапазон существенно расширен, что обеспечивает гибкость при выборе желаемой величины LSB.

Напомню, что значение LSB преобразователя определяется следующим образом:

$$LSB = FSR / 2^n,$$

где n — число битов, а FSR равно напряжению источника опорного напряжения, которое определяет диапазон полной шкалы преобразователя.

В обычном режиме работы с однополярным питанием опорное напряжение может быть равным 5 В. В этом случае значение LSB для 12-битного преобразователя составляет 1.22 мВ (диапазон полной шкалы входного сигнала 5 В даёт 4096 значений двоичных кодов). Если опорное напряжение преобразователя выбрать равным 100 мВ, то значение LSB становится равным 0.0244 мВ, что в 50 раз меньше предыдущего значения. Если схема имеет хорошую разводку, а также «бесшумный» источник опорного напряжения, то, выбрав подходящее напряжение смещения, можно обойтись и без промежуточного каскада усиления входного сигнала.

Наконец, КМОП-версию АЦП ПП можно интегрировать в кристалл микроконтроллера или микропроцессора, что не так легко осуществить для преобразователя, выполненного по биполярной технологии, если только это не связано с созданием какого-нибудь дорогого многофункционального устройства.

2.2.1. Блок-схема КМОП-преобразователя последовательного приближения

КМОП АЦП последовательного приближения выполняет одну выборку входного аналогового сигнала в каждом преобразовании. Входной аналоговый сигнал через ключ S_1 проходит к одной ветви матрицы конденсаторов (**Рис. 2.6**), а другая ветвь этой же матрицы подключена к неинвертирующему входу компаратора.

Когда ключ S_1 замкнут, напряжение входного сигнала запоминается на внутренней матрице конденсаторов преобразователя. По окончанию интервала выборки S_1 размыкается и нижняя (по схеме) обкладка MSB-конденсатора (16C на **Рис. 2.6**) подключается к источнику опорного напряжения V_{REF}, а обкладки остальных конденсаторов соединяются с V_{SS} (или землёй схемы).

Заряд, накопленный на MSB-конденсаторе, распределяется между остальными конденсаторами матрицы, при этом напряжение на неинвертирующем входе

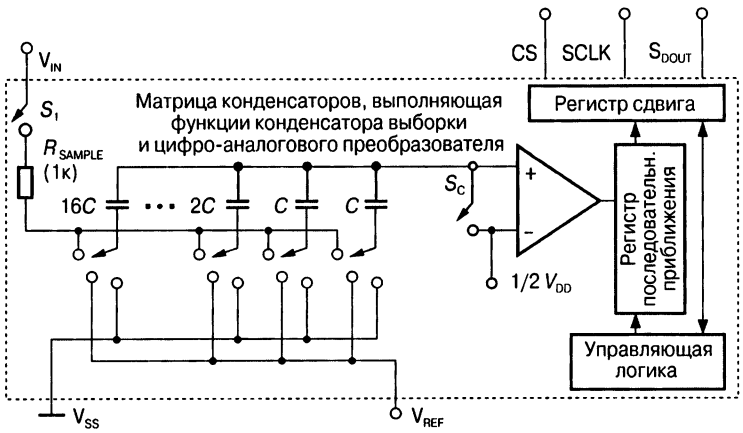


Рис. 2.6. В современном АЦП ПП на аналоговом входе используется матрица конденсаторов, выполненная, как и остальная часть устройства, по КМОП-технологии, что позволяет легко интегрировать преобразователь в микроконтроллеры или микропроцессоры.

компаратора увеличивается или уменьшается в соответствии с напряжением, присутствующем на данный момент на матрице.

Напряжение на неинвертирующем входе компаратора по отношению к V_{SS} становится равным $(^1/_2V_{DD} - V_{IN}) + {}^1/_2V_{REF}$. Если это значение больше напряжения $^1/_2V_{DD}$ на инвертирующем входе, то значение MSB принимается равным нулю и передаётся через последовательный порт, а MSB-конденсатор остаётся присоединённым к V_{REF}.

Передача всех битов через последовательный порт (вывод S_{DOUT}, Serial Data Out) синхронизируется импульсами тактовой частоты SCLK системы. Если напряжение на неивертирующем входе компаратора меньше, чем $^1/_2V_{DD}$, то MSB-конденсатор присоединяется к V_{SS}, а MSB-бит принимается равным единице и передаётся через последовательный порт.

После определения значения MSB преобразователь проверяет значение (MSB – 1)-го бита, для чего (MSB – 1)-й конденсатор присоединяется к источнику V_{REF}, в то время как остальные конденсаторы остаются присоединёнными к V_{SS} (за исключением MSB-конденсатора). (MSB – 1)-й конденсатор не показан на **Рис. 2.6**, но его ёмкость равна 8*C*. После таких переключений конденсаторов матрицы напряжение на неинвертирующем входе компаратора становится равным

$$(^1/_2V_{DD} - V_{IN}) + {}^1/_2V_{REF}(\text{MSB}) + {}^1/_4V_{REF}.$$

Теперь напряжение на матрице конденсаторов снова сравнивается с напряжением на инвертирующем входе компаратора, равным $^1/_2V_{DD}$. Если напряжение на матрице конденсаторов больше, чем $^1/_2V_{DD}$, то (MSB – 1)-й бит принимается равным нулю и его значение передаётся через последовательный порт, а (MSB – 1)-й конденсатор остаётся подключённым к V_{REF}.

Если же напряжение на матрице конденсаторов меньше, чем $^1/_2V_{DD}$, то значение (MSB – 1)-го бита принимается равным единице и передаётся через последо-

вательный порт, после чего (MSB – 1)-й конденсатор соединяется с V_{SS}. Процесс продолжается до тех пор, пока не будет «обработан» каждый конденсатор матрицы.

В самом процессе преобразования следует выделить два ключевых момента. Первый связан с выборкой преобразователем входного сигнала. В течение интервала выборки входной сигнал должен быть неизменным в диапазоне, равном $^1/_4$LSB, иначе точность преобразователя уменьшится. Второй момент — окончание процесса преобразования, когда АЦП преобразует младший значащий бит (LSB), что требует наивысшей точности. Вообще говоря, хорошей практикой считается поддержание стабильности напряжения питания и входного сигнала (насколько это возможно) в течение всего времени преобразования.

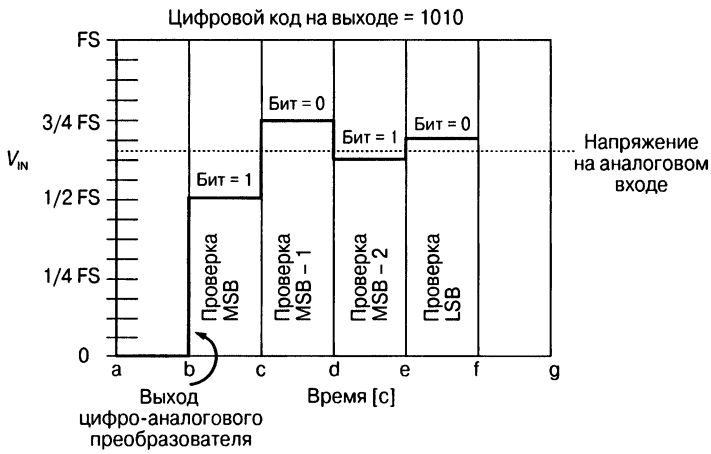


Рис. 2.7. Другой вариант изучения АЦП ПП — анализ выхода внутреннего цифро-аналогового преобразователя. АЦП начинает преобразование аналогового входного сигнала со старшего значащего бита (MSB), затем на каждом шаге выполняет подобные преобразования для каждого последующего бита синхронно с тактовой частотой системы.

На **Рис. 2.7** показан другой подход к изучению процесса преобразования, в основу которого положен анализ выходного сигнала цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Из этого рисунка видно, что выборка входного сигнала происходит в интервале времени a – b. Начиная с момента времени b аналоговое напряжение сравнивается с выходным напряжением ЦАП, которое в данный момент равно $^1/_2$FS. Если аналоговое входное напряжение выше, чем $^1/_2$FS, на последовательный выход преобразователя передаётся значение лог. 1, а если меньше $^1/_2$FS, то значение, соответствующее лог. 0. В данном случае значение бита MSB равно 1. Затем матрица конденсаторов переключается для анализа (MSB – 1)-го бита и процесс повторяется, как было рассмотрено выше.

В интервале времени c – d напряжение, до которого заряжены конденсаторы матрицы, сравнивается с $^3/_4$FS. Если ранее вычисленное значение MSB равно 0, то (MSB – 1)-й бит сравнивается с $^1/_4$FS. Поскольку в данном случае MSB-й бит равен 1, то (MSB – 1)-й бит устанавливается в 0. Процесс продолжается до тех пор, пока не будет определено значение LSB.

2.2.2. Входной каскад АЦП последовательного приближения

Использование любого АЦП может вызвать определённые затруднения, если с самого начала четко не представлять себе всех проблем и оптимальных вариантов решений, связанных с этим устройством. При работе с АЦП последовательного приближения следует учитывать время выборки и выходной импеданс источника сигнала — только в этом случае можно получить желаемый результат преобразования. Здесь мы обсудим проблемы, связанные с работой входного каскада АЦП ПП и преобразованием входного сигнала, что позволит с самого начала правильно подойти к разработке схемы. Мы также проведём обзор параметров преобразователя, имеющихся в технической документации большинства преобразователей, и определим наиболее важные из них с точки зрения управления функционированием АЦП.

В процессе обсуждения мы проанализируем технические решения, которые можно использовать для управления входными каскадами АЦП последовательного приближения. Поскольку в большинстве приложений с АЦП ПП на входах преобразователя необходимо использовать активное устройство, то конечная цель обсуждения — анализ влияния операционного усилителя на характеристики аналого-цифрового преобразователя по постоянному и переменному току. Типичная блок-схема устройства с преобразователем ПП показана на **Рис. 2.8**.

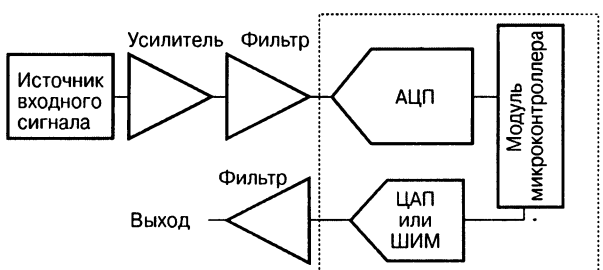


Рис. 2.8. Входной сигнал преобразователя последовательного приближения необходимо буферизовать для исключения проблем, связанных с согласованием выходного сопротивления источника сигнала и входного сопротивления АЦП. Кроме того, перед АЦП необходимо устанавливать фильтр для уменьшения погрешностей преобразования из-за наложения спектра шума на полезный сигнал. Каскад усиления на операционном усилителе и фильтр, показанные на этой схеме, могут быть выполнены как одно устройство.

Среди приложений, в которых применяются аналого-цифровые преобразователи последовательного приближения, можно назвать системы сбора данных и обработки сигналов первичных преобразователей, контроля напряжения питания батарей и регистрации данных. Для всех таких систем наиболее важными являются параметры по постоянному току. Кроме того, требуемая частота преобразования АЦП ПП относительно высока (по сравнению с сигма-дельта-преобразователями), и цифровые сигналы на выходе могут содержать меньшее число «надёжных» битов без потери достоверности результатов.

На вход преобразователя (**Рис. 2.9**) могут поступать сигналы переменного и/или постоянного тока. Операционный усилитель используется для усиления сигнала, согласования импедансов и управления входами АЦП, фильтр (активный или пассивный) необходим для уменьшения шума и предотвращения ошибок преобразования, вызванных наложением спектров различных сигналов.

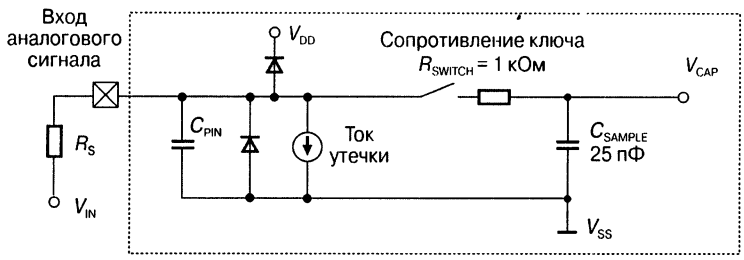


Рис. 2.9. Комбинация сопротивления внешнего источника сигнала (R_S) на входе преобразователя и внутреннего сопротивления ключа (R_{SWITCH}) вместе с конденсатором выборки C_{SAMPLE} образуют фильтр нижних частот с определённым временем нарастания сигнала. Для получения высокой точности преобразования следует или минимизировать сопротивление источника сигнала R_S, или увеличить время выборки преобразователя.

Модель внутреннего механизма выборки АЦП ПП показана на **Рис. 2.9**. Наиболее важными параметрами в этой модели являются элементы R_S, C_{SAMPLE} и R_{SWITCH}. Конденсатор C_{SAMPLE} представляет собой эквивалентную ёмкость матрицы конденсаторов (**Рис. 2.6**). Ёмкости выводов (C_{PIN}) и погрешности, вызванные токами утечки, имеют минимальные значения, поэтому в данной модели мы не будем их учитывать. Импеданс внешнего источника сигнала R_S в комбинации с внутренним сопротивлением ключа R_{SWITCH} и внутренней ёмкостью выборки C_{SAMPLE} образуют распределённую RC-цепь, которая требует приблизительно 9.5 постоянных времени, чтобы получить полный заряд, соответствующий 12-битному разрешению в диапазоне температур. Микросхема 12-битного АЦП MCP3201 компании Microchip требует 938 нс для полной выборки сигнала при условии, что $R_S << R_{SWITCH}$.

Следуя по цепочке этих элементов, сигнал проходит через сопротивления ключа R_{SWITCH} и достигает конденсатора выборки C_{SAMPLE}. Конденсатор выборки является основным элементом цепи выборки входного сигнала при замыкании ключа: в момент выборки входного сигнала комбинация сопротивления источника R_S, сопротивления ключа R_{SWITCH} и конденсатора выборки C_{SAMPLE} образует однополюсную RC-цепь, постоянная времени которой равна

$$t_{RC} = (R_S + R_{SWITCH}) \times C_{SAMPLE}.$$

Предполагая величину заряда и напряжение на конденсаторе выборки равными нулю в момент начала выборки, вычислим время нарастания напряжения на конденсаторе с помощью формулы:

$$V_{CAP} = V_{IN}(1 - e^{-t/(R_S+R_{SWITCH})(C_{SAMPLE})}).$$

При высоком сопротивлении источника сигнала или малом времени преобразования существует определённый риск потери точности преобразования. Во втором случае преобразователь разомкнет ключ до того, как конденсатор выборки полностью зарядится. Этот случай показан на **Рис. 2.10**.

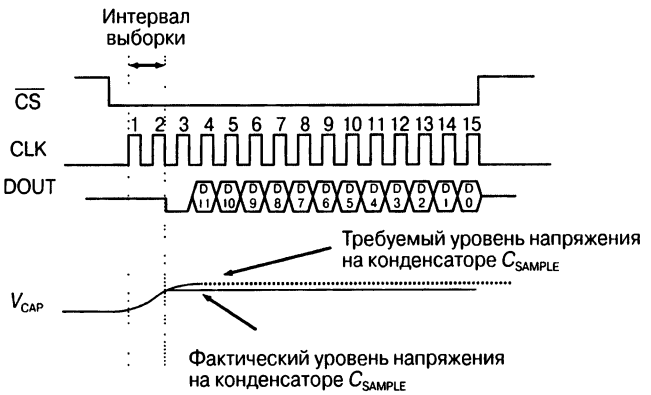


Рис. 2.10. Преобразователь выполняет выборку входного сигнала в течение определённого интервала времени, зависящего от тактовой частоты, на которой работает АЦП. Если время выборки слишком мало или сопротивление внешнего источника сигнала, подключённого ко входу преобразователя, слишком велико, то напряжение на конденсаторе выборки не достигнет величины входного сигнала, что скажется на точности преобразования.

С помощью предыдущей формулы мы можем определить величину напряжения на конденсаторе выборки (в процентном отношении) в зависимости от времени.

Если применить такой подход в каком-нибудь специфичном приложении с 12-битным преобразователем, входная цепь которого представлена на **Рис. 2.9**, то число «надёжных» битов преобразованного входного сигнала можно определить по **Табл. 2.3**.

Таблица 2.3. **Чтобы получить точность в 12 битов в диапазоне температур для полного заряда *RC*-цепи, состоящей из сопротивления R_{SWITCH} = 1 кОм и ёмкости C_{SAMPLE} = = 25 пФ, потребуется приблизительно 9.5 постоянных времени**

Число постоянных времени	1	5	8	9	10
$(R_S + R_{SWITCH}) \times C_{SAMPLE}$ (нс)	25	125	200	225	250
Напряжение на C_{SAMPLE} (в % от диапазона полной шкалы)	63.2	99.3	99.966	99.9877	99.9955
Напряжение до полного заряда C_{SAMPLE} (в % от диапазона полной шкалы)	36.8	0.67	0.034	0.0123	0.0045
Точность АЦП (в битах)	1.4	7.2	11.5	13.0	14.43

Как следует из таблицы, точность аналого-цифрового преобразователя уменьшается, если время выборки входного сигнала слишком мало́. К примеру, пусть используется гипотетический 12-битный АЦП, который выполняет выборку в течение 1.5 периодов тактовой частоты, равной 2 МГц. Время выборки такого преобразователя будет равно 750 нс ($1.5 \times 0.5 \times 10^{-6}$ с), чего более чем достаточно для получения желаемой точности в соответствии с данными **Табл. 2.3**. Если теперь увеличить сопротивление источника сигнала на 5 кОм, то станет очевидно, что для работы преобразователя с 12-битной точностью требуется уже 1350 нс, а это значительно превышает интервал выборки на частоте 2 МГц.

Точность АЦП ПП понижается, если интервал выборки сигнала слишком мал. На **Рис. 2.11** по оси *Y* отложена тактовая частота в мегагерцах, а по оси *X* — сопротивление источника сигнала на входе АЦП в омах. Время выборки преобразователя для этих тактовых частот равно 1.5 периода тактовой частоты. Например, для тактовой частоты 1.6 МГц время выборки будет равно (1.5/1.6 МГц) или 937.5 нс.

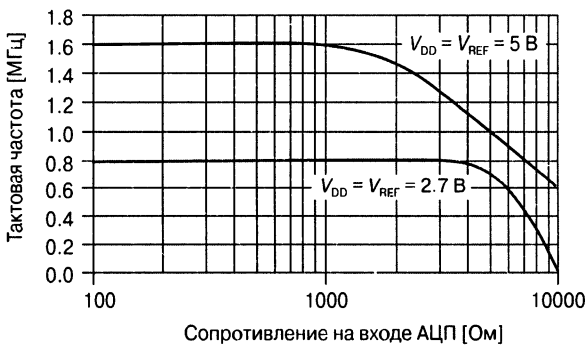


Рис. 2.11. Из рисунка видно, для каких значений сопротивления источника сигнала время выборки остаётся в допустимых пределах при указанной тактовой частоте. При увеличении сопротивления источника сигнала появляется точка, начиная с которой для заряда конденсатора выборки требуется больше времени. Эти значения изменяются от устройства к устройству, поэтому для получения более точной информации следует обращаться к технической документации преобразователя.

Существует два очевидных решения проблемы: либо уменьшить сопротивление источника сигнала, либо увеличить время выборки сигнала.

Для уменьшения сопротивления источника сигнала рекомендуется вход преобразователя соединять с источником сигнала через активный элемент, например операционный усилитель; это годится для любых сигналов — как переменного, так и постоянного тока. Операционный усилитель можно использовать для усиления, фильтрации, согласования сопротивлений и управления мощностью сигнала. Если сигнал на вход АЦП поступает с операционного усилителя, то независимо от функции ОУ (каскад усиления, фильтр или их комбинация) в исходный сигнал будут вноситься дополнительные погрешности. Это связано с неидеальностью характеристик самого операционного усилителя: наличием напряжения смещения на входах, шумами, нелинейностью коэффициента усиления и часто-

тными искажениями, причём такие погрешности будут присутствовать в полезном сигнале ещё до АЦП. Далее мы исследуем эти проблемы в смысле их влияния на процесс преобразования. Вопросы выбора подходящего операционного усилителя для АЦП последовательного приближения обсуждаются в Главе 5.

2.3. Сигма-дельта-преобразователи

Я вспоминаю дни, когда в процессе разработки аналоговых схем у меня возникало столько вопросов, что я могла провести полдня в лаборатории, пытаясь их разрешить. Мне приходилось теоретически прогнозировать результаты работы аналоговой схемы в плане стабильности, усиления или уровня шума, и затем пытаться реализовать это на практике. Проблемы функционирования смешанных (аналого-цифровых) схем с АЦП и ЦАП сопоставимы по сложности с проблемами синхронизации в цифровых схемах, но они не шли ни в какое сравнение со сложными расчётами уровня шума или устойчивости для чисто аналоговых схем.

Поскольку для смешанных аналого-цифровых схем всё ещё требовался аналоговый интерфейс (каскады предварительного усиления и фильтрации сигналов), большинство расчётов проводилось для аналоговой части схемы. Появление 16-битного преобразователя в определённой степени облегчило решение проблемы снижения шума в аналоговом интерфейсе, но в целом это никак не помогло выиграть битву в области чисто аналоговой схемотехники.

Но затем в команде появился новый «игрок», которого, впрочем, я не сразу восприняла всерьёз, так как весьма осторожно отношусь к нововведениям Института инженеров по электротехнике и электронике (IEEE). Трудно было себе представить, что можно заменить эти сложные схемы, в сущности, цифровым устройством, но по работе я должна была уделять внимание отчётам конференций. И вот эти отчёты попали от разработчика микросхем к несчастному, ничего не подозревающему пользователю. В них содержалась информация о каком-то 1-битном устройстве оцифровки сигналов, который мог давать на выходе цифровой сигнал в форме 24-битного слова. Как-то на техническом семинаре я поинтересовалась у группы инженеров, чему равно 2^{24}. Я ожидала, что какой-нибудь умник из этой толпы быстро выкрикнет 16777216, но мне ответили — 4^{12}. Выходит, что заказчик, который когда-то интересовался у меня 32-битным преобразователем, на самом деле увидит свет в конце тоннеля.

Существование преобразователя с разрешением в 16 миллионов кодов вначале вызывает шок, но давайте здесь остановимся, посмотрим на всё это с высоты птичьего полёта, а затем обсудим детали. Следуя данной методике, сначала проанализируем всё на интуитивном уровне, который проведёт нас по длинному пути через этот лес, чтобы рассмотреть деревья поближе.

2.3.1. Принципы работы сигма-дельта-преобразователя

Сигма-дельта (Σ-Δ) преобразователь, блок-схема которого показана на **Рис. 2.12**, представляет собой 1-битную систему выборки. В этой системе осуществляются многократные выборки, которые затем передаются в цифровой

фильтр. Фильтр выполняет большую часть математических операций по обработке данных.

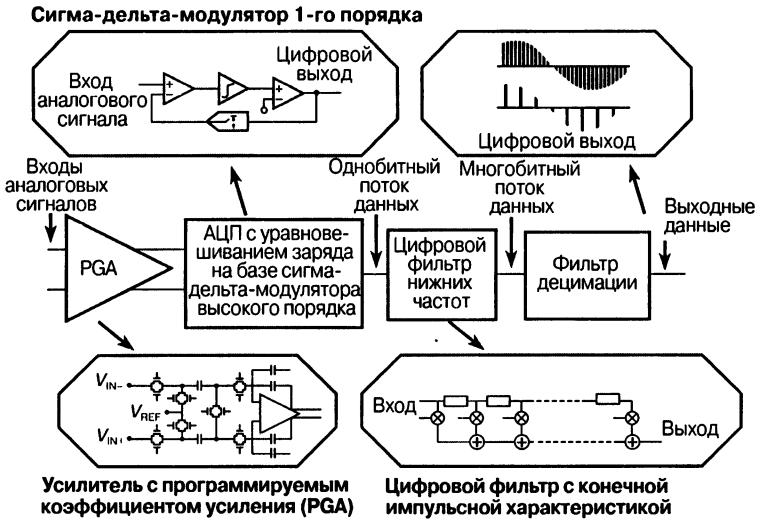


Рис. 2.12. Блок-схема содержит четыре базовых блока сигма-дельта-преобразователя: усилитель с программируемым коэффициентом усиления, АЦП высокого порядка с уравновешиванием заряда, цифровой фильтр нижних частот и фильтр децимации.

Аналоговый сигнал, поступающий на вход преобразователя, должен изменяться относительно медленно, так как сигма-дельта АЦП осуществляет выборку входного сигнала много раз; этот метод называется повышающей дискретизацией, или передискретизацией (oversampling). Частота дискретизации в сотни раз превышает частоту появления цифровых данных на выходе. В цифровом фильтре каждая отдельная выборка суммируется с предыдущими с определённой временной задержкой, после чего эти данные усредняются для получения статистического результата, соответствующего дискретизированным значениям входных сигналов.

Сигма-дельта АЦП можно представить в виде четырёх отдельных функциональных блоков (плюс последовательный интерфейс), хотя следует помнить, что это лишь упрощённая блок-схема и её наверняка придётся модифицировать под конкретный преобразователь. Конкретный АЦП может быть сложнее или проще по своей структуре, но основные операции для данного типа преобразователей будут одними и теми же. Блок-схема хорошего, работоспособного сигма-дельта-преобразователя показана на **Рис. 2.12**.

Вот краткое описание функциональных блоков сигма-дельта-преобразователя:

1. Усилитель с программируемым коэффициентом усиления (Programmable Gain Amplifier — PGA). Здесь требуемый коэффициент усиления достигается за счёт удвоенной выборки с использованием ёмкостных элементов (**Рис. 2.13**).
2. АЦП высокого порядка с уравновешиванием заряда. Заряд «уравновешивается» на конденсаторах «вокруг» усилителя (**Рис. 2.14**).

3. Цифровой фильтр нижних частот — обычно содержит несколько фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтров) (**Рис. 2.15**).
4. Фильтр децимации (прореживания) (**Рис. 2.16**).

2.3.2. Усилитель с программируемым коэффициентом усиления в сигма-дельта-преобразователе

Входной блок большинства сигма-дельта-преобразователей содержит усилитель с программируемым коэффициентом усиления (PGA). Это не классический усилитель, коэффициент усиления которого определяется резисторными цепями. PGA получает аналоговый входной сигнал и быстро преобразует его в дискретизированный сигнал. Коэффициент усиления данного каскада программируется через цифровой интерфейс. Сам каскад частично реализован с использованием аналоговой схемотехники, хотя уже здесь намечается уход к цифровым решениям. Пример такого каскада показан на **Рис. 2.13**.

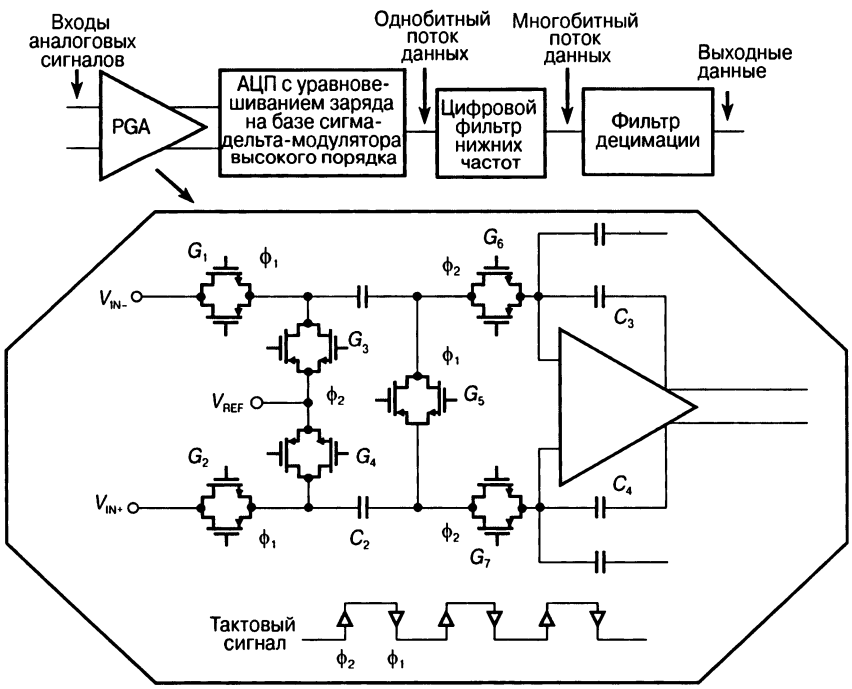


Рис. 2.13. Эта переключающая схема преобразует аналоговый входной сигнал в дискретизированное напряжение, которое принимается следующим каскадом, где сигнал окончательно преобразуется в цифровой формат из единиц и нулей.

Базовой схемой PGA-каскада является дифференциальный усилитель с переключаемыми конденсаторами. В схемах с переключаемыми конденсаторами для получения одного из возможных значений коэффициента усиления (1, 2, 4, 8 и

16) используется сочетание передискретизации и накопления заряда конденсатора. В этом каскаде сигнал фиксируется по нарастающему фронту импульса тактовой частоты дискретизации и передаётся по спадающему фронту этого же импульса второй группе конденсаторов.

Для программируемого усилителя с коэффициентом усиления, равным 1, первый выбранный сигнал по следующему нарастающему фронту импульса передаётся в сигма-дельта-модулятор, одновременно выполняя вторую выборку входного сигнала. Для усилителя с коэффициентом усиления больше 1 (скажем 2) по нарастающему фронту второго импульса сигнал не передаётся в цифровой фильтр, а остаётся во втором каскаде усилителя и складывается с сигналом, полученным во второй выборке. Таким образом, происходит удвоение заряда. По окончанию второй выборки заряд, наконец, передаётся в блок модулятора. Подобную методику усиления легко расширить для получения коэффициентов усиления 4, 8 и 16, при этом с возрастанием коэффициента усиления программируемого усилителя возрастает и количество циклов, требуемых для дискретизации сигнала.

Варьировать коэффициент усиления можно одним из двух способов. В первом случае можно зафиксировать частоту дискретизации и увеличить общее время выборки в 16 раз (для увеличения коэффициента усиления до 16). Во втором случае требуемый коэффициент усиления программируемого усилителя устанавливается путём увеличения частоты выборок на входном конденсаторе, начиная с частоты 20 кГц (для единичного усиления) и заканчивая частотой 320 кГц (для коэффициента усиления, равного 16). Метод регулировки внутреннего каскада усиления сигма-дельта-преобразователя может использоваться для установки подходящего значения (в вольтах) младшего значащего бита (LSB) при работе с датчиками физических величин.

Обратимся к **Рис. 2.13**. Первоначально по нарастающему фронту импульса тактовой частоты ключи G_1, G_2 и G_5 открываются, а ключи G_3, G_4, G_6 и G_7 — закрываются. В течение времени, пока сохраняется ВЫСОКИЙ уровень тактового импульса, входной сигнал заряжает конденсаторы C_1 и C_2 через открытые ключи G_1, G_2 и G_5. По спадающему фронту тактового импульса ключи G_1, G_2 и G_5 закрываются, а G_3, G_4, G_6 и G_7 открываются. Заряд, накопленный на конденсаторах C_1 и C_2, теперь передаётся на конденсаторы C_3 и C_4. Далее цикл повторяется.

Наиболее общий метод усиления сигнала в программируемом усилителе — выполнить выборку сигнала много раз и сохранить заряд на конденсаторах C_3 и C_4. Если, например, входной сигнал дважды подзаряжает конденсаторы C_3 и C_4, то он будет усилен в 2 раза.

При условии, что внешняя тактовая частота постоянна и равна 10 МГц, требуемый коэффициент усиления можно установить, увеличивая количество выборок на входном конденсаторе, начиная с 20 кГц (для коэффициента усиления, равного 1) и вплоть до частоты 320 кГц (для коэффициента усиления 16).

В системах цифровой обработки сигналов аналоговый фильтр, устраняющий эффект наложения спектров, во многих случаях предохраняет от неприятных последствий, вызванных шумами. Фильтры необходимы для подавления нежелательных высокочастотных шумов в аналоговых системах, с тем чтобы схема оцифровки сигнала не осуществляла наложения нежелательных сигналов на по-

лезный сигнал в требуемой полосе пропускания. Можно предположить, что такой заграждающий фильтр мог бы стать неким неизменным атрибутом сигнальной цепи и размещаться до аналого-цифрового преобразователя. В сигма-дельта-преобразователе внутренняя цифровая схема, выполняющая функции такого фильтра, практически заменяет этот аналоговый блок.

Производители сигма-дельта АЦП советуют устанавливать на входе преобразователя простой *RC*-фильтр нижних частот, который позволит решить все проблемы, связанные с наложением спектров нежелательных сигналов. На самом деле, такой фильтр вносит небольшое затухание на высокой частоте, но это не главное. Наибольшие неприятности может представлять шум на входе АЦП, который создаётся токами переключения коммутирующих цепей как внутри самого преобразователя, так и во внешних цепях. В частности, первым каскадом небуферизованного сигма-дельта-преобразователя принципиально является схема на переключаемых конденсаторах. Модель входной цепи сигма-дельта-преобразователя показана на **Рис. 2.14**.

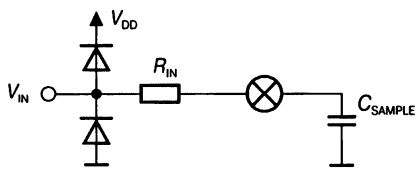


Рис. 2.14. Модель входной цепи сигма-дельта-преобразователя напоминает модель входной цепи преобразователя последовательного приближения, поэтому, если сопротивление источника внешнего сигнала на входе АЦП слишком велико, то аддитивная и мультипликативная погрешности преобразования могут возрасти.

Величину выбросов шума, возникающих при переключениях, можно легко измерить, соединив любой из входов АЦП с землёй через резистор номиналом в несколько сотен Ом и присоединив к этому входу щуп осциллографа. Мощность выбросов при переключениях достаточна для того, чтобы нарушить точность измерения малых значений напряжений на входах преобразователя.

Входному каскаду сигма-дельта-преобразователя следует уделить такое же внимание, как и аналогичному каскаду в АЦП последовательного приближения. Любая привнесенная вследствие высокого импеданса источника сигнала ошибка влияет на аддитивную и мультипликативную погрешности преобразования. Шагом в решении этой проблемы может быть установка на входе преобразователя *RC*-фильтра. Кроме того, если входы устройства включены по дифференциальной схеме, то выводы, на которые поступает входной сигнал, должны быть соединены конденсатором ёмкостью 0.1 мкФ — это позволит уменьшить высокочастотный шум, присутствующий на входных выводах устройства. Учтите, что подобное решение не рекомендуется применять для аналоговых операционных усилителей.

Фактически усилитель с программируемым коэффициентом усиления не предполагает наличие высокого входного импеданса, его значение достаточно низкое, к тому же оно зависит от входной ёмкости и частоты передискретизации.

2.3.3. АЦП высокого порядка с уравновешиванием заряда

Основной частью сигма-дельта-преобразователя является АЦП с уравновешиванием заряда. В этом каскаде выполняется оцифровка входного сигнала и, благодаря ограничению шума (noise shaping), при котором низкочастотный шум вытесняется в область более высоких частот вне полосы пропускания сигнала, осуществляется подавление шума на нижних частотах. Это одна из причин, по которой сигма-дельта-преобразователи превосходно подходят для низкочастотных высокоточных измерений.

Функционирование АЦП высокого порядка с уравновешиванием заряда можно понять, анализируя принцип работы сигма-дельта-модулятора 1-го порядка, блок-схема которого показана в рамке на **Рис. 2.15**. Входное аналоговое напряжение и выходное напряжение 1-битного ЦАП вычитаются в дифференциальном усилителе, и разностный сигнал X_2 поступает на вход интегратора. Выходное напряжение интегратора изменяется в положительную или отрицательную сторону, при этом наклон и направление изменения выходного напряжения X_3 интегратора зависит от амплитуды и знака X_2.

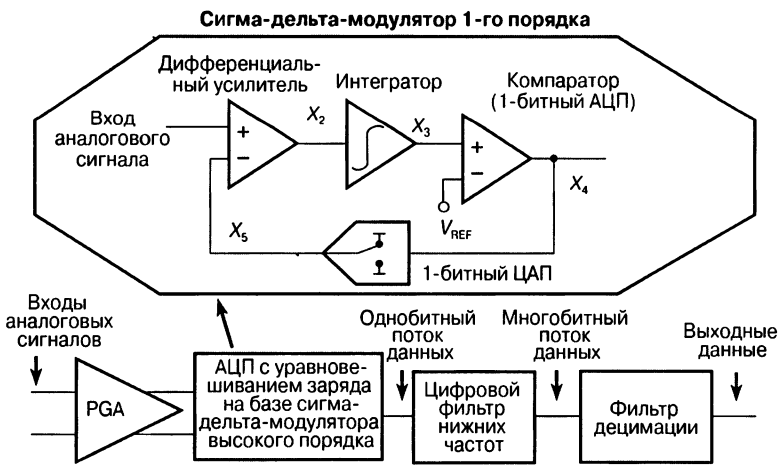


Рис. 2.15. Каскад сигма-дельта-модулятора высокого порядка с уравновешиванием заряда принимает сигнал от усилителя с программируемым коэффициентом усиления и преобразует его в уровень напряжения, соответствующий лог. 1 или лог. 0. Из-за наличия цепи обратной связи, в которую включён цифро-аналоговый преобразователь, основная составляющая мощности шума переносится за пределы полосы нижних частот — это первый шаг к реализации преобразования с исключительно низким уровнем шумов.

В момент, когда напряжение X_3 становится равным опорному напряжению компаратора, напряжение на его выходе изменяет знак с отрицательного на положительный или наоборот, в зависимости от исходного состояния. Выходной сигнал компаратора X_4 поступает на вход 1-битного ЦАП и одновременно на вход цифрового фильтра нижних частот. После изменения выходного напряжения компаратора (с ВЫСОКОГО на НИЗКОЕ или наоборот) 1-битный ЦАП переклю-

чается по приходу следующего тактового импульса, изменяя при этом напряжение X_5 на одном из входов дифференциального усилителя. Выходное напряжение X_2 дифференциального усилителя, равное разности напряжения входного сигнала и напряжения X_5, также изменяется, что, в свою очередь, приводит к изменению выходного напряжения X_3 интегратора в противоположном направлении.

В дифференциальном усилителе сигма-дельта-модулятора 1-го порядка сигнал обратной связи с выхода 1-битного ЦАП многократно вычитается из сигнала на выходе программируемого усилителя. Обычно усилитель с программируемым коэффициентом усиления (**Рис. 2.13**) реализован как часть сигма-дельта-модулятора, но для большей наглядности на **Рис. 2.15** он представлен как отдельное устройство, сигнал с которого поступает на сигма-дельта-модулятор. Хотя дискретизация сигнала была выполнена в усилителе, его амплитуда может находиться в диапазоне от нуля до величины опорного напряжения.

В зависимости от уровня напряжения на выходе 1-битного ЦАП, на выходе дифференциального усилителя формируется относительно высокий или относительно низкий уровень напряжения. Затем это напряжение интегрируется в следующем каскаде (интеграторе) и в зависимости от напряжения на выходе интегратора компаратор устанавливает 1 или 0 на выходе. Это существенный момент, поскольку на этой стадии сигнал оцифровывается и появляется так называемый шум квантования. Выходной сигнал компаратора синхронизируется на входе 1-битного цифро-аналогового преобразователя импульсами тактовой частоты, на которой происходит дискретизация сигнала в преобразователе, при этом выход ЦАП может измениться или остаться в прежнем состоянии. Выходной сигнал компаратора также синхронизован частотой выборки данных, установленной для цифрового фильтра.

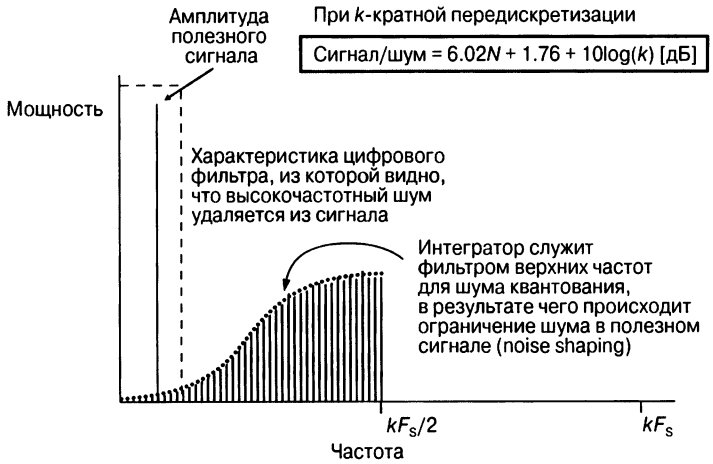


Рис. 2.16. Ограничение шума происходит вследствие переноса шума сигма-дельта-модулятора в область более высоких частот. Смещённый шум подавляется цифровым фильтром, который устанавливается после сигма-дельта-модулятора и выполняет функцию фильтра нижних частот. В формуле для расчёта отношения сигнал/шум (SNR) учитывается влияние передискретизации (последнее слагаемое).

Использование интегратора и рассмотренной стратегии дискретизации позволяет реализовать фильтр шумоподавления для выходного цифрового сигнала. Эта методика шумоподавления проиллюстрирована на **Рис. 2.16**.

Цифровой фильтр является следующим каскадом после сигма-дельта-модулятора, а результаты его воздействия на выходной сигнал показаны на **Рис. 2.16**.

2.3.4. Цифровой фильтр нижних частот

Выходной сигнал преобразователя высокого порядка с уравновешиванием заряда представляет собой последовательность единиц и нулей, поступающих на вход цифрового фильтра. Для увеличения разрешения в цифровом фильтре используется передискретизация и алгоритм усреднения. Комбинация цифрового фильтра и фильтра децимации непосредственно влияет на разрешение и скорость передачи данных на выход преобразователя.

Как правило, цифровой фильтр представляет собой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) (Finite Impulse Response — FIR), который, по сути, вычисляет средневзвешенное значение цифрового кода на выходе сигма-дельта-модулятора. Таким образом, КИХ-фильтр 1-го порядка выполняет функцию усреднения данных. Его блок-схема показана на **Рис. 2.17**.

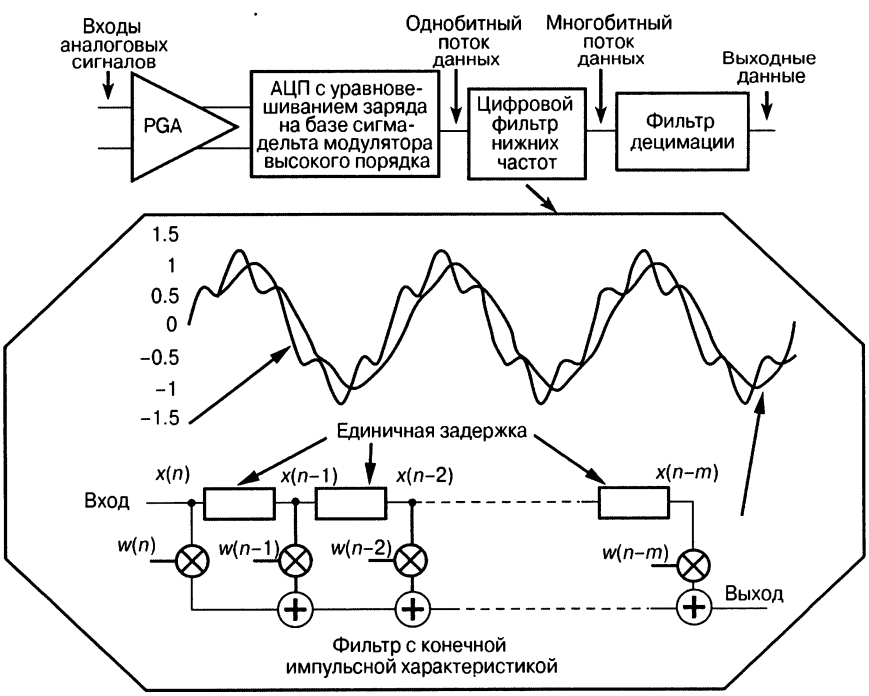


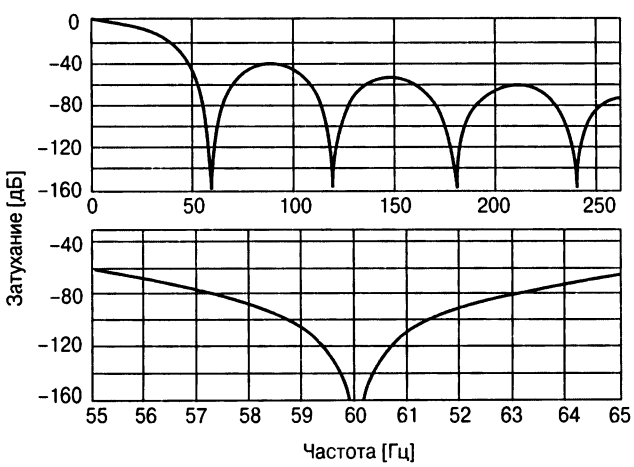
Рис. 2.17. Показанный на рисунке фильтр является КИХ-фильтром 1-го порядка. Цифровой фильтр нижних частот сигма-дельта-преобразователя дополнительно ослабляет шум преобразователя путём усреднения результатов большого числа выборок.

В КИХ-фильтре 1-го порядка на **Рис. 2.17** используется алгоритм скользящего среднего. Математически процесс усреднения уменьшает уровень неопределённости в выходном сигнале, но вместе с тем требует определённого времени для получения выборок. Теоретически, если имеется четыре выборки, то выходной сигнал (при двоичной системе кодирования) может принимать четыре возможных значения (00, 01, 10, 11). Это можно реализовать посредством механизма передискретизации и алгоритма скользящего среднего.

Например, если имеется 4 бита данных, то после усреднения возможными значениями могут быть 0, 0.25, 0.5 и 0.75. Увеличение частоты передискретизации в четыре раза позволяет улучшить отношение сигнал/шум на 6 дБ, что эквивалентно увеличению разрешения на 1 бит. Теоретически для «математической» реализации 2-битного преобразователя на основе 1-битного можно усреднять 4^1 выборки. Чтобы из 1-битного преобразователя сделать 3-битный, нужно усреднить 4^2 (или 16) выборок.

4-битный преобразователь можно получить, усреднив 4^3 (или 64) выборки, и т.д Например, реализация 24-битного преобразователя на основе 1-битного потребует усреднения 4^{23} (или 70368744178) выборок, а это может занять много времени. По этой причине для достижения более высокого разрешения используются другие методы, например ограничение шума в сигма-дельта-модуляторе, который мы уже обсуждали, метод скользящего среднего и применение сигма-дельта-модуляторов высокого уровня.

На рынке имеется очень мало сигма-дельта-преобразователей с КИХ-фильтром 1-го порядка. В большинстве случаев преобразователи этого типа включают КИХ-фильтры более высоких порядков, обычно 3-го (такой фильтр называют ещё sinc^3-фильтром). Передаточная функция sinc^3-фильтра с частотой среза 60 Гц показана на **Рис. 2.18**.



$$|H(f)| = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot f \cdot \text{DM}}{f_{\text{мод}}}\right)}{\text{DM} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot f}{f_{\text{мод}}}\right)} \right|^3$$

DM — коэффициент децимации

$f_{\text{мод}}$ — рабочая частота сигма-дельта-модулятора

Рис. 2.18. КИХ-фильтр нижних частот плавно ослабляет шум с повышением частоты. Этот КИХ-фильтр 3-го порядка, называемый sinc^3-фильтром нижних частот, настроен на подавление частоты 60 Гц и имеет гребенчатую частотную характеристику.

В сигма-дельта-преобразователях можно использовать большое разнообразие цифровых фильтров, один из них, КИХ-фильтр, мы уже обсудили. Широко используется и другой цифровой фильтр с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтр), структурная схема которого показана на **Рис. 2.19**.

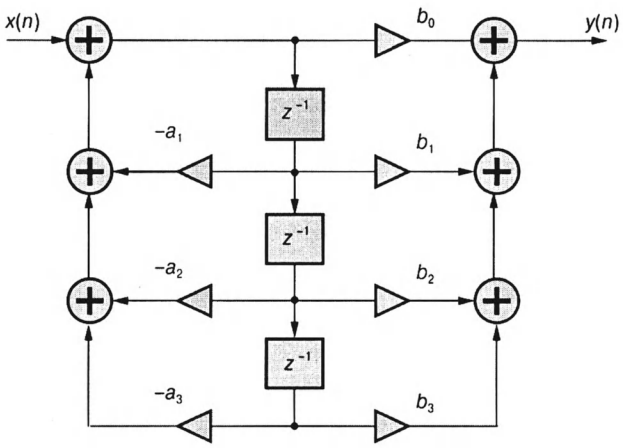


Рис. 2.19. **Цифровой БИХ-фильтр имеет прямые и обратные связи, позволяющие обеспечить более высокую крутизну частотной характеристики в переходной области, однако платой за это качество может быть потеря устойчивости.**

Аналоговые фильтры, аппроксимируемые полиномами Баттерворта, Бесселя, обратными Чебышева, и т.д., можно заменить цифровыми БИХ-фильтрами. Процесс разработки дискретных во времени систем начинается с определения дискретных во времени параметров, а аппроксимации аналоговых фильтров используются в качестве удобного инструмента для настройки параметров дискретных фильтров. Таким образом, БИХ-фильтры создаются на основе аналоговых фильтров.

К преимуществам КИХ-фильтра (**Рис. 2.17**) следует отнести его устойчивость и линейную фазовую характеристику, довольно простую реализацию и меньшую энергоёмкость по сравнению с БИХ-фильтром. КИХ-фильтр не лишён и недостатков: для эффективной работы он должен иметь высокий порядок, поэтому задержка (интервал времени, необходимый для качественного преобразования) будет больше. В то же время при реализации БИХ-фильтра можно применить фильтры более низких порядков, чтобы обеспечить ту же частоту среза, что и у КИХ-фильтра. Схемотехнически БИХ-фильтр можно реализовать на нескольких транзисторах на кристалле преобразователя. К недостаткам этих фильтров следует отнести их нелинейную фазовую характеристику и возможную нестабильность в процессе работы.

2.3.5. Фильтр децимации

Фильтр децимации является последним каскадом сигма-дельта-преобразователя и располагается непосредственно перед последовательным интерфейсом (**Рис. 2.20**). Его основная функция — понизить скорость передачи выходных данных. Хоть это и кажется не очень хорошей идеей, но на самом деле пользователю такого устройства не нужны промежуточные результаты преобразования, а нужен только конечный результат. Фильтр децимации значительно снижает частоту выходных данных по отношению к частоте дискретизации.

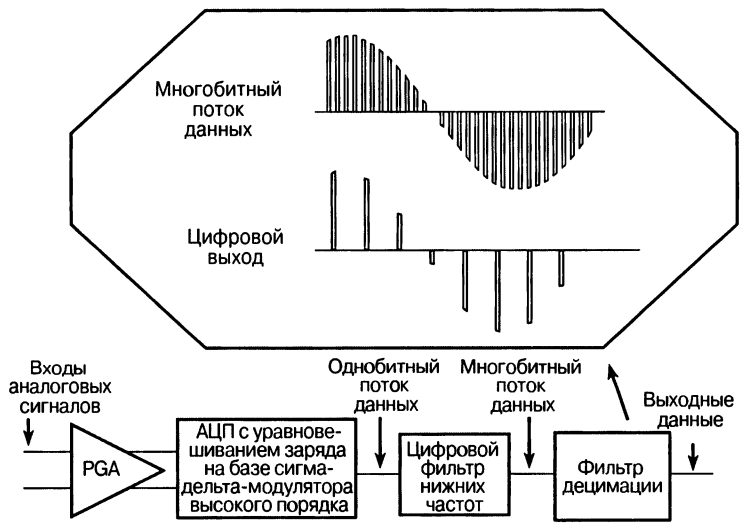


Рис. 2.20. Назначение фильтра децимации — понизить скорость передачи данных на выходе сигма-дельта АЦП, чтобы она соответствовала полосе частот входного сигнала. КИХ-фильтр нижних частот передаёт многобитный поток данных на вход фильтра децимации. В своей простейшей реализации фильтр децимации передаёт отдельные результаты преобразования с требуемой скоростью на выход АЦП.

Из рассмотренного материала вовсе не следует, что дискретный, высокоточный аналоговый интерфейс сильно устарел и его нельзя использовать в системе сбора данных, просто он занял свою отдельную нишу. Это не говорит о том, что совсем исчезла потребность в высокоточных системах сбора данных, просто технические решения таких проблем переместились из области аналоговой электроники в цифровую. Несмотря на такую миграцию, хорошие практические решения аналоговой схемотехники всё ещё применяются. К моему удовольствию, кажется, что искусство разработки аналоговых устройств никогда не исчезнет, хотя, возможно, и будет называться по-другому.

2.3.6. Ещё о сигма-дельта АЦП

Сигма-дельта АЦП — это новое поколение устройств. В основном, они уступают по скорости преобразователям последовательного приближения, но зато превосходят последние по разрешающей способности. При более высокой разрешающей способности отпадает необходимость в классическом аналоговом входном каскаде, хотя при желании разработчик цифровой техники может заниматься и аналоговой схемотехникой. В этом случае лучше начать с аппаратных встроенных таймеров, компараторов, портов ввода/вывода, комбинируя их с внешними конденсаторами и резисторами, тем более что некоторые базовые функции из аналоговой электроники, такие как цифро-аналоговые преобразователи, АЦП и интеграторы, уже реализованы средствами цифровой техники.

Мы будем обсуждать пример реализации сигма-дельта АЦП с использованием компаратора, таймера, внешних резисторов и конденсаторов в Главе 8. Несмотря на определённый примитивизм такого решения, оно может применяться в тех случаях, когда точность и высокое разрешение не требуются.

Интегрированные сигма-дельта АЦП быстро заполняют нишу между аналоговой и цифровой электроникой. Поскольку такой преобразователь выполнен по КМОП-технологии, то становится возможным использовать все функции цифровой схемотехники, реализованные в контроллерах, процессорах и устройствах памяти.

Для расширения возможностей цифровой обработки всё больше устройств аналоговой электроники переносятся из биполярной в КМОП-технологию, что сразу улучшает их качественные показатели. Некоторые характеристики сигма-дельта-преобразователей представлены на **Рис. 2.21**.

Сигма-дельта-преобразователи объединяют в себе значительную часть функциональности, присущей как аналоговым, так и цифровым схемам, причём комбинация этих свойств является исключительно эффективной. Например, буфер аналоговых сигналов можно переключать цифровым сигналом как во входном каскаде, так и вне его. В некоторых сигма-дельта АЦП имеются мультиплексоры входных сигналов, и каналы входных данных программируются через цифровой интерфейс преобразователя.

В аналоговой части устройства источник опорного напряжения или тока интегрирован в кристалл, что позволяет использовать сигма-дельта-преобразователь в ратиометрических системах. Преимуществом таких систем является то, что здесь исключаются погрешности усиления, поскольку каждый элемент схемы использует один и тот же источник опорного напряжения, начиная с напряжения питания датчика и заканчивая опорным напряжением для АЦП. Ранее упоминалось, что во входном блоке преобразователя часто используется усилитель с программируемым коэффициентом усиления, а некоторые преобразователи содержат буферы, которые можно переключать как внутри, так и вне схемы при помощи цифровых сигналов.

В терминах цифровой электроники все преобразователи имеют последовательный интерфейс, режимы работы которого можно программировать в самом АЦП. Кроме того, работа других функциональных узлов АЦП также может управляться программным способом, например реализация алгоритма калибровки

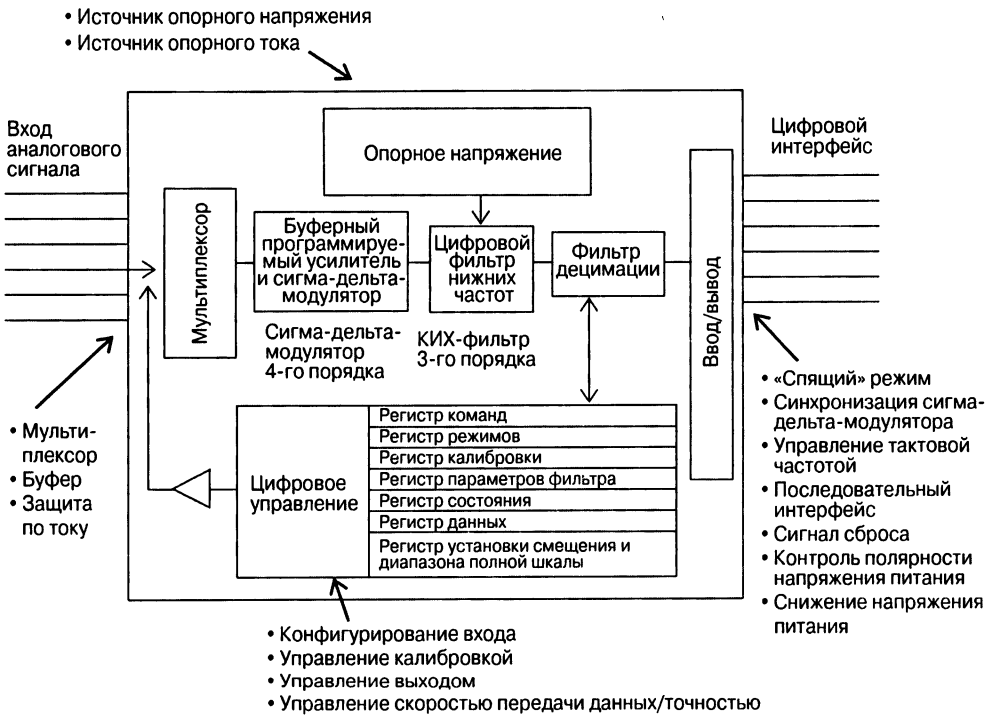


Рис. 2.21. Схемотехника сигма-дельта АЦП хорошо продумана и рассчитана как для работы с различными типами датчиков, так и для выполнения функций цифрового управления. Эти возможности появились только благодаря использованию КМОП-технологии. На рисунке показаны некоторые дополнительные узлы, которые могут быть включены в сигма-дельта АЦП. Интеграция всех показанных на рисунке функций в одном кристалле обошлась бы слишком дорого, особенно если часть функциональных узлов вообще бы не использовалась. По этой причине разные преобразователи обеспечивают различный уровень функциональности, и разработчик сам должен определять наиболее подходящее для конкретного приложения устройство.

АЦП, инициализация и сброс цифрового фильтра, анализ флагов состояния, информирующих пользователя о сбоях в работе устройства. Кроме того, частоту среза характеристики цифрового фильтра также можно установить программно в соответствии с требованиями к устройству.

2.3.7. Время установления цифрового фильтра

Одной из фундаментальных характеристик, которая отличает сигма-дельта-преобразователь от преобразователя последовательного приближения, является время установления фильтра. Время установления сигма-дельта АЦП определяет число преобразований, которые будут выполнены до того, как на выходе преобразователя появится достоверный результат. Время установления сигма-дельта АЦП выражается безразмерным целым числом и равно порядку цифрового фильтра.

Например, для ранее описанного цифрового КИХ-фильтра 3-го порядка ($sinc^3$-фильтр) время установления равно 3. Проще говоря, КИХ-фильтр 3-го порядка содержит 3 КИХ-фильтра 1-го порядка, соединённых последовательно. Данный тип фильтра требует трёх преобразований, для того чтобы выдать данные предыдущего преобразования, которые распределены во всех трёх каскадах. Результат такого процесса преобразования показан на **Рис. 2.22**.

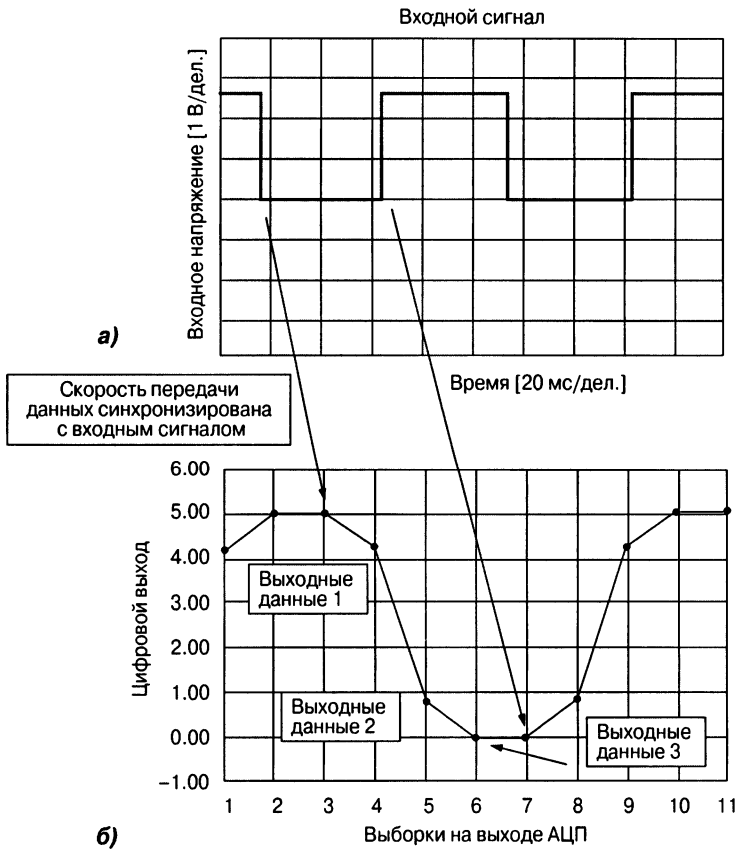


Рис. 2.22. На этом рисунке можно наблюдать результат воздействия времени установления КИХ-фильтра 3-го порядка на выходной сигнал АЦП при подаче на вход импульсного сигнала. Выборка первого двоичного кода (*б*) начинается по спадающему фронту (*а*) входного сигнала. Первый код выходных данных соответствует значению, которое примерно на 80% выше требуемого, и является комбинацией данных одного из трёх фильтров 1-го порядка, содержащего данные, соответствующие фактическому сигналу на входе, и данных остальных двух фильтров, соответствующих предыдущему уровню сигнала, равному 5 В. Второй код выходных данных соответствует значению, которое примерно на 20% выше требуемого и является комбинацией данных двух из трёх фильтров, содержащих фактическое значение входного сигнала, и третьего фильтра для уровня входного сигнала 5 В. Третий код выходных данных, характеризует входной сигнал, при этом все три каскада цифрового фильтра содержат данные, соответствующие НИЗКОМУ уровню входного сигнала.

Как видно из рисунка, необходимо три полных преобразования перед тем, как выходной код будет точно соответствовать входному сигналу. Этот показательный пример может сбить с толку, поскольку может сложиться впечатление, что каждый раз для того, чтобы получить точный результат, нужно выполнить 3 полных преобразования, хотя в реальных устройствах это не совсем так.

Обычно сигнал, подаваемый на вход сигма-дельта АЦП, изменяется медленно, значительно медленнее, чем прямоугольный импульс, если только на входе преобразователя не используется мультиплексор.

Существует класс преобразователей, «скрывающих» преобразования, которые потенциально могут давать неточный результат на выходе, например выдавать только данные под номером 3 (**Рис. 2.22**). Смысл такой стратегии преобразования состоит в том, что, несмотря на низкую скорость передачи данных, вы гарантированно получаете точный результат. Этот тип преобразователя становится очень эффективным, когда требуется получить только один результат, а затем отключить преобразователь.

2.3.8. Отличия сигма-дельта АЦП разных производителей

Сигма-дельта-преобразователи, благодаря наличию цифровых методов обработки, открыли дверь в мир новых возможностей.

По сути, реальная доля аналоговой части в этих преобразователях составляет около 25% площади кристалла, а цифровая — 75%. Наличие такой гибкой цифровой технологии открывает ящик Пандоры. Возможности сигма-дельта АЦП в настоящее время ограничиваются только в размерами кристаллов, а не технологией.

Фундаментальными особенностями большинства сигма-дельта АЦП являются низкое энергопотребление в состоянии покоя, возможность работы в режиме ведущий—ведомый, возможность выбора внутреннего или внешнего генератора тактовой частоты, изменяемая частота дискретизации и регулируемое опорное напряжение. Есть и другие особенности, присущие некоторым (не всем) преобразователям. Например, некоторые преобразователи имеют бит, показывающий отсутствие сигнала, в других преобразователях вместо стандартного источника опорного напряжения используется источник тока; ряд преобразователей обладают возможностями самонастройки — список можно продолжить. Главное то, что сигма-дельта АЦП представляет собой первое из многочисленных устройств, в которых на одном кристалле интегрированы аналоговые и цифровые функциональные узлы.

Заключение

Начиная с этой главы, мы приступили к обсуждению общих параметров аналого-цифровых преобразователей. Мы проанализировали, как эти параметры влияют на результат на выходе преобразователя, затем рассмотрели аналого-цифровые преобразователи последовательного приближения и сигма-дельта АЦП. Были детально рассмотрены базовые топологии таких преобразователей и их влияние на результаты преобразования. В Главе 3 мы попытаемся применить эти преобразователи в реальных приложениях.

Литература

1. Analog-Digital Conversion Handbook, Sheingold, Daniel H., Prentice-Hall, 1986.
2. Delta-Sigma Data Converters: Theroy, Design, and Simulation, Norsworthy, Schreier, Temes, IEEE Press, 1997.
3. «Voltage Reference Scaling Techniques Increase the Accuracy of the Converter as well as Resolution», Baker, Bonnie, Application Bulletin, AB-110, Burr-Brown Corporation, February, 1997.
4. 1994 Application Seminar, Burr-Brown, Chapter 1.
5. «Understanding A/D Converter Performance Specifications», Bowling, Stephen, AN693, Microchip Technology.
6. «Using the Analog-to-Digital (A/D) Converter», Mitra, D'Sousa, Cooper, AN546, Microchip Technology.
7. «How to Get 23-Bits of Effective Resolution from Your 24-bit Converter», Baker, Bonnie C, AB-120. Burr-Brown Corporation, September 1997.
8. «Synchronization of External Analog Multiplexers with the AL A/D Converter», Baker, Bonnie C, Application Bulletin, AB-116, Burr-Brown Corporation, June 1997.
9. «Giving ΔΣ Converters a Little Gain Boost with a Front End Analog Gain Stage», Baker, Bonnie, Application Bulletin, AB-107, Burr-Brown Corporation, January, 1997.
10. «Switched-Capacitor A-D Converter Input Structures», Johnson, Jerome, AN30, Crystal.
11. «Delta-Sigma A-D Converter Conversion Technique Overview», AN10, Crystal.
12. «Using Sigma-Delta Converters, Part 1», AN388, Analog Devices.
13. «Using Sigma-Delta Converters, Part 2», AN389, Analog Devices.
14. «A Brief Introduction of Sigma-Delta Conversion», Jarmon, David, AN9054, Harris Semiconductor.
15. «Using Operational Amplifiers for Analog Gain in Embedded System Design», Baker, Bonnie C, AN682, Microchip Technology, Inc.

ГЛАВА 3

ВЫБОР АЦП

Теперь, когда мы изучили основы функционирования АЦП, самое время посмотреть с практической точки зрения, насколько эти устройства для нас полезны. Часть материала этой главы будет посвящена рассмотрению источников сигналов и выбору наиболее подходящего аналого-цифрового преобразователя для конкретной задачи.

Подобный анализ поможет нам лучше понять, как сформировать сигнал для микроконтроллера. Основываясь на полученных знаниях, мы рассмотрим четыре конкретных устройства, выполняющих измерение температуры, давления, освещённости и управление приводом электродвигателя. Вам предстоит решить, какой тип преобразователя (последовательного приближения или сигма-дельта) лучше использовать в каждом из данных устройств. Здесь мы обсудим большинство проблем, характерных для АЦП, и постараемся быстро найти их решения. Вы увидите, что для одних приложений лучше подходит АЦП последовательного приближения, в то время как для других более эффективным является сигма-дельта-преобразователь, хотя в некоторых приложениях можно применять оба типа преобразователей с минимальными издержками при замене одного типа АЦП на другой.

3.1. Типы входных сигналов

Перед тем как углубиться в детали работы устройств, нам нужно выяснить источники аналоговых сигналов окружающего мира, после чего я покажу вам, как выделять такие сигналы с помощью электронных схем. На **Рис. 3.1** показаны некоторые возможные источники сигналов и зависимость разрядности двоичного кода, которым они могут быть представлены, от частоты.

На уровне системы необходимую точность может обеспечить соответствующий АЦП, хотя в качестве альтернативы в аналоговой части схемы можно использовать комбинацию входного усилителя и следующего за ним недорогого АЦП низкого разрешения. Это одно из компромиссных технических решений, учитывающих стоимость, размеры печатной платы и количество компонентов разрабатываемого устройства.

При наблюдении за внешними событиями, формирующими непрерывные аналоговые сигналы, пользователь, как минимум, захочет измерить температуру.

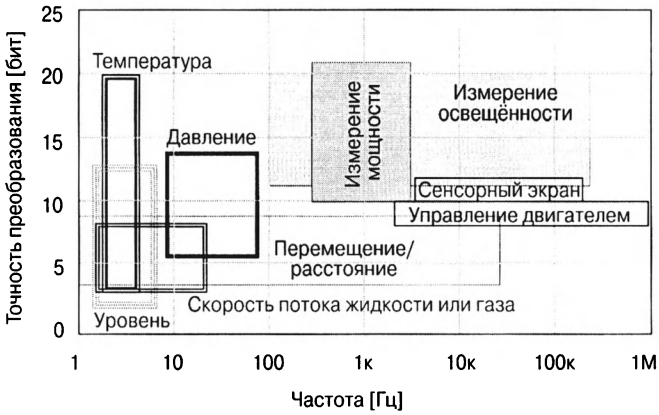


Рис. 3.1. Сигналы, поступающие на вход АЦП, формируются различными источниками, но в большинстве случаев это сигналы физического мира. Динамика изменения таких сигналов определяет частоту дискретизации аналого-цифрового преобразователя. Каждому из этих физических источников сигналов соответствует определённый тип датчиков, которые и определяют необходимую точность в битах.

Из-за медленного изменения температуры датчики успевают реагировать на них должным образом, поэтому измерение температуры проводится при самых низких частотах дискретизации АЦП. При измерении температуры на выбор частоты дискретизации преобразователя влияют физическая среда, в которой находится датчик, и его конструкция. В общем случае, изменения температуры физической среды происходят медленно (> 0.1 с/°С), и это согласуется с конструкцией датчика и его температурным коэффициентом, хотя сам датчик требует определённого времени разогрева или охлаждения, чтобы обеспечить точный результат измерения.

Наиболее распространенными типами датчиков, которые можно использовать в схемах измерения температуры, являются термопара, резистивный температурный датчик (РТД), термистор и интегральный датчик температуры. В **Табл. 3.1** приводятся общие параметры данных устройств.

Некоторые из этих датчиков представлены на **Рис. 3.2**. Поскольку температура обычно меняется очень медленно, то, как видно из рисунка, размер датчиков и, соответственно, их тепловая масса, выбраны довольно большими.

Как видно из **Табл. 3.1**, точность результатов измерений температуры может изменяться в довольно широком диапазоне. Кроме того, количество битов, необходимое для цифрового представления температуры в разрабатываемой системе, может изменяться довольно значительно, но это зависит от ваших требований. Столь широкий диапазон условий применения позволяет использовать для измерения температуры как АЦП последовательного приближения, так и сигма-дельта-преобразователь и реализовать разные схемотехнические варианты обработки сигнала датчика.

Таблица 3.1. **В устройствах, измеряющих температуру, в качестве датчиков используют термопару, резистивный температурный датчик, термистор или полупроводниковый датчик температуры, выполненный в виде интегральной схемы**

Термопара	РТД	Термистор	Интегральный датчик температуры
Диапазон температур			
−270...+1800°C	−250...+900°C	−100...+450°C	−55...+150°C
Чувствительность			
10 с на мкВ/°C	0.00385 Ом/Ом/°C (для элемента на основе платины)	Несколько Ом/Ом/°C	Основана на специальной полупроводниковой технологии, обеспечивающей чувствительность ~2 мВ/°C
Точность			
±0.5°C	±0.01°C	±0.1°C	±1°C
Линейность			
Характеристика аппроксимируется либо полиномом, как минимум, 4-го порядка, либо с помощью таблицы преобразования	Характеристика аппроксимируется либо полиномом, как минимум, 2-го порядка, либо с помощью таблицы преобразования	Характеристика аппроксимируется либо полиномом, как минимум, 3-го порядка, либо с помощью таблицы преобразования. Возможна линеаризация с точностью до 10 бит в диапазоне температур выше 50°C	Наилучшая с точностью ±1°C. Линеаризация не требуется
Механическая прочность			
Большой диаметр проводов термопары увеличивает прочность датчика. Кроме того, применение внешней изоляции улучшает стойкость к внешним воздействиям (химическим, физическим и т.д.)	Резистивные температурные датчики чувствительны к вибрациям, что может привести к их повреждению. Это связано с тем, что диаметр выводов датчика составляет 0.25...0.4 мм, в результате чего их легко сломать	Термисторы можно защитить множеством способов, однако для достижения высокой стабильности в работе и герметичности их заключают в стеклянную капсулу. Обычно работать с термисторами сложнее, но зато они не так чувствительны к ударам и вибрации	Степень прочности такая же, как и у микросхем в пластмассовом DIP-корпусе или корпусе для поверхностного монтажа
Скорость установки температуры, измеренная в потоке маслянистой жидкости			
< 1 с	1...10 с	1...5 с	4...60 с
Цепь питания датчика			
Не требуется	Источник тока	Источник напряжения	Обычно напряжение питания
Тип выходного сигнала			
Напряжение	Сопротивление	Сопротивление	Напряжение, ток или цифровой сигнал
Типичный размер			
Диаметр места спайки в термопаре равен пяти диаметрам соединительных проводов	0.25 × 0.25 дюйма	0.1 × 0.1 дюйма	Варьируется от TO-18 для транзисторов до размеров пластмассовых DIP-корпусов
Стоимость			
От $1 до $50	От $25 до $1000	От $2 до $10	От $1 до $10

Недорогая термопара не требует цепи питания, но при этом для линеаризации результатов измерения нужно использовать таблицу преобразования, записанную в памяти микроконтроллера. Резистивный температурный датчик (РТД) является наиболее точным среди всех типов датчиков и работает в широком интервале температур, но для его питания требуется источник тока, кроме того, он может оказаться слишком дорогим для вашей задачи. На термистор нужно подавать напряжение питания, к тому же требуется коррекция коэффициента линейности при отклонениях температуры от +25°C в ту или иную сторону с помощью последовательно включённых резисторов. Интегральный датчик температуры не требует подключения внешних цепей, но имеет ограниченную точность и медленно реагирует на быстрые изменения температуры.

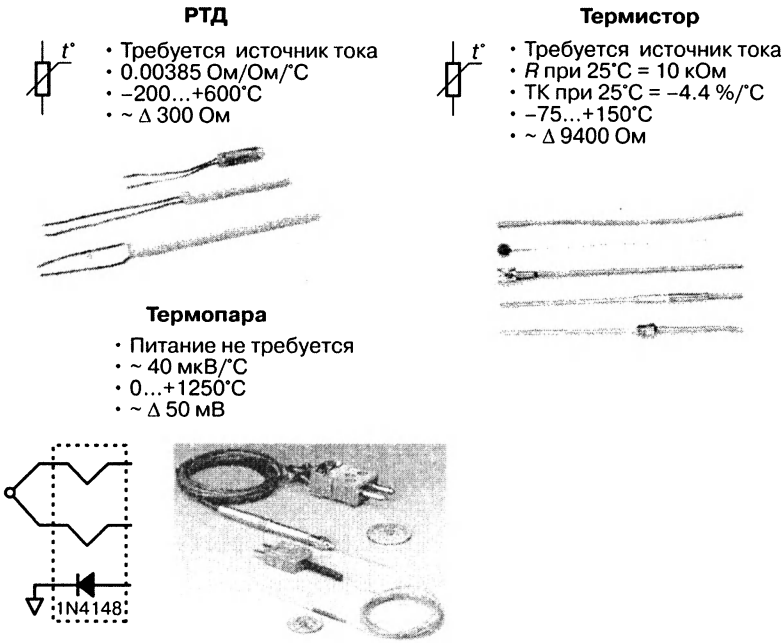


Рис. 3.2. Промышленные датчики температуры имеют различные форм-факторы, но каждый из них помещается в защитный корпус, который никак не влияет на тепловые характеристики устройства.

По ходу обсуждения мы проанализируем варианты применения сигма-дельта-преобразователей и АЦП последовательного приближения в схеме с резистивным температурным датчиком (РТД).

К другим физическим параметрам, показанным на **Рис. 3.1**, относятся уровень, скорость потока и перемещение/расстояние. Невозможно измерить скорость потока непосредственно при помощи датчика потока, поскольку таких датчиков пока не существует, но существуют косвенные методы измерения этого физического параметра, например с помощью датчиков температуры или датчиков вибрации, реагирующих на колебания трубы, по которой протекает газ или жидкость.

То же самое касается перемещения и расстояния, для измерения которых также не существует специальных датчиков, поэтому измерить эти величины можно либо методами физической оптики, используя излучающие светодиоды в комбинации с фотодатчиками, либо с помощью датчика ускорения (акселерометра).

Датчики для управления электроприводами, датчики сенсорных экранов и датчики мощности обычно выполняются резистивными. Например, можно установить резистор небольшого номинала (порядка нескольких десятков ом) в схемах управления электродвигателем, выполненных на мощных полевых транзисторах (MOSFET).

Что же касается датчиков сенсорных экранов, то они, как правило, имеют резистивное или ёмкостное исполнение. Резистивная сенсорная панель использу-

ется в карманных компьютерах, а панели ёмкостного типа — в загрязнённых средах, например, в промышленности. В любом случае для оцифровки сигнала датчика используется аналого-цифровой преобразователь последовательного приближения или сигма-дельта АЦП.

Ориентиром может служить диаграмма на **Рис. 3.1**, на которой показана зависимость числа битов выходного сигнала АЦП от частоты дискретизации для различных категорий сигналов. Остаётся ответить на один вопрос: «Каков диапазон выходных напряжений всех этих датчиков?». И ответ на него представлен на **Рис. 3.3**.

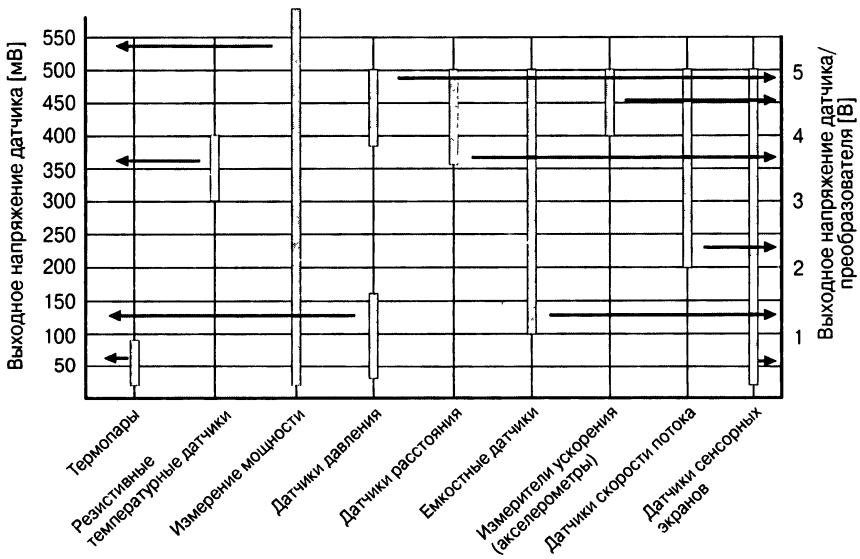


Рис. 3.3. На этой диаграмме показан диапазон выходных сигналов для различных типов датчиков, на которые, где это необходимо, подаётся питающий ток 1 мА или напряжение 5 В. Уровень выходного напряжения различных датчиков и частоты дискретизации (**Рис. 3.1**) играют важную роль при выборе АЦП для схемы. Здесь отображены две группы датчиков. Представители первой группы (левая часть диаграммы) имеют диапазон выходных напряжений всего в несколько милливольт (ось *Y*), в то время как представители второй группы (правая часть диаграммы) имеют диапазон выходных напряжений в единицы вольт. Большинство датчиков второй группы являются преобразователями.

Датчики, отображённые по оси *X*, в зависимости от выходных напряжений можно разделить на две группы. Для одной группы выходные напряжения датчиков изменяются приблизительно от 50 до 600 мВ, что показано в левой части (ось ординат) диаграммы на **Рис. 3.3**. Типичными представителями этой группы являются термопары, РТД, измерители мощности и давления.

Ко второй группе относятся датчики с выходными напряжениями в диапазоне от 0.25 до 5 В (ось *Y* в правой части диаграммы). Как правило, подобный диапазон выходных напряжений характерен для датчиков давления, ёмкостных датчиков, акселерометров, датчиков скорости потока и сенсорных экранов. Если вы обратили внимание, в обе группы выходных напряжений попадают датчики дав-

ления. Дело в том, что датчик давления из первой группы является таковым по существу, а датчик давления из второй группы представляет собой комбинированное устройство, состоящее из самого датчика и интегрального преобразователя сигнала.

Начиная разработку, пользователь должен знать параметры АЦП, особенно те, которые наиболее существенны для конкретного приложения. Такой подход сэкономит массу времени на стадии разработки устройства, что позволит уделить больше внимания важным деталям, а не анализу всех рабочих характеристик и параметров преобразователя.

В следующем разделе этой главы описаны базовые принципы работы АЦП последовательного приближения и сигма-дельта-преобразователя в схемах датчиков. Зная эти принципы, разработчик сможет быстро определить, какой АЦП лучше всего подходит для создаваемого устройства. Например, если АЦП выдаёт данные несвоевременно, слишком быстро, либо слишком медленно или же данные слишком неточны, то микроконтроллер или процессор не сможет обработать быстро поступающие данные, или этих данных будет недостаточно для получения точного результата из-за низкой скорости, или вообще результат может быть неточным. АЦП с одинаковым успехом может обеспечить качественную работу системы или привести её к краху.

3.2. Сигнальные цепи датчиков температуры

Как сигма-дельта АЦП, так и преобразователь последовательного приближения по своим характеристикам подходят для одних и тех же схем измерения температуры. Вне зависимости от того, какой преобразователь выбран для датчика, в любом случае понадобится дополнительная аналоговая схема. Тем не менее, оба типа преобразователей имеют достаточно серьёзные отличия, так что каждый из них можно использовать только для вполне определённых схем с датчиками. Один из них, преобразователь последовательного приближения, не сложен в плане применения и понимания принципов функционирования, в то время как сигма-дельта АЦП обладает более широким набором функций и возможностей. Применив сигма-дельта преобразователь, можно с одинаковым успехом заслужить лавры «крутого» разработчика, или навлечь на себя серьёзные проблемы (это обсуждалось в Главе 2). На **Рис. 3.4** показаны две конфигурации, в которых применены АЦП обоих типов.

На **Рис. 3.4*а*** и ***б*** показаны схемы подключения датчика на основе резистивного моста Уитстона. Мост Уитстона здесь используется исключительно из соображений удобства — в этой схеме могут работать и другие датчики подобного типа, например матрица из нескольких датчиков температуры, оптические и ёмкостные датчики и т.д. Резистивный мост на **Рис. 3.4** может служить обобщённой моделью для подключения многих типов датчиков, особенно датчиков давления и тензодатчиков.

На верхней (**Рис. 3.4*а***) схеме усилитель усиливает разность двух выходных сигналов моста. Его можно реализовать на операционных усилителях или взять отдельный инструментальный усилитель; выбор конфигурации зависит от типа используемого в схеме датчика. В этой измерительной системе инструменталь-

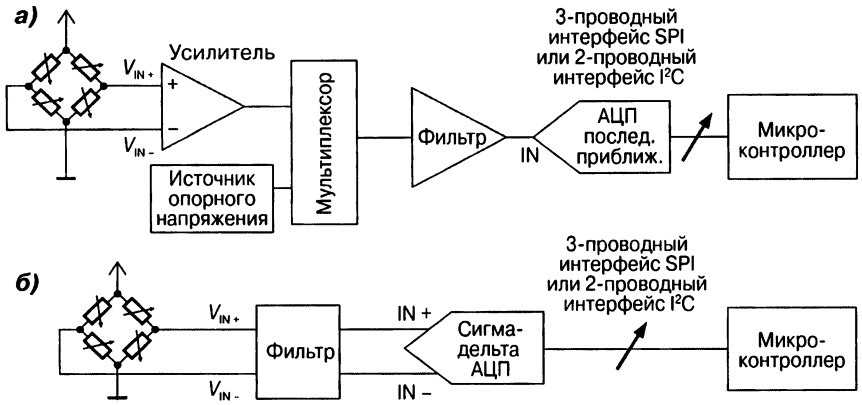


Рис. 3.4. Оцифровку аналогового сигнала во многих приложениях можно выполнить с помощью как АЦП последовательного приближения, так и сигма-дельта-преобразователя. При использовании АЦП последовательного приближения во многих случаях нужен дополнительный аналоговый входной каскад усиления. Сигма-дельта АЦП не требуют дополнительных цепей, но более низкая скорость преобразования в некоторых случаях может послужить препятствием к их применению в качестве альтернативы АЦП ПП.

ный усилитель, кроме обработки сигналов датчика, подавляет синфазный шум (см. Главу 6). Во многих случаях в цепи операционных усилителей (или инструментального усилителя) включают источник опорного напряжения V_{REF}.

Такие источники опорного напряжения полезны в схемах с однополярным питанием; значение опорного напряжения в таких схемах можно выбрать равным половине напряжения питания. Источники опорного напряжения пригодятся и в схемах, где цифровой код на выходе АЦП должен быть пропорционален входному сигналу.

Мультиплексор — следующее звено сигнальной цепи. Следует сказать, что в подобных системах нежелательно обрабатывать несколько аналоговых сигналов одним и тем же АЦП. Вполне возможно, что пользователю часто придётся измерять температуру, для чего потребуется один канал мультиплексора, а также обрабатывать сигналы, имеющие иную природу, например давление, силу, освещённость и т.д., для которых используются другие каналы мультиплексора.

Захочет разработчик использовать мультиплексор или нет, но в любом случае в сигнальную цепь нужно включить аналоговый фильтр. Реализовать фильтр можно одним из трёх способов, показанных на **Рис. 3.5**. Более подробно мы рассмотрим эту тему в Главе 4, но в данный момент мне хотелось бы сделать несколько кратких замечаний. Первый и основной метод создания аналогового фильтра базируется на использовании резисторов и конденсаторов (**Рис. 3.5*а***). Как подробнее будет показано в Главе 4, такой фильтр может вызвать искажение сигнала из-за проблем согласования его входных и выходных импедансов с остальной частью схемы. Второй, альтернативный способ предполагает применение активного фильтра нижних частот на операционном усилителе и нескольких конденсаторах и резисторах (**Рис. 3.5*б***). Третий и, возможно, наиболее привлекательный

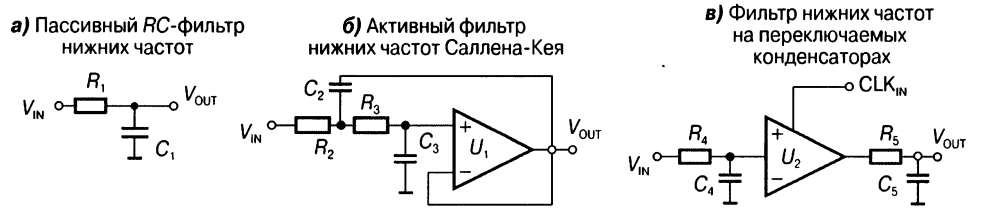


Рис. 3.5. Простейший фильтр нижних частот (*а*) состоит только из резистора и конденсатора и имеет полюс на частоте $1/(2\pi RC)$. Многополюсные фильтры выполняются активными как, например, фильтр 2-го порядка (*б*), который может служить одним из звеньев фильтра более высокого порядка. Фильтры нижних частот на переключаемых конденсаторах (*в*) выполняются, как правило, многополюсными с минимальным числом внешних компонентов. Порядок подобного ФНЧ может достигать 5 или выше.

способ, особенно для разработчика цифровых схем, — использовать фильтр на переключаемых конденсаторах.

Детально мы рассмотрим такие фильтры в Главе 4, но мне хотелось бы обратить внимание на то, что фильтр на переключаемых конденсаторах не является обычным аналоговым фильтром в традиционном понимании; фактически, такие фильтры представляют собой устройства выборки и хранения сигнала и имеют те же проблемы наложения спектров сигналов, что и АЦП. Если не принять специальных мер шумоподавления для таких фильтров, то можно получить более высокий уровень шумов, чем тот, который вы стараетесь подавить. Основная функция аналогового фильтра — подавление высокочастотных сигналов, которые могут накладываться на полезный сигнал в аналого-цифровом преобразователе, для чего обычно требуются ФНЧ 4-го, 5-го или 6-го порядка.

Аналоговый фильтр включается перед АЦП для подавления высокочастотных составляющих. Поскольку в нашей схеме присутствует каскад предварительного усиления, то в качестве АЦП, скорее всего, следует использовать преобразователь последовательного приближения, однако при слишком низком уровне напряжения входного сигнала можно использовать сигма-дельта-преобразователь. В АЦП последовательного приближения в каждом преобразовании выполняется одна выборка сигнала.

Следующим после АЦП идёт микроконтроллер, в качестве которого может выступать программируемая вентильная матрица (FPGA). Во многих случаях контроллер или процессор имеют встроенный АЦП последовательного приближения; если у пользователя именно такой микроконтроллер, то можно обойтись и без отдельного преобразователя, особенно если известны источники возможных погрешностей такого интегрированного АЦП.

Существует определённый риск возникновения шумов в интегрированном преобразователе из-за переключения цифровых схем, расположенных в кристалле. Другая проблема — сознательное ухудшение параметров интегрированного АЦП самим производителем для снижения общей стоимости изделия за счёт упрощённой топологии и менее трудоёмкой технологии изготовления кристалла. В этом случае пользователь рискует потерять точность результатов, обеспечиваемую отдельными каскадами кристалла.

Вторая сигнальная цепь (**Рис. 3.4*б***) выглядит менее сложной, чем та, что показана на **Рис. 3.4*а***. Здесь сигнал датчика проходит через фильтр нижних частот и попадает в сигма-дельта АЦП, а затем, в цифровом виде, в микроконтроллер. Фильтр нижних частот в такой схеме, как правило, проще, чем показанный на **Рис. 3.4*а***, и представляет собой *RC*-цепь с одним полюсом. После фильтра сигнал поступает на вход АЦП (обратите внимание, что входы преобразователя включены по дифференциальной схеме). В этом случае входной дифференциальный каскад сигма-дельта АЦП выполняет функции инструментального усилителя из схемы на **Рис. 3.4*а***, подавляя синфазный шум.

Поскольку схема на **Рис. 3.4*б*** кажется более простой, можно прийти к выводу, что это и есть лучшее решение. Но, поскольку здесь имеется сигма-дельта АЦП, то это значительно усложняет разводку печатной платы всего устройства. Наличие в схеме сигма-дельта АЦП вынуждает разработчика использовать многослойную плату, в отличие от случая, когда используется АЦП последовательного приближения, что требует всего лишь двухслойной печатной платы (вопросы трассировки подробно рассматриваются в Главе 11). В сигма-дельта АЦП входят различные блоки, присутствующие в схеме на **Рис. 3.4*а***. Например, многие сигма-дельта АЦП имеют на входе многоканальный мультиплексор.

3.3. Выбор АЦП для схем с резистивными датчиками температуры

Прежде чем выбрать схему интерфейса для датчика температуры, разработчику необходимо ознакомиться с принципами работы датчиков. При измерении температуры наивысшую точность по сравнению с другими обеспечивает платиновый резистивный температурный датчик (РТД). По сравнению с другими типами датчиков параметры РТД намного меньше зависят от времени и температуры, а сама технология изготовления РТД-элементов постоянно совершенствуется, что позволяет улучшать качество измерений температуры.

Как правило, в системах сбора данных аналоговый сигнал РТД-датчика преобразуется в цифровой сигнал, который используется цифровыми блоками (см. далее **Рис. 3.7** и **Рис. 3.8**).

Наилучшую стабильность параметров, линейность характеристики и хорошую повторяемость параметров от устройства к устройству обеспечивают РТД на основе платины. Температурный коэффициент резистивных датчиков имеет положительное значение, в отличие от термисторов, обладающих отрицательным температурным коэффициентом. Для аппроксимации кривой изменения сопротивления платиновых РТД-элементов от температуры используется константа, равная 0.00385 Ом/Ом/°С. С её помощью легко вычисляется абсолютное значение сопротивления РТД-элемента при указанной температуре по формуле:

$$R_{TD}(T) = R_{TD0} + T \cdot R_{TD0} \cdot 0.00385 \text{ Ом/Ом/°C},$$

где $R_{TD}(T)$ — значение сопротивления РТД-элемента при указанной температуре T (в градусах Цельсия),

R_{TD0} — известное значение сопротивления РТД-элемента при 0°С,

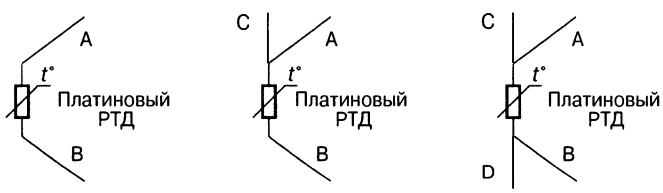
T — температура среды, в которую помещён датчик.

Вот типовые стандартные значения сопротивления РТД-элемента при 0°С: 50, 100, 200, 500, 1000 или 2000 Ом. Среди указанных значений наилучшей стабильностью и линейностью обладает платиновый РТД-элемент с сопротивлением 100 Ом.

Поскольку сопротивления очень сложно измерить непосредственно, РТД-элемент запитывают постоянным током (а не напряжением, как другие датчики), что обеспечивает линейную зависимость выходного напряжения датчика от его сопротивления.

При питании РТД-элемента постоянным током точность измерения может достигать ±4.3°С в диапазоне температур от –200 до +800°С. Если постоянный ток, протекающий через датчик, будет завышен, то РТД-элемент будет саморазогреваться, а это приведёт к погрешностям измерения температуры, поэтому значение питающего тока не должно превышать 1 мА.

Основные схемы подключения выводов РТД-элементов приведены на **Рис. 3.6**.



а) Двухпроводная схема подключения

б) Трёхпроводная схема подключения

в) Четырёхпроводная схема подключения

Рис. 3.6. Здесь показаны три основные схемы подключения выводов РТД-элементов. В варианте (***а***) к каждому выводу элемента подключён один провод (двухпроводная схема). При таком подключении возникают абсолютные и температурные ошибки измерения из-за сопротивления соединительных проводов. Трёхпроводная (***б***) схема подключения используется чаще всего. При такой схеме дополнительный провод, идущий от РТД-элемента, исключает появление ошибок, вызванных протеканием токов через его выводы. Наилучшую точность обеспечивает четырёхпроводная схема подключения (***в***). Провода A и B подсоединяются к высокоимпедансному входу аналогового интерфейса, а провода C и D — к источнику питающего тока.

3.3.1. Питание РТД в схеме с АЦП последовательного приближения

Чтобы гарантировать наилучшую линейность преобразования, к РТД-элементу нужно подключить источник постоянного тока. Один из способов реализации такого источника показан на **Рис. 3.7**. В этой схеме источник опорного напряжения вместе с двумя операционными усилителями образуют «плавающий» источник тока в 1 мА.

Анализ данной схемы начнём с источника опорного напряжения 2.5 В (A_5 в правом верхнем углу **Рис. 3.7**), к которому подключён резистор R_{13}. Из-за высокого входного импеданса неивертирующего входа КМОП-усилителя A_1 падения напряжения на резисторах R_{13} и R_{14} будут одинаковыми. Напряжение на инвертирующем входе A_1 равно напряжению на неивертирующем входе, которое после

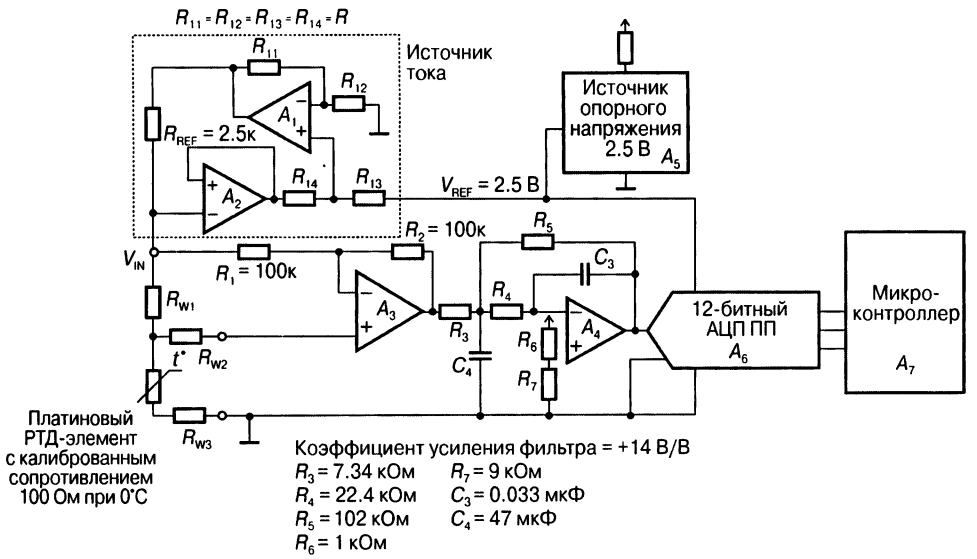


Рис. 3.7. Слабый сигнал, поступающий с РТД-элемента, включённого по трёхпроводной схеме, усиливается каскадом на операционных усилителях A_3 и A_4 и поступает на вход АЦП последовательного приближения для дальнейшего преобразования в цифровой код. Здесь ОУ A_3 работает как дифференциальный усилитель, а ОУ A_4, помимо усиления, выполняет функцию фильтра нижних частот 2-го порядка.

усиления в $(1 + R_{11}/R_{12})$ раз появляется на выходе операционного усилителя и, естественно, на верхнем по схеме выводе резистора R_{REF}. Напряжение на выходе операционного усилителя A_1 равно:

$$V_{OUT1} = (1 + R_{11}/R_{12}) \cdot (V_{REF} - V_R) = 2 \cdot (V_{REF} - V_R),$$

где V_{OUT1} — напряжение на выходе A_1, а V_R — падение напряжения на резисторе R_{13}.

Если $R_{11} = R_{12}$, то напряжение на выходе A_2 равно $V_{REF} - 2V_R$. Это же напряжение присутствует как на инвертирующем, так и на неивертирующем входах A_2. Решая эти уравнения, получим, что падение напряжения на резисторе R_{REF} равно:

$$V_{RREF} = V_{OUTA1} - V_{OUT2} = 2 \cdot (V_{REF} - V_R) - (V_{REF} - 2V_R) = V_{REF},$$

где V_{REF} — падение напряжения на резисторе R_{REF}, а V_R — падение напряжения на каждом из резисторов R_{13} и R_{14}.

Ток I_{RTD} через R_{REF} равен

$$I_{RTD} = V_{RREF} / R_{REF}.$$

Таким образом, эта цепь представляет собой «плавающий» источник постоянного тока, пропорционального значению опорного напряжения.

На величину абсолютных погрешностей данной цепи будут влиять абсолютная величина напряжения источника опорного напряжения, начальные значения напряжения смещения операционных усилителей, размах выходного напряже-

ния A_1, разброс номиналов резисторов R_{11}, R_{12}, R_{13} и R_{14}, абсолютное значение сопротивления резистора R_{REF} и РТД-элемента. Кроме того, из-за температурного дрейфа параметры перечисленных выше компонентов также будут изменяться, а это приведёт к дополнительным погрешностям, значительная доля которых придётся на источник опорного напряжения (A_5), напряжение смещения операционных усилителей A_1 и A_2 и РТД-элемент.

3.3.2. Тракт обработки сигнала РТД-элемента в схеме с АЦП ПП

Цифровой код, отображающий изменения сопротивления РТД-элемента при изменении температуры, можно получить с помощью АЦП последовательного приближения. На **Рис. 3.7** показана цепь питания РТД-элемента постоянным током, величину которого можно изменять от 1 мА в сторону уменьшения, изменяя значение резистора R_{REF}.

Для этой цепи выбрана трёхпроводная схема подключения РТД-элемента, позволяющая минимизировать погрешности, внесённые сопротивлением соединительных проводов и изменениями этого сопротивления в диапазоне температур. Напряжение с РТД-элемента поступает на вход дифференциального усилителя A_3, а затем усиливается ОУ A_4, выполняющим также роль фильтра нижних частот для аналогового сигнала. Сформированный сигнал с выхода A_4 поступает на вход АЦП.

В схеме на **Рис. 3.7** сопротивление РТД-элемента равно 100 Ом при 0°С. При измерении температуры в диапазоне от –200 до +600°С сопротивление РТД-элемента изменяется от 23 до 331 Ом. РТД-элементы являются низкоомными, поэтому сопротивление соединительных проводов, особенно при изменении температуры, может привести к погрешностям в измерениях. Подключив РТД-элемент по трёхпроводной схеме, можно уменьшить количество ошибок.

Операционный усилитель A_3 позволяет исключить погрешность, вызванную сопротивлениями соединительных проводов R_{W1} и R_{W3}. В данной схеме сопротивления резисторов R_1 и R_2 равны между собой и имеют относительно большие значения. Сопротивление R_1 нужно выбирать таким, чтобы токи утечки не вносили ошибок в измерения РТД-элемента. Передаточная функция для данного участка цепи будет следующей:

$$V_{OUTA3} = (V_{IN} - V_{W1})(1 + R_2/R_1) - V_{IN}(R_2/R_1),$$

где V_{OUTA3} — напряжение на выходе A_3,
V_{WX} — падение напряжения на проводах, идущих к РТД и от него,
$V_{IN} = V_{W1} + V_{RTD} + V_{W3}$.

Если $R_1 = R_2$ и $R_{W1} = R_{W3}$, то предыдущее уравнение сводится к следующему:

$$V_{OUTA3} = V_{RTD}.$$

Фильтр нижних частот 2-го порядка удаляет высокочастотный шум из сигнала на выходе A_3. Фильтр состоит из операционного усилителя A_4 и элементов R_3, C_3, R_4, R_5 и C_4, а частота среза выбирается по возможности минимальной, чтобы максимально уменьшить уровень шумов усилителя и шум проводимости. В ка-

честве аппроксимирующей для фильтра следует выбрать функцию Чебышева с уровнем пульсаций 0.5 дБ, поскольку она имеет крутую переходную область в частотной характеристике (см. Главу 4).

В этой схеме высокочастотный шум может появиться как минимум на частоте 60 Гц. Затухание на частоте 60 Гц для данного фильтра на 39 дБ ниже, чем для постоянного тока. Шум КМОП-усилителя может достигать 29 нВ$\sqrt{\text{Гц}}$ (rms) на частоте 10 кГц. Из-за наличия в сигнальной цепи двух операционных усилителей уровень шумов на входе 12-битного АЦП достигает значения 48 мкВ (rms) или 0.318 мВ (p-p).

Для фильтра Чебышева 2-го порядка с частотой среза 10 Гц пиковое значение амплитуды шумов в сигнале составляет всего 2 мкВ. Более опасен шум с частотой электросети (50 или 60 Гц), который будет ослаблен на 24.5 или 27.9 дБ (включительно), или в 16.80 или 23 раза (см. Главу 10).

Значение младшего значащего бита (LSB) 12-битного преобразователя равно:

$$\text{АЦП}_{\text{LSB}} = V_{\text{REF}}/2^{12} = 2.5\ \text{В}/4096 = 0.610\ \text{мВ},$$

где V_{REF} — напряжение источника опорного напряжения.

Скорость преобразования АЦП последовательного приближения можно выбирать в довольно широком диапазоне без потери точности преобразования.

3.3.3. Подходит ли АЦП последовательного приближения для устройств измерения температуры?

Аналого-цифровой преобразователь последовательного приближения хорошо подходит для данного типа приложений. Вам лишь необходимо усилить напряжение, имеющееся на РТД-элементе, что легко реализуется каскадами усиления. Наиболее трудоёмкой частью данной схемы является источник тока для датчика. Преобразователь последовательного приближения — это энергосберегающее, недорогое и легко реализуемое техническое решение для такой схемы.

3.4. Тракт обработки сигнала РТД с сигма-дельта АЦП

Сигма-дельта АЦП могут обеспечить очень высокое разрешение (с очень низким, в вольтах, значением LSB). На первый взгляд, высокое разрешение — не столь важный параметр при работе с РТД-элементом, если сигнал датчика поступает на предварительный усилитель.

На самом деле, всё обстоит как раз наоборот. Уровень выходного напряжения датчика может составлять всего несколько сотен милливольт, но что намного хуже, изменения этого напряжения при изменении температуры могут быть крайне незначительными, порядка субмилливольт или микровольт. При высокой динамической разрешающей способности самого АЦП общее количество компонентов схемы можно уменьшить, исключив каскад усиления аналогового сигнала и упростив схему фильтра, устраняющего эффект наложения спектров (**Рис. 3.8**).

Для выбранного РТД-элемента с сопротивлением 100 Ом при 0°С и питающем токе 200 мкА номинальное значение диапазона полной шкалы выходного напряжения (при –200...+600°С) составляет 66.2 мВ. Система оцифровки сигна-

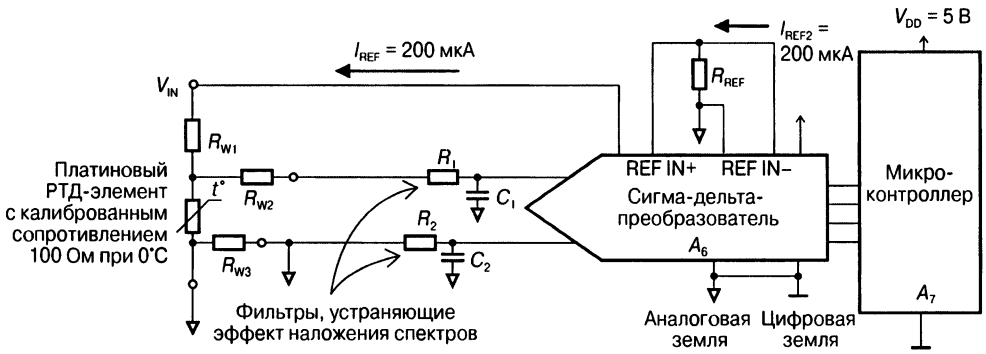


Рис. 3.8. Сигма-дельта АЦП преобразует слабый сигнал резистивного температурного датчика, включенного по четырёхпроводной схеме, в цифровой код. Для питания датчика используется источник тока 200 мкА самого преобразователя, при этом его значение пропорционально напряжению внутреннего источника опорного напряжения. Простейшие ФНЧ, устраняющие эффект наложения спектров, реализованы с помощью двух цепей R_1C_1.

ла, расположенная после датчика, должна обеспечить надёжный цифровой эквивалент температуры с 12-битной точностью (с учётом погрешности, вносимой самим РТД-элементом). Разработчик должен сам решить, нужно ли усиливать и затем фильтровать сигнал РТД-элемента средствами аналоговой схемотехники или предоставить всю работу сигма-дельта-преобразователю.

В таком практически цифровом варианте решения используется пассивный заградительный ФНЧ. Сигнал с него поступает на сигма-дельта АЦП, который далее усиливает и фильтрует сигнал с помощью алгоритмов цифровой обработки. Разработка такого прецизионного устройства становится возможной благодаря исключительным возможностям сигма-дельта-преобразователя в плане цифровой обработки и калибровки сигналов.

В схеме, представленной на **Рис. 3.8**, сочетается высокая точность работы четырёхпроводной схемы подключения РТД-элемента и возможности сигма-дельта-преобразователя. По двум проводам РТД проходит ток питания датчика, генерируемый преобразователем, а с двух оставшихся напряжение сигнала термоэлемента поступает на дифференциальные входы сигма-дельта АЦП. Такой метод подключения позволяет получить пропорциональную зависимость между источником опорного напряжения АЦП и напряжением на выходе РТД-элемента.

В данном устройстве я использую микросхему AD7713 компании Analog Devices, которая из-за наличия двух источников опорного тока лучше всего подходит для работы в цепях резистивных датчиков температуры. Кроме того, это устройство даёт на выходе 24-битный код для очень малых уровней напряжений сигналов. Данный сигма-дельта АЦП может выполнять автокалибровку, калибровку системы, причём эти операции можно проводить в фоновом режиме.

Внутренний механизм шумоподавления сигма-дельта-преобразователя улучшает эксплуатационные качества схемы. Частота передачи данных преобразователя равна 10 Гц, чтобы снизить уровень помех на частоте электросети и минимизировать влияние высокочастотных шумов на выходной сигнал. Использование

столь низкой частоты передачи данных возможно из-за относительно большой инерционности РТД-элемента по отношению к изменению температуры.

При хорошей разводке печатной платы сигма-дельта АЦП обеспечивает эффективную разрешающую способность 20 бит (rms) или точность 17.27 бит. При такой точности пользователь может выбрать одну из подгрупп из диапазона допустимых значений. Например, если преобразование выполняется с 17-битной точностью, то при необходимости получения 12-битного результата можно выбрать один из 32 возможных диапазонов значений ($17 - 12 = 5$, $2^5 = 32$). Тот же результат можно получить, исключив, например, каскад усиления в схеме с АЦП последовательного приближения (**Рис. 3.2**).

3.4.1. Подходит ли сигма-дельта АЦП для этого приложения?

Ответ положительный. Скорость передачи данных для этого типа преобразователя подходит для работы с РТД-элементом и соответствует особенностям протекающего физического процесса. Данный тип преобразователя обеспечивает высокую точность, что позволяет игнорировать «лишние» биты и получить приемлемые результаты при 12 битах на выходе.

Этот пример показывает, насколько хорошо указанный сигма-дельта-преобразователь подходит для приложений с резистивными датчиками температуры, хотя в других случаях с другими датчиками может понадобиться какой-нибудь другой сигма-дельта-преобразователь или АЦП ПП.

3.5. Измерение давления: АЦП последовательного приближения или сигма-дельта АЦП?

Второй физической величиной, значение которой мы намерены измерить, является давление. Устройства для измерения давления можно разделить на две группы: те, для которых источником энергии служит само приложенное к ним давление, и те, для которых требуется электропитание (напряжение или ток).

Механические устройства, реагирующие на приложенное давление (пневмобаллоны, мембраны, трубки, манометры) применяются в чисто механических системах. При изменении приложенного к таким устройствам давления изменяется их механическая реакция, например изменяется положение механического рычага или уровень жидкости в трубке.

Датчики давления с электрическим питанием больше всего подходят для работы в системах с микроконтроллерами или микропроцессорами. Эти типы датчиков могут быть пьезорезистивными, LVDT (линейно-регулируемый дифференциальный трансформатор) или ёмкостными. Обычно при измерении давления используют пьезорезистивный датчик.

3.5.1. Пьезорезистивный датчик давления

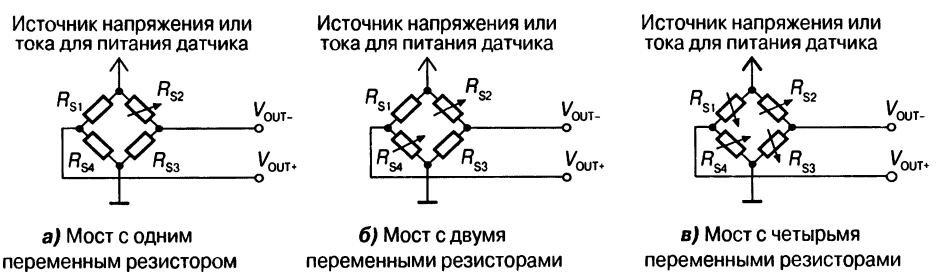
Давление обычно изменяется достаточно медленно, поэтому для его измерения можно выбрать низкую скорость преобразования. Датчик измерения давления сам по себе является устройством с дифференциальным выходом, что очень неплохо, поскольку позволяет легко подавить синфазный сигнал помехи. По

этой причине применение аналоговых устройств с дифференциальными входами в схемах таких датчиков очень эффективно.

Пьезорезистивный датчик представляет собой твердотельное, монолитное устройство, изготовленное по полупроводниковой технологии, а его название происходит от слов пьезо (сжатие) и резист (сопротивление). Из одной кремниевой пластины можно изготовить от 300 до 500 пьезорезистивных датчиков давления, что значительно снижает стоимость таких датчиков по сравнению с механическими.

Корпус датчика, состоящий из двух сплавленных между собой пластин, содержит углубление, в верхней части которого помещается резистивный материал, а в нижней размещается диафрагма; при нажатии на диафрагму она сжимает резистивный слой, который изменяет свое сопротивление. Большинство пьезорезистивных датчиков выполняются по мостовой схеме.

К верхнему выводу пьезорезистивных мостов, показанных на **Рис. 3.9**, подаётся питающее напряжение или ток. Несмотря на то, что величина питающего напряжения или тока влияет на динамический диапазон выходного напряжения датчика, максимальная разность между V_{OUT+} и V_{OUT-} изменяется в диапазоне от нескольких десятков до нескольких сотен милливольт. Электронные схемы преобразуют дифференциальный выходной сигнал датчика в несимметричный сигнал, затем сигнал усиливают и фильтруют, после чего его можно оцифровывать.



а) Мост с одним переменным резистором

б) Мост с двумя переменными резисторами

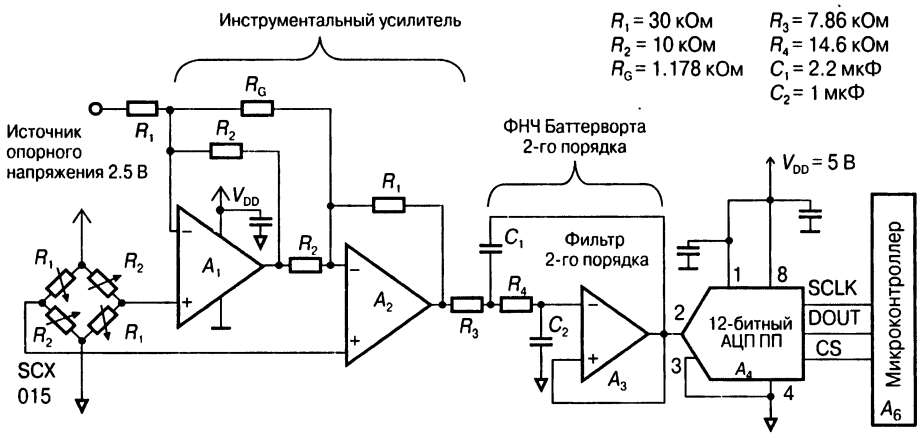
в) Мост с четырьмя переменными резисторами

Рис. 3.9. Резистивный мост Уитстона может содержать один переменный резистор (*а*), два переменных резистора, изменяющих сопротивление при подаче питания (*б*), или четыре переменных резистора (*в*).

Датчик давления моделируется с помощью 4-резисторного моста Уитстона (**Рис. 3.9*в***), который обеспечивает более высокую чувствительность по сравнению с одно- или двухэлементной конфигурацией. Под воздействием положительного дифференциального давления на четырёхэлементный мост два элемента переходят в сжатое состояние, а два — в состояние растяжения. Если к мосту приложить отрицательное давление, то диафрагма смещается в противоположном направлении и состояние датчиков меняется на противоположное: резисторы, находившиеся в сжатом состоянии, переходят в состояние растяжения, а те, которые находились в состоянии растяжения, — в сжатое состояние. Пьезорезистивные датчики конструктивно могут выполняться с некоторым уровнем внутреннего опорного давления (по аналогии с источником опорного напряжения для электронных схем).

3.6. Измеритель давления с АЦП ПП

На **Рис. 3.10** показан пример схемы сопряжения данного типа датчика с преобразователем последовательного приближения.



A_1, A_2 – КМОП-операционные усилители с однополярным питанием с требуемым быстродействием
A_3 – КМОП-усилитель с однополярным питанием
A_4 – 12-битный АЦП последовательного приближения
A_6 – микроконтроллер или микропроцессор

Рис. 3.10. Напряжение на выходе датчика давления SCX015 усиливается инструментальным усилителем (A_1 и A_2) с коэффициентом усиления 37.7 В/В, затем обрабатывается фильтром нижних частот 2-го порядка с частотой среза 10 Гц (A_3). Наконец, 12-битный АЦП (A_4) выполняет оцифровку сигнала.:

Существует несколько способов выделения слабого дифференциального выходного сигнала датчика и преобразования его в цифровой код. Можно взять слабый сигнал с выхода моста, усилить его, а затем преобразовать из дифференциального в несимметричный с помощью инструментального усилителя (**Рис. 3.10**). Далее сигнал проходит через ФНЧ 2-го порядка с частотой среза 10 Гц, который подавляет шум за пределами полосы пропускания и побочные частоты до преобразования сигнала в цифровой сигнал. Наконец, отдельный 12-битный АЦП, установленный после фильтра, преобразует аналоговый сигнал в требуемый цифровой код. Микроконтроллер получает цифровой код с выхода преобразователя, выполняет его калибровку и при необходимости преобразует в формат, пригодный для визуального отображения. В этой схеме требуется один аналоговый фильтр, установленный после инструментального усилителя.

3.6.1. АЦП последовательного приближения в схеме измерителя давления: выводы

Эта конфигурация схемы требует достаточно много аналоговой электроники до того, как сигнал попадёт в АЦП (**Рис. 3.10**). Однако если от устройства требует-

ся повышенная скорость преобразования, то такой преобразователь будет лучшим решением.

3.7. Измеритель давления с сигма-дельта АЦП

Второй способ обработки дифференциального сигнала датчика давления SCX015 состоит в применении сигма-дельта АЦП. В этой схеме (**Рис. 3.11**) однополюсный фильтр нижних частот удаляет высокочастотный шум из дифференциального выходного сигнала датчика давления. Отфильтрованный дифференциальный входной сигнал поступает на входы сигма-дельта АЦП, разрешающая способность которого значительно выше (как правило, 24 бит), чем у АЦП ПП, показанного на **Рис. 3.10**. Сигма-дельта-преобразователь можно подключить по схеме, показанной на **Рис. 3.8**, и точно также ограничиться 12 битами выходного цифрового сигнала, проигнорировав остальные.

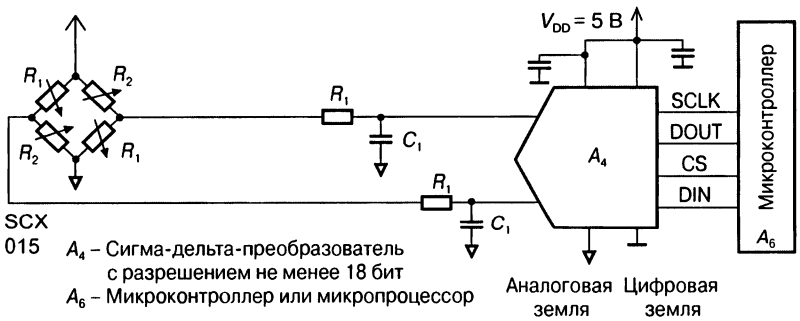


Рис. 3.11. Перед подачей на оба входа сигма-дельта АЦП выходное напряжение датчика давления SCX015 обрабатывается однополюсным фильтром нижних частот (R_1C_1) и только потом оцифровывается сигма-дельта-преобразователем (A_4).

3.7.1. Сигма-дельта АЦП в схеме измерителя давления: выводы

Мостовые датчики прекрасно подходят для схем с сигма-дельта-преобразователями (**Рис. 3.11**). Сигнал поступает на дифференциальные входы преобразователя, при этом исключается синфазный сигнал помехи. Ещё одним преимуществом сигма-дельта АЦП является его высокая функциональность, поскольку бóльшая часть функций инструментального усилителя (**Рис. 3.10**) реализована в самом преобразователе. Кроме того, высокое разрешение этого преобразователя позволяет исключить аналоговый каскад усиления, что делает указанный тип АЦП наиболее подходящим для данной схемы.

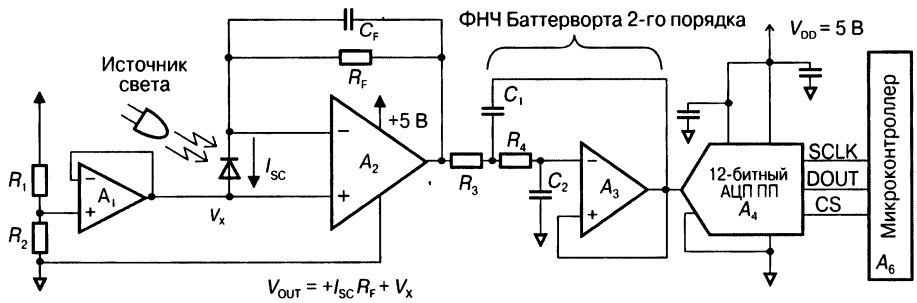
3.8. Устройства с фотодиодами

Третье место по популярности среди схем с датчиками занимают устройства с датчиками освещённости, а фотодиоды служат своеобразным мостом между све-

том и электроникой. Во многих прецизионных приложениях, таких как СТ-сканеры, анализаторы крови, детекторы дыма, датчики положения, пирометры теплового излучения и хроматографы, используются схемы измерительного усилителя на основе источника напряжения, управляемого током, в котором энергия светового потока преобразуется в требуемый уровень напряжения. В этих схемах применяются фотодиоды, преобразующие энергию светового потока в слабый ток, пропорциональный уровню излучения источника света. Далее полученный ток преобразуется с помощью предварительного усилителя в требуемый для дальнейшей обработки уровень напряжения.

3.9. Схема с фотодатчиком и АЦП последовательного приближения

В практическом плане при создании точной светочувствительной схемы фотодиод должен быть включен по фотоэлектрической схеме, когда напряжение на нём равно нулю. Для этого нужно включить фотодиод между выводами операционного усилителя, а в цепь обратной связи усилителя включить пару резистор—конденсатор. На **Рис. 3.12** показан вариант реализации схемы измерения освещённости для однополярного питания.



A_1, A_2 — КМОП-усилители с однополярным питанием и одинаковыми частотными характеристиками
A_3 — КМОП-усилитель с однополярным питанием
A_4 — 12-битный АЦП последовательного приближения
A_6 — микроконтроллер или микропроцессор

Рис. 3.12. Световой поток, попадающий на фотодиод, вызывает в нём появление обратного тока, который протекает через резистор обратной связи R_F. Напряжение на аноде фотодиода и неинвертирующем входе усилителя поддерживается на уровне ~300 мВ по отношению к потенциалу земли, что помогает избежать искажения выходных сигналов усилителя, близких к потенциалу земли. Фильтр нижних частот подавляет высокочастотные составляющие, вносимые в сигнал операционным усилителем, после чего сигнал поступает на вход АЦП последовательного приближения.

В этой схеме с АЦП последовательного приближения (**Рис. 3.12**) источник света облучает фотодиод, вызывая в нём появление тока по направлению от катода к аноду. Поскольку входное сопротивление инвертирующего входа КМОП-усилителя исключительно велико, то весь ток фотодиода протекает через резис-

тор обратной связи R_F. Зависимость выходного напряжения от входного тока определяется соотношением:

$$V_{OUT} = I_{SC} \times R_F + V_X.$$

Эта передаточная функция имеет единственный полюс на частоте $1/(2\pi R_F C_F)$. В данном соотношении:

V_{OUT} — напряжение на выходе операционного усилителя (В),
V_X — напряжение смещения на неинвертирующем входе операционного усилителя A_2,
I_{SC} — ток в амперах, генерируемый фотодиодом,
R_F — резистор обратной связи (Ом),
C_F — конденсатор обратной связи (Ф).

Поскольку токовый входной сигнал преобразуется в напряжение, то с помощью АЦП можно без труда получить его цифровое представление. Для подобных схем хорошо подойдут преобразователи последовательного приближения из-за их высокой скорости преобразования. Промышленностью выпускается несколько АЦП, работающих с токовыми входными сигналами, которые будут неплохо работать в таких приложениях.

В этой схеме усилители A_1 и A_2 должны обладать одинаковыми характеристиками по переменному току и шумовыми параметрами; лучше всего, когда они размещены в корпусе одной микросхемы. Ёмкость конденсатора C_F выбирается из соображений устойчивости усилителя A_2. Дополнительная информация по расчёту ёмкости конденсатора для этой схемы имеется в Главе 6.

3.9.1. АЦП последовательного приближения в схеме с фотодатчиком: выводы

АЦП ПП будет очень хорошим выбором для такого приложения из-за более высокой, по сравнению с сигма-дельта АЦП, скорости преобразования; это позволяет более эффективно отслеживать флуктуации светового потока по сравнению с сигма-дельта АЦП, которые хороши при медленном изменении сигнала.

3.10. Схема с фотодатчиком и сигма-дельта АЦП

На **Рис. 3.13** показана схема с датчиком освещённости по типу предыдущей, но уже с сигма-дельта-преобразователем.

Видно, что благодаря применению сигма-дельта-преобразователя количество компонентов схемы существенно уменьшилось (сравните **Рис. 3.12** и **Рис. 3.13**). В этой схеме (**Рис. 3.13**) преобразование сигнала фотодиода выполняется во входном каскаде на переключаемых конденсаторах. АЦП непосредственно преобразует сигнал в цифровую форму при помощи сигма-дельта-модулятора и цифрового фильтра.

Сигма-дельта АЦП (**Рис. 3.13**) специально реализован так, чтобы можно было работать с преобразователями ток—напряжение. Из этого примера становится очевидным специализированное назначение некоторых сигма-дельта-преобразо-

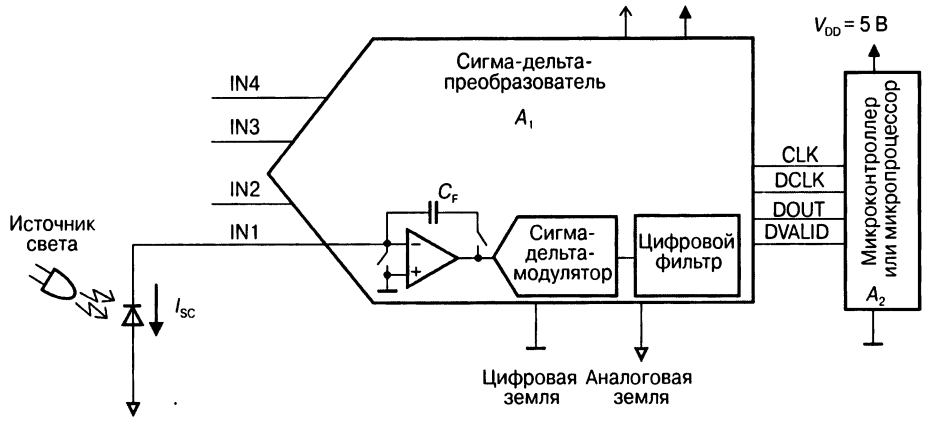


Рис. 3.13. В этой схеме за счёт применения сигма-дельта-преобразователя можно заменить активный фильтр, устраняющий эффект наложения спектров (**Рис. 3.12**), пассивным *RC*-фильтром. Кроме того, из схемы можно исключить преобразователь ток—напряжение (A_2 и R_F на **Рис. 3.12**). В обновленной схеме имеется только два активных устройства плюс фотодатчик (для сравнения, в схеме на **Рис. 3.12** имеется четыре активных устройства и восемь пассивных компонентов).

вателей, как, например, микросхемы DDC114 компании Texas Instrument, которая предназначена для работы в схемах с датчиками освещённости.

3.10.1. Сигма-дельта АЦП в схеме с фотодатчиком: выводы

Сигма-дельта АЦП неплохо подходит для данного типа приложений, позволяя, в частности, уменьшить количество компонентов схемы.

3.11. Управление электроприводом

Переход от устройств управления механическими, гидравлическими приводами и двигателями постоянного тока к управлению двигателями переменного тока выдвигает повышенные требования к работе промышленного оборудования. В традиционных устройствах управления двигателями переменного тока использовались массивные и дорогие развязывающие трансформаторы тока и сложные цифровые схемы для обеспечения требуемого качества управления. В подобных индукционных электроприводах аналого-цифровое преобразование служит для оцифровки аналоговых сигналов в широком диапазоне напряжений, необходимом для работы всего устройства, но конструктивно все эти функции реализуются в виде массивных и больших по размерам блоках, что неприемлемо для современных устройств. Например, трансформаторы тока, называемые датчиками Холла, требуют дополнительных операций при сборке модуля, а это повышает стоимость оборудования, что для современного уровня разработок недопустимо.

В новых разработках систем управления электроприводами для снижения стоимости и одновременного повышения эффективности рассматриваются различные аспекты развязки и оцифровки. Дискретные, микромощные и недорогие

АЦП с дифференциальным входом обеспечивают работоспособность в системе с потенциально высоким уровнем внешних шумов. Эти устройства, имеющие корпуса с 8 выводами, обладают возможностью подавления синфазных сигналов на дифференциальных входах, имеют каскад усиления, устройство выборки и хранения и АЦП. Все перечисленные функции реализованы в кристалле, размещённом в небольшом MSOP-корпусе. Громоздкие датчики Холла в индуктивном электроприводе повсеместно заменяются более эффективными, недорогими и компактными цифровыми оптопарами.

Блок-схема индуктивного электропривода переменного тока показана на **Рис. 3.14**. Это следящая система управления с широтно-импульсным модулятором (ШИМ), который управляет переключением MOSFET, коммутирующих токи в обмотках электродвигателя переменного тока. В типовой быстродействующей системе управления с ШИМ для управления тремя переменными токами, протекающими через обмотки двигателя, используются мощные биполярные транзисторы с малым временем переключения, IGBT или MOSFET.

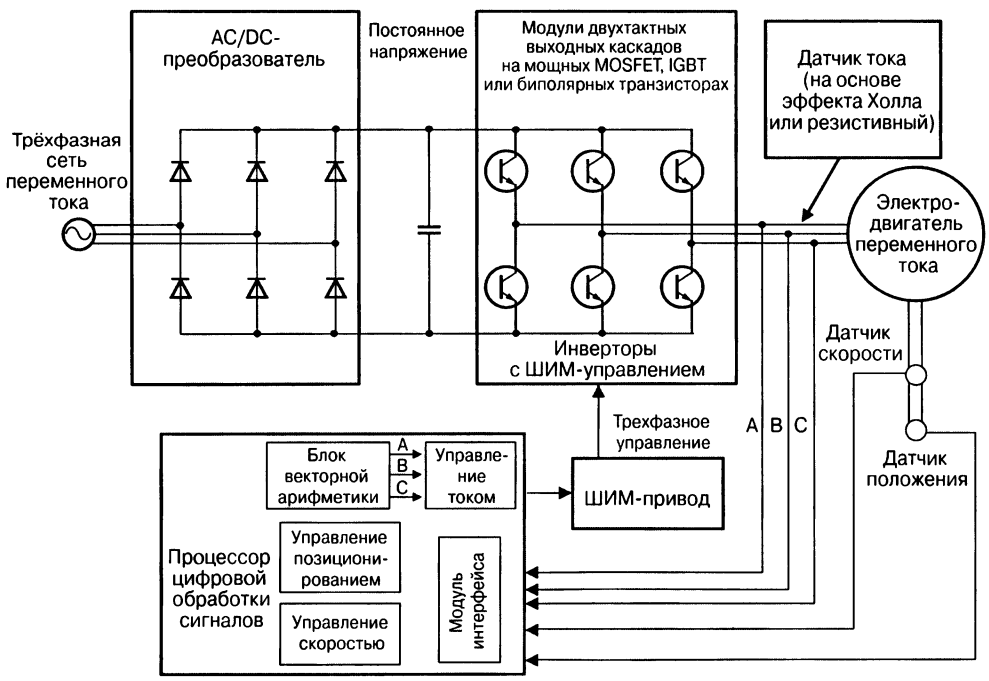


Рис. 3.14. Электропривод переменного тока для трёхфазного электродвигателя. Мощные ключи на MOSFET, IGBT или биполярных транзисторах управляют токами в обмотках двигателя, а датчики тока отслеживают величину этого тока. АЦП преобразует сигнал датчиков тока в цифровой код и передаёт данные процессору цифровой обработки сигналов. Цифровой процессор формирует команды для управления широтно-импульсным модулятором, который, в свою очередь, управляет режимом работы двухтактного силового каскада на транзисторах.

Аналого-цифровой преобразователь последовательного приближения оцифровывает значения скорости, положения и всех трёх управляющих токов в обмотках электродвигателя, а процессор цифровой обработки сигналов, получив информацию в цифровом виде, оценивает её и инициирует следующую группу команд для привода с ШИМ-управлением. Назначение этой локальной системы управления — повысить эффективность работы электродвигателя и предотвратить возникновение катастрофических событий при любых условиях, включая изменения температуры и нагрузки электродвигателя. Следящая система управления обеспечивает устойчивость работы всей системы путём регулирования токов электродвигателя.

Система управления электроприводом с ШИМ управляет мощными двухтактными каскадами на биполярных транзисторах, IGBT или MOSFET, которые, в свою очередь, управляют токами через обмотки электродвигателя переменного тока. Полный фазовый сдвиг в такой системе равен 360° за один период тактовой частоты, а это означает, что каждое плечо электродвигателя переключается с фазовым сдвигом 120° по отношению к двум остальным.

Временные сдвиги между сигналами и амплитуды токов являются важной информацией для контура управления, особенно если на первом месте стоит эффективность работы двигателя. Силовые устройства, управляющие двигателем, могут работать с токами до 20 А и падением напряжения на них от 100 до 600 В.

Можно отслеживать токи только в двух из трёх плеч двигателя. Такая система менее дорогая в реализации, но более чувствительна к погрешностям, связанным с проблемами заземления. Упрощённая компоновка такой платы управления весьма обманчива, поскольку в этом случае по общим цепям управления приводом электродвигателя будут протекать более высокие, чем обычно, токи. Несмотря на то что схемы управления тремя обмотками обходятся несколько дороже из-за наличия дополнительной цепи датчика тока, они обеспечивают более высокую точность по сравнению с управлением в двух плечах.

Частота переключения двухтактной силовой транзисторной схемы обычно изменяется в диапазоне от 2 до 200 кГц, что накладывает высокие требования на схему управления, которая должна обеспечивать работу в полном диапазоне изменения напряжений, особенно для двигателей, работающих с повышенными напряжениями.

Система контроля за работой электродвигателя является важным звеном системы управления, поскольку требует реализации двух различных подходов при разработке схем датчиков токов и датчиков положения/скорости. Схемы датчиков тока одновременно отслеживают три тока, каждый из которых может протекать в двух направлениях: из обмотки двигателя или в обмотку. Схема каждого такого датчика включает сам датчик тока, схему обработки сигнала и устройство гальванической развязки.

Требования к АЦП определяются требованиями к устройству в целом. Для приложений с высокой чувствительностью подходит 12-битный преобразователь; если же допускается более низкая чувствительность, то можно применить 8- или 10-битный АЦП. Контроллер получает цифровую информацию от АЦП и оценивает текущее состояние электродвигателя, затем выполняет сложные математические вычисления, связанные с преобразованием векторов и определяет вре-

менные параметры ШИМ для установки оптимального режима работы двигателя. Затем процессор(ы) передаёт по цепи обратной связи данные для коррекции работы схемы ШИМ по управлению MOSFET.

Часть следящей системы управления электродвигателем, относящаяся к датчикам тока, выявляет три интересные проблемы. Первая состоит в том, что для работы контура управления электродвигателем необходимо одновременно выбрать и преобразовать в цифровой вид два-три сигнала в течение ограниченного цикла работы схем управления двигателем. Для профессиональных систем необходимая суммарная точность систем преобразования должна быть на уровне 12 бит. Следует сказать, что одновременная выборка может стать трудноразрешимой проблемой.

В некоторых разработках применяется входной блок, состоящий из трёх усилителей выборки и хранения и одного высокоскоростного 12-битного преобразователя, хотя общая скорость преобразования в такой конфигурации будет ограничена из-за конечного времени установления сигнала усилителей и ограничения по скорости преобразования самого АЦП. Для цифрового представления полного состояния двигателя в определённый момент времени, преобразователь должен выполнить оцифровку двух или трёх отдельных значений напряжения. Каждое дополнительное преобразование увеличивает суммарное время обработки сигнала в блоке датчиков.

Вторая проблема, возникающая в процессе разработки схем датчиков, — преобразование тока датчика в стандартный сигнал, используемый в системе. На **Рис. 3.15*б*** показан фрагмент переключающей схемы на MOSFET, являющийся частью схемы датчика тока. Каскад на MOSFET работает по двухтактной схеме и его нагрузкой является одна из обмоток электродвигателя. При переключении транзисторов двухтактного выходного каскада амплитуда и направление выходного тока (I_0) изменяются на противоположные. Датчик тока электродвигателя, установленный на выходе двухтактного каскада, отслеживает изменения тока I_0, не оказывая никакого влияния на работу двигателя.

В качестве такого датчика используется мощный резистор R_{SENSE} с небольшим сопротивлением (**Рис. 3.15*б***), который отслеживает ток в обмотке при небольшом падении напряжения и небольшими потерями мощности на нём, хотя перепады напряжения в двухтактном каскаде могут быть очень большими. Смысл такого подхода как раз и состоит в том, чтобы снять небольшое падение напряжения на резисторе R_{SENSE} вместо манипуляций с большими напряжениями на выходе двухтактного каскада. Подавив большую синфазную помеху, создаваемую двигателем, такой сигнал можно усилить до уровня, с которым работает АЦП.

Третья проблема заключается в следующем: пока сигнал обрабатывается в аналоговой части схемы, на него могут оказывать влияние электромагнитные помехи (EMI). Перепады амплитуды и направления тока в обмотках двигателя немедленно отражаются на аналоговом сигнале датчика. Здесь может помочь только тщательная компоновка схемы и продуманное конструктивное исполнение, а аналоговый сигнал должен быть обязательно дифференциальным — подавить шум станет значительно легче. Самое лучшее решение в этом случае — выполнить оцифровку сигнала как можно раньше.

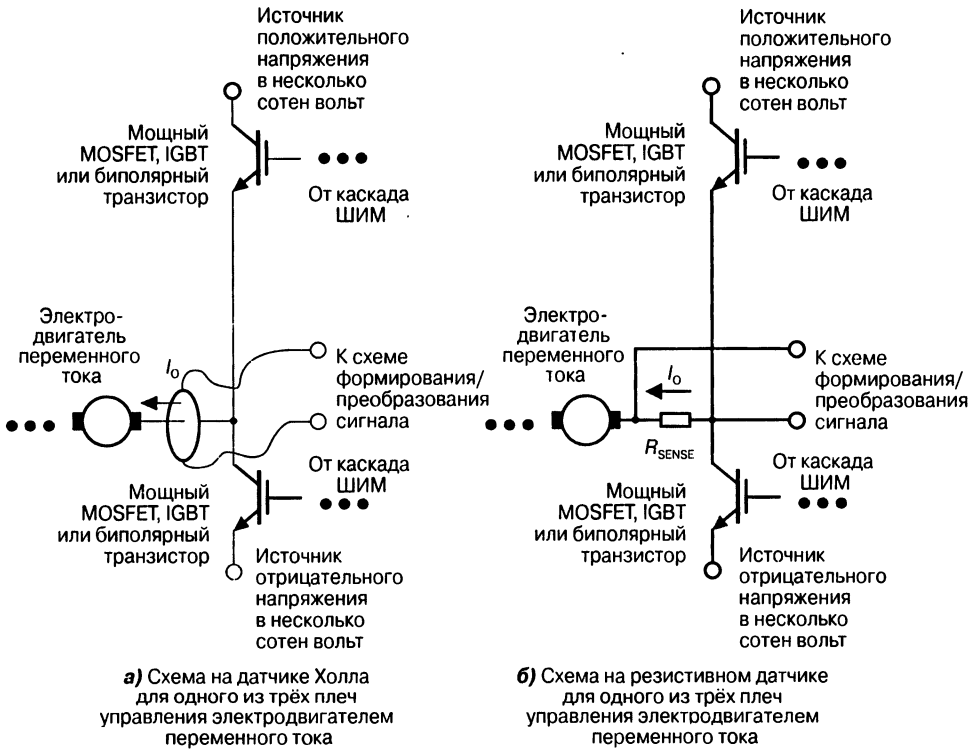


Рис. 3.15. Датчик Холла (*а*) отслеживает изменения магнитного поля, вызванного током инвертора, управляемого ШИМ, в одной из трёх обмоток электродвигателя. Передаточная функция датчика Холла имеет вид ток—ток, поэтому следующая после датчика Холла схема обработки должна преобразовать токовый выход этого датчика в напряжение. Датчик на мощном резисторе с небольшим сопротивлением (*б*) может заменить датчик Холла. Резистор отслеживает изменения тока электродвигателя переменного тока, выдавая результат в виде напряжения.

Переход от двигателей постоянного тока к высокоэффективным электродвигателям переменного тока, о котором мы говорили, обусловлен более низкой стоимостью систем управления такими двигателям и их более высоким КПД, характерным для драйверов двигателей переменного тока. Снижение стоимости системы связано со схемами датчика, АЦП и микроконтроллера, причём удешевление схемы датчика и АЦП связано, главным образом, с более высокой степенью интеграции и меньшими размерами кристаллов. Комбинация этих двух факторов привела к уменьшению размеров кристаллов и их общего количества в приложении. В обоих случаях конечный потребитель только выигрывает.

На **Рис. 3.16** показан один из вариантов схемы датчика тока и АЦП. Здесь АЦП непосредственно подключается к резистивному датчику R_{SENSE}. Диапазон входного напряжения преобразователя определяется опорным напряжением, равным 200 мВ, которое обеспечивает работу АЦП во всём динамическом диапазоне.

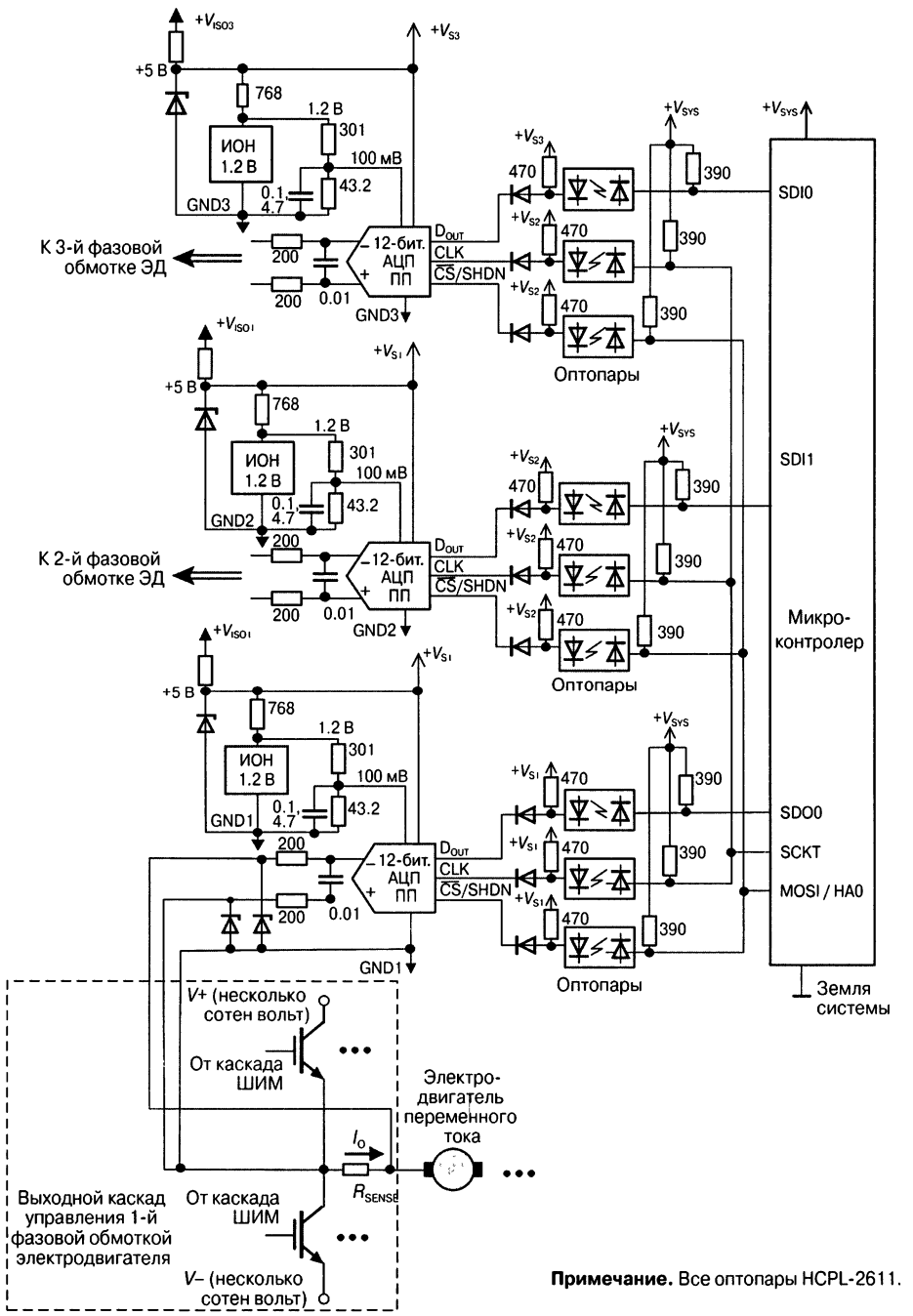


Рис. 3.16. АЦП на одной стороне гальванической развязки работает как часть схемы датчика электропривода, передавая цифровой сигнал через оптопару микроконтроллеру. Преобразователь выполняет оцифровку сигнала датчика непосредственно, что обеспечивает более высокую степень защиты от помех.

Выбранное значение опорного напряжения позволяет полностью исключить каскад усиления аналогового сигнала. Хотя АЦП имеет 12-битное разрешение, реальная точность устройства при опорном напряжении 100 мВ равна 11 бит. Дифференциальное напряжение, имеющееся на резисторе датчика, непосредственно поступает на входы АЦП; в этом случае дифференциальная схема подключения обеспечивает высокую достоверность цифрового сигнала.

В данной схеме вместо датчика Холла используется цифровая оптопара. Цифровая часть АЦП гальванически развязана от процессора посредством трёх оптопар, через которые выходной цифровой сигнал каждого из трёх преобразователей передаётся в микроконтроллер. Все девять цифровых оптопар должны иметь низкую чувствительность к помехам, возникающим при переключениях, а также обладать достаточным быстродействием для передачи тактовых сигналов и данных в АЦП.

В этом приложении все три преобразователя переключаются одновременно, что соответствует системным требованиям одновременной выборки данных по трём каналам и позволяет снизить скорость передачи данных в схеме датчика.

Заключение

Ну вот, мы подошли к концу главы, в которой обсудили выбор АЦП для ваших схем и то, насколько они подходят для обработки различных аналоговых сигналов. В частности, мы сосредоточили внимание на АЦП последовательного приближения и сигма-дельта АЦП.

В процессе обсуждения нам неоднократно приходилось анализировать всю систему, что всегда необходимо делать при проектировании схемы с аналого-цифровым преобразователем. Одно дело — найти «совершенный» преобразователь и совсем другое — подходящий для конкретного устройства.

Как я упоминала в Главе 2, выбор АЦП — это почти всегда последнее дело. Реальная задача любого разработчика — сначала определить, что нужно сделать в сигнальной цепи, а затем выбрать подходящий преобразователь, и никак иначе. Разработка может закончиться и тем, что АЦП станет давать неправильные данные, и ни контроллер, ни процессор ничего об этом не узнают, пока пользователь не напишет программу обработки ошибки в аналоговой системе.

В общем, при выборе подходящего устройства для конкретной задачи следует учитывать, что для АЦП последовательного приближения нужен фильтр, устраняющий эффект наложения спектров, от 2-го до 5-го порядка, в то время как сигма-дельта АЦП для выполнения подобной фильтрации требуется лишь *RC*-цепь.

Преобразователи последовательного приближения обладают более низкой разрешающей способностью, но зато они быстрее по сравнению с сигма-дельта АЦП. Если сигнал изменяется достаточно медленно, то сигма-дельта АЦП могут полностью устроить разработчика, позволяя исключить из схемы большую часть аналогового входного блока. Преобразователь должен соответствовать приложению. Помните, с АЦП наилучшей защитой является хорошо продуманное нападение.

Литература

1. «Get Maximum Accuracy from Temperature Sensors», Steele, Jerry, Electronic Design, August 19, 1996, p. 99.
2. «Understanding and Using PRTD Technology, Part I: History, Principles, and Designs», Sulciner, James, Sensors, August, 1996, p. 10.
3. «Understanding and Using PRTD Technology, Part II: Selection», Sulciner, James, Sensors, September, 1996, p. 43.
4. 1994 Application Seminar, Burr-Brown, Chapter 1.
5. «OMEGA Temperature Measurement Handbook & Encyclopedia», Omega Engineering Inc., Stamford, CT.; 1996.
6. «Practical Temperature Measurements», Omega Catalog, p. Z-1 1.
7. «Evaluating Thin Film RTD Stability», Sensors, Hyde, Darrell, Oct. 1997, p. 79.
8. «Refresher on Resistance Temperature Devices», Madden, J.R., Sensors, Sept. 1997, p. 66.
9. «Producing Higher Accuracy From SPRTs (Standard Platinum Resistance Thermometer)», MEASUREMENT & CONTROL, Li, Xumo, June, 1996, p. 118.
10. «Pressure Sensors», Tandeske, Duane, Marcel Dekker, Inc., 1991.
11. «Anti-Aliasing Analog Filters for Data Acquisition Systems», Baker, Bonnie C, AN699, Microchip Technology Inc.
12. «Single Supply Temperature Sensing with Thermocouples», Baker, Bonnie C, AN684, Microchip Technology, Inc.
13. Discrete-time Signal Processing, Oppenheim, Schafer, Prentice Hall, Inc., 1989. «Number of Bits vs. LSB Errors», Baker, Bonnie C, EDN Magazine, July 8, 2004.

ГЛАВА 4

ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ

Вы когда-либо использовали в своих схемах фильтр нижних (ФНЧ) или верхних частот (ФВЧ), в частности, в сигнальных цепях? В аналоговых схемах использовались все типы фильтров задолго до появления контроллеров и процессоров, причем всё нужно было продумать заранее и просчитать на бумаге, и только потом реализовать на макетной плате. Тот, кто шёл кратчайшим путём, обычно заканчивал подобное проектирование разборкой платы и её переделкой в надежде на удачу в следующей попытке.

Затем появился цифровой фильтр. Его можно спроектировать с любым видом частотной характеристики, повторив, например, частотную характеристику любого аналогового фильтра методами цифровой электроники. Основным преимуществом цифрового фильтра является то, что его можно легко настроить с помощью аппаратно-программных средств. Это звучит слишком хорошо, чтобы быть правдой, но это действительно так. Метод слишком хорош, чтобы быть правдой.

Иногда фильтр необходим для работы с аналоговыми схемами, а иногда он предназначен для применения с контроллером или процессором и реализуется программным образом. Аналоговый ФНЧ включают в любую схему, в которой выполняется аналого-цифровое преобразование, независимо от того, какой тип преобразователя разработчик предполагает использовать: последовательного приближения, сигма-дельта, двойного интегрирования или ещё какой-нибудь. В аналоговой части схемы фильтр нужно включать всегда до преобразователя, как это показано на **Рис. 4.1**.

Система, показанная на **Рис. 4.1**, содержит аналоговый и цифровой фильтры. Аналоговый фильтр необходимо включать перед АЦП, в отличие от цифрового фильтра, который применяется для обработки оцифрованного сигнала на выходе преобразователя. Думаю, не нужно объяснять, почему оба фильтра включаются подобным образом, хотя такое чёткое разделение функций не так уж и очевидно. Во многих системах фильтрация сигнала выполняется в аналоговой области, а не в цифровой, поэтому нужно чётко представлять особенности функционирования таких систем.

Для чего нужен аналоговый ФНЧ? Знаете вы это или нет, но любой аналоговый сигнал содержит низко- и высокочастотный шум, а применение ФНЧ вытекает из теоремы Найквиста, в которой утверждается, что любой сигнал (или шум)

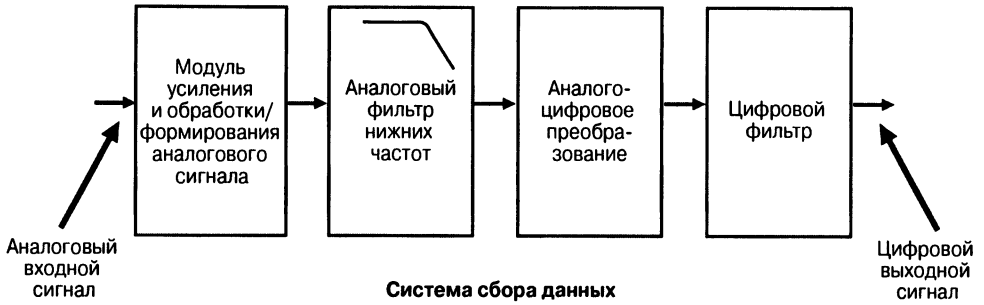


Рис. 4.1. В сигнальной цепи системы сбора данных всегда нужно выполнять фильтрацию, чтобы удалить нежелательные сигналы. Аналоговая фильтрация требуется для удаления высокочастотного шума за пределами половины частоты дискретизации преобразователя, а цифровой фильтр используется для уменьшения шума в области нижних частот полосы пропускания.

на любой частоте можно точно или с погрешностью преобразовать в дискретную последовательность.

Любой сигнал, проходящий через АЦП, характеризуется некоторой амплитудой. Преобразователь точно оцифровывает сигнал до тех пор, пока его частота находится в полосе пропускания входного каскада АЦП. Хотя амплитуда сигнала не изменяется, этого нельзя сказать о его частоте — на частотах выше $^1/_2$ частоты дискретизации АЦП сигнал «портится». Это означает, что невозможно отличить цифровое представление сигнала с частотой ниже $^1/_2$ частоты дискретизации от представления сигнала с частотой выше $^1/_2$ частоты дискретизации.

Указанный эффект является следствием теоремы Найквиста и называется наложением спектров сигналов. Далее в этой главе мы подробнее поговорим о теореме Найквиста. Если вы с ней знакомы, то представляете, как нежелательные шумы и сигналы попадают в цифровое представление полезного сигнала. Если вам это пока неизвестно, то подробнее вы узнаете об этом из дальнейшего обсуждения. Замечу, что «загрязнённый» полезный сигнал очистить от помех невозможно.

Аналоговый фильтр нижних частот удаляет из сигнала нежелательный высокочастотный шум и пульсации посторонних сигналов до того, как он попадает в АЦП. Полезный сигнал может сопровождаться короткими случайными выбросами в результате воздействия помех, и их невозможно удалить методами цифровой фильтрации; при достаточно большой амплитуде таких выбросов (вблизи значения полной шкалы) существует опасность насыщения аналогового модулятора преобразователя, причём это может произойти, даже если среднее значение сигнала находится в допустимых границах. Высокая разрешающая способность системы полностью зависит от ФНЧ, включённого до преобразователя, и самого АЦП.

В отличие от аналогового ФНЧ, в цифровом фильтре для снижения уровня шумов в полосе пропускания сигнала используется метод передискретизации и алгоритм усреднения. Поскольку цифровая фильтрация выполняется после аналого-цифрового преобразования, то с её помощью можно удалить шум, привнесённый в процессе преобразования (например, шум квантования). Аналоговая фильтрация такой возможности не даёт, да и настроить цифровой фильтр намно-

го легче, чем аналоговый. В зависимости от схемы цифрового фильтра пользователь будет иметь возможность программно задавать частоту среза и скорость передачи выходных цифровых данных.

Фильтр верхних частот (ФВЧ) и второй ФНЧ может быть как цифровым, так и аналоговым. Цифровая реализация (с помощью контроллера или процессора) позволяет создавать огромное количество разнообразных, легко перестраиваемых фильтров, таких как аналогоподобные фильтры, аппроксимируемые функциями Баттерворта, Бесселя, Чебышева, или эллиптические фильтры. Кроме того, можно создавать цифровые фильтры (КИХ и БИХ) или алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ).

С помощью КИХ-фильтра, например, можно значительно ослабить шум в полосе пропускания сигнала (см. Главу 2, раздел 2.3), чего нельзя достичь, применив аналоговый фильтр. Быстрое преобразование Фурье легко удаляет посторонние частоты цифровыми методами; то же можно сделать и с помощью аналогового фильтра, но его аппаратная реализация будет сложнее.

С появлением цифровых фильтров аналоговые фильтры стали менее привлекательными, хотя их всё ещё включают в сигнальные цепи наравне с цифровыми. Это замечательно, что цифровые фильтры дают нам более высокий уровень эффективности и точности при одновременном снижении затрат.

В первой части этой главы мы обсудим параметры фильтра нижних частот — они одни и те же как для пассивных, так и к активных фильтров. Для разработчика здесь открываются широкие возможности: можно строить пассивные фильтры на резисторах, конденсаторах и/или индуктивностях, но можно создать и активные фильтры на операционных усилителях, конденсаторах и резисторах. Мы обсудим частотные характеристики ФНЧ наряду с анализом некоторых специфических особенностей их проектирования.

Во второй части главы мы подробно проанализируем методы построения ФНЧ на основе аппроксимаций Баттерворта, Бесселя и Чебышева. Далее мы обсудим методы расчёта параметров активного фильтра, устраняющего эффект наложения спектров, для чего рассмотрим теоретические аспекты проблемы наложения спектров. В развитие этой темы я приведу примеры схем пассивных и активных фильтров.

В третьей части главы мы поговорим о практических приложениях и создадим подходящий фильтр для схем измерения температуры с помощью резистивного температурного датчика (РТД), аналогового мультиплексора сигналов, включённого перед фильтром, и прецизионной схемы измерения освещённости.

4.1. Основные параметры аналогового ФНЧ

Имеется четыре основных параметра, характеризующих частотные свойства фильтра нижних частот (**Рис. 4.2**): $f_{CUT\text{-}OFF}$, f_{STOP}, A_{MAX} и M. Частота среза ($f_{CUT\text{-}OFF}$) фильтра нижних частот определяет частоту, на которой коэффициент усиления фильтра падает на 3 дБ для фильтров Баттерворта и Бесселя. Для фильтра Чебышева этот параметр, кроме того, определяет частоту, на которой прекращаются пульсации.

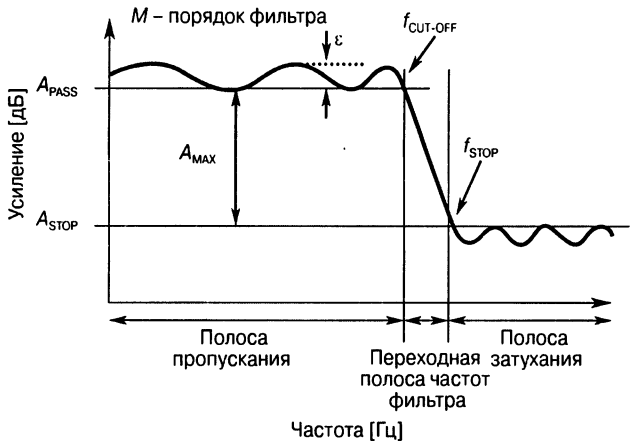


Рис. 4.2. Среди основных параметров аналогового фильтра следует выделить точку –3 дБ (частота среза, $f_{CUT-OFF}$), частоту, на которой усиление фильтра минимально (f_{STOP}), и число полюсов (M) фильтра.

Полосой пропускания фильтра называют диапазон частот от нуля (постоянный ток) до частоты среза. Коэффициент усиления сигнала в полосе пропускания — A_{PASS} (**Рис. 4.2**). Частотная характеристика в полосе пропускания может быть плоской без пульсаций (для фильтров Баттерворта или Бесселя) или с пульсациями с амплитудой ε вплоть до частоты среза (фильтр Чебышева).

По определению, фильтр нижних частот пропускает нижние частоты вплоть до частоты среза и ослабляет верхние частоты, лежащие выше этой частоты. Важным параметром такой системы является коэффициент усиления фильтра A_{MAX}, который определяется как разность между коэффициентом усиления в полосе пропускания и максимальным усилением в полосе затухания (выраженных в дБ), или $A_{MAX} = A_{PASS} - A_{STOP}$.

Если в полосе пропускания на характеристике присутствуют пульсации, то значение коэффициента усиления в полосе пропускания (A_{PASS}) определяется по минимальному значению. Частота затухания (f_{STOP}) — это частота, на которой затухание достигает минимального значения, хотя вполне вероятно, что в полосе затухания тоже могут присутствовать пульсации. Минимальный коэффициент усиления (A_{STOP}) этих пульсаций определяется по наибольшему пиковому значению в полосе затухания. Если в полосе затухания фильтра пульсации отсутствуют (фильтр Баттерворта или Бесселя), то частота затухания определяется в требованиях к приложению. Например, разработчик может принять, что максимальное значение амплитуды высокочастотных шумов по отношению к полезному сигналу должно иметь уровень –40 дБ. Для этого случая можно задать, что частота затухания определяется в точке, где фильтр имеет затухание 40 дБ по отношению к нулевой частоте (постоянному току).

Амплитудно-частотная характеристика фильтра за частотой среза начинает спадать вплоть до частоты затухания, проходя через переходную область, ширина которой зависит от типа фильтра (Баттерворта, Бесселя, Чебышева и т.д.) и по-

рядка M фильтра. Порядок фильтра определяется количеством полюсов на передаточной характеристике фильтра. Например, если фильтр имеет три полюса на передаточной характеристике, то его называют фильтром 3-го порядка.

Как правило, с ростом числа полюсов фильтра переходная область сужается, что видно из характеристики показанного на **Рис. 4.3** фильтра Баттерворта. В идеале ФНЧ, предназначенный для устранения эффектов наложения спектров, должен обеспечить резкий спад характеристики при максимально узкой переходной области.

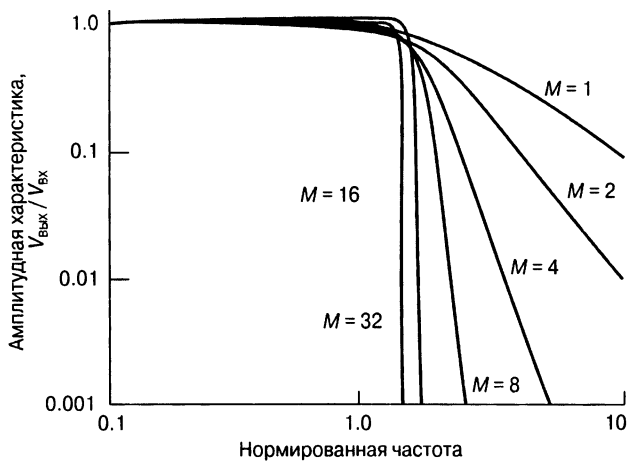


Рис. 4.3. При увеличении числа полюсов фильтра Баттерворта нижних частот можно получить более крутой спад в переходной области, при этом вид характеристики зависит от количества полюсов (порядка M фильтра).

На практике, наверное, не существует наилучшего решения для устранения эффектов наложения спектров. При разработке активного фильтра на каждые его два полюса требуется операционный усилитель. Например, при проектировании фильтра 32-го порядка для его реализации понадобится 16 операционных усилителей, 32 конденсатора и до 48 резисторов. Кроме того, каждый операционный усилитель может вносить дополнительные погрешности (смещение и шумы) в полосе пропускания фильтра.

На **Рис. 4.4** показана временная (импульсная) характеристика фильтра нижних частот, которую получают, подавая на вход фильтра сигнал прямоугольной формы. На рисунке приведены пять параметров фильтра нижних частот, которые будут использованы в последующем при проектировании фильтра. Первый из них — время задержки распространения сигнала — определяется фазовым сдвигом на частоте среза фильтра. Время задержки распространения сигнала — это интервал между началом нарастающего фронта входного прямоугольного сигнала и появлением сигнала на выходе фильтра. При низкой частоте среза время задержки распространения сигнала, как правило, будет больше, чем при высокой.

Второй параметр — скорость нарастания выходного напряжения, определяющая, насколько быстро выходной сигнал достигнет уровня входного. Данный па-

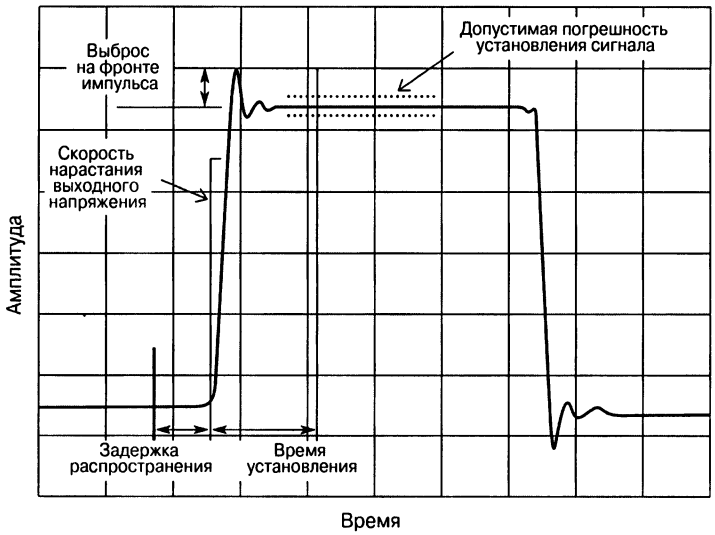


Рис. 4.4. Характеристика во временной области показывает выходной сигнал фильтра как реакцию на прямоугольный входной сигнал. Основными параметрами здесь являются время задержки распространения сигнала, скорость нарастания выходного напряжения, амплитуда выброса, время установления t_S и погрешность установления ε.

раметр характеризует изменение напряжения во времени и имеет размерность В/с. По окончании переходного процесса в фильтре, на его выходе могут появиться выбросы напряжения. Амплитуда этих выбросов уменьшается и сигнал достигает установившегося значения с допустимой погрешностью ε. Длительность затухания выбросов измеряется в секундах, а допустимая погрешность выражается в процентах от величины входного сигнала.

Время установления t_S складывается из времени нарастания сигнала и времени активного состояния выброса (до того момента, пока выходной сигнал фильтра не будет находиться в пределах допустимой погрешности).

Есть хорошее правило, которому нужно следовать при разработке фильтров — выбирать число полюсов от одного до пяти. Если количество полюсов превышает рекомендуемое, то фильтр может стать нестабильным или слишком дорогим. Возможные методы преодоления этих ограничений мы обсудим в разделе 4.2 данной главы.

4.1.1. Аппроксимация аналоговых фильтров

Наиболее популярными типами фильтров являются фильтры Баттерворта, Бесселя и Чебышева. Проанализировав амплитудные и временные характеристики фильтра, можно определить его тип. Другие типы аппроксимаций (обратная Чебышева, эллиптическая и Кауэра) в этой главе не рассматриваются, возможно, я попробую это сделать в другой книге.

4.1.1.1. Фильтр Баттерворта

Фильтр Баттерворта — один из наиболее популярных. Его передаточная функция содержит только полюса и не содержит нулей, а её математическое выражение имеет вид:

$$V_{OUT} / V_{IN} = G/(a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + a_2 s^{n-2} \ldots + a_{n-1} s^2 + a_n s + 1),$$

где G — коэффициент усиления системы.

В **Табл. 4.1** показаны значения коэффициентов передаточной функции, которые используются при создании фильтра Баттерворта. Хотя порядок фильтра Баттерворта теоретически может быть бесконечным, в таблице перечислены коэффициенты только для фильтров не выше 5-го порядка.

Таблица 4.1. **Коэффициенты передаточной функции для построения фильтров Баттерворта 2-го, 3-го, 4-го и 5-го порядков**

M	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4
2	1.0	1.4142136			
3	1.0	2.0	2.0		
4	1.0	2.6131259	3.4142136	2.6131259	
5	1.0	3.2360680	5.2360680	5.2360680	3.2360680

Как следует из **Рис. 4.5**, часть характеристики фильтра Баттерворта в пределах полосы пропускания является плоской или, используя техническую терминологию для данного случая, — максимально плоской. Как мы далее увидим, крутизна спада в переходной области для данного типа фильтра лучше, чем у фильтра Бес-

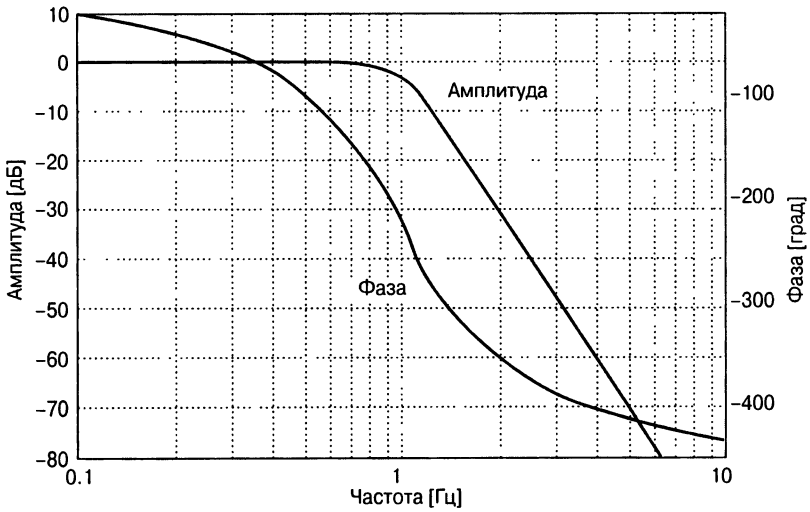


Рис. 4.5. Амплитудная характеристика фильтра нижних частот Баттерворта является максимально плоской в полосе пропускания. Здесь показана характеристика фильтра Баттерворта 5-го порядка.

селя, но хуже, чем у фильтра Чебышева. В полосе затухания частотная характеристика монотонная, что способствует повышению точности цифрового сигнала, если в сигнальной цепи применяется АЦП высокого разрешения.

На **Рис. 4.6** показана импульсная характеристика ФНЧ Баттерворта при ступенчатом сигнале на входе фильтра, из которой видно, что в выходном сигнале имеется незначительный выброс и затухающий колебательный процесс. Как вы увидите далее, фильтр Баттерворта «звенит» меньше, чем фильтр Чебышева, но больше, чем фильтр Бесселя. С возрастанием порядка фильтра амплитуда выброса также будет возрастать.

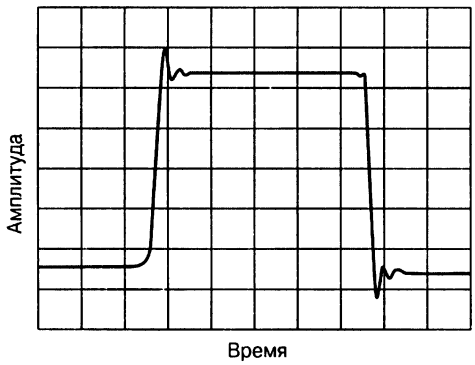


Рис. 4.6. На импульсной характеристике ФНЧ Баттерворта 5-го порядка имеется затухающий колебательный процесс, по окончании которого система становится стабильной. Амплитуда затухающих колебаний зависит от порядка (количества полюсов) фильтра, а время установления сигнала — от частоты среза и порядка фильтра. В общем, чем выше порядок фильтра, тем больше выброс и дольше время установления сигнала.

Если данный фильтр установлен после мультиплексора, то следует учитывать время установления сигнала, поскольку существует вероятность того, что изменение выходного сигнала мультиплексора во время переключения с одного канала на другой может иметь скачкообразный характер.

4.1.1.2. Фильтр Чебышева

Передаточная функция фильтра Чебышева аналогична передаточной функции для фильтра Баттерворта только в той части, что она содержит одни полюса и не содержит нулей:

$$V_{OUT}/V_{IN} = G/(a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots s_{n-1} s^{n-1} + s_n).$$

В полосе пропускания фильтра Чебышева частотная характеристика имеет пульсации (**Рис. 4.7**); полюса, определяемые схемной реализацией фильтра, и дают такие пульсации (их амплитуда обозначена через ε на **Рис. 4.2**). Как правило, увеличение уровня пульсаций приводит к одновременному сужению переходной области частотной характеристики.

В **Табл. 4.2** приведены значения коэффициентов передаточной функции для фильтра Чебышева с уровнем пульсаций 0.5 дБ. Хотя порядок фильтра Чебышева

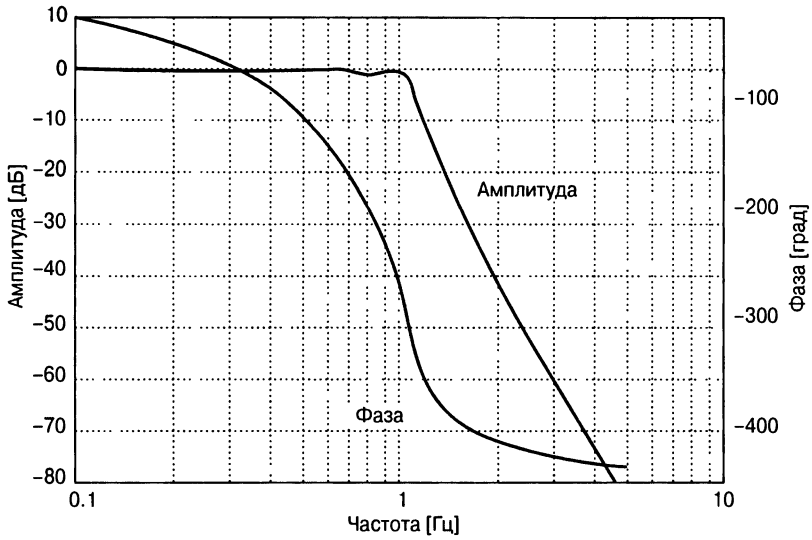


Рис. 4.7. Частотная характеристика фильтра Чебышева нижних частот 5-го порядка. Этот фильтр в полосе пропускания имеет пульсации с уровнем 0.5 дБ. На частотах выше частоты среза наблюдается более быстрое ослабление сигнала по сравнению с фильтрами Баттерворта или Бесселя.

теоретически может быть равен бесконечности, в таблице перечислены коэффициенты фильтров до 5-го порядка включительно.

Таблица. 4.2. **Коэффициенты передаточной функции для фильтров Чебышева 2-го, 3-го, 4-го и 5-го порядков с уровнем пульсаций 0.5 дБ**

M	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4
2	1.516203	1.425625			
3	0.715694	1.534895	1.252913		
4	0.379051	1.025455	1.716866	1.197386	
5	0.178923	0.752518	1.309575	1.937367	1.172491

Теоретических ограничений по амплитуде пульсаций ε (**Рис. 4.2**) нет, но при её выборе нужно учитывать значение допустимой погрешности в полосе пропускания сигнала, скорость установления сигнала в зависимости от частоты, а также затухание в переходной области. Все эти факторы ограничивают диапазон выбора допустимой амплитуды пульсаций.

Вообще говоря, значительные по амплитуде пульсации дают больше ошибок в полосе пропускания, но зато затухание в переходной области будет более быстрым.

Скорость затухания в переходной области для фильтра Чебышева выше, чем для фильтров Баттерворта и Бесселя. Например, фильтр Баттерворта 5-го порядка в переходной области имеет те же характеристики, что и фильтр Чебышева 3-го порядка с уровнем пульсаций в 0.5 дБ. Несмотря на присутствие затухающих ко-

лебаний в полосе пропускания фильтра Чебышева, в полосе затухания они отсутствуют.

Импульсная характеристика (**Рис. 4.8**) ФНЧ Чебышева 5-го порядка с уровнем пульсаций в 0.5 дБ имеет чётко выраженные выбросы и затухающие колебания.

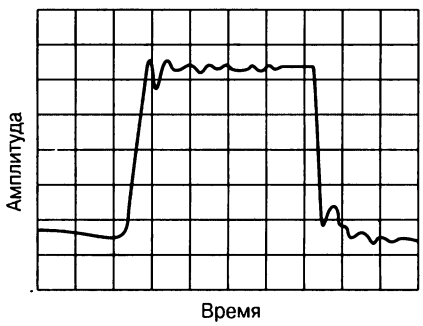


Рис. 4.8. Импульсная характеристика ФНЧ Чебышева 5-го порядка с пульсациями 0.5 дБ. Продолжительность затухающих колебаний для этого типа фильтра больше, чем для фильтров Баттерворта или Бесселя.

Выбросы и пульсации являются следствием характера фазо-частотной характеристики. Если вспомнить разложение в ряд Фурье ступенчатого (или прямоугольного) сигнала, то можно увидеть, что прямоугольный сигнал можно представить суммой нечётных гармоник синусоидальных сигналов. Обратимся к фазовой характеристике фильтра на **Рис. 4.7**. Из неё следует, что отношение частоты к фазе не является постоянным, начиная от нижних частот и заканчивая частотой f_{STOP}.

По этой причине более высокие частоты из спектра ступенчатого сигнала появляются на выходе фильтра раньше более низких частот. Такое искажение иногда называют групповой задержкой — оно проявляется в виде затухающих колебаний на выходе фильтра и может быть определено по формуле:

$$(\Delta\text{фазы} / \Delta\text{частоты})/360 \text{ (в секундах)}.$$

4.1.1.3. Фильтр Бесселя

Вспомним, что передаточная функция фильтра Бесселя имеет только полюсы и не имеет нулей. Характеристика фильтра Баттерворта максимально плоская в полосе пропускания, а фильтр Бесселя даёт постоянное время задержки сигналов разных частот в широком диапазоне частот. Математически это соотношение можно выразить следующим образом:

$$C = -\Delta\theta \times \Delta f,$$

где:

C — константа,
θ — фаза в градусах,
f — частота в Гц.

Альтернативная форма записи этого соотношения в градусах на радиан приведена ниже:

$$C = -\Delta\theta / \Delta\omega,$$

где:

C — константа,
θ — фаза в градусах,
ω — угловая частота в радианах.

Передаточная функция фильтра Бесселя выражается формулой:

$$V_{OUT}/V_{IN} = G/(a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots a_{n-1} s^{n-1} + s_n).$$

В **Табл. 4.3** приведены значения коэффициентов передаточной функции для фильтров Бесселя. Хотя порядок фильтра Бесселя теоретически может достигать бесконечности, в таблице перечислены только коэффициенты фильтра до 5-го порядка включительно.

Таблица 4.3. **Коэффициенты передаточной функции фильтра Бесселя 2-го, 3-го, 4-го и 5-го порядка**

M	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4
2	3	3			
3	15	15	6		
4	105	105	45	10	
5	945	945	420	105	15

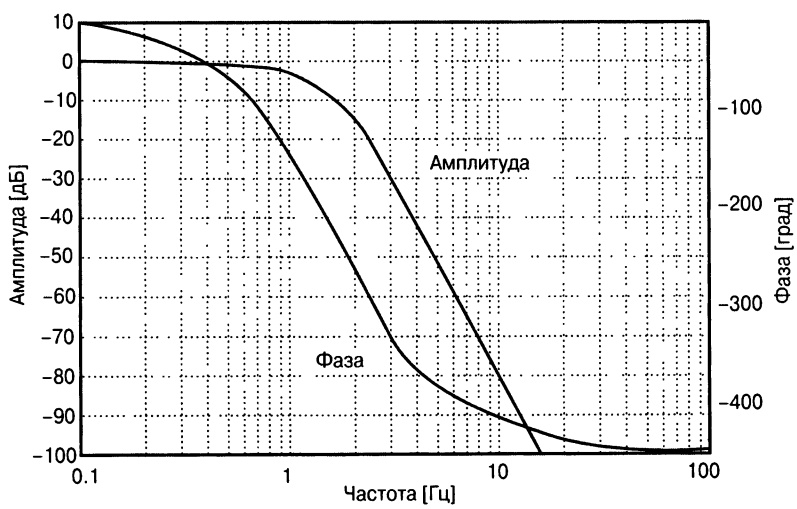


Рис. 4.9. Частотные характеристики ФНЧ Бесселя 5-го порядка; отношение фазы к частоте относительно постоянно.

Фильтр Бесселя имеет плоскую амплитудную характеристику в полосе пропускания (**Рис. 4.9**); вне полосы пропускания скорость затухания в переходной области меньше, чем для фильтров Баттерворта или Чебышева, и, наконец, отсутствуют переходные колебания в полосе затухания.

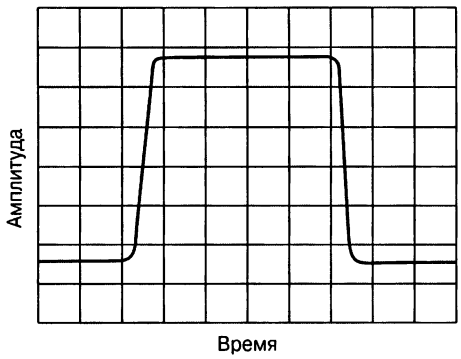


Рис. 4.10. Импульсная характеристика ФНЧ Бесселя 5-го порядка. Как в нижней, так и в верхней части ступенчатого сигнала практически отсутствуют пульсации, имеется лишь небольшая задержка.

Импульсная характеристика (**Рис. 4.10**) выглядит лучше по сравнению с другими и имеет очень низкую амплитуду выбросов или переходных колебаний. Характеристика в частотной области легко предсказуема, поскольку можно оценить отношение изменения частоты к изменению фазы, которое для фильтра Бесселя практически постоянно.

4.2. Теория фильтров, устраняющих эффект наложения спектров

Обычно при оцифровке сигнала аналого-цифровые преобразователи работают с постоянной частотой дискретизации. Если дискретизация осуществляется на частоте f_S, которую обычно называют частотой Найквиста, то надёжная оцифровка входных сигналов возможна на частотах, ниже $f_S/2$. Если во входном сигнале присутствуют составляющие, частота которых лежит выше $f_S/2$, то все они попадут в полосу пропускания с своими амплитудами.

По этой причине становится невозможным отличить сигнал, находящийся в полосе частот ниже $f_S/2$, от сигнала с частотой выше $f_S/2$. На **Рис. 4.11** показан данный эффект наложения (или заворачивания) спектров в частотной области.

В обеих частях этого графика по оси X отложено значение частоты дискретизации системы f_S. В левой части **Рис. 4.11** диапазон частот разделён на пять сегментов. Сегмент $N = 0$ простирается от нулевой частоты (постоянный ток) до половины значения частоты дискретизации. В этой полосе система, осуществляющая выборки, будет надёжно фиксировать частоту и амплитуду аналогового входного сигнала. В сегментах, где $N > 0$, частотные составляющие аналогового сигнала будут перенесены системой в полосу частот сегмента с $N = 0$ в левой час-

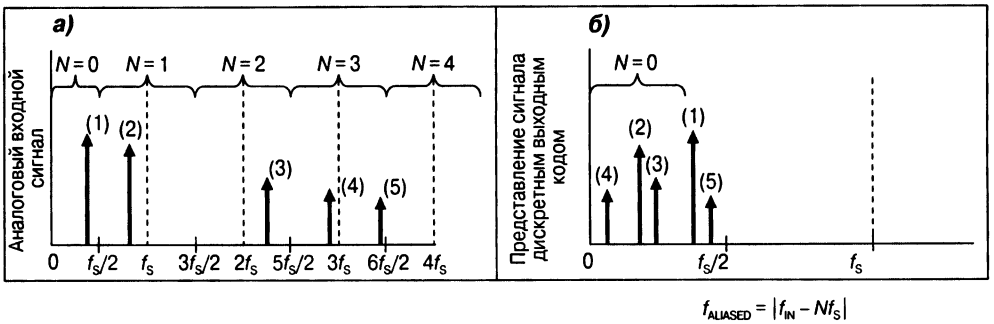


Рис. 4.11. Система, осуществляющая дискретизацию на частоте f_S (*а*) одинаково воспринимает сигналы с частотами ниже $f_S/2$ и выше $f_S/2$. Входные сигналы с частотами ниже $f_S/2$ будут оцифрованы достоверно, в то время как сигналы с частотами выше $f_S/2$ будут «заворачиваться» (*б*) и проявляться как низкочастотная составляющая в выходном цифровом сигнале.

ти этого рисунка. Математически это можно сформулировать так: высшие частоты, с номерами 2, 3, 4, 5 на **Рис. 4.11**, складываются в соответствии с равенством:

$$f_{ALIASED} = |f_N - Nf_S|.$$

Такое явление наложения спектров показано на **Рис. 4.11*б***, где сигналы (2), (3), (4) и (5) появляются на более низких частотах, чем на **Рис. 4.11*а***.

Воспользуемся приведённым выше равенством. Допустим, что частота дискретизации f_S в системе равна 100 кГц и частотный спектр входного сигнала представлен рядом:

$$f_{IN}(1) = 41 \text{ кГц},$$

$$f_{IN}(2) = 82 \text{ кГц},$$

$$f_{IN}(3) = 219 \text{ кГц},$$

$$f_{IN}(4) = 294 \text{ кГц},$$

$$f_{IN}(5) = 347 \text{ кГц}.$$

Цифровое представление каждой выборки содержит точную информацию об амплитуде всех этих входных сигналов. Однако четыре из них в результате наложения спектров попадают в диапазон частот от нуля до $f_S/2$, т. е. от нуля до 50 кГц. С учётом равенства $f_{OUT} = |f_{IN} - Nf_S|$, частоты входных сигналов преобразуются следующим образом:

$$f_{OUT}(1) = |41 \text{ кГц} - 0 \times 100 \text{ кГц}| = 41 \text{ кГц},$$

$$f_{OUT}(2) = |82 \text{ кГц} - 1 \times 100 \text{ кГц}| = 18 \text{ кГц},$$

$$f_{OUT}(3) = |219 \text{ кГц} - 2 \times 100 \text{ кГц}| = 19 \text{ кГц},$$

$$f_{OUT}(4) = |294 \text{ кГц} - 3 \times 100 \text{ кГц}| = 6 \text{ кГц},$$

$$f_{OUT}(5) = |347 \text{ кГц} - 4 \times 100 \text{ кГц}| = 53 \text{ кГц}.$$

Обратите внимание, что сигналы с частотами выше $f_S/2$ приводят к изменению частотного спектра выходного сигнала преобразователя. Удалить эти сигналы после преобразования чрезвычайно трудно, особенно если частотный спектр входного сигнала неизвестен.

Аналоговый фильтр нижних частот, установленный перед АЦП, устраняет или существенно ослабляет шум от наложения спектров. Эта идея иллюстрируется на **Рис. 4.12**, где показано, как ФНЧ ослабляет вторую часть входного сигнала на частоте (2). В этом случае выходной сигнал преобразователя не будет содержать «наложенный» сигнал.

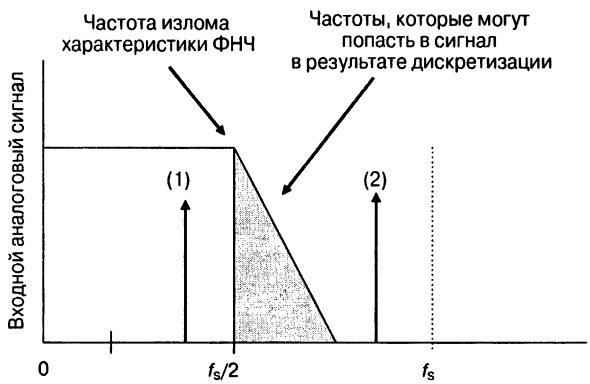


Рис. 4.12. Аналоговый ФНЧ (фильтр, устраняющий эффект наложения спектров), установленный до АЦП, ослабляет высокие частоты, препятствуя их выборке или «заворачиванию» и, следовательно, попаданию в выходной цифровой сигнал.

На **Рис. 4.12** показаны две частотные области аналогового ФНЧ. Область, показанная слева, расположена в полосе от нуля до $f_S/2$, а вторая (показана затемнённой) соответствует переходной полосе частот фильтра. Поскольку эта область расположена справа от $f_S/2$, то сигналы с частотами, попадающими в данную полосу, попадут в выходной сигнал системы дискретизации.

За счёт смещения частоты среза характеристики фильтра в сторону уменьшения относительно частоты $f_S/2$ или повышения порядка фильтра влияние этой ошибки можно уменьшить. Для обоих вариантов решения минимальный коэффициент передачи фильтра A_{STOP} на частоте $f_S/2$ должен быть меньше коэффициента усиления шума, присутствующего в сигнале.

4.3. Реализация аналогового фильтра

При создании пассивных фильтров нижних частот традиционно применялись резисторы и конденсаторы, а для реализации фильтров верхних частот или полосовых фильтров требуются индуктивности. В активных фильтрах также присутствовали эти компоненты, однако стоимость первых операционных усилителей сдерживала развитие таких разработок. В настоящее время пассивные фильтры всё ещё используются там, где нужно получить однополюсную амплитудно-час-

тотную характеристику, или в разработках, где ширина рабочей полосы фильтра превышает значение параметра GBWP имеющихся на рынке операционных усилителей. За двумя этими исключениями фильтры создаются преимущественно с использованием операционных усилителей, конденсаторов и резисторов.

4.3.1. Пассивные фильтры

В пассивных фильтрах применяются резисторы и конденсаторы. На **Рис. 4.13** показана реализация однополюсного фильтра нижних частот.

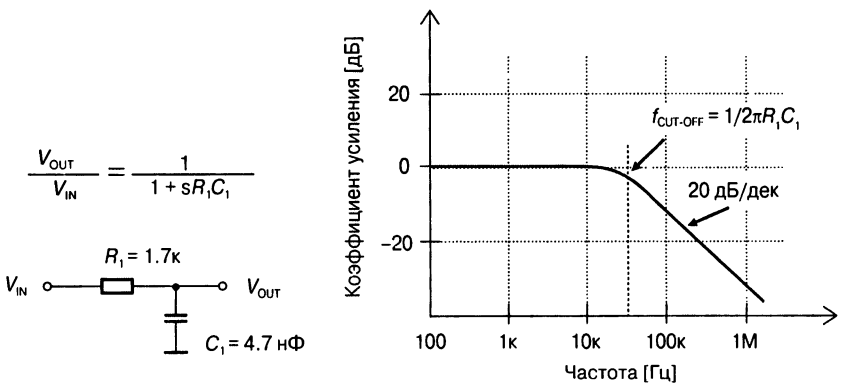


Рис. 4.13. Пассивный фильтр нижних частот содержит резистор и конденсатор. Входной и выходной импеданс такого фильтра на очень низких частотах одинаков и приблизительно равен R_1. Стоимость реализация пассивного фильтра не высока, но входной и выходной импеданс такого фильтра высокие. Как следствие, подобная конфигурация требует применения одного или двух буферных усилителей (повторителей).

Выходной импеданс пассивного ФНЧ является относительно высоким по сравнению с активным фильтром, для которого выходной импеданс равен выходному сопротивлению операционного усилителя. Например, для пассивного ФНЧ с частотой среза 1 кГц и конденсатором ёмкостью 0.1 мкФ требуется резистор номиналом 1.59 кОм. Такое сопротивления резистора может вызвать нежелательное падение напряжения на нём или затруднит согласование импедансов.

Как вывод, при разработке пассивных фильтров нужно проявлять определённую осторожность. В этом плане однополюсные фильтры на операционных усилителях хороши и тем, что выполняют развязку высокоомной части фильтра от последующей схемы.

Стало общей практикой использовать однополюсные ФНЧ на входе сигма-дельта АЦП или на входе фильтра на переключаемых конденсаторах. В этом случае высокий выходной импеданс фильтра обычно не влияет на процесс преобразования, если только в таком ФНЧ не используются резисторы с очень большими сопротивлениями. Но тогда при использовании резисторов с большими сопротивлениями в область нижних частот полосы пропускания сигнала вносится шумовая составляющая. Дополнительная информации о шуме резистора даётся в Главе 10.

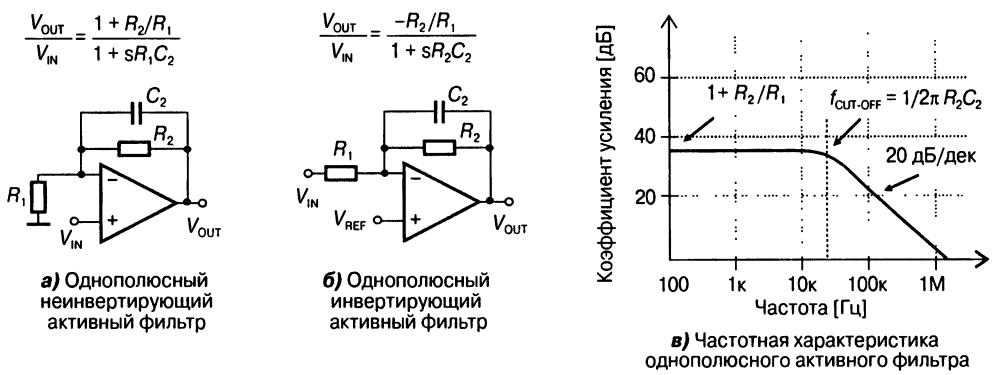
4.3.2. Активные фильтры

Одно- или двухполюсные активные фильтры 2-го порядка содержат один операционный усилитель, от одного до трёх резисторов и один или два конденсатора. Одним из преимуществ активных фильтров является возможность развязки каскадов, что достигается за счёт высокого входного и низкого выходного импеданса операционного усилителя. Для всех фильтров порядок фильтра определяется количеством конденсаторов на входе и в цепи обратной связи операционного усилителя.

Фильтры 1-го или 2-го порядка можно соединять последовательно для создания фильтров более высоких порядков. Например, соединив два ФНЧ 2-го порядка последовательно, получим фильтр 4-го порядка. Поскольку оба фильтра 2-го порядка являются активными, то входной импеданс каждого каскада будет высоким, а выходной — низким, поэтому влияние этих двух каскадов друг на друга исключается, что позволяет успешно выполнить разработку каждого каскада в отдельности.

4.3.3. Однополюсный фильтр

Частотная характеристика однополюсного активного фильтра такая же, как и у пассивного. На **Рис. 4.14** показаны примеры реализации однополюсных активных фильтров.



а) Однополюсный неинвертирующий активный фильтр

б) Однополюсный инвертирующий активный фильтр

в) Частотная характеристика однополюсного активного фильтра

Рис. 4.14. Фильтр 1-го порядка можно создать на одном операционном усилителе, двух резисторах и одном конденсаторе. На **Рис. 4.13** видно, что такой ФНЧ можно реализовать исключительно на пассивных компонентах, хотя можно использовать операционный усилитель и *RC*-цепь. Как неивертирующий, так и инвертирующий активный фильтр имеют низкий выходной импеданс, в неинвертирующем фильтре, кроме того, входной импеданс будет высоким.

Входной импеданс фильтра (**Рис. 4.14*а***) очень высокий и равен входному импедансу операционного усилителя. Его величина для КМОП-усилителей достигает 10^{13} Ом. Выходной импеданс этой схемы очень низкий по сравнению с пассивным фильтром и находится в диапазоне от нескольких десятков до нескольких

сотен Ом. Входной импеданс фильтра, показанного на **Рис. 4.14*б***, равен R_1, а выходной импеданс тот же, что и у схемы на **Рис. 4.14*а***. Очевидно, что при такой же, что и у пассивного фильтра, передаточной функции оба эти фильтра обладают лучшими характеристиками.

4.3.4. Фильтр Саллена-Кея

Фильтр Саллена-Кея представляет собой двухполюсный источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН). Коэффициент усиления по постоянному току (нулевое значение частоты) этого фильтра положительный. На **Рис. 4.15** показана реализация фильтра Саллена-Кея 2-го порядка, коэффициент усиления которого по постоянному току равен 1 В/В, а полюсы данного фильтра определяются сопротивлениями резисторов R_1, R_2 и ёмкостями конденсаторов C_1 и C_2.

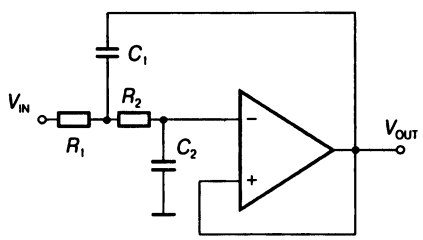
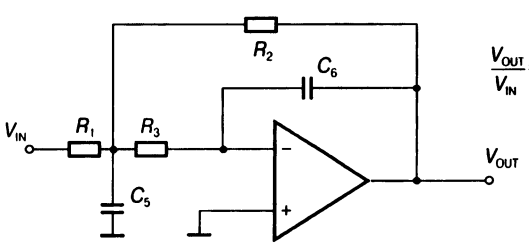


Рис. 4.15. Реализация фильтра Саллена-Кея с коэффициентом усиления по постоянному току, равным 1 В/В. Сигнал, который проходит через этот фильтр, не инвертируется.

4.3.5. Двухполюсный фильтр с комбинированной обратной связью

На **Рис. 4.16** показана реализация двухполюсного ФНЧ 2-го порядка со сложной обратной связью. Модуль коэффициента усиления такого фильтра по постоянному току равен отношению R_1 к R_2, причём выходной сигнал инвертирован по отношению к входному. Значения компонентов R_1, R_2, R_3, C_5 и C_6 определяют частоты полюсов фильтра.



$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-1/R_1R_3C_5C_6}{s^2C_5C_6+sC_6(1/R_1+1/R_2+1/R_3)+1/(R_2R_3C_5C_6)}$$

Рис. 4.16. Двухполюсный фильтр 2-го порядка со сложной обратной связью реализован с использованием трёх резисторов и двух конденсаторов. Коэффициент усиления такого фильтра по постоянному току равен $-R_2/R_1$.

4.4. Операционный усилитель для фильтра

Выбор подходящего операционного усилителя с однополярным питанием для активного ФНЧ может показаться очень сложной задачей, особенно если просматривать технические данные на ОУ и анализировать все его параметры. Например, 5-МГц операционный усилитель MCP6281/2/3/4 с однополярным питанием насчитывает 24 параметра по постоянному и переменному току. На самом деле, выбирая ОУ для активного фильтра нижних частот, изначально следует обратить внимание только на два важнейших параметра, а затем, если оба параметра устраивают пользователя, следует проанализировать ещё два дополнительных параметра, чтобы прийти к окончательному решению.

К двум основным параметрам, необходимым при разработке фильтра Саллена-Кея или фильтра со сложной обратной связью, относятся произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания (Gain BandWidth Product — GBWP) и скорость нарастания выходного напряжения. До выбора операционного усилителя следует обязательно определить частоту среза фильтра $f_{CUT\text{-}OFF}$.

Определив частоту среза, выбор операционного усилителя с требуемой полосой пропускания становится лёгкой задачей. Ширина полосы пропускания операционного усилителя при замкнутой цепи обратной связи должна превышать частоту среза фильтра, как минимум, в 100 раз. Если разрабатывается фильтр Саллена-Кея с коэффициентом усиления +1 В/В, то можно воспользоваться формулой:

$$\text{GBWP} \geq 100 \times f_{CUT\text{-}OFF},$$

где GBWP — произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания.

Для фильтра со сложной обратной связью используйте следующую формулу:

$$\text{GBWP} \geq 100 \times (-G_{CLI} + 1) \times f_{CUT\text{-}OFF},$$

где G_{CLI} равен коэффициенту усиления операционного усилителя с обратной связью в инвертирующем включении.

Кроме GBWP, следует оценить и скорость нарастания выходного напряжения, чтобы убедиться, что фильтр не будет вносить искажения в сигнал. Скорость нарастания определяется внутренними токами и ёмкостями операционного усилителя. При подаче большого сигнала на вход ОУ внутренние ёмкости заряжаются соответствующими токами, причём скорость заряда зависит от значений внутренних сопротивлений, ёмкостей и токов. Скорость нарастания выходного напряжения операционного усилителя для активного фильтра должна соответствовать условию:

$$\text{Скорость нарастания} \geq (2 \times \pi \times V_{OUT\ P\text{-}P} \times f_{CUT\text{-}OFF}),$$

где $V_{OUT\ P\text{-}P}$ — ожидаемый перепад амплитуды выходного напряжения на частоте ниже $f_{CUT\text{-}OFF}$.

Кроме основных, имеется и два дополнительных параметра, влияющих на работу фильтра: диапазон напряжения входного синфазного сигнала (V_{CMR}) для фильтра Саллена-Кея и ток смещения на входе (I_B). Для фильтра Саллена-Кея

диапазон входного сигнала будет ограничиваться значением V_{CMR}, а ток I_B необходимо учитывать при расчёте фильтра 2-го порядка.

Параметр I_B показывает величину тока, втекающего или вытекающего через входные выводы операционного усилителя. Если в схеме используется фильтр Саллена-Кея (**Рис. 4.15**), то входной ток смещения будет протекать через резистор R_2. Падение напряжения, вызванное этим током, появляется на входе как некоторое напряжение смещения и как источник шума. Но что более важно, значительные входные токи смещения в диапазоне нано- или микроампер могут вызвать у разработчика желание уменьшить сопротивления резисторов схемы. Если поступить подобным образом, то нужно увеличить ёмкость конденсаторов, чтобы не изменилась частота среза фильтра. Но конденсаторы большой ёмкости — не лучший выбор из-за их стоимости, точности и размеров. Вообще говоря, в фильтрах с более низкими частотами среза лучше применять КМОП-усилители вместо биполярных.

4.5. Фильтры, устраняющие эффект наложения спектров, для аналоговых сигналов с частотами, близкими к нулю

Схемы измерения температуры или скорости потока принадлежат к устройствам, в которых аналоговый сигнал изменяется очень медленно или остаётся практически постоянным. В таких измерительных схемах факторами ограничения скорости измерения являются проблемы самой конструкции и среды измерения. В цепях измерения температуры, из-за тепловой постоянной времени чувствительного элемента (например, термистора, РТД или термопары) невозможно получить быстрый отклик датчика при мгновенных изменениях температуры, да и сама по себе температура не часто изменяется так быстро. По этим причинам большинство схем измерения температуры работают на частотах, близких к нулю.

4.5.1. Модифицированная схема измерительной цепи с РТД-элементом

На **Рис. 4.17** показан пример прецизионной схемы измерения температуры с РТД-элементом, который запитан от источника постоянного тока (принцип работы и расчёт такого источника тока достаточно подробно описан в Главе 3). В данной схеме используется сдвоенный КМОП-усилитель с однополярным питанием. Первый после РТД-элемента усилитель ($A_{1\text{-}1}$) позволяет исключить ошибки измерения температуры, внесённые соединительными проводами, а второй ($A_{1\text{-}2}$) выполняет сразу две функции: усиления сигнала и фильтра нижних частот 2-го порядка. Частота среза этого фильтра должна быть по возможности минимальной, а ширина переходной области (диапазон от частоты среза до частоты с минимальным требуемым затуханием) как можно уже. При таком подходе можно добиться подавления большинства шумов, вносимых электронными компонентами схемы.

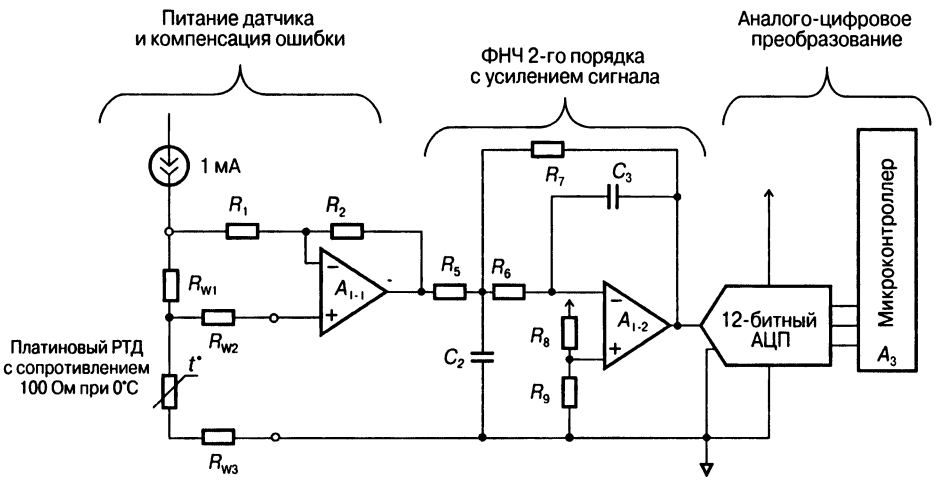


Рис. 4.17. Схема измерения температуры с РТД-элементом, как правило, измеряет температуру при низкой частоте сигнала. В этой схеме используется фильтр, устраняющий эффект наложения спектров, 2-го порядка.

В этой схеме диапазон полной шкалы 12-битного преобразователя, работающего с частотой 100 квыб/с, равен V_{REF}. Источник питания 5 В присоединён к выводу V_{REF}. Данная измерительная схема работает с частотой 10 квыб/с, что позволяет оптимизировать величину рассеиваемой мощности преобразователя. В **Табл. 4.4** приведены частотные характеристики фильтров Чебышева, Баттерворта и Бесселя.

Таблица 4.4. **Частотные характеристики пяти вариантов ФНЧ, имеющих частоту среза $f_{CUT\text{-}OFF}$ = 1 Гц и A_{MAX} = 74 дБ**

Тип фильтра	f_{STOP} [Гц]
Баттерворта	71.5
Бесселя	91.0
Чебышева (пульсации –0.5 дБ)	85.5
Чебышева (пульсации –2.0 дБ)	57.4
Чебышева (пульсации –3.0 дБ)	50.6

Идеальное отношение сигнал/шум для 12-битного преобразователя составляет 74 дБ. Хоть это и кажется немного вызывающе, но для этой схемы я собираюсь выбрать коэффициент усиления A_{MAX} равным 74 дБ. Частота затухания f_{STOP} для фильтра 2-го порядка должна быть 50 Гц или ниже, чтобы исключить возможность попадания в систему помех от электросети с частотой 50 или 60 Гц. Затем, чтобы уменьшить ёмкости конденсаторов до приемлемых значений, выберем частоту среза равной 1 Гц.

На **Рис. 4.18** показаны частотные характеристики фильтров Баттерворта и Чебышева с уровнем пульсаций, равным –0.5 дБ (оба фильтра 3-го порядка).

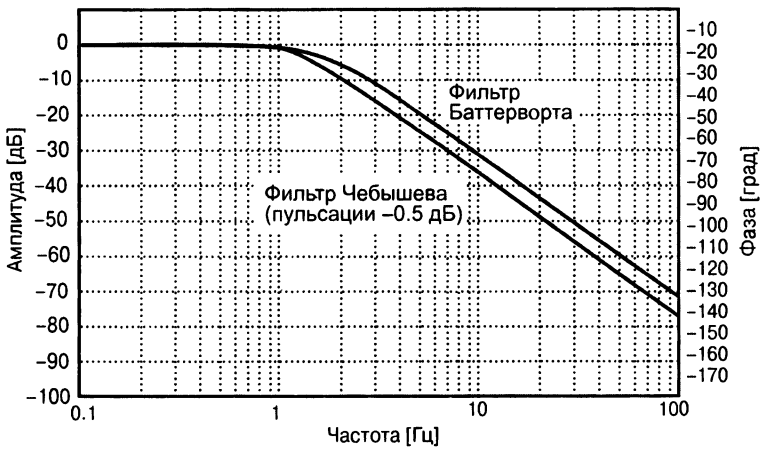


Рис. 4.18. Из двух типов аппроксимаций (Баттерворта и Чебышева) фильтр Чебышева имеет более крутой спад характеристики после достижения частоты среза. Рассматриваемая схема работает на частоте, близкой к нулю, поэтому фильтр Чебышева является наилучшим решением.

Необходимо отметить (см. **Рис. 4.18**), что в переходной области (диапазон частот после частоты среза) фильтр Чебышева имеет более быстрое снижение коэффициента передачи с возрастанием частоты. Такой тип характеристики наиболее подходит для снижения уровня нежелательных высокочастотных шумов в прецизионных приложениях. Кроме того, порядок фильтра Чебышева может быть невысоким, что уменьшает стоимость схемы.

Фильтр, предназначенный для устранения эффекта наложения спектров, в данной схеме реализован на элементах R_5, R_6, R_7, R_8, C_2, C_3 и операционном усилителе $A_{1\text{-}2}$. Каскад усиления, как и ФНЧ 2-го порядка, имеет частоту среза 1 Гц, коэффициент усиления, равный 24, и реализован на следующих элементах:

R_1, R_2 = 100 кОм,	R_8 = 10 кОм,
R_5 = 92.9 кОм,	R_9 = 10 кОм,
R_6 = 95.8 кОм,	C_2 = 4.7 мкФ,
R_7 = 790 кОм,	C_3 = 47 нФ.

Поскольку измерение проводится фактически на постоянном токе, то фазовые искажения ФНЧ пренебрежимо малы. Увеличение числа полюсов приведёт к дальнейшему сужению переходной области от $f_{\text{CUT-OFF}}$ до f_{STOP}, но для этого потребуется повысить порядок фильтра.

4.6. Многоканальные системы

На другом конце частотного спектра находятся устройства, которые работают с аналоговыми импульсными сигналами, что ставит ещё одну задачу перед разработчиком фильтра нижних частот. На **Рис. 4.19** показана стандартная схема такого устройства, в которой на входы мультиплексора могут поступать различные комбинации сигналов постоянного и переменного тока. Наиболее сложный мо-

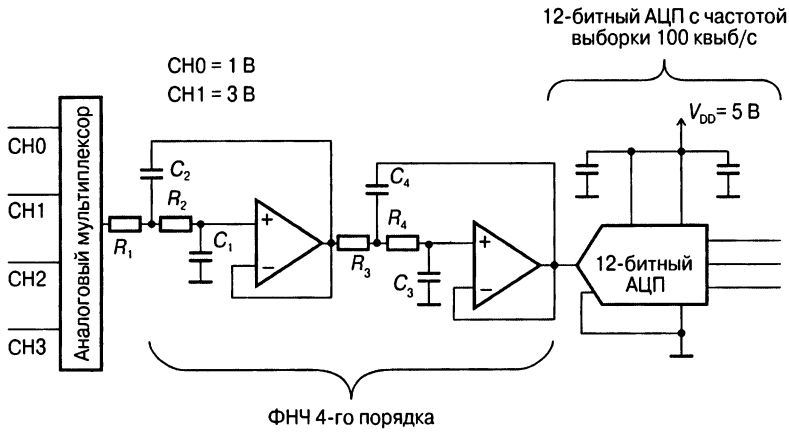


Рис. 4.19. Для обработки четырёх сигналов одним АЦП в этой системе используется мультиплексор. При переключении каналов мультиплексора на вход ФНЧ 4-го порядка, используемого для устранения эффекта наложения спектров, может поступить ступенчатый сигнал, качество обработки которого зависит от временной характеристики фильтра. Альтернативным приведённому может служить другое решение, когда фильтр нижних частот перемещается ко входам мультиплексора, но тогда вместо одного понадобится четыре фильтра, устраняющих эффект наложения спектров.

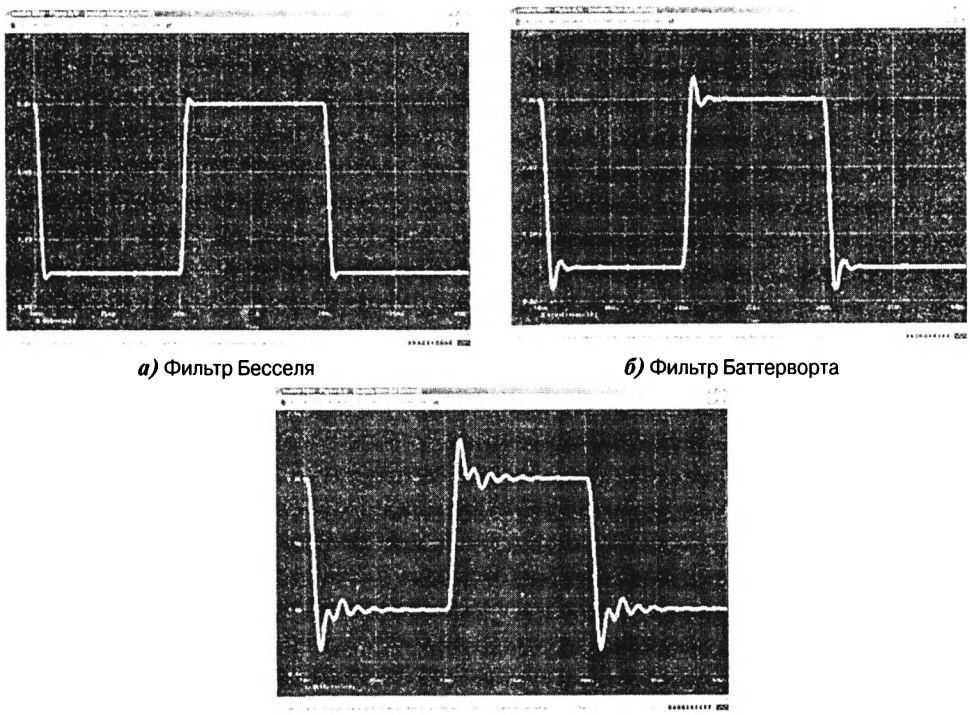
мент в работе схемы возникает после переключения каналов, когда входной сигнал фильтра имеет вид ступенчатой функции.

Подобная ситуация может возникнуть при переключении с канала CH0 на канал CH1, когда входной сигнал фильтра изменяется от 1 до 3 В или при обратном переключении с канала CH1 на CH0. Для данного типа схем наибольшее значение имеют временные характеристики фильтра, поскольку сигнал на выходе ФНЧ должен быстро и с минимальными искажениями отслеживать входной сигнал. Если по каким-то причинам это невозможно, то преобразователь должен ожидать некоторое время, пока напряжение на его входе не станет достоверным.

Рассмотрим две импульсные характеристики фильтров Баттерворта, Бесселя или Чебышева 4-го порядка с пульсациями на уровне –0.5 дБ (**Рис. 4.20**). Все три фильтра имеют частоту среза, равную 1000 Гц.

В этом примере фильтр Чебышева показывает хорошую амплитудную характеристику, но вместе с тем даёт на выходе довольно продолжительные затухающие колебания. Фильтр Баттерворта лучше подходит для данного приложения, однако у него большая амплитуда выброса. Фильтр Бесселя хорошо обрабатывает ступенчатый входной сигнал, быстро устанавливая сигнал на выходе.

Хотя фильтр Бесселя и имеет наилучшую импульсную характеристику среди этих трёх фильтров, его частотная характеристика не вполне удовлетворяет необходимым требованиям. По этой причине во многих разработках необходимо использовать фильтр более высокого порядка, если уж выбрана аппроксимация Бесселя.



а) Фильтр Бесселя

б) Фильтр Баттерворта

в) Фильтр Чебышева

Рис. 4.20. Временные характеристики этих трёх типов фильтров дают полную информацию для принятия решения, какой из них использовать в устройствах с мультиплексором. Для схемы на **Рис. 4.19** я выбираю фильтр Бесселя.

Из осциллограмм на **Рис. 4.20** можно сделать вывод, что для схемы с мультиплексором лучше всего подходит фильтр Бесселя нижних частот высокого порядка. Для его реализации можно использовать следующие компоненты:

$R_1 = 5.11$ кОм, $C_1 = 0.01$ мкФ,
$R_2 = 16.2$ кОм, $C_2 = 0.015$ мкФ,
$R_3 = 3.32$ кОм, $C_3 = 0.01$ мкФ,
$R_4 = 8.87$ кОм, $C_4 = 0.033$ мкФ.

4.7. Непрерывные аналоговые сигналы

Третий тип устройств, для которых требуется ФНЧ, устраняющий эффект наложения спектров, — это устройства, в которых обрабатываются непрерывные аналоговые сигналы. В качестве примеров можно привести схемы с датчиками светового излучения или измеряющие скорость вращения двигателя (об/мин). Искажение сигнала в таких схемах является настоящей проблемой, поскольку нужно исключить высокочастотный шум и не испортить при этом полезный сигнал. На **Рис. 4.21** показан пример схемы измерения светового потока.

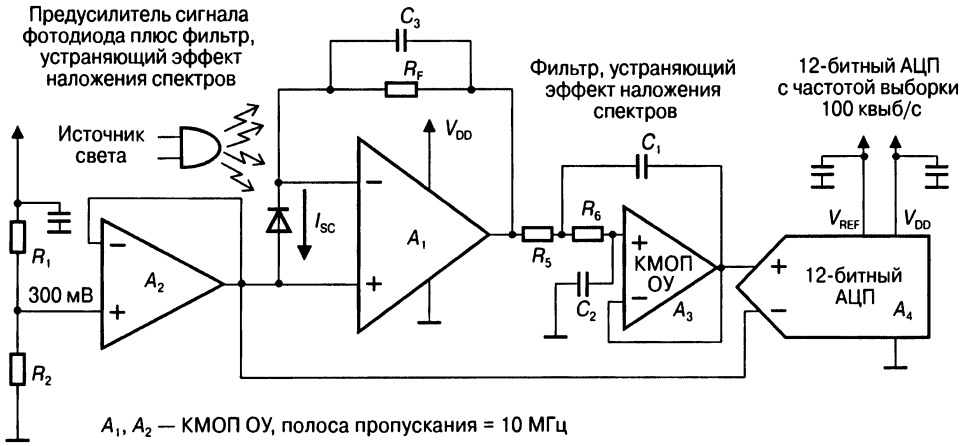


Рис. 4.21. При попадании светового потока на фотодиод, в нём накапливается заряд, который передаётся на выход усилителя через резистор обратной связи R_F. Затем напряжение сигнала обрабатывается фильтром нижних частот 2-го порядка и поступает на вход АЦП.

В этой схеме световой поток, попадая на фотодетектор, спустя некоторое время вызывает в нём появление заряда или тока. Ток фотодетектора протекает через резистор обратной связи R_F, в результате чего на выходе предварительного усилителя появляется положительное напряжение. Принцип работы данной схемы детально описан в Главе 3, здесь же мы обсудим методику выбора фильтра.

Предварительный усилитель не только усиливает сигнал датчика, но и выполняет функцию фильтра 1-го порядка, который реализован с помощью конденсатора обратной связи C_F. После фотодетектора и предварительного усилителя располагается фильтр нижних частот 3-го порядка.

Данный фильтр нижних частот должен обладать плоской характеристикой для всех частот в полосе пропускания и обеспечить соответствующее затухание (спад) за пределами полосы пропускания. Какие-либо заметные выбросы или затухающие колебания после фильтра, устраняющего эффект наложения спектров, отсутствуют, поскольку фотодетектор и предварительный усилитель ограничивают полосу пропускания входного сигнала. Если фильтр имеет значительное время установления сигнала, то система дискретизации будет работать медленнее.

Для этого устройства со «средними характеристиками» требуется хорошее затухание за пределами полосы пропускания, а также минимальные затухающие колебания на временной характеристике.

Наилучшим вариантом для данной схемы является фильтр Баттерворта, который по своим характеристикам находится где-то посередине между остальными фильтрами, имеет среднюю скорость спада в частотной области и минимальные колебания на временной характеристике.

4.8. Выбор фильтра для устранения эффекта наложения спектров

Рассмотрение устройств с резистивным температурным датчиком (**Рис. 4.17**), мультиплексором (**Рис. 4.19**) и фотодетектором показывает, что амплитудно-частотная характеристика фильтра не всегда даёт достаточно информации. Выходя за рамки частотных характеристик и используя временные характеристики фильтров, мы видим, что такие параметры как групповая задержка, выброс, задержка распространения сигнала и время установления напряжения играют существенную роль в общей эффективности фильтра и, соответственно, системы сбора данных в целом.

Хочу обрадовать пользователей — для них разработано много программных инструментов, позволяющих расчитывать дискретные фильтры нижних частот. Ниже приводится список свободно распространяемых программ производителей операционных усилителей, которые можно загрузить из Интернет:

- программа Active Filter Synthesis, www.circuitsim.com
- программа FilterPro®, www.ti.com
- программа FilterLab®, www.microchip.com
- программа FilterCAD™, www.linear-tech.com
- программа FilterWizard, www.analog.com

Хочу только предупредить насчёт применения программ расчёта фильтров: пользуясь хорошей программой для расчёта налогов, вы не сумеете извлечь максимальной выгоды, если не понимаете принципов налогообложения. То же самое касается инструментов разработки — очень легко рассчитать схему оптимального фильтра, если вы знаете основы (вам никогда не догадаться, в каком месяце года я писала эту главу!)

Имея на руках грубый набросок схемы, пользователь может спросить: «Какие наиболее важные моменты следует учитывать при разработке фильтра, устраняющего эффект наложения спектров, для АЦП?». В целях демонстрации сложности разработки таких фильтров в этой книге приводятся примеры моделирования с использованием программы SPICE.

Литература

1. Analog Filter Design, Valkenburg, M. E. Van, Oxford University Press.
2. Active and Passive Analog Filter Design, An Introduction, Huelsman, Lawrence P., McGraw-Hill, Inc.
3. FilterLab, Analog filtering software tool at www.microchip.com.
4. «FilterPro™, MFB and Sallen-Key Low-Pass Filter Design Program», Bishop, Trump, Stitt, SBFA001A, Texas Instruments.
5. «Active Filters for Video meet Antialiasing and Reconstruction Requirements», Stutz, Bekgran, EDN, June 12, 2003.
6. «Switched-Capacitor Filters Beat Active Filters at Their Own Game», Yager, Laber, Techonline,

ГЛАВА 5

ПОИСКИ ИДЕАЛЬНОГО ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ИДЕАЛЬНОЙ СХЕМЫ

В библиотеке любого университета без труда можно найти книги, в которых рассмотрена работа операционных усилителей и приведены способы их применения. Описанные в них возможности усилителя, схемы и алгоритмы расчёта теоретически позволят найти решение любых проблем при разработке аналогового усилителя. Если бы в настоящее время выпускался идеальный усилитель, то можно было бы без труда реализовать все схемы, описанные в этих книгах. К сожалению, идеального операционного усилителя не существует. Для достижения гарантированного успеха, на протяжении всей истории развития аналоговых схем требовались специальные методы проектирования базовых устройств аналоговой схемотехники.

Если повезёт, то, обладая определённым здравым смыслом и практическим опытом отладки лабораторных макетов, вы сумеете избежать большинства проблем при разработке схемы с операционным усилителем.

В идеальном мире идеальный усилитель выглядит так, как показано на **Рис. 5.1** (в Приложении В смысл параметров разъясняется подробнее).

Уровень напряжений на входах IN+ и IN– идеального операционного усилителя может достигать значений напряжения на шинах питания. Для некоторых реальных усилителей с однополярным питанием такие условия действительно выполняются, хотя и здесь не обходится без определённых искажений, но наш идеальный операционный усилитель работает без искажений.

Собственно говоря, было бы не так уж плохо, если бы на входы усилителя можно было подавать сигналы с уровнем напряжения выше напряжения на шинах питания, так как в этом случае расширился бы и диапазон синфазных сигналов.

Кроме того, втекающий и вытекающий токи на входах идеального операционного усилителя отсутствуют, т.е. входной ток смещения равен нулю, откуда следует, что импеданс источника сигнала на входе такого усилителя может достигать бесконечности, а значит, отсутствует входная ёмкость как для синфазного, так и для дифференциального входного сигнала.

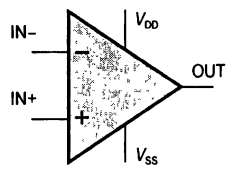
Поскольку погрешности напряжения между входами операционного усилителя, как правило, усиливаются при работе ОУ с замкнутой цепью ОС, любая погрешность напряжения на постоянном (напряжение смещения) или переменном (шум) токе будет равна нулю. Отсюда следует, что калибровка такого усилителя не нужна!

ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

- Не требуется источник напряжения
- Потребляемый усилителем ток $I_{SUPPLY} = 0$
- Коэффициент подавления нестабильности напряжения питания = ∞ (дБ)

ВХОД

- Ток на входе (I_B) = 0
- Напряжение на входе (V_{IN}) не ограничено
- Напряжение и ток шумов = 0
- Погрешность напряжения смещения равна 0
- Подавление синфазного сигнала = ∞ (дБ)



ВЫХОД

- Выходное напряжение может превышать напряжение на шинах питания
- Выходной ток $I_{OUT} = \infty$
- Скорость нарастания выходного напряжения = ∞
- Выходной импеданс $Z_{OUT} = 0$ Ом

ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА

- Коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи = ∞ (дБ)
- Полоса пропускания = 0...∞
- Нелинейные искажения сигнала отсутствуют

$0.00

Рис. 5.1. Идеальный операционный усилитель (ОУ) имеет бесконечные значения входного импеданса, коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи (ОС), коэффициента подавления нестабильности напряжения питания, коэффициента ослабления синфазных сигналов, полосы пропускания, скорости нарастания выходного напряжения и выходного тока. Кроме того, идеальный усилитель имеет нулевой уровень напряжения смещения на входе, нулевой уровень шумов на входе и нулевое выходное сопротивление, не рассеивает мощность и, что самое главное, его стоимость равна нулю.

Источник питания для идеального усилителя — понятие условное. Общеизвестно, что производители максимум усилий направляют на уменьшение питающих напряжений и, как следствие, на снижение потребляемой активными компонентами мощности. Идеальный операционный усилитель не нуждается в источнике питающего напряжения, подключенном к выводам V_{SS} и V_{DD}, поэтому не рассеивает мощности в состоянии покоя.

Выходное напряжение идеального усилителя может изменяться в пределах питающих напряжений (rail-to-rail — от шины до шины) и даже выходить за эти пределы, что позволяет исключить проблему потери битов на краях диапазона АЦП, следующего за усилителем. Выходной импеданс идеального операционного усилителя равен нулю как по постоянному току, так и во всем диапазоне частот, что обеспечивает идеальную развязку устройства на входе операционного усилителя от устройства на его выходе.

Отклик идеального ОУ на входной сигнал будет мгновенным — это означает, что скорость нарастания выходного напряжения бесконечно велика, поэтому такой операционный усилитель может управлять любым типом нагрузки (омическим или ёмкостным). При этом усилитель может иметь бесконечный коэффици-

ент усиления при разомкнутой цепи ОС при размахе выходного напряжения в пределах напряжений питания (от шины до шины).

Наконец, в частотной области коэффициент усиления идеального ОУ при разомкнутой цепи ОС равен бесконечности как по постоянному току, так и во всем диапазоне частот; при этом произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания также равно бесконечности. И сколько же такой усилитель может стоить? Конечно же, $0.00. Чтобы поближе ознакомиться с принципами работы операционного усилителя, можно зайти на сайт http://www.skolnik-tech.com/OpAmps_101.htm, где имеется описание учебного макета усилителя.

Если бы мне удалось разработать такой усилитель, то поверьте, я стала бы миллионершей, хотя, возможно, кто-то и подумает, что это только мечты. Ну, если и не стала бы, поскольку получила бы прибыль в $0.00, то популярной, хотя и не богатой, стала бы точно.

Как это ни странно, но «неидеальности» параметров реального операционного усилителя играют на руку многим разработчикам. Например, в схеме с операционным усилителем конечная полоса пропускания используется для ограничения шума и высокочастотных выбросов. Бесконечная скорость нарастания выходного сигнала при ближайшем рассмотрении вовсе не кажется большим благом, тем более, что пользователи предпочитают работать с более медленными сигналами, которые дают меньше скачков напряжения в сигнальной цепи, а это упрощает разводку платы.

Как известно, идеального усилителя абсолютно для всех схем не существует, поэтому самое разумное, что можно сделать — выбрать из имеющихся устройств самое подходящее для конкретной задачи и правильно его применить.

5.1. Выбор технологии

При производстве операционных усилителей, работающих с одним источником питания, используются две технологии — КМОП и биполярная. Различия между ними показаны на **Рис. 5.2**. Главное отличие этих технологий состоит в типе используемых входных транзисторов, которые оказывают очень большое влияние на работу усилителя в целом.

Типы применяемых во входном каскаде транзисторов определяют параметры усилителя. КМОП-усилитель имеет меньший уровень шума входного тока и более высокий входной импеданс по сравнению с биполярным. Входной импеданс, в свою очередь, оказывает влияние на входной ток смещения, который у КМОП-усилителя будет намного меньше, чем у биполярного. В действительности, наличие на входе КМОП-усилителя элементов защиты от электростатического разряда (ESD) вызывает появление входных токов смещения. Далее мы увидим, как можно использовать эту особенность при работе с высокоомными источниками сигналов, для построения светочувствительных схем с операционными усилителями, включёнными по схеме преобразования ток—напряжение.

КМОП-усилитель обычно имеет более высокий коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС, что позволяет минимизировать погрешность усиления в устройствах, где коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС имеет очень высокие значения (60 дБ и выше).

Рис. 5.2. Для изготовления усилителей с однополярным источником питания производители используют КМОП и биполярную полупроводниковые технологии. С помощью КМОП-технологии можно создавать биполярные усилители, в которых транзисторы входного каскада являются биполярными, а остальные транзисторы — КМОП.

В отличие от КМОП, биполярный усилитель имеет, как правило, более низкий уровень шума на входе, более низкие уровни напряжения смещения при комнатной температуре, малый дрейф смещения и лучше подходит для создания мощного выходного каскада. Биполярные усилители обеспечивают более высокий коэффициент подавления синфазных сигналов, что очень полезно при работе усилителя в качестве буфера. Хотя по этим параметрам биполярный усилитель обычно превосходит своего КМОП-двойника, входной ток смещения и шум входного тока у него значительно выше.

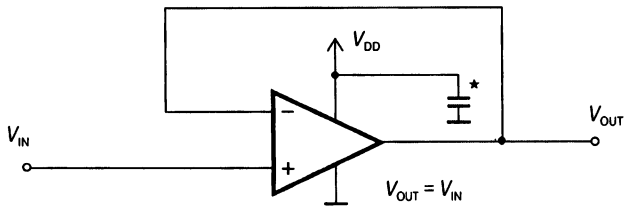
Как КМОП, так и биполярные усилители хорошо работают в схемах с однополярным источником питания. При соответствующей технологии изготовления они могут работать с входными и выходными сигналами, изменяющимися от шины до шины.

5.2. Базовые схемы включения ОУ

Операционный усилитель представляет собой «кирпичик», подобный цифровому вентилю. Операционные усилители аналоговых схем могут воздействовать на сигнал точно так же, как, например, инвертор, схема И или схема ИЛИ в цифровых цепях. В этом разделе будут показаны базовые схемы, в которых используется такой «кирпичик». Среди схем, которые мы обсудим, будет повторитель напряжения, неивертирующий и инвертирующий усилители. Затем мы проанализируем более сложные схемы, такие как дифференциальный и суммирующий усилители и преобразователь ток—напряжение.

5.2.1. Повторитель напряжения

Анализ базовых схем начнём с основной схемы включения ОУ — буферного усилителя (**Рис. 5.3**). Буферный усилитель используется при больших нагрузках,



* Развязывающий конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ.

Рис. 5.3. Буферный усилитель (повторитель напряжения) применяется в качестве сильноточного выходного каскада, для согласования импедансов или электрической развязки сигналов.

для согласования импедансов или развязки мощных цепей и чувствительных прецизионных схем. Как правило, при больших нагрузках требуется дополнительный специализированный усилитель, способный обеспечить выходные токи в нагрузке больше 20 мА. Параметры, определяющие нагрузочную способность операционного усилителя по току, имеются в технической документации на устройство.

С помощью буферного усилителя можно решить ещё одну проблему — согласование импедансов, которая возникает при наличии в тракте сигнала устройства с высоким импедансом или резистора, образующего делитель напряжения, нежелательный в данной схеме. Буферный усилитель устраняет эту проблему благодаря высокому входному и низкому выходному импедансу.

Буферный усилитель применяется и в том случае, когда необходимо исключить влияние значительных температурных изменений на чувствительные схемы. В этом случае он служит повторителем напряжения для такой схемы, обеспечивая повышенные выходные токи в нагрузке.

Буферный усилитель, показанный на **Рис. 5.3**, можно реализовать на любом операционном усилителе с однополярным питанием, устойчиво работающем при единичном коэффициенте усиления. В этой схеме, как и во всех схемах с операционными усилителями, в цепи питания усилителя нужно устанавливать развязывающий конденсатор. Для усилителей с однополярным питанием, работающих в полосе частот от нуля до 1 МГц, вполне подойдёт конденсатор ёмкостью 1 мкФ, хотя в некоторых случаях может потребоваться конденсатор меньшей ёмкости, например, 0.1 мкФ, особенно для усилителей с полосой пропускания до десятков и сотен мегагерц. Если ёмкость развязывающего конденсатора выбрана неправильно, то ОУ может возбуждаться.

Коэффициент усиления аналогового сигнала для схемы на **Рис. 5.3** равен +1 В/В. Обратите внимание, что эта схема имеет положительный коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи, соединяющей выход операционного усилителя с инвертирующим входом. Довольно широко распространено ошибочное мнение, что операционный усилитель с положительным коэффициентом усиления должен иметь цепь положительной ОС. Положительную ОС можно получить, только если соединить неинвертирующий вход усилителя с его выходом. Это звучит неправдоподобно, но у меня на собеседовании были канди-

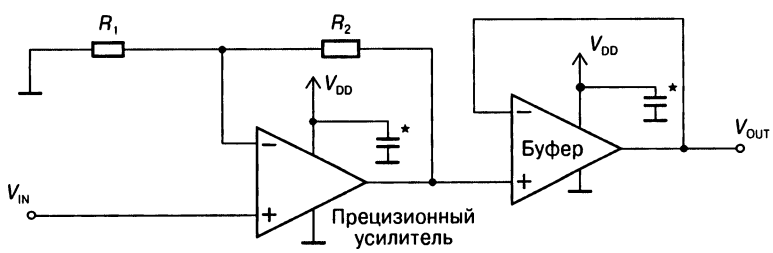
даты, которые рисовали схемы буферных каскадов с положительной обратной связью. Если имеется положительная обратная связь, то на выходе усилителя вероятнее всего установится напряжение одной из шин питания.

Схема буферного усилителя обеспечивает хорошую линейность во всей полосе пропускания операционного усилителя. В свете этого обсуждения вы, наверное, подумали, что здесь повторяется то, что написано во всех учебниках. Не спорю, однако в данной схеме есть и несколько подводных камней.

Для этой схемы существуют и некоторые ограничения — уровень синфазного сигнала на входе и размах сигнала на выходе не должны превышать допустимых границ. Пользователю нужно тщательно исследовать эти параметры по документации на ОУ, а также технические требования к устройству, в котором эта схема применяется. И не следует забывать о том, что полоса пропускания усилителя должна быть, по крайней мере, в 100 раз шире полосы частот сигнала. Кроме того, разработчик должен проанализировать как входной, так и выходной сигналы усилителя. Эти ограничения более детально рассматриваются в Главе 6.

Если схема должна управлять значительной нагрузкой, то нужно выбирать усилитель, способный обеспечить требуемые выходные токи. В некоторых случаях нагрузка имеет ёмкостной характер, а далеко не каждый операционный усилитель может работать на такую нагрузку без потери устойчивости. Этот случай (возможность работы на ёмкостную нагрузку) должен оговариваться в технической документации. Если усилитель не может работать на ёмкостную нагрузку, то в документации это, как правило, особо не оговаривается — это тот случай, когда параметр чётко не определён, и нет упоминания о каких-то усреднённых значениях.

Согласование импедансов — ещё один из вариантов применения буферного усилителя — необходимо в случаях, когда источник аналогового сигнала имеет относительно высокий импеданс по отношению к импедансу следующей за ним схемы. В этом случае уровень напряжения сигнала будет уменьшаться из-за делителя напряжения, образованного выходным импедансом источника сигнала и входным импедансом следующего каскада. Прекрасным решением подобной проблемы является буферный усилитель. Для КМОП-усилителей входное сопротивление неинвертирующего входа может достигать 10^{13} Ом, а выходное сопротивление обычно не превышает 100 Ом.



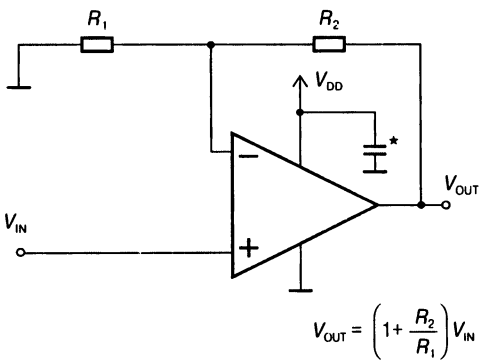
* Развязывающий конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ.

Рис. 5.4. Буферный усилитель обеспечивает развязку по нагрузке, отделив любую сильноточную нагрузку от входного усилителя.

Ещё один вариант использования буферного усилителя — изоляция источника тепла от чувствительной прецизионной схемы (**Рис. 5.4**). Предположим, что входная цепь этого буферного усилителя усиливает сигнал с уровнем напряжения 100 мВ. В этом случае довольно сложно обеспечить приемлемый уровень точности, поскольку при усилении сигнала легко исказить результат измерения, если выход прецизионного усилителя работает с большими токами. Возрастание тока нагрузки вызовет саморазогрев кристалла, который повлечёт за собой изменения напряжения и тока смещения ОУ. В схеме, показанной на **Рис. 5.4**, первый усилитель осуществляет прецизионные измерения, в то время как аналоговый буфер работает на большую нагрузку.

5.2.2. Усиление аналоговых сигналов

Применение буферных усилителей позволяет решить многие проблемы, связанные с аналоговыми сигналами; тем не менее, в целом ряде случаев сигнал необходимо усилить, для чего используют две основные схемы включения операционных усилителей. В первой из них (**Рис. 5.5**) усилитель имеет положительный коэффициент усиления (неинвертирующий усилитель).



* Развязывающий конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ.

Рис. 5.5. Неинвертирующий усилитель на ОУ, имеющий положительный коэффициент усиления. Это позволяет исключить цепь смещения уровня напряжения, которую обычно применяют для поддержания выходного напряжения ОУ в допустимых пределах.

Такая схема полезна в системах с однополярным источником питания, где нет отрицательных напряжений или же операции с ними не выполняются. Входной сигнал в такой схеме подаётся на высокоомный неинвертирующий вход операционного усилителя, а коэффициент усиления напряжения сигнала такой схемы равен

$$V_{OUT}/V_{IN} = 1 + R_2/R_1.$$

Типичные сопротивления резистора R_2 для схем с однополярным питанием находятся в диапазоне от 5 до 25 кОм. Сопротивление резистора R_1 ограничено и

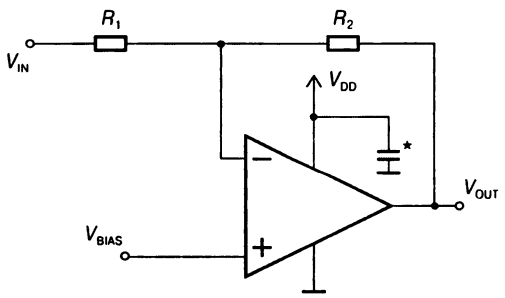
зависит от выбранного коэффициента усиления, а также от шумов и напряжения смещения на входах ОУ, указанных в технической документации.

Опять-таки, эта схема имеет некоторые ограничения диапазона входного и выходного напряжений. Уровень сигнала на неинвертирующем входе операционного усилителя ограничивается допустимым уровнем синфазного сигнала, а размах выходного напряжения ОУ ограничен значением, указанным в технической документации для конкретного типа усилителя.

Чаще всего случается так, что бóльшая часть ошибок возникает из-за ограничения слишком большого выходного сигнала ОУ, а не из-за малого сигнала на входе. Во избежание подобных ошибок можно уменьшить коэффициент усиления этой схемы.

На **Рис. 5.6** показана схема инвертирующего усилителя. Эта схема усиливает и инвертирует сигнал, поданный на входной резистор R_1, а её коэффициент усиления определяется выражением:

$$V_{OUT} = -(R_2/R_1)V_{IN}.$$



$$V_{OUT} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)V_{IN} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{BIAS}$$

* Развязывающий конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ.

Рис. 5.6. Схема инвертирующего усилителя. При однополярном напряжении питания на неинвертирующий вход ОУ следует подавать напряжение V_{BIAS} для смещения уровня выходного сигнала в сторону положительных напряжений.

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбираются из тех же соображениий, что и в схеме неинвертирующего усилителя на **Рис. 5.5**.

С данной схемой можно попасть в маленькую ловушку, если используется однополярное питание. При однополярном питании схема может давать неверный результат на выходе из-за неправильно выбранного напряжения смещения V_{BIAS}. Значение V_{BIAS} нужно выбрать таким, чтобы уровень напряжения выходного сигнала схемы всегда оставался бы в пределах питающего напряжения.

Предположим, например, что резистор R_1 имеет сопротивление 10 кОм, резистор R_2 — 1 кОм, а напряжение смещения V_{BIAS} равно 0 В. Тогда при подаче на

входной резистор R_1 напряжения 100 мВ выходное напряжение данной схемы могло бы стать равным −1 В, а это выходит за границы допустимого выходного напряжения ОУ. На практике, выходное напряжение усилителя при указанных условиях установилось бы около уровня земли.

Проблема решается путём подключения постоянного положительного напряжения V_{BIAS}. Взяв предыдущий пример при V_{BIAS} = 225 мВ, получим, что уровень выходного сигнала сместился на 2.475 В выше. В результате выходной сигнал схемы становится равным (2.475 − 1) В, или 1.475 В. Обычно параметры схемы выбирают так, чтобы средний уровень выходного напряжения был равен половине напряжения питания ($V_{DD}/2$).

5.2.3. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель представляет собой комбинацию неинвертирующего и инвертирующего усилителей, показанных на **Рис. 5.5** и **Рис. 5.6**, и предназначен для выполнения операции вычитания двух сигналов. На **Рис. 5.7** приведён пример простейшей реализации схемы дифференциального усилителя.

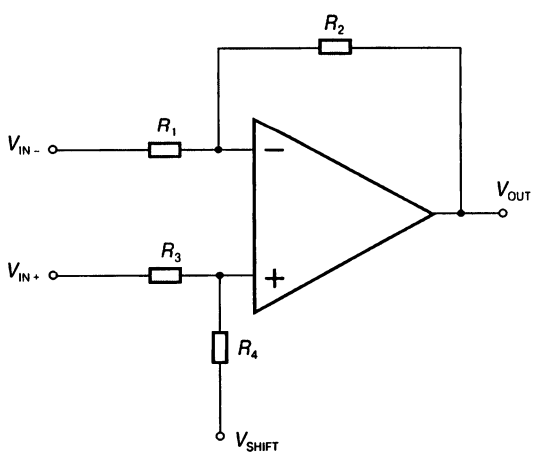


Рис. 5.7. Включение ОУ по схеме дифференциального усилителя, который одновременно выполняет функции вычитания сигналов и усиления их разности.

В схеме дифференциального усилителя используется несколько резисторов. Передаточная функция по постоянному току для этой схемы:

$$V_{OUT} = V_{IN+} R_4(R_1 + R_2) / ((R_3 + R_4)R_1) - V_{IN-} (R_2/R_1) + V_{SHIFT} R_3(R_1 + R_2) / ((R_3 + R_4)R_1).$$

Если отношение R_1/R_2 равно R_3/R_4, то коэффициент усиления данной схемы при замкнутой цепи обратной связи определяется соотношением:

$$V_{OUT} = (V_{IN+} - V_{IN-}) (R_2/R_1) + V_{SHIFT}.$$

Дифференциальный усилитель даёт хорошую точность при вычислении разности двух сигналов только в том случае, если источники сигналов имеют низкие

выходные импедансы. Если же выходные импедансы источников сигналов становятся сопоставимыми с сопротивлением R_1, то во входной цепи появляется делитель напряжения, образованный выходным сопротивлением источника сигнала и резисторами на входе ОУ. В результате уровень сигнала на входах дифференциального усилителя снижается, что приводит к погрешностям выходного сигнала.

Кроме того, погрешности могут возникать и при различных значениях выходных сопротивлений источников сигналов. Коэффициент усиления напряжения в схеме дифференциального усилителя может быть равен или больше 1.

Равенство отношений R_1/R_2 и R_3/R_4 значительно упрощает расчёт этой схемы. Из-за равенства коэффициентов усиления обоих сигналов дифференциальный усилитель успешно подавляет имеющийся на входах синфазный сигнал. Коэффициент усиления схемы можно установить равным или больше единицы путём подбора отношения резисторов, хотя здесь имеются определённые ограничения.

Дело в том, что для изменения коэффициента усиления в данной схеме нужно одновременно изменить номиналы двух резисторов. При однополярном питании, изменяя опорное напряжение, можно добиться того, что уровень выходного сигнала будет находиться посередине между потенциалом земли и напряжением источника питания. На **Рис. 5.7** напряжение смещения, обозначенное как V_{SHIFT}, обеспечивает сдвиг уровня напряжения выходного сигнала в линейную область характеристики ОУ. Практически напряжение смещения V_{SHIFT} можно задать либо с помощью прецизионного источника опорного напряжения, либо с помощью резисторного делителя, как это показано на **Рис. 5.8**.

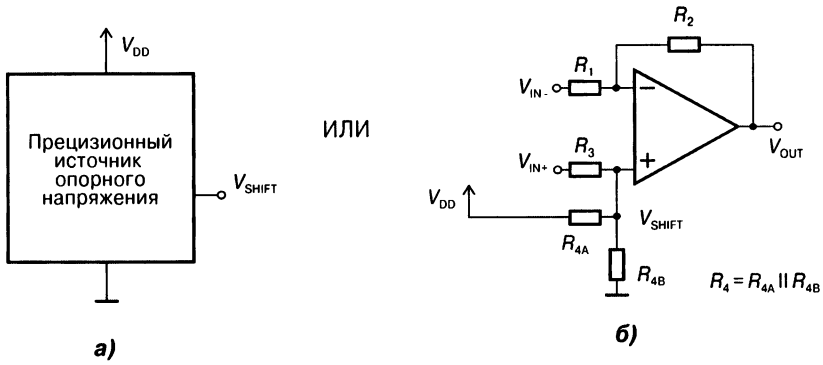


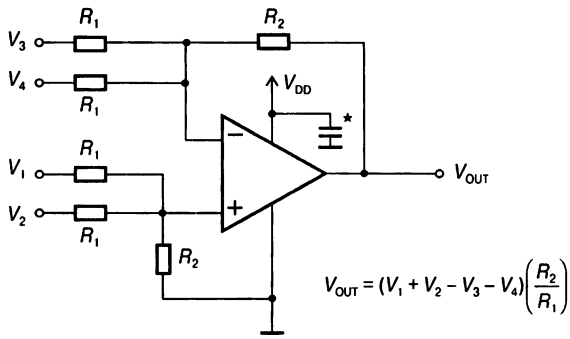
Рис. 5.8. Напряжение смещения V_{SHIFT} дифференциального усилителя задаётся или прецизионным источником опорного напряжения (*а*) или, в более дешёвом варианте (*б*), путём замены резистора R_4 в делителе напряжения (см. **Рис. 5.7**) на два резистора R_{4A} и R_{4B}.

5.2.4. Суммирующий усилитель

Суммирующие усилители можно применять для объединения нескольких сигналов путём их сложения или вычитания. Дифференциальный усилитель, обрабатывающий только два сигнала, является частным случаем суммирующего усилителя.

Напряжение на выходе схемы, показанной на **Рис. 5.9**,

$$V_{OUT} = (V_1 + V_2 - V_3 - V_4)\,(R_2/R_1).$$



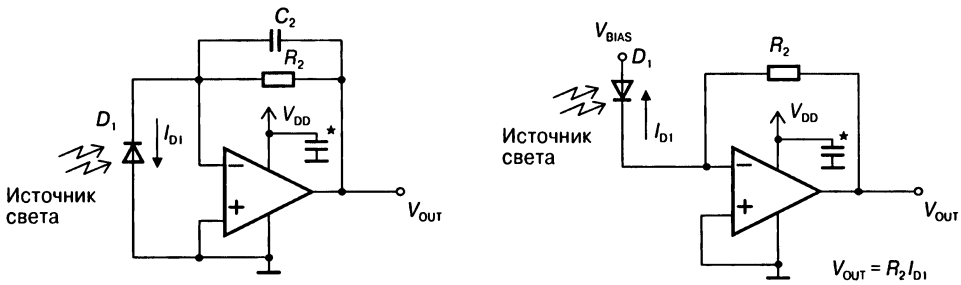
* Развязывающий конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ.

Рис. 5.9. Операционный усилитель в схеме суммирующего усилителя.

На инвертирующий и неивертирующий входы такого усилителя можно подавать любое равное количество сигналов через резисторы с одинаковым сопротивлением.

5.2.5. Преобразование тока в напряжение

Используя фотодиод, резистор в цепи обратной связи и операционный усилитель, можно создать схему, измеряющую световой поток. Эта схема преобразует выходной ток фотодиода в напряжение; в цепь обратной связи данной схемы включается единственный резистор и (необязательно) конденсатор, как показано на **Рис. 5.10**.



* Развязывающий конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ.

Рис. 5.10. На схемах показано, как при помощи операционного усилителя и одного резистора преобразовать ток в напряжение. Схема измерения освещённости, приведённая слева, лучше подходит для прецизионных, а справа — для быстродействующих устройств.

В схемах, приведённых на **Рис. 5.10**, свет, попадая на фотодиод, вызывает протекание через него тока в направлении, обратном прямому смещению диода. При использовании КМОП операционного усилителя с высоким входным импедансом и очень малым (обычно меньше 200 пА) входным током смещения весь ток фотодиода I_{D1} протекает через резистор обратной связи R_2.

Неинвертирующий вход операционного усилителя можно соединить с землёй, что позволяет отсчитывать все напряжения этой схемы относительно земли. Обе схемы работают только в том случае, если на входы ОУ допускается подача нулевого синфазного напряжения и не принимается во внимание темновой ток фотодиода при отсутствии светового потока. В отсутствие света уровень выходного сигнала усилителя с однополярным питанием в любом случае не будет нулевым, поэтому для решения данной проблемы можно использовать схему из Главы 3, показанную на **Рис. 3.13**.

Схемы, представленные на **Рис. 5.10**, с помощью фотодиода обеспечивают как прецизионное (схема слева), так и высокоскоростное измерение освещённости (схема справа). На схеме слева напряжение на фотодиоде близко к нулю и равно напряжению смещения операционного усилителя. Ток, протекающий через резистор R_2, является, в основном, результатом воздействия света на фотодиод.

Схема измерения освещённости, расположенная в правой части рисунка, лучше всего подходит для работы в быстродействующих цифровых цепях. При обратном смещении на фотодиоде (которое уменьшает паразитную барьерную ёмкость диода) схема может быстро реагировать на цифровые сигналы. В этой схеме протекает бóльший обратный ток фотодиода, что даёт на выходе усилителя более высокую погрешность при постоянном токе.

5.3. Применение базовых схем

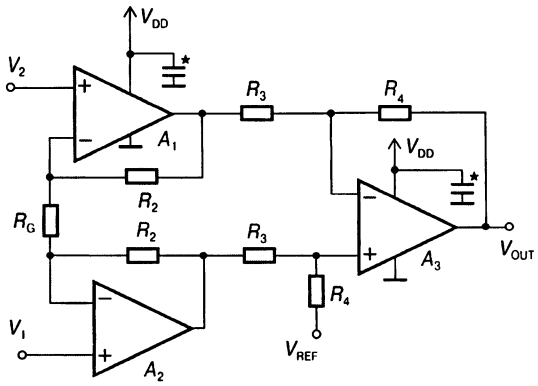
5.3.1. Инструментальный усилитель

Инструментальные усилители используются в огромном количестве приложений — от медицинских измерений до управления производственными процессами. Инструментальный усилитель напоминает дифференциальный усилитель в том смысле, что он также вычитает один аналоговый сигнал из другого, но отличается от него схемой входного каскада.

На **Рис. 5.11** показана схема классического инструментального усилителя на трёх ОУ.

В этой схеме оба входных сигнала поступают на неинвертирующие входы операционных усилителей A_1 и A_2, которые имеют высокий входной импеданс — это существенное преимущество по сравнению с дифференциальным усилителем, особенно в случаях, когда импедансы источников входных сигналов высоки или различаются. Кроме того, первый каскад на ОУ A_1 и A_2 усиливает оба входных сигнала с коэффициентом усиления, который определяется сопротивлением одного резистора R_G.

После входного идёт каскад дифференциального усилителя (A_3). В этом каскаде подавляется синфазный сигнал обоих источников и формируется разность



$$V_{OUT} = (V_1 - V_2)\left(1 + \frac{2R_2}{R_G}\right)\left(\frac{R_4}{R_3}\right) + V_{REF}\left(\frac{R_4}{R_3}\right)$$

*Развязывающий конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ.

Рис. 5.11. Инструментальный усилитель можно создать с помощью трёх операционных усилителей. Входные операционные усилители (A_1, A_2) обеспечивают усиление сигнала, а выходной ОУ (A_3), выполняющий функцию дифференциального усилителя, преобразует сигнал от двух входных усилителей в выходной сигнал.

сигналов. Выходные импедансы источников сигналов на входе дифференциального усилителя малы, имеют одинаковые значения и легко управляемы.

Напряжение смещения V_{REF} дифференциального каскада инструментального усилителя можно устанавливать в широких пределах. Обычно в схемах с однополярным питанием напряжение смещения выбирается равным половине напряжения питания. Выходное напряжение на выходе инструментального усилителя определяется выражением

$$V_{OUT} = (V_1 - V_2)(1 + 2R_2/R_G)(R_4/R_3) + V_{REF}(R_4/R_3).$$

На **Рис. 5.12** показана другая схема инструментального усилителя. Здесь два операционных усилителя выполняют функции согласования импедансов и усиления сигнала, а второй ОУ, кроме того, работает как дифференциальный усилитель для входных сигналов V_1 и V_2.

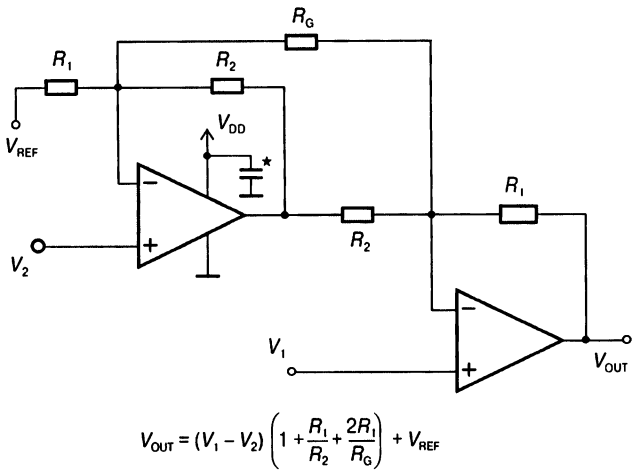
На первый операционный усилитель можно подать напряжение смещения, которое в схемах с однополярным питанием обычно выбирают равным половине напряжения питания.

Напряжение на выходе этой схемы определяется выражением:

$$V_{OUT} = (V_1 - V_2)(1 + R_1/R_2 + 2R_1/R_G) + V_{REF}.$$

5.3.2. Плавающий источник тока

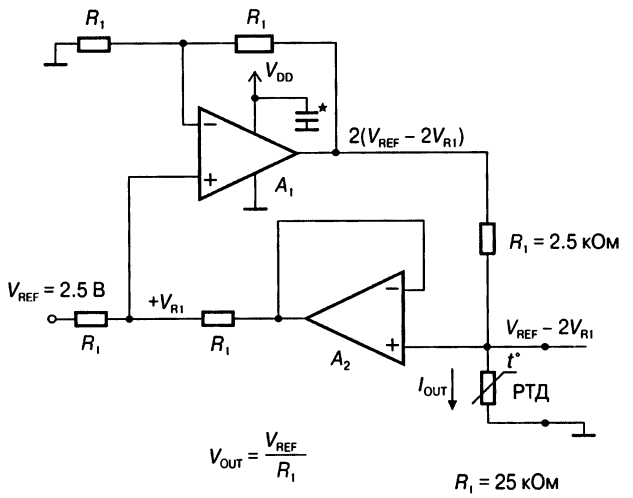
Плавающий источник тока может пригодиться для задания тока, протекающего через элемент с изменяющимся сопротивлением наподобие резистивного



* Развязывающий конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ.

Рис. 5.12. Схема инструментального усилителя на двух ОУ. Такая схема лучше всего подходит, если нужно обеспечить высокий коэффициент усиления (больше 3 В/В).

температурного датчика (РТД). Эта специально разработанная схема (**Рис. 5.13**) обеспечивает ток питания 1 мА для РТД-элемента, хотя можно установить и другое значение данного тока.



* Развязывающий конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ.

Рис. 5.13. Схема плавающего источника тока на двух ОУ и прецизионном источнике опорного напряжения.

В этой схеме из-за наличия резистора R_1 напряжение V_{REF} уменьшается на величину V_{R1}. Напряжение на неинвертирующем входе верхнего по схеме операционного усилителя равно $V_{REF} - V_{R1}$. Данное напряжение после усиления с коэффициентом усиления 2 даёт на выходе ОУ напряжение $2 \times (V_{REF} - V_{R1})$. При этом выходное напряжение нижнего по схеме операционного усилителя A_2 равно $V_{REF} - 2V_{R1}$. Вычитая значение напряжения на выходе верхнего операционного усилителя из значения напряжения на неинвертирующем входе нижнего ОУ, получим, что результирующее напряжение равно:

$$2 \times (V_{REF} - V_{R1}) - (V_{REF} - 2V_{R1}) = V_{REF}.$$

Передаточная функция для данной схемы

$$I_{OUT} = V_{REF}/R_1.$$

5.4. Подводные камни процесса разработки

Теоретически, все схемы, рассмотренные в этой главе, работоспособны. Тем не менее, кроме теории, можно дать разработчику несколько советов, которые помогут сразу создать хорошую схему. В этом разделе, наряду с проблемами, которые мы будем обсуждать в Главе 6, затрагиваются некоторые общие вопросы функционирования операционных усилителей, установленных на печатной плате. Мы выделим две категории: общие советы и «подводные камни» в схемах с однополярным питанием.

5.4.1. Общие советы

- Будьте осторожны с напряжениями на выводах питания. Не делайте их выше, чем это указано в спецификации на операционный усилитель, но и не слишком уменьшайте их. Высокие напряжения питания приведут к повреждению устройства, а низкие не смогут обеспечить достаточного смещения для транзисторов на кристалле ОУ, и усилитель не сможет функционировать должным образом.
- Убедитесь, что отрицательный вывод источника питания (обычно земля) действительно присоединён к шине питания с низким импедансом. Кроме того, убедитесь, что источник положительного напряжения питания действительно обеспечивает требуемое напряжение по отношению к выводу отрицательного напряжения операционного усилителя. Это следует проверить с помощью вольтметра, подсоединив его к отрицательному и положительному выводам ОУ.
- Шину земли нужно обязательно проверить, особенно в цифровых схемах. Планируйте разводку земляной шины очень тщательно. Если схема содержит много цифровых цепей, создайте отдельные слои земли и питания. Очень сложно, а часто невозможно, устранить шум в аналоговом сигнале, вызванный переключением цифровых схем.
- Развязывайте цепи питания операционного усилителя с помощью фильтрующих конденсаторов, разместив их как можно ближе к операционному усилителю. Для КМОП-усилителей обычно требуются конденсаторы с ём-

костью 1 или 0.1 мкФ. Кроме того, выполните развязку самого источника питания с помощью конденсатора ёмкостью 10 мкФ.

- Используйте короткие проводники на входах ОУ. Если вы применяете для макетирования макетные платы с контактными отверстиями, знайте, что в схеме может появиться шум и возникнуть колебания. Можно надеяться, что эти проблемы не возникнут на печатной плате.
- Операционные усилители чувствительны к статическому электричеству! Если случилось повреждение микросхемы, то ОУ либо сразу же перестанет работать, либо будет давать какую-нибудь непонятную ошибку (например, изменится напряжение или входной ток смещения), которая со временем будет увеличиваться.

5.4.2. Усилители с однополярным питанием и сигналами от шины до шины

- Операционный усилитель способен отдавать в нагрузку ограниченный ток. Проверьте его величину по технической документации.
- Ёмкостная нагрузка опасна для операционного усилителя. Убедитесь, что усилитель может работать на те нагрузки, которые есть в вашей схеме.
- Большая редкость, когда операционный усилитель с однополярным питанием действительно обеспечивает полный размах выходного напряжения в диапазоне напряжения питания (от шины до шины). На практике, выходное напряжение большинства таких усилителей может приблизиться на 50... 300 мВ к напряжению любой из шин питания. Проверьте это по технической документации на ваш усилитель.

Далее мы увидим, что следующий уровень проблем ОУ связан с частотными параметрами, а устойчивость работы схемы определяется вероятностью возникновения колебательных переходных процессов и генерации. Если вам это интересно, переверните страницу. Глава 6 даст вам некоторое представление о способах решения данных проблем.

Литература

1. Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, Sergio Franco, McGraw Hill.
2. Intuitive Operational Amplifiers, Freforiksen, Thomas, McGraw Hill.
3. Analog Circuit Design, Williams, Jim, Butterworth-Heinemann.
4. «Operational Amplifiers: 6 Part», Baker, Bonnie C, First Published in analogZone (2002, 2003) and reproduced with permission.

ГЛАВА 6

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ В ЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЕ

На теоретические расчёты и примеры из учебников можно полагаться лишь до определённого момента, поскольку параметры реальных усилителей далеки от идеальных. Один из моих руководителей как-то заметил, что каждый операционный усилитель может стать генератором колебаний, а каждый генератор может стать усилителем. Здесь он прав, особенно если разработчик не понимает смысла параметров реального операционного усилителя. В данной главе мы рассмотрим влияние скрытых паразитных параметров ОУ на рабочие характеристики устройства по переменному и постоянному току, а также некоторые практические рекомендации, которые с самого начала дают гарантию успешного проектирования схемы.

В первом разделе этой главы обсуждается работа на постоянном токе входных и выходных каскадов операционного усилителя с однополярным питанием. Вначале мы проанализируем схему входного транзисторного каскада ОУ, которая многое может рассказать о рабочих характеристиках входного каскада усилителя. Затем ещё раз рассмотрим характеристики выходного каскада на низких частотах, когда полоса пропускания не оказывает никакого влияния на параметры усилителя.

В конце этого раздела мы сделаем краткие выводы относительно таких параметров ОУ, как напряжение смещения, коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС, коэффициент ослабления синфазного сигнала и коэффициент подавления нестабильности напряжения питания. Во второй части этой главы рассмотрим параметры операционного усилителя по переменному току.

6.1. Основы работы усилителя на постоянном токе

6.1.1. Аномалии входного каскада ОУ

Сигнал проходит через операционный усилитель, начиная с входного каскада. При выборе усилителя любой разработчик должен, в первую очередь, тщательно изучить параметры внешнего сигнала на входе ОУ. Полезно будет знать, например, каков предполагаемый диапазон напряжений входного сигнала. Если диапазон напряжения входного сигнала равен напряжению между шинами пита-

ния (от шины до шины) и допускается работа ОУ с положительным коэффициентом усиления, то для такой схемы вполне подойдет операционный усилитель с диапазоном входного напряжения от шины до шины. Если эти условия не выполняются, то разработчик может выбрать усилитель, не работающий с входными сигналами в диапазоне от шины до шины. В любом случае, разработчик должен знать, что при подаче на входы усилителя, работающего в режиме от шины до шины, сигнала с уровнем напряжения, равным максимальному значению синфазного сигнала, может измениться напряжение смещения ОУ. На **Рис. 6.1** показан пример такого изменения для КМОП операционного усилителя, работающего с входными сигналами от шины до шины.

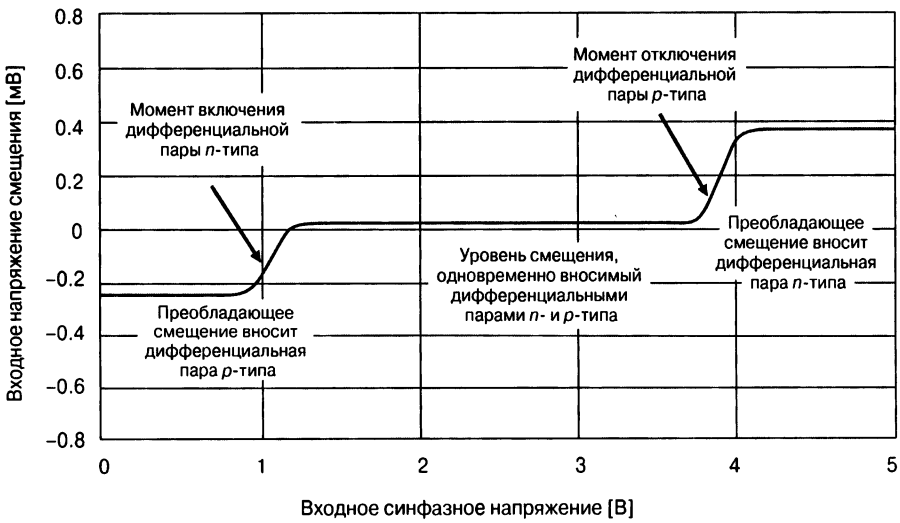
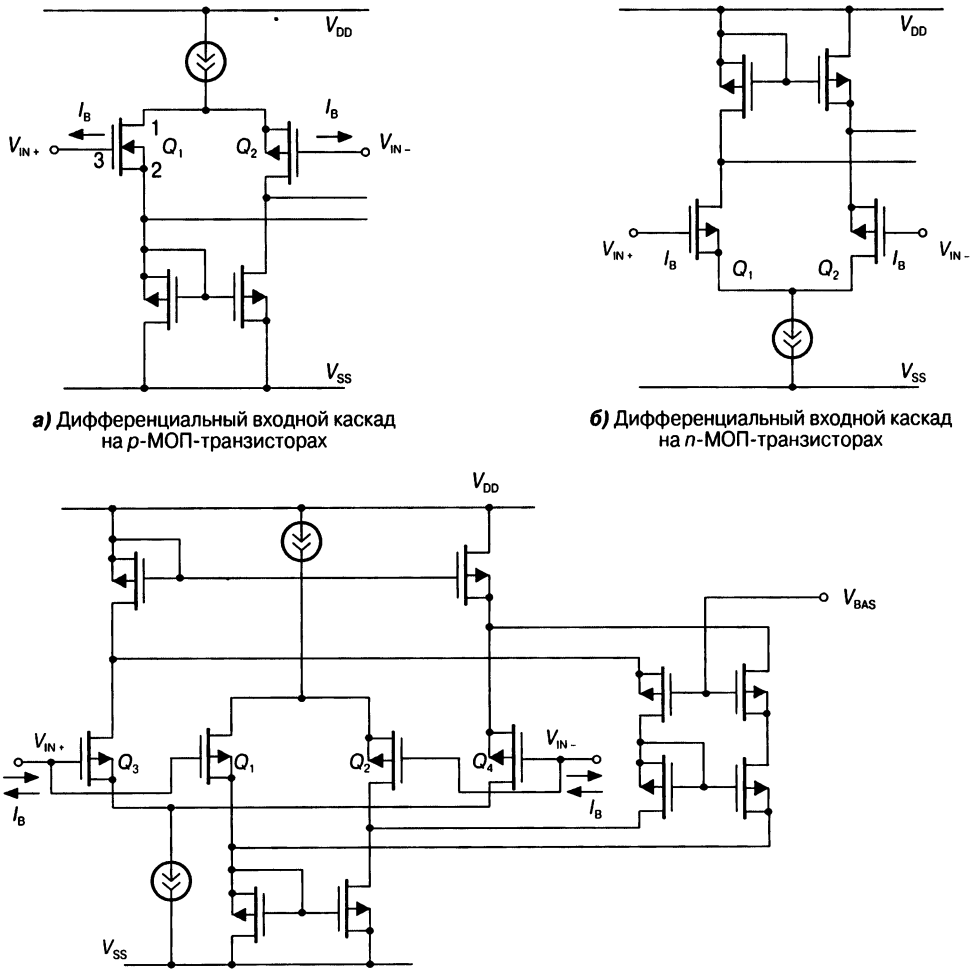


Рис. 6.1. В операционных усилителях с диапазоном входного сигнала от шины до шины используются две пары дифференциальных транзисторов (комбинированный входной каскад, **Рис. 6.2*в***). Изменение напряжения смещения на входе происходит из-за того, что входное синфазное напряжение проходит через области, в которых одна из двух дифференциальных пар включается или выключается. В данном случае усилитель имеет две переходные области, в которых изменяется напряжение смещения, хотя некоторые усилители с диапазоном входного сигнала от шины до шины имеют только одну переходную область.

Изменение напряжения смещения на входе усилителя с диапазоном входного сигнала от шины до шины обусловлено конфигурацией входного транзисторного каскада. Диапазон входных напряжений зависит больше от схемного решения входной цепи, чем от технологии изготовления кристалла. Входной каскад операционного усилителя может быть выполнен по биполярной или КМОП-технологии. Во втором случае входной дифференциальный каскад реализуется на основе *p*-канальных МОП-транзисторов (*p*-МОП, англ. *p*MOS), *n*-канальных МОП-транзисторов (*n*-МОП, англ. *n*MOS) или может быть комбинированным *p*-МОП/*n*-МОП (*p*MOS/*n*MOS).



а) Дифференциальный входной каскад на *p*-МОП-транзисторах

б) Дифференциальный входной каскад на *n*-МОП-транзисторах

в) Комбинированный *p*- и *n*-МОП дифференциальный входной каскад

Рис. 6.2. Диапазон входных напряжений усилителя зависит от схемы входного каскада. Дифференциальный каскад на входе усилителя может быть выполнен по *p*-МОП-технологии (*а*), допускающей размах напряжения на входе ниже отрицательного напряжения источника питания, или по *n*-МОП-технологии (*б*), где допускается размах напряжения входного сигнала выше положительного значения источника питания. В комбинированном входном каскаде (*в*) применяются дифференциальные каскады *p*-МОП- и *n*-МОП-типа, поэтому размах входного напряжения может быть больше напряжения положительной шины и меньше напряжения отрицательной шины питания.

В схеме на **Рис. 6.2** показаны варианты реализации КМОП-топологии, которые подойдут и для биполярных входных каскадов усилителей, если заменить *n*-МОП- и *p*-МОП-приборы соответственно на *n-p-n*- и *p-n-p*-транзисторы. Проблемой биполярных входных каскадов по-прежнему остаётся разброс напряжения смещения на входе плюс дополнительная погрешность, вносимая входным

током смещения (несколько наноампер) биполярных транзисторов, источниками которой являются втекающий ток базы *n-p-n*-транзистора (коллектор *n*-типа, база *p*-типа и эмиттер *n*-типа) или вытекающий ток базы *p-n-p*-транзистора (коллектор *p*-типа, база *n*-типа и эмиттер *p*-типа).

В схеме на **Рис. 6.2а** в качестве входных используются *p*-МОП-транзисторы (Q_1 и Q_2). В этой схеме транзисторы выходят из активной области при подаче на их затворы напряжения, которое на 0.2...0.3 В ниже отрицательного напряжения источника питания. То же самое произойдет и при напряжении, которое на несколько сотен миливольт меньше напряжения положительного источника питания. Таким образом, уровень входного сигнала для усилителя с входным *n*-МОП-каскадом находится в диапазоне от V_{SS} – 0.2 В до V_{DD} –1.2 В.

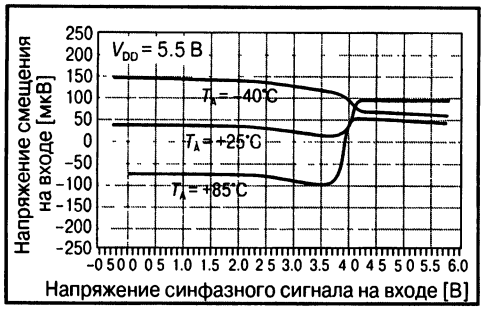
Как видно из **Рис. 6.2*б***, при использовании дифференциального каскада на *n*-МОП-транзисторах входной сигнал ограничивается вблизи отрицательного значения источника питания. В этом случае верхнее значение входных напряжений будет на несколько десятых вольта выше напряжения положительной шины питания, а нижнее значение — только на 1.2 В выше напряжения отрицательной шины питания. Этот вариант для ОУ с однополярным питанием, в отличие от схемы на **Рис. 6.2*а***, распространён не так широко, так как большинство аналоговых сигналов отсчитываются относительно потенциала земли, а не относительно положительного напряжения питания.

Ограничения для входных каскадов (**Рис. 6.2*а*** и **Рис. 6.2*б***) обычно не являются проблемой, хотя вам и может показаться, что вы работаете с устройством с диапазоном входного сигнала от шины до шины. Коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС большинства операционных усилителей, работающих в устройствах, больше или равняется двум, поэтому выходное напряжение усилителя достигнет значения положительного питания раньше, чем входное.

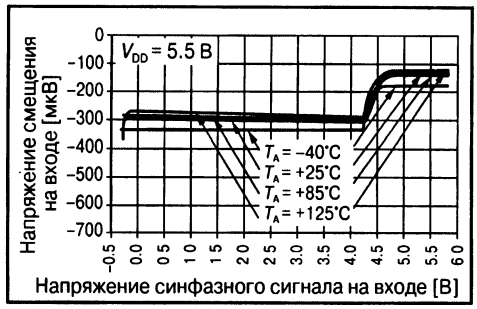
Усилители с диапазоном входного сигнала от шины до шины чаще всего применяются в качестве буферных или инструментальных усилителей. В комбинированном входном каскаде (**Рис. 6.2*в***) используются *p*-МОП- и *n*-МОП-транзисторы, поэтому такой усилитель объединяет в себе преимущества обеих технологий и весьма эффективен при работе с входными сигналами, которые действительно имеют диапазон от шины до шины. Когда напряжение на входах приближается к уровню отрицательной шины питания, *p*-МОП-транзисторы полностью открываются, а *n*-МОП-транзисторы полностью закрываются. И наоборот, *n*-МОП-транзисторы работают, а *p*-МОП-транзисторы отключаются, когда напряжение на входе приближается к уровню положительной шины питания.

При таком варианте реализации входного каскада ОУ может работать с входными сигналами в диапазоне от шины до шины, но это влечёт за собой определённое ухудшение рабочих характеристик, например большой разброс напряжения смещения. Вблизи потенциала земли преобладают ошибки, связанные с напряжением смещения *p*-МОП дифференциального каскада. Что касается области вблизи положительного напряжения источника питания, то здесь ошибки, вызванные напряжением смещения, в значительной степени определяются дифференциальным каскадом на *n*-МОП-транзисторах.

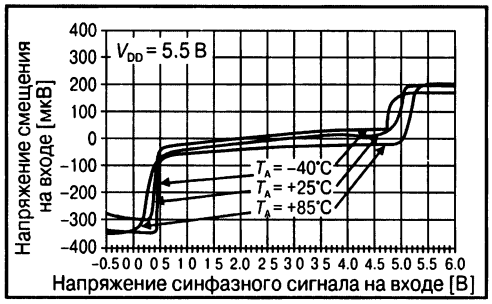
Графики на **Рис. 6.3** наглядно отображают эти рабочие характеристики. Они показывают, что при комбинированной топологии входного каскада напряжение сме-



а) 10-МГц КМОП прецизионный ОУ (MCP6021, Microchip Technologies)



б) 1-МГц недорогой КМОП ОУ (MCP6001, Microchip Technologies)



в) 14-кГц микромощный КМОП ОУ (MCP6041, Microchip Technologies)

Рис. 6.3. Эти характеристики показывают зависимость напряжения смещения на входе от напряжения синфазного сигнала для трёх разных КМОП операционных усилителей при различных температурах и при однополярном источнике питания с напряжением 5.5 В. Все три усилителя могут работать с входными сигналами в диапазоне от шины до шины.

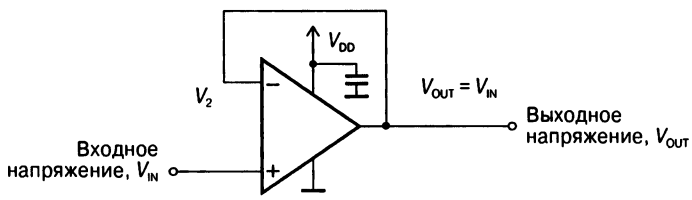
щения может существенно изменяться как по величине, так и по знаку, если напряжение синфазного сигнала на входах усилителя превышает допустимый уровень.

На **Рис. 6.3** показаны рабочие характеристики трёх различных КМОП-усилителей с одинаковой схемой входного каскада (комбинированный *p*-МОП/*n*-МОП дифференциальный каскад на **Рис. 6.2*в***). Усилитель, характеристики которого показаны на **Рис. 6.3*а***, — это быстродействующий (10 МГц) прецизионный ОУ. При низких входных напряжениях на его входе включается дифференциальный каскад на *p*-МОП-транзисторах и выключается *n*-МОП-каскад. При повышении входного напряжения приблизительно до 4.0 В включается дифференциальный каскад на *n*-МОП-транзисторах.

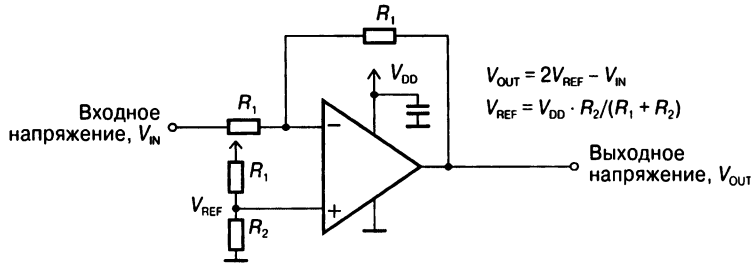
Усилитель на **Рис. 6.3*б*** представляет собой ОУ с полосой пропускания 1 МГц и с такой же схемой входного каскада, что и в предыдущем устройстве, но дифференциальный каскад на *n*-МОП-транзисторах включается при входном напряжении, превышающем 4.4 В. Наконец, усилитель, показанный на **Рис. 6.3*в***, имеет две переходные области на рабочей характеристике, которые появляются по мере роста напряжения синфазного сигнала на входе. При очень низких напряжениях синфазного сигнала работает дифференциальный усилитель на *p*-МОП-транзис-

торах при отключённом каскаде на *n*-МОП-транзисторах; при возрастании синфазного входного напряжения происходит быстрое включение дифференциального каскада на *n*-МОП-транзисторах, а в диапазоне напряжений приблизительно от 0.5 до 4.6 В работают уже оба дифференциальных каскада. При дальнейшем повышении входного напряжения примерно до 4.75 В дифференциальный каскад на *p*-МОП-транзисторах начинает отключаться, оставляя работать каскад на *n*-МОП-транзисторах.

Если подобные изменения напряжения смещения нежелательны, то разработчик может создать собственный вариант схемы инвертирующего усилителя. На **Рис. 6.4*б*** показан пример такой схемы.



а) Усилитель с коэффициентом усиления +1 В/В



б) Усилитель с коэффициентом усиления −1 В/В

Рис. 6.4. Если входное напряжение изменяется от шины до шины, то буферный усилитель, или повторитель напряжения (***а***) с однополярным питанием должен обеспечивать возможность работы с таким сигналом. Но если коэффициент усиления отрицательный (***б***), то напряжение синфазного сигнала на входе будет оставаться на уровне V_{REF}.

Схема на **Рис. 6.4*б*** лучше всего подходит для работы в приложениях с однополярным источником питания, поскольку при отрицательном коэффициенте усиления напряжение усиленного сигнала складывается с положительным напряжением смещения. На рисунке приведено выражение для передаточной функции. В этой схеме напряжение синфазного сигнала на входе остаётся постоянным и равным

$$V_{DD} \times R_2 / (R_1 + R_2),$$

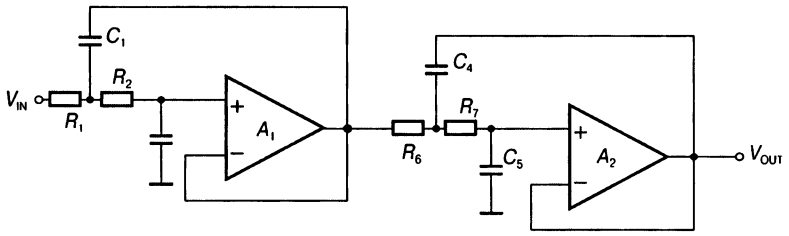
поэтому можно обойтись без усилителя, работающего с сигналами от шины до шины; единственное требование для ОУ в этой схеме — диапазон напряжений синфазного сигнала должен включать и значение $V_{DD} \times R_2/(R_1 + R_2)$.

Тем не менее, вас не должно пугать изменяющееся напряжение смещения, если всё-таки нужно работать с входными сигналами от шины до шины. Усилители с входом от шины до шины нужны в схемах с однополярным питанием при использовании буферного (**Рис. 6.4*а***) или инструментального усилителя. Следует только убедиться, что если напряжение сигнала на любом из входов усилителя выходит за пределы указанного в технической документации диапазона, то на выходе усилителя установится напряжение питания одной из шин, не важно какой.

6.1.2. Влияние высокого входного импеданса

Для реализации одно- или двухполюсного активного фильтра используется один усилитель, от одного до трёх резисторов и один или два конденсатора. Преимуществом активных фильтров является то, что они обеспечивают развязку между каскадами благодаря высокому входному и низкому выходному импедансу операционного усилителя. В любом случае, порядок фильтра определяется количеством конденсаторов на входе устройства и в цепи обратной связи.

Такой ФНЧ можно создать, используя *RC*-цепи (**Рис. 6.5**). В этой схеме входные токи смещения усилителей A_1 и A_2 протекают через резисторы $R_1 + R_2$ и $R_6 + R_7$ соответственно. Биполярные усилители с дифференциальными входными каскадами на *p-n-p-* и *n-p-n*-транзисторах имеют ток смещения порядка сотен наноампер. Для низкочастотного ФНЧ с частотой излома от 1 до 100 Гц (подробнее о фильтрах см. в Главе 4) требуются либо конденсаторы большой ёмкости, либо резисторы со значительными сопротивлениями. Конденсаторы большой ёмкости громоздкие и дорого стоят, зато резисторы с большими сопротивлениями имеют небольшие габариты и стоят столько же, сколько и более низкоомные резисторы.



ФНЧ 4-го порядка на двухполюсных ФНЧ Саллена-Кея

Рис. 6.5. При низкой частоте среза ФНЧ нужно использовать либо резисторы с большими сопротивлениями, либо конденсаторы большой ёмкости. В этой схеме биполярный усилитель, входной ток смещения которого может достигать нескольких сотен наноампер, будет давать ошибку напряжения из-за протекания тока смещения через резисторы на входе ($[R_1 + R_2]$ и $[R_6 + R_7]$). Эту ошибку можно скорректировать аппаратным или программным методами, хотя имеется и более лёгкий вариант решения — применить в этой схеме подходящий ОУ. В качестве входного я бы выбрала КМОП-усилитель с токами смещения при комнатной температуре менее 1 пА.

Думаю, не покажется странным, когда в низкочастотном фильтре с частотой среза 10 Гц будут использоваться резисторы сопротивлением 500 кОм или 1 МОм, но представьте себе, каким значительным будет напряжение смещения для таких

резисторов в схеме с биполярными операционными усилителями. Например, при входном токе смещения 200 нА усилителя A_1 и суммарном сопротивлении резисторов R_1 и R_2, равном 1.5 МОм, вносимое в схему напряжение смещения будет равно 300 мВ. Если же заменить биполярный усилитель A_1 на КМОП с входным током смещения 1 пА, то внесённая погрешность составит всего 1.5 мкВ.

Можно, конечно, использовать микроконтроллер для калибровки погрешности биполярного усилителя, но почему бы для этой схемы сразу не взять подходящий операционный усилитель?

6.1.3. Выходной сигнал усилителя не изменяется от шины до шины (как было обещано)

Операционные усилители с однополярным питанием на самом деле не обеспечивают размах выходного сигнала в диапазоне от шины до шины. Дела обстоят ещё хуже: когда выходной сигнал почти достигает значения напряжения питания, ОУ превращается в нелинейное устройство. Реальный смысл этого параметра заключается в том, что выходное напряжение усилителя с однополярным питанием может находиться в диапазоне от 50 до 300 мВ вблизи напряжения любой из шин питания, как показано на **Рис. 6.6**.

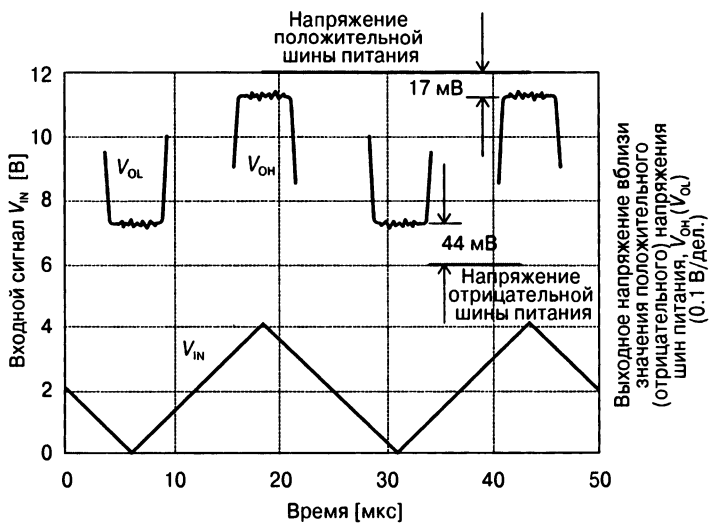


Рис. 6.6. Нижний график показывает размах входного напряжения усилителя с коэффициентом усиления +2 В/В, а верхний — усиленное напряжение на выходе усилителя. В верхней части имеются отметки, показывающие соотношение напряжения положительного питания и выходного напряжения V_{OH}, а также напряжения отрицательного питания и V_{OL}.

Реклама операционных усилителей, имеющих размах выходного сигнала от шины до шины, может излишне обнадёжить разработчика, поскольку из неё можно заключить, что операционный усилитель будет работать именно как уси-

литель (а не как компаратор) во всём диапазоне выходного сигнала. **Рис. 6.6** показывает, какой становится форма выходного сигнала операционного усилителя с однополярным питанием вблизи напряжения шин питания. Из рисунка видно, что линейность усилителя начинает падать задолго до достижения выходным сигналом максимума. Если выходной сигнал операционного усилителя выходит за пределы линейной области, то входной и выходной сигналы будут связаны нелинейной зависимостью.

Диапазон линейности выходного сигнала ОУ на самом деле определяется при измерении коэффициента усиления (A_{OL}) по постоянному току при разомкнутой цепи ОС. Выражение для коэффициента усиления (A_{OL}) по постоянному току при разомкнутой цепи ОС выглядит так:

$$A_{OL}\,(\text{дБ}) = 20 \log (\Delta V_{OUT}/\Delta V_{OS}),$$

где V_{OUT} – выходное напряжение,
V_{OS} – напряжение смещения на входе,
$\Delta V_{OUT} = (V_H - V_L)$.

Когда выходное напряжение повышается, V_H показывает его уровень на выходе, а V_{OH} обозначает максимальный уровень напряжения сигнала относительно напряжения V_{DD}, который может быть достигнут выходным сигналом. Соответственно, V_L характеризует НИЗКИЙ уровень выходного напряжения, а V_{OL} — минимальный уровень напряжения сигнала относительно напряжения отрицательного питания V_{SS}. Обозначение ΔV_{OS} показывает изменение напряжения смещения при данном изменении выходного напряжения. Кроме того, $V_H < V_{OH}$ и $V_L > V_{OL}$.

Использование аналого-цифрового преобразователя для преобразования выходного сигнала усилителя показано на **Рис. 6.7**, а из **Рис. 6.8** видно, как нелинейность характеристик усилителя сказывается на качестве выходного сигнала АЦП. Наконец, на **Рис. 6.9** показан результат преобразования после коррекции ошибок, вносимых усилителем.

На **Рис. 6.7** приведена схема, в которой сигнал с выхода КМОП-усилителя поступает на вход 12-битного АЦП. Диапазон синфазного сигнала на входе данного усилителя составляет от 0 В до V_{DD} – 1.2 В, а это свидетельствуют о том, что усилитель не может работать с входными сигналами от шины до шины. Чтобы обойти указанное ограничение, коэффициент усиления схемы выбран равным +2 В/В, что даёт возможность не превышать максимально допустимое напряжение синфазного сигнала на входе данного усилителя.

Напряжения V_{OL} и V_{OH} определяют размах выходного сигнала усилителя от шины до шины при работе устройства в качестве компаратора. Минимальное значение параметра V_{OL} данного усилителя на 15 мВ выше уровня напряжения земли, поэтому при заданном значении коэффициента усиления +2 В/В входные сигналы с амплитудой выше 7.5 мВ дадут на выходе ОУ напряжение выше 15 мВ относительно уровня земли. Максимальное значение параметра V_{OH} для данного усилителя равно V_{DD} – 20 мВ. Предполагая, что напряжение источника питания равно 5 В (V_{DD}), получим, что входные сигналы с амплитудой более 2.29 В будут давать на выходе ОУ напряжение на 20 мВ ниже напряжения источника питания.

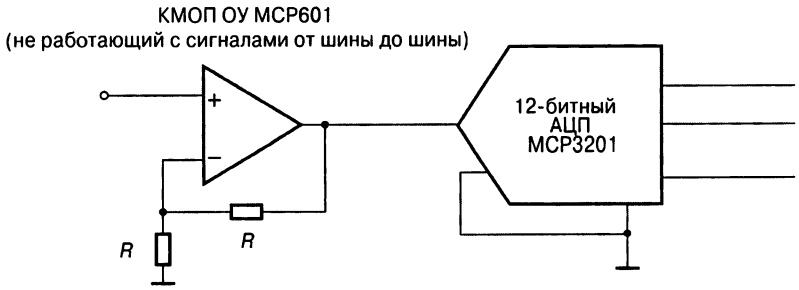


Рис. 6.7. В этом стандартном варианте на вход аналого-цифрового преобразователя подаётся сигнал с выхода усилителя, имеющего коэффициент усиления +2 В/В (R = 25 кОм). Синфазный сигнал на входе усилителя может находиться в диапазоне от напряжения земли до V_{DD} – 1.2 В, а выходной сигнал изменяется от напряжения положительного питания до напряжения отрицательного питания. Напряжение V_{OL} для этого усилителя составляет 15 мВ относительно земли, а $V_{OH} = V_{DD} - 20$ мВ. Условия измерения коэффициента усиления при разомкнутой цепи ОС: 300 мВ < V_{OUT} < (V_{DD} – 300 мВ), R_L = 25 кОм и подсоединён к источнику напряжения $V_{DD}/2$. Диапазон изменения входного сигнала АЦП составляет от 0 В до V_{DD}. На **Рис. 6.8** и **6.9** показаны данные, полученные при анализе работы этой схемы.

Условия измерения коэффициента усиления ОУ при разомкнутой цепи ОС следующие:

$$300 \text{ мВ} < V_{OUT} < (V_{DD} - 300 \text{ мВ}),$$

$$R_L = 25 \text{ кОм и подключено к источнику напряжения } V_{DD}/2.$$

При данных условиях измерений искажения выходного сигнала могут произойти при уровнях входного сигнала от 150 мВ ($V_{OUT} = V_{SS}$ + 300 мВ) до 2.35 В ($V_{OUT} = V_{DD}$ – 300 мВ).

Рис. 6.8 отображает результаты быстрого преобразования Фурье (БПФ) для схемы на **Рис. 6.7** (см. Приложение Б). Для анализа на вход системы усилитель—АЦП с напряжением питания 5 В подаётся сигнал с частотой 1 кГц; замечу, что полоса пропускания усилителя при замкнутой цепи ОС приблизительно равна 3 МГц (typ), а скорость нарастания выходного напряжения составляет 2.3 В/мкс (typ). В этой схеме искажения сигнала в большей степени вызваны размахом выходного напряжения усилителя, а не ограниченной полосой пропускания усилителя. Напряжение сигнала на выходе изменяется от 140 мВ до 4.66 В. При напряжении питания этой системы 5 В минимальная разность между напряжением сигнала и шинами питания составляет 140 мВ.

На осциллограмме (**Рис. 6.8**) заметны искажения сигнала, проявляющиеся в появлении составляющих на частотах 2, 3, 4 кГц и т.д. при основной частоте 1 кГц. Судя по осциллограмме, причиной искажений является сам усилитель.

На **Рис. 6.9** показаны результаты БПФ при подаче на вход усилителя сигнала с меньшей амплитудой, чем в предыдущем примере. Из-за уменьшения напряжения входного сигнала выходной сигнал не доходит до напряжений на шинах питания на 272 мВ, поэтому БПФ показывает значительно лучшие результаты. Для получения результатов БПФ, показанных на **Рис. 6.9**, коэффициент усиления и

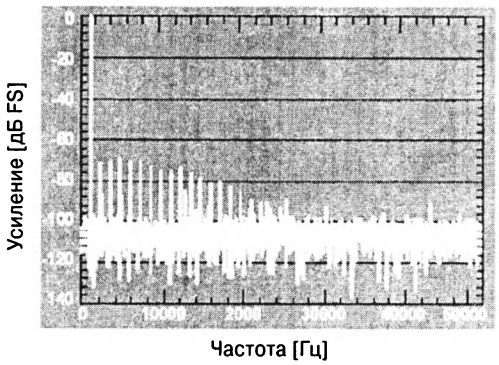


Рис. 6.8. На этой БПФ-диаграмме показан частотный спектр цифрового сигнала на выходе 12-битного АЦП последовательного приближения из схемы, представленной на **Рис. 6.7**. Данные на графике отображают результаты БПФ для 1024 повторяющихся выборок при частоте дискретизации преобразователя 100 квыб/с.

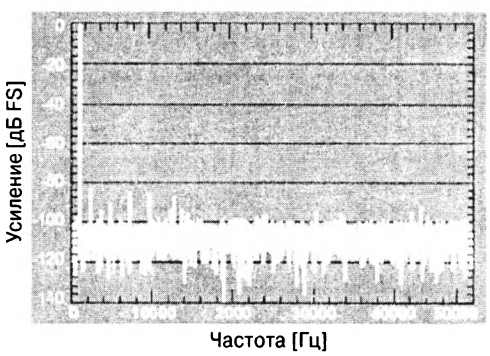


Рис. 6.9. Из диаграммы БПФ видно, что нелинейные искажения сигнала стали значительно меньше (по сравнению с диаграммой на **Рис. 6.8**), причём основной причиной их возникновения является уже не усилитель, а аналого-цифровой преобразователь.

частота дискретизации оставались неизменными, как и в предыдущем эксперименте, изменялись лишь пиковые значения сигнала на выходе ОУ. В этом случае искажения, которые видны на **Рис. 6.9**, вносятся только аналого-цифровым преобразователем.

В спецификации усилителя напряжения V_{OH} и V_{OL} обычно отличаются от напряжений на шинах питания на 15...20 мВ. На двух представленных рисунках видно, что выходной каскад усилителя переходит в нелинейный режим ещё до того, как выходное напряжение становится равным V_{OL} или V_{OH}.

Результаты БПФ (**Рис. 6.9**) получены для схемы с 12-битным АЦП MCP3201 и КМОП операционным усилителем MCP602. Для MCP3201 полный коэффициент гармоник (THD) равен –82 дБ, а отношение сигнал/шум составляет 72 дБ.

6.1.4. Правильное использование входного и выходного каскадов ОУ

Типичное значение входного тока смещения биполярного операционного усилителя с однополярным питанием изменяется при изменении температуры от единиц до сотен наноампер. Типичное значение входного тока смещения КМОП операционных усилителей изменяется от единиц до сотен пикоампер при температуре 85°С до нескольких тысяч пикоампер при 125°С. Влияние ошибки, вносимой входным током смещения, зависит от сопротивления источника сигнала и коэффициента усиления схемы. На **Рис. 6.10** показан пример схемы, на работу которой будет оказывать влияние высокий входной ток смещения.

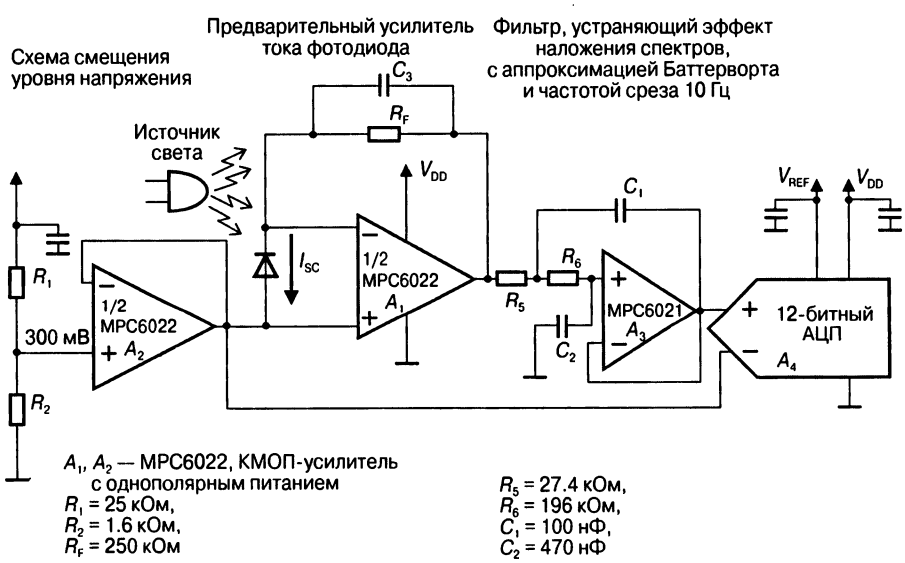


Рис. 6.10. В цепи фотодиода входной ток смещения может вызвать падение напряжения на параллельно соединённых резисторе R_F и паразитном сопротивлении фотодиода, а в фильтре, устраняющем эффект наложения спектров, входной ток смещения может привести к ошибке, вызванной падением напряжения на входных резисторах R_5 и R_6.

Схема, показанная на **Рис. 6.10**, преобразует энергию светового потока, который, попадая на фотодиод (D_P), вызывает в нём появление заряда (или, спустя некоторое время, тока). В каскаде предварительного усиления ток фотодиода протекает через резистор обратной связи R_F, что приводит к появлению на выходе операционного усилителя A_1 некоторого напряжения.

Выход A_1 соединён с резистором R_5 фильтра нижних частот 2-го порядка, который служит для устранения эффекта наложения спектров и одновременно выполняет функцию усиления сигнала. В цепь обработки сигнала входят элементы A_2, R_5, R_6, C_1 и C_2. Сигнал с выхода фильтра попадает в 12-битный аналого-цифровой преобразователь.

Если в данной схеме используются биполярные усилители, то высокий входной ток смещения этих устройств может привести к появлению напряжения ошибки в обоих каскадах. Так, в цепи фотодиода входной ток смещения операционного усилителя A_1 приведёт к появлению некоторого падения напряжения на резисторе R_F, которое легко оценить. Например, при сопротивлении резистора обратной связи R_F, равном 250 кОм, и входном токе смещения A_1, равном 100 нА, результирующее напряжение ошибки на выходе ОУ (произведение тока смещения на сопротивление резистора R_F) будет составлять 25 мВ.

В фильтре, устраняющем эффект наложения спектров (A_3), входной ток смещения операционного усилителя приведёт к появлению постоянного напряжения смещения на входных резисторах R_5 и R_6. Так, для резисторов R_5 с сопротивлением 12.9 кОм и R_6 с сопротивлением 595 кОм входной ток смещения в 100 нА даст напряжение смещения на входе, равное 61 мВ. Вместе с 25 мВ смещения предыдущего каскада это напряжение даёт на входе АЦП напряжение смещения, равное 86 мВ. Если величина (в вольтах) младшего значащего бита (LSB) преобразователя составляет 1.22 мВ, то такое смещение приведёт к аддитивной погрешности АЦП, равной 71 единице LSB. Можно откалибровать указанное смещение в микроконтроллере, но при этом из-за потери кодов в нижней или в верхней части полного диапазона входных напряжений АЦП сужается динамический диапазон сигнала.

Можно пересчитать эти смещения для КМОП-усилителей с входным током 60 пА в диапазоне температур. Эти усилители дают напряжение смещения в первом каскаде 15 мкВ, а падение напряжения на двух резисторах (R_5 и R_6) в каскаде фильтра, устраняющего эффект наложения спектров, становится равным 36.5 мкВ. Таким образом, напряжение смещения на входе 12-битного АЦП при том же значении LSB, составляющем 1.22 мВ, приведёт к результирующей ошибке на выходе АЦП, равной 0.0042 бита. В реальной жизни такую ошибку на выходе преобразователя пользователь просто не заметит.

Условия работы входных и выходных каскадов операционных усилителей A_1 и A_2 различны. Диапазон входных сигналов усилителя A_1 находится вблизи напряжения земли, поскольку его неивертирующий вход соединён с землёй. Это позволяет применить усилитель, диапазон входных сигналов которого не обязательно равен напряжению от шины до шины.

Диапазон входного сигнала операционного усилителя A_3 намного шире и почти равен напряжению от шины до шины, так как на его вход поступает усиленный сигнал с A_1. По этой причине в качестве усилителя A_3 нужно выбирать устройство, способное работать с входными сигналами в диапазоне от шины до шины. Поскольку коэффициент усиления A_3 по постоянному току равен 1, то искажения типа «ступенька», вносимые входным каскадом, для данной 12-битной системы будут незначительными.

6.1.5. Немного о параметрах по постоянному току

Напряжение смещения операционного усилителя используется при расчёте четырёх параметров по постоянному току: входного напряжения смещения (V_{OS}), коэффициента усиления при разомкнутой цепи ОС (A_{OL}), коэффициента ослаб-

ления синфазного сигнала (CMRR) и коэффициента подавления нестабильности напряжения питания (PSRR). При анализе других параметров следует помнить об этих четырёх, особенно принимая решения о выборе устройства по его техническим данным с учётом требований реального приложения.

Входное напряжение смещения определяет максимальную разность напряжений между двумя входными выводами операционного усилителя при его работе в линейной области с замкнутой цепью ОС. В спецификации значения этого параметра, измеренного при комнатной температуре, даются в мкВ или мВ. В диапазоне температур в качестве единицы измерения, наряду с абсолютными значениями в мкВ или мВ, используется мкВ/°С. Напряжение смещения можно представить в виде источника напряжения V_{OS}, подключённого к неинвертирующему входу усилителя (**Рис. 6.11**).

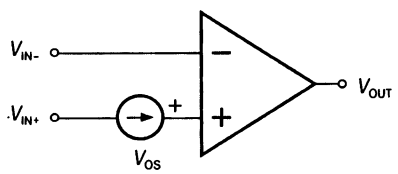


Рис. 6.11. Напряжение смещения можно представить в виде эквивалентного источника напряжения V_{OS}, подключённого к неинвертирующему входу усилителя.

Напряжение смещения может отличаться от устройства к устройству, а также изменяться при изменении температуры, что показано на двух отдельных гистограммах на **Рис. 6.12**. Напряжение смещения для отдельно взятого усилителя остаётся неизменным при неизменных температуре, напряжении питания, уровне напряжения синфазного сигнала или выходном напряжении (**Рис. 6.12**).

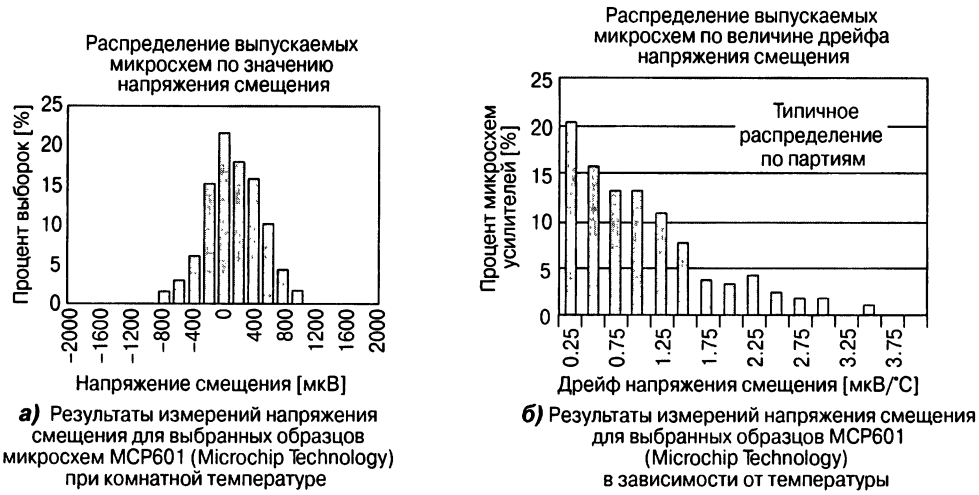
В зависимости от приложения, в котором применяют конкретный усилитель, напряжение смещения может играть важную роль, а может и не приниматься во внимание. Например, ОУ с большим напряжением смещения (от 2 до 10 мВ), используемый в качестве буферного усилителя, не будет существенно отличаться по своим параметрам от высокоточных усилителей с исключительно малым напряжением смещения (от 100 до 500 мкВ). С другой стороны, усилители с высоким уровнем напряжения смещения при ОС, обеспечивающей высокий коэффициент усиления, могут кардинально повлиять на динамический диапазон схемы.

Например, для схемы на **Рис. 6.13** выходное напряжение равно:

$$V_{OUT} = (1 + R_F/R_{IN})(V_{IN} + V_{OS}).$$

К сожалению, напряжение смещения ОУ усиливается с тем же коэффициентом усиления, что и входной сигнал. В этом примере вычисленное значение коэффициента усиления $(1 + R_F/R_{IN})$ равно 101 В/В, поэтому операционный усилитель с напряжением смещения на входе в 1 мВ будет давать постоянное смещение на выходе 101 мВ. Для системы с напряжением питания 5 В такая погрешность сужает динамический диапазон приблизительно на 2%.

В беседах с заказчиками и разработчиками я всегда убеждаю их, что к выбору параметров A_{OL}, CMRR и PSRR нужно относиться серьёзно, чтобы потом о них



а) Результаты измерений напряжения смещения для выбранных образцов микросхем MCP601 (Microchip Technology) при комнатной температуре

б) Результаты измерений напряжения смещения для выбранных образцов MCP601 (Microchip Technology) в зависимости от температуры

Рис. 6.12. Напряжение смещения ОУ из одной партии (*а*) может отличаться от устройства к устройству. То же самое касается и изменения напряжения смещения в зависимости от температуры (*б*).

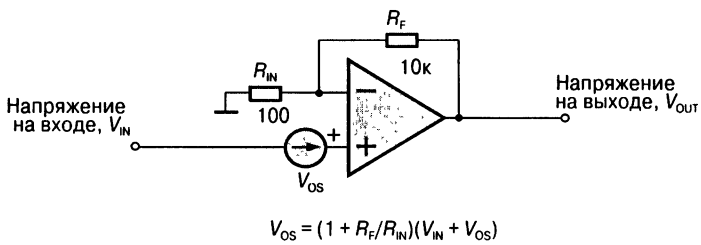


Рис. 6.13. Коэффициент усиления напряжения смещения и сигнала один и тот же и равен $1 + R_F/R_{IN}$.

не вспоминать. Просто нужно убедиться, что эти параметры находятся в нужных пределах (≥ 80 дБ). Три перечисленных параметра не могут нарушить работу банка, а вот привести к большому напряжению смещения могут.

На практике параметр A_{OL} определяется выражением:

$$A_{OL} = 20\log(\Delta V_{OUT}/\Delta V_{OS}).$$

Подобное упрощение может вызвать определённые возражения со стороны разработчиков, но такое определение даёт лучшее представление о смысле данного параметра и способах его проверки. При вычислении коэффициента усиления при разомкнутой цепи ОС по этой формуле предполагается, что уровень напряжения синфазного сигнала на входе ОУ и напряжение питания остаются постоянными.

Для определения коэффициента усиления при разомкнутой цепи ОС (A_{OL}) берётся разность результатов для двух измерений напряжения смещения, причём

большое значение напряжения смещения ОУ само по себе ещё не означает, что значение коэффициента A_{OL} будет небольшим. Для проверки (измерения) этого параметра можно использовать схему, приведённую на **Рис. 6.14**.

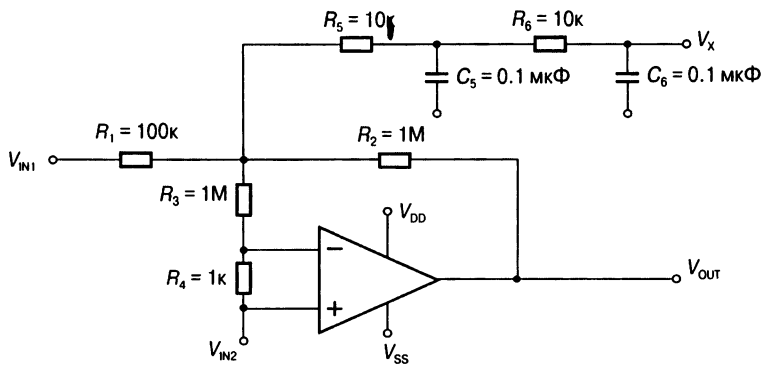


Рис. 6.14. Данная схема позволяет измерить такие параметры по постоянному току, как V_{OS}, A_{OL}, CMRR и PSRR.

Напряжение смещения для этой схемы равно:

$$V_{OS} = (V_X - V_{IN2}) / (1 + R_3/R_4).$$

Напряжение V_{IN1} изменяет выходное напряжение усилителя; напряжение V_{IN2} должно поддерживаться постоянным и равным $(V_{DD} - V_{SS})/2 + V_{SS}$; напряжения V_{SS} и V_{DD} должны поддерживаться постоянными по отношению к V_{IN2}, которое для данного усилителя является напряжением синфазного сигнала.

Погрешность коэффициента усиления при разомкнутой цепи ОС влияет на поведение схемы при изменении выходного сигнала усилителя. Если напряжение на выходе ОУ изменяется (вследствие изменений входного напряжения), то напряжение смещения станет таким, чтобы соответствовать погрешности коэффициента усиления при разомкнутой цепи ОС. Какова же тогда допустимая погрешность напряжения смещения? Если ОУ используется как буферный усилитель, то можно предположить, что погрешность смещения по большому счёту не будет иметь для пользователя никакого значения. На самом деле, напряжение смещения V_{OS} усилителя будет влиять сильнее, чем погрешность коэффициента усиления при разомкнутой цепи ОС.

Перейдём к реальным цифрам. Если коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС усилителя равен 80 дБ (что довольно мало) и сигнал на выходе операционного усилителя изменяется от 500 мВ до 4.5 В, то изменения напряжения смещения будут равны приблизительно 0.4 мВ. Это незначительная величина по сравнению с величиной напряжения смещения усилителя, которое может достигать нескольких милливольт.

Данный параметр начнёт влиять на вашу схему, если увеличивать коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС.

Перейдём к параметру CMRR (коэффициент ослабления синфазного сигнала). Практическое соотношение для вычисления этого параметра выглядит так:

$$CMRR = 20 \log (\Delta V_{CM}/\Delta V_{OS}).$$

Это что-то вам напоминает? Данный параметр можно измерить с помощью схемы, показанной на **Рис. 6.14**, но при этом напряжение на выходе усилителя и напряжение источника питания должны быть постоянными. Единственной переменной величиной в этом тесте будет напряжение синфазного сигнала усилителя (V_{IN2}).

Чтобы правильно выполнить тестирование, нужно, изменяя напряжение V_{IN1}, обеспечить постоянство выходного напряжения усилителя по отношению к V_{DD} и V_{SS}. Уровень напряжения синфазного сигнала для устройств с комбинированным входным каскадом устанавливается путём изменения напряжения V_{IN2} в диапазоне от V_{SS} до V_{DD}; если эти условия не соблюдаются, напряжение может ограничиваться при приближении к уровню положительного или отрицательного питания. Напряжения V_{SS} и V_{DD} остаются постоянными по отношению к V_{OUT}.

Пока отложим анализ этого параметра. Если коэффициент ослабления синфазного сигнала равен 80 дБ (т.е. не очень хороший), а входной сигнал изменяется в максимальных пределах для данного ОУ, то изменение напряжения смещения при изменении синфазного сигнала от V_{DD} до V_{SS} составляет 0.4 мВ.

Наконец, практическое выражение для вычисления PSRR (коэффициента подавления нестабильности напряжения питания) выглядит так:

$$PSRR = 20 \log (\Delta V_{POWER\ SUPPLY}/\Delta V_{OS}).$$

Этот параметр можно оценить с помощью схемы, показанной на **Рис. 6.14**. При измерении PSRR выходное напряжение ОУ и напряжение синфазного сигнала должны оставаться постоянными, а напряжения источника питания следует изменять одновременно. Если начальные значения выходного и синфазного напряжения равны половине напряжения источника питания, то следует их такими и оставить.

Если проделать несложные математические расчёты, то станет очевидно, что PSRR оказывает незначительное влияние на погрешности операционного усилителя. Было бы очень странно, на самом деле, если бы схема была работоспособной лишь с источником питания, имеющим пульсации не более нескольких сотен милливольт.

6.2. Каждый усилитель может стать генератором, а каждый генератор — усилителем

Что понимают под устойчивостью схемы с ОУ, и как определить грань, за которой в ней возникают колебания? Обычно операционный усилитель работает с обратной связью, которая нивелирует различия в коэффициентах усиления от устройства к устройству. В основном, устойчивость работы усилителя будет зависеть от точности сопротивлений резисторов в цепи ОС, а не от операционного усилителя, т.е. устойчивую работу обеспечивают резисторы, используемые в схеме усилителя. В этом случае можно, по крайней мере, надеяться, что схема работает с заранее рассчитанным коэффициентом усиления. Тем не менее, всегда

можно создать такую схему с ОУ, которая будет делать противоположное тому, что от нее ожидают.

Можно разработать очень неустойчивую схему на ОУ, в которой возникнут колебания. Коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС в подобных схемах становится абстрактным понятием, поскольку генерируемые колебания «забивают» полезный сигнал на выходе усилителя. В системе с замкнутой цепью ОС устойчивость можно гарантировать только в том случае, если в схеме усиления имеется возможность контролировать запас по фазе. Степень устойчивости схемы принято оценивать с помощью диаграммы Боде. Чтобы провести анализ, диаграмма Боде должна содержать амплитудную (в децибелах) и фазовую (в градусах) характеристики системы с разомкнутой и замкнутой цепью ОС. В этом разделе будут проанализированы общие понятия устойчивости схем с ОУ и предложены методы, позволяющие избежать появления «звона» в схеме, когда основной целью является устойчивость.

6.2.1. Базовая модель ОУ

Перед изложением методов частотного анализа схемы с ОУ проанализируем некоторые элементы топологии операционного усилителя. На **Рис. 6.15** показана модель ОУ, включающая наиболее важные внутренние элементы операционного усилителя, которые следует хорошо изучить, прежде чем приступать к частотному анализу. В этой модели усилитель, как и следовало ожидать, имеет пять внешних выводов и, кроме того, целый ряд паразитных параметров, таких как входная ёмкость и частотно-зависимый коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС ($A_{OL}(j\omega)$).

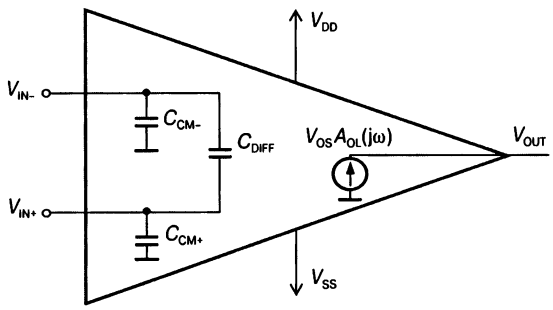


Рис. 6.15. Модель операционного усилителя с частотно-зависимой обратной связью по напряжению включает входные ёмкости (C_{DIFF} и C_{CM}), необходимые для оценки поведения ОУ в частотной области, особенно при взаимодействии с паразитными параметрами цепи обратной связи. Кроме того, в этой модели имеется внутренний частотно-зависимый коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи ($A_{OL}(j\omega)$). Паразитные параметры и частотно-зависимый коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС позволяют более точно смоделировать частотные (амплитудную и фазовую) характеристики выходного сигнала ОУ.

Из рисунка видно, что для синфазного сигнала оба входа ОУ соединяются с землёй черех ёмкости C_{CM}, а для дифференциального сигнала входы усилителя

соединяются через ёмкость C_{DIFF}. Параметр $A_{OL}(j\omega)$ представляет собой амплитудно-частотную характеристику ОУ при разомкнутой цепи обратной связи. На **Рис. 6.16** показана диаграмма Боде для частотных (амплитудной и фазовой) характеристик типичного усилителя с обратной связью по напряжению.

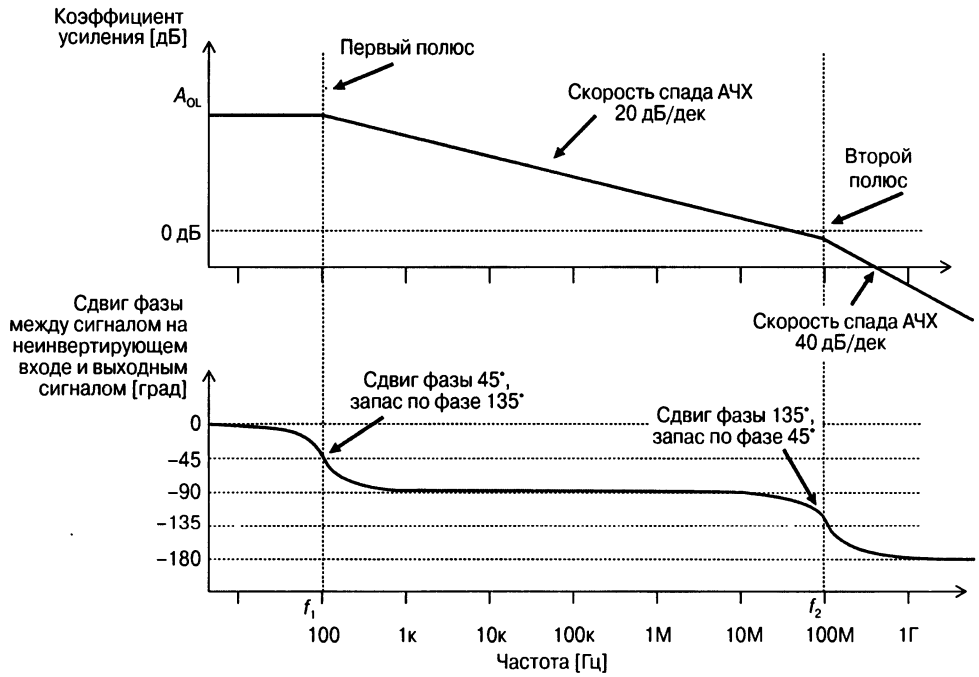


Рис. 6.16. Зависимости коэффициента усиления и сдвига фазы отображают поведение усилителя с ОС по напряжению в полосе частот. На этих характеристиках видно, что усилитель имеет два основных полюса. Первый появляется на нижних частотах, обычно в полосе от 10 Гц до 1 кГц (это зависит от произведения коэффициента усиления на ширину полосы пропускания), а второй располагается на более высоких частотах (выше частоты, на которой коэффициент усиления становится равным нулю (в дБ)). Если второй полюс находится на частоте ниже частоты нулевого усиления, то усилитель, работающий в схеме с единичным коэффициентом усиления, как правило, неустойчив.

Зависимость коэффициента усиления $A_{OL}(j\omega)$ от частоты (амплитудно-частотная характеристика) для ОУ с обратной связью по напряжению, как правило, моделируется обычной передаточной функцией 2-го порядка с двумя полюсами. Две кривые на **Рис. 6.16** отображают амплитудно-частотную (вверху) и фазо-частотную (внизу) характеристики типичного операционного усилителя. Значения коэффициента усиления по оси Y выражены в децибелах (дБ).

В идеале, коэффициент усиления ОУ при разомкнутой цепи ОС определяется модулем отношения напряжения на выходе усилителя к разности напряжений на входах усилителя:

$$A_{OL}\ (\text{дБ}) = 20\log|(V_{OUT} / (V_{IN+} - V_{IN-}))|.$$

Было бы прекрасно, если бы коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС был равен бесконечности, но на практике значение $A_{OL}(j\omega)$ меньше идеального, измеренного на постоянном токе. Коэффициент усиления ОУ при разомкнутой цепи ОС уменьшается со скоростью 20 дБ/дек, и это затухание начинается на частоте первого полюса амплитудно-частотной характеристики (см. диаграмму Боде на **Рис. 6.16**).

Как правило, первый полюс амплитудно-частотной характеристики при разомкнутой цепи ОС появляется в полосе частот от 1 Гц до 1 кГц, а второй — на более высокой частоте, выше частоты нулевого (в дБ) коэффициента усиления. Начиная с частоты второго полюса, коэффициент усиления усилителя уменьшается со скоростью 40 дБ/дек.

Единицей измерения фазового сдвига (ось *Y*) фазо-частотной характеристики ОУ (нижняя кривая на **Рис. 6.16**) являются градусы, хотя можно преобразовать их в радианы:

$$\text{Фаза в радианах} = (\text{Фаза в градусах}) \times 2\pi / 360^\circ$$

Фазу в градусах можно преобразовать в задержку по фазе или групповую задержку (в секундах):

$$\text{Задержка по фазе} = -(\delta\text{фазы} / \delta f)/360^\circ.$$

Значения частоты для обеих характеристик откладываются по оси *X*.

Фазо-частотная характеристика усилителя с разомкнутой цепью ОС также предсказуема. Фазовый сдвиг определяется как изменение фазы выходного сигнала ОУ относительно входного на неинвертирующем входе. Запасом по фазе называется разность между текущим фазовым сдвигом выходного сигнала по отношению к сигналу на неивертирующем входе и −180°. Фазовый сдвиг (изменение фазы) выходного сигнала относительно входного сигнала на неинвертирующем входе при постоянном токе равен 0°, а фазовый сдвиг от инвертирующего входа ОУ к выходу при постоянном токе равен −180°.

В пределах одной декады ($1/10\,f_1$) перед первым полюсом (частота f_1), разность фаз на неивертирующем входе и выходе составляет примерно −5.7°. На частоте первого полюса амплитудно-частотной характеристики с разомкнутой цепью ОС (частота f_1) сдвиг по фазе достигает −45° и продолжает спадать в следующей декаде (частота $10f_1$), где становится на 5.7° больше своего окончательного значения, равного −90°. Аналогичный ход фазовой характеристики повторяется в районе второго полюса на частоте f_2.

Важно понимать, к чему приводят фазовые сдвиги выходного сигнала по отношению к сигналу на входе. Через одну декаду (по частоте) после второго полюса фазовый сдвиг выходного сигнала по отношению к сигналу на неинвертирующем входе становится приблизительно равным −180°. На этой же частоте фазовый сдвиг выходного сигнала по отношению к сигналу на инвертирующем входе становится близким к нулю или приблизительно −360°. При таком фазовом сдвиге выходной сигнал будет инвертирован по отношению к сигналу на неивертирующем входе V_{IN+}.

Иными словами, входы ОУ поменялись ролями. В этом случае операционный усилитель начнёт «звенеть», если сигнал пройдет от входа к выходу по замкнутой

цепи ОС. Спасение в подобной ситуации с конкретным усилителем возможно только в том случае, если коэффициент усиления ОУ для системы с разомкнутой цепью ОС упадёт на частоте 2-го полюса ниже 0 дБ. В этом случае обратная связь по существу выключена.

6.2.2. Устойчивость систем с замкнутой цепью обратной связи

Обычно операционные усилители охвачены цепью обратной связи, что позволяет нивелировать различия их частотных характеристик при разомкнутой цепи ОС от устройства к устройству. Блок-схема системы с обратной связью показана на **Рис. 6.17**.

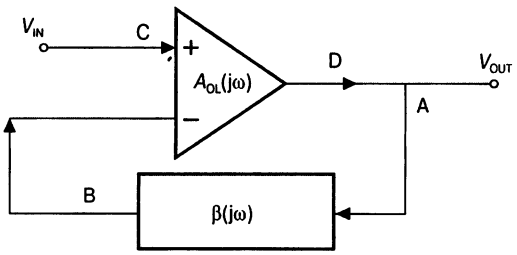


Рис. 6.17. Блок-схема усилителя, в состав которой входит ОУ с коэффициентом усиления A_{OL} и цепь обратной связи.

Показанный на **Рис. 6.17** коэффициент $\beta(j\omega)$ называют коэффициентом обратной связи. Из-за относительно большого значения коэффициента усиления ОУ при разомкнутой цепи ОС (A_{OL}) и относительно небольшого коэффициента обратной связи только часть выходного напряжения попадает на инвертирующий вход усилителя (отрицательная обратная связь).

Если часть β выходного напряжения возвращается обратно на неинвертирующий вывод, то она не вычитается, а складывается с напряжением на входе ОУ (положительная обратная связь). Положительная обратная связь приводит к насыщению выхода ОУ.

6.2.3. Передаточная функция усилителя с обратной связью

Для анализа усилителя с обратной связи (**Рис. 6.17**) предположим, что напряжение на выходе схемы в точке A равно $V_{OUT}(j\omega)$. Выходной сигнал проходит через цепь обратной связи, иеющей коэффициент передачи $\beta(j\omega)$, поэтому напряжение в точке B равно $\beta(j\omega)V_{OUT}(j\omega)$. Входное напряжение, приложенное к точке C, суммируется с напряжением обратной связи в точке B, в результате напряжение между входами ОУ равно $V_{IN}(j\omega) - \beta(j\omega)V_{OUT}(j\omega)$.

Это напряжение, после усиления ОУ с коэффициентом усиления $A_{OL}(j\omega)$, даёт в точке D результирующее напряжение $A_{OL}(j\omega)(V_{IN}(j\omega) - \beta(j\omega)V_{OUT}(j\omega))$, которое равно исходному в точке A, т.е. V_{OUT}. Формула, описывающая эту систему с замкнутой обратной связью, выглядит так:

$$A = D$$

или

$$V_{OUT}(j\omega) = A_{OL}(j\omega)(V_{IN}(j\omega) - \beta(j\omega)V_{OUT}(j\omega)).$$

Группируя одинаковые члены равенства, получаем

$$V_{OUT}(j\omega)/V_{IN}(j\omega) = A_{OL}(j\omega)/(1 + A_{OL}(j\omega)\beta(j\omega)).$$

Это соотношение и определяет коэффициент усиления системы с замкнутой цепью ОС, который мы обозначим как $A_{CL}(j\omega)$.

Мы получили очень важный результат. Если коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС, равный $A_{OL}(j\omega)$, приближается к бесконечности, то амплитудно-частотную характеристику усилителя с замкнутой обратной связью можно представить упрощённой формулой

$$A_{CL}(j\omega) = 1/\beta(j\omega).$$

С помощью этой формулы легко определить устойчивость усилителя с замкнутой цепью ОС.

6.2.4. Расчёт коэффициента усиления при замкнутой цепи ОС

Простейший метод расчёта коэффициента усиления при замкнутой цепи ОС (или $1/\beta$) состоит в том, что сигнал от источника подаётся на неивертирующий вход усилителя, при этом погрешности, вносимые самим ОУ, игнорируются. Подобная методика расчёта является весьма спорной, поскольку таким образом нельзя рассчитать выражения для вычисления коэффициента усиления при замкнутой цепи ОС в реальной схеме и с реальными сигналами. Всё это так. Тем не менее, такой метод расчёта позволяет определить степень устойчивости схемы.

Для расчёта $1/\beta$ можно воспользоваться схемой, приведённой на **Рис. 6.18**.

Здесь (**Рис. 6.18*а*** и ***б***) напряжение $V_{STABILITY}$ — гипотетический источник с напряжением 0 В, который используется для анализа устойчивости работы схемы с замкнутой цепью ОС.

Если коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС усилителя равен бесконечности, то коэффициент усиления этой схемы равен:

$$V_{OUT}/V_{STABILITY} = 1/\beta,$$

$$1/\beta = 1 + (R_F \| Z_{CF})/(R_{IN} \| Z_{CI}),$$

где $Z_C = 1/j\omega C$,

$C_I = C_{IN} + C_{CM-}$ для **Рис. 6.18*а*** и

$C_I = C_{IN} + C_{CM-} + C_{DIFF}$ для **Рис. 6.18*б***

или

$$1/\beta(j\omega) = (R_{IN}((j\omega)R_F C_F + 1) + R_F((j\omega)R_{IN}C_I + 1))/R_{IN}((j\omega)R_F C_F + 1).$$

Данное равенство упрощается при $\omega = 0$:

$$1/\beta(j\omega) = 1 + R_F/R_{IN}.$$

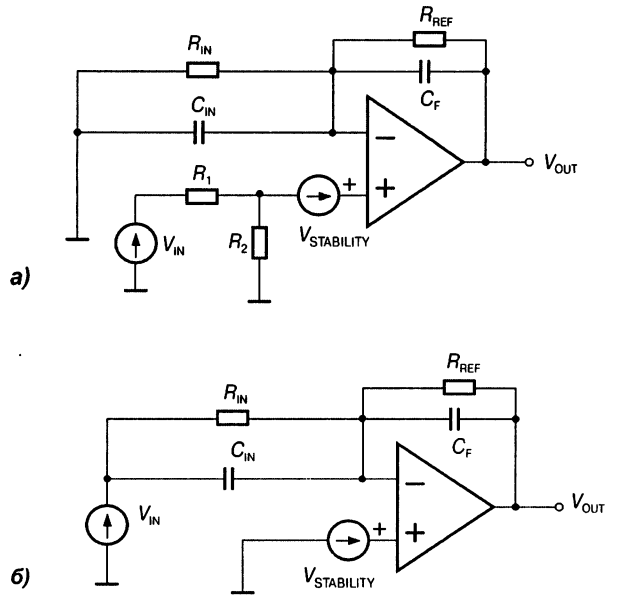


Рис. 6.18. Вариант усилителя (*а*) имеет усиление по постоянному току, равное $R_2/(R_1 + R_2)(1 + R_F/R_{IN})$, усилитель (*б*) имеет усиление по постоянному току $-R_F/R_{IN}$. Ни одно из этих уравнений не даёт коэффициент усиления по постоянному току при замкнутой цепи ОС, равный $1/\beta$.

Если ω приближается к бесконечности, то

$$1/\beta(j\omega) = 1 + C_1/C_F.$$

Передаточная функция имеет один ноль и один полюс. Ноль располагается на частоте

$$f_Z = 1/(2\pi R_{IN}\|R_F(C_1 + C_F)),$$

а полюс — на частоте

$$f_P = 1/(2\pi R_F C_F).$$

Диаграмма Боде для схемы с обратной связью (**Рис. 6.18*а***) показана на **Рис. 6.19**.

Вернёмся к **Рис. 6.18*б***, где для анализа схемы используется гипотетический источник входного сигнала, который отсутствует в реальном приложении, но, тем не менее, устойчивость работы усилителя определяется именно таким способом. Применительно к источнику напряжения $V_{STABILITY}$ коэффициент передачи схемы при замкнутой цепи ОС равен:

$$V_{OUT}/V_{STABILITY} = 1/\beta,$$

$$1/\beta = 1 + (R_F\|Z_{CF})/(R_{IN}\|Z_{CIN}).$$

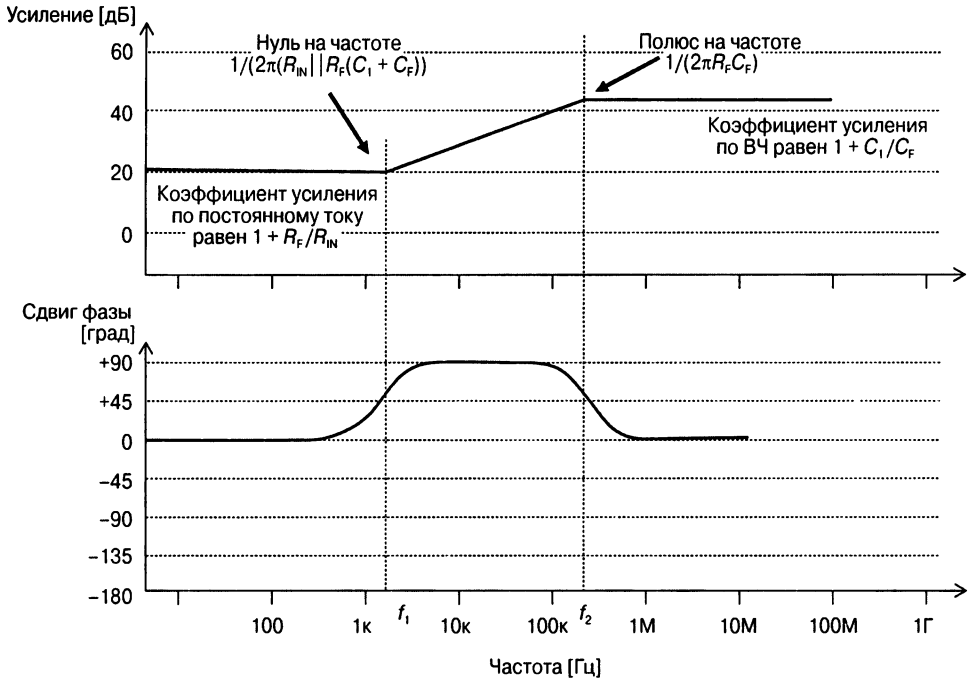


Рис. 6.19. Диаграммы Боде для величины, обратной коэффициенту обратной связи (1/β) в схеме на **Рис. 6.18*а***, при использовании $V_{STABILITY}$ в качестве источника входного сигнала.

Обратите внимание на то, что коэффициенты передачи для обеих схем с замкнутой ОС на **Рис. 6.18*а*** и **Рис. 6.18*б*** одинаковы.

6.3. Определение устойчивости системы

Зная запас по фазе, можно определить устойчивость усилителя с замкнутой цепью ОС. Для анализа устойчивости обычно используется диаграмма Боде, отображающая одновременно амплитудно-частотную (в дБ) и фазо-частотную характеристики усилителя при разомкнутой цепи ОС и цепи обратной связи 1/β.

Коэффициент усиления усилителя с замкнутой ОС равен меньшему (по модулю) из двух коэффициентов усиления. Фазовая характеристика системы определяется как разность фазового сдвига при разомкнутой цепи ОС и фазового сдвига цепи ОС с коэффициентом передачи 1/β. Полоса пропускания при замкнутой ОС равна частоте, на которой амплитудно-частотная характеристика усилителя с разомкнутой ОС пересекает линию, отражающую зависимость модуля 1/β от частоты.

Устойчивость системы определяется на частоте, при которой амплитудно-частотная характеристика усилителя с разомкнутой ОС пересекает характеристику усилителя с замкнутой ОС. С этой точки зрения, теоретически фазовый сдвиг усилителя должен быть по модулю больше 180°. На практике, однако, модуль фазового сдвига не должен превышать 135°. На **Рис. 6.20...6.23** показаны примеры определения устойчивости усилителя по фазовому сдвигу.

На **Рис. 6.20** и **6.21** даны примеры устойчивых систем, а на **Рис. 6.22** и **6.23** можно увидеть примеры неустойчивых систем.

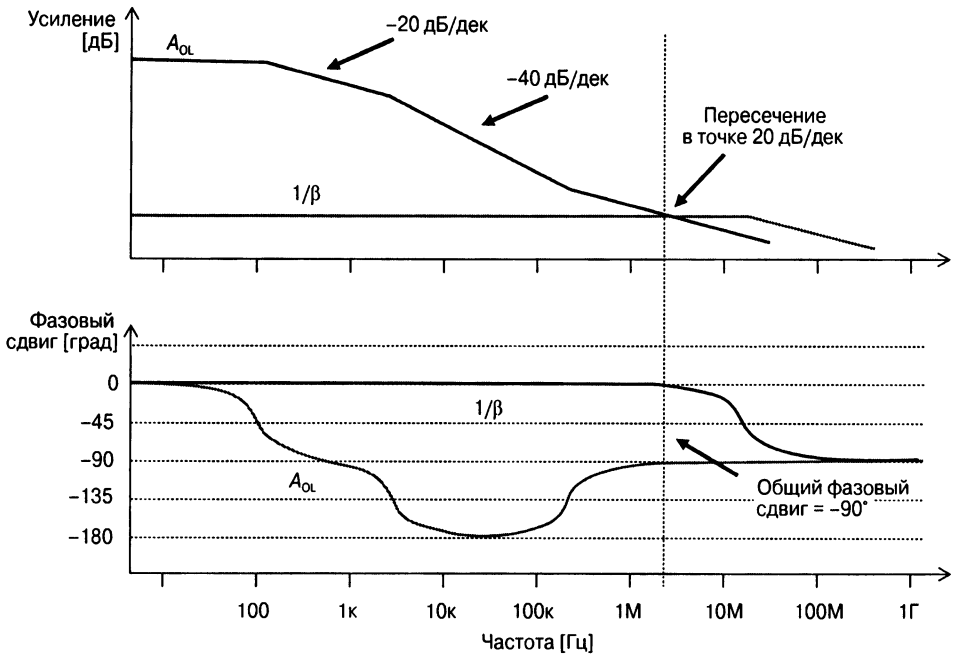


Рис. 6.20. Эта система с замкнутой цепью ОС будет устойчива при фазовом сдвиге –90° в точке пересечения амплитудно-частотной характеристики с разомкнутой цепью ОС (A_{OL}) и амплитудно-частотной характеристики 1/β.

Амплитудная характеристика усилителя с разомкнутой цепью ОС ($A_{OL}(j\omega)$) на **Рис. 6.20** начинается при нулевом (в дБ) спаде, быстро достигая затем значения в –20 дБ/дек. На частоте первого полюса фазовый сдвиг равен –45°, а через одну декаду от первого полюса фазовый сдвиг становится приблизительно равным –90°. Поскольку угол наклона амплитудно-частотной характеристики увеличивается с частотой, появляется второй полюс, на котором амплитудная характеристика усилителя с разомкнутой цепью ОС спадает уже со скоростью –40 дБ/дек. Опять-таки, это сопровождается фазовым сдвигом. Третья точка на данной характеристике появляется при нулевом (в дБ) коэффициенте усиления, при этом спад амплитудной характеристики системы с разомкнутой цепью ОС опять равен –20 дБ/дек.

Характеристика зависимости модуля 1/β от частоты на этом же рисунке начинается при нулевом (в дБ) спаде и остаётся плоской с ростом частоты вплоть до точки, где появляется полюс, после которого начинается спад –20 дБ/дек.

На этих графиках представляет интерес точка, в которой амплитудно-частотная характеристика усилителя с разомкнутой цепью ОС ($A_{OL}(j\omega)$) пересекает кривую зависимости модуля 1/β от частоты. Скорость сближения в 20 дБ/дек между двумя кривыми подсказывает, что в системе имеется запас по фазе, а это, в

свою очередь, позволяет предположить, что система будет устойчива. В данном случае усилитель вносит фазовый сдвиг –90°, а цепь обратной связи — фазовый сдвиг, равный 0°. В точке пересечения двух кривых определяется фазовый сдвиг и, следовательно, устойчивость системы. Фазовый сдвиг системы можно вычислить, если вычесть фазовый сдвиг характеристики $1/\beta(j\omega)$ из фазового сдвига усилителя, определяемого характеристикой $A_{OL}(j\omega)$.

В данном случае, фазовый сдвиг системы равен –90°. Теоретически, система устойчива, если фазовый сдвиг находится между 0° и –180°. На практике схема рассчитывается так, чтобы модуль фазового сдвига не превышал 135°.

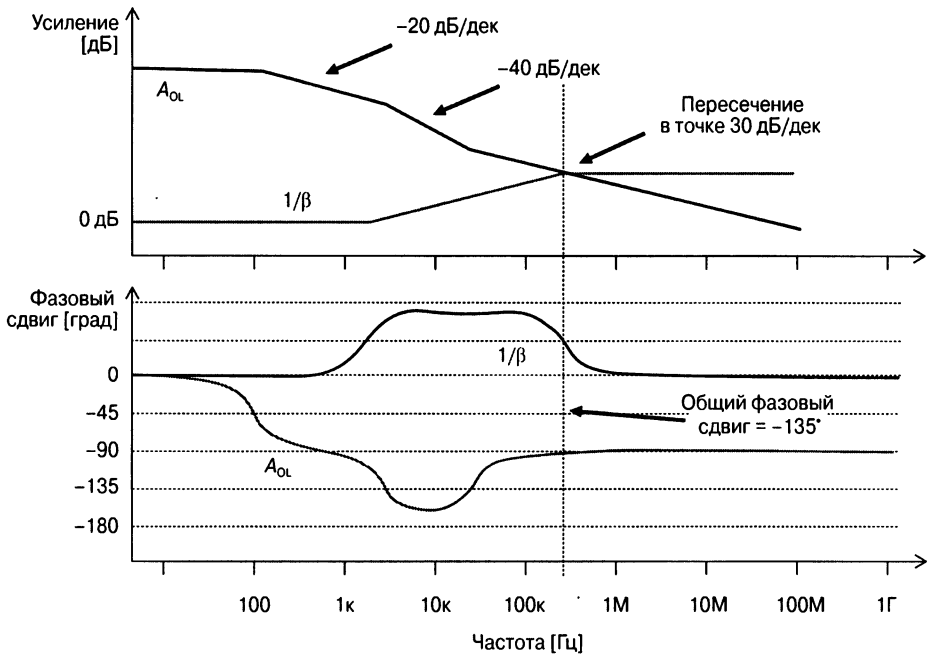


Рис. 6.21. Эта система находится на границе устойчивости при фазовом сдвиге –135° в точке пересечения двух амплитудно-частотных характеристик.

В примере на **Рис. 6.21** по точке пересечения амплитудно-частотной характеристики $A_{OL}(j\omega)$ и характеристики $1/\beta(j\omega)$ можно сделать вывод, что система находится на границе устойчивости. В этой точке кривая $A_{OL}(j\omega)$ спадает со скоростью –20 дБ/дек, а кривая $1/\beta(j\omega)$ изменяет наклон от +20 до 0 дБ/дек. В точке пересечения фазовый сдвиг характеристики $A_{OL}(j\omega)$ равен –90°, характеристики $1/\beta(j\omega)$ — +45°, а фазовый сдвиг системы равен –135°.

Поскольку общий фазовый сдвиг попадает в диапазон от 0° до –180°, эта система кажется устойчивой. Тем не менее, не совсем понятно, как практически реализовать такую схему, если исходить только из теоретических расчётов или моделирования. В данной схеме могут возникать дополнительные фазовые сдвиги из-за паразитных монтажных ёмкостей и индуктивностей, поэтому при найденном

значении фазового сдвига такая система является квазистабильной. На импульсной характеристике этой схемы с замкнутой цепью ОС будут наблюдаться значительные выбросы и затухающие колебания.

Амплитудно-частотная характеристика $A_{OL}(j\omega)$ на **Рис. 6.22** имеет спад −20 дБ/дек, а кривая зависимости модуля $1/\beta(j\omega)$ от частоты нарастает со скоростью +20 дБ/дек, в результате скорость их сближения составляет 40 дБ/дек. Пересечение этих кривых происходит при общем фазовом сдвиге системы −168°. Устойчивость такой системы находится под серьёзным вопросом.

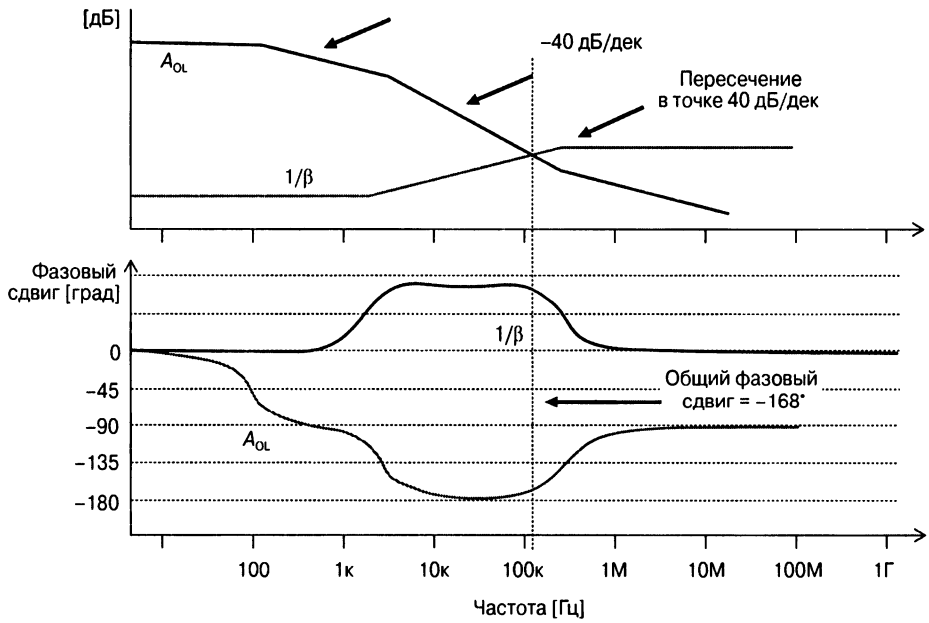


Рис. 6.22. При практической реализации схемы паразитные ёмкости и индуктивности, внесённые при разводке платы, приведут к потере устойчивости усилителя.

Показанная на **Рис. 6.23** амплитудно-частотная характеристика при разомкнутой цепи ОС ($A_{OL}(j\omega)$) изменяется со скоростью −40 дБ/дек, а амплитудно-частотная характеристика $1/\beta(j\omega)$ — со скоростью 0 дБ/дек. Скорость сближения этих двух кривых равна 40 дБ/дек, и пересекаются они при фазовом сдвиге −170°. Устойчивость данной системы также находится под вопросом.

6.3.1. Итоги анализа устойчивости в частотном диапазоне

В начале этого раздела я задала вопрос: «Что понимают под устойчивостью схемы с ОУ, и как определить грань, за которой в ней возникают колебания?» В аналоговой схемотехнике существует много определений устойчивости, таких, например, как стабильность в диапазоне температур, неизменность параметров от партии к партии изделий, устойчивость при воздействии шумов и т.д. На самом деле, аналоговая схема становится крайне неустойчивой тогда, когда на вы-

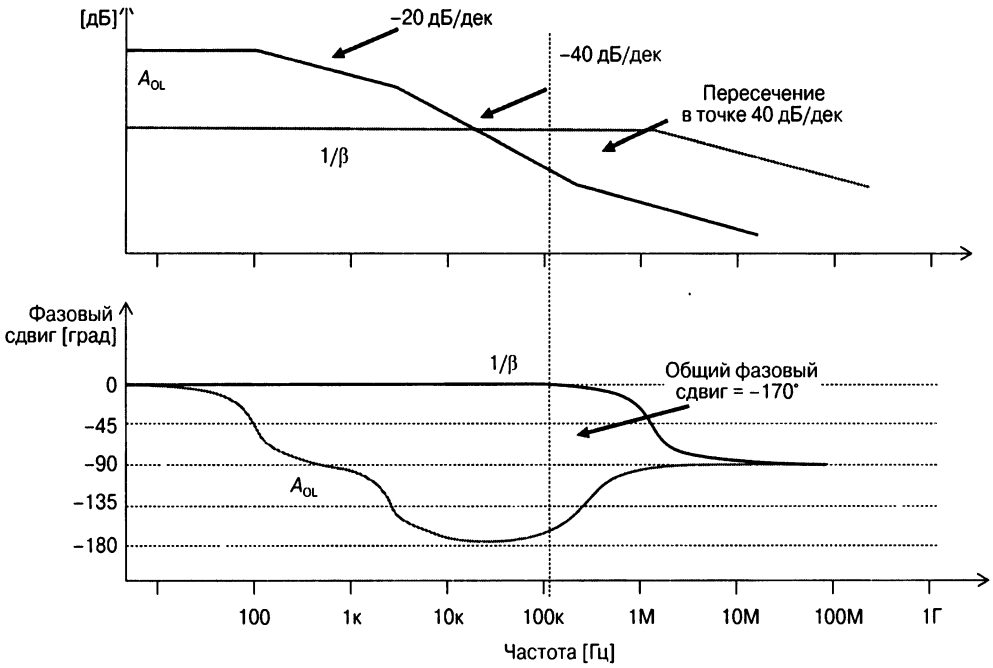


Рис. 6.23. При практической реализации схемы паразитные ёмкости и индуктивности, внесённые при разводке платы, также приведут к потере устойчивости системы.

ходе появляются колебания при отсутствии каких-либо внешних факторов. Если не устранить причину, то проблема устойчивости может вообще остановить процесс разработки схемы.

Степень устойчивости системы можно оценить только с помощью частотных характеристик. Полезно быстро проверить параметры схемы с карандашом на бумаге — это даёт некоторое представление о возможности возникновения генерации. Соотношение между амплитудно-частотной характеристикой системы при разомкнутой цепи ОС и характеристикой с замкнутой цепью обратной связи в диапазоне частот также даёт возможность быстро обнаружить источник проблемы.

Разработчик, анализируя амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики, изображённые в виде диаграммы Боде, сможет обнаружить корень проблемы. Можно свести к минимуму любые переходные колебательные процессы в схеме, если обеспечить фазовый сдвиг при замкнутой цепи ОС меньше 135° — это поможет избежать «поющих» конструкций.

6.4. Характеристики во временной области

Временные характеристики усилителей на практике подтверждают результаты, полученные при обсуждении методов частотного анализа схем. На **Рис. 6.24** представлено графическое определение временных параметров. Сигнал на этом рисунке отображает выходной отклик усилителя на ступенчатый сигнал на входе

цепи — я буду ссылаться на данный рисунок на протяжении всего последующего обсуждения.

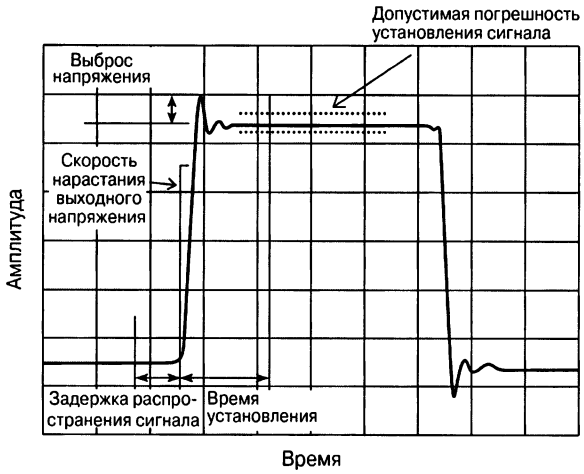


Рис. 6.24. Приведённые определения используются при анализе импульсной характеристики усилителя с замкнутой цепью ОС.

6.4.1. Скорость нарастания выходного напряжения

Скорость нарастания выходного напряжения — это скорость, с которой изменяется сигнал на выходе усилителя, если на вход операционного усилителя подан импульсный сигнал с амплитудой, равной максимально допустимой. Скорость нарастания выходного напряжения определяется внутренними цепями ОУ. Небольшие токи, текущие внутри усилителя, заряжают и разряжают внутренние ёмкости. Единицей измерения этого параметра является В/с.

Измерение скорости нарастания проводится при изменении выходного напряжения усилителя от уровня 10% до уровня 90% в то время как напряжение на входе изменяется в диапазоне полной шкалы. Наибольшие проблемы с временными параметрами могут возникать в схемах с буферными усилителями или повторителями напряжения (мы обсуждали их в Главе 5). В таких схемах ОУ выходит из нелинейной области характеристики благодаря тому, что на инвертирующий вход непосредственно подано медленно меняющееся напряжение с выхода усилителя.

6.4.2. Время установления (t_S) и выбросы сигнала

В верхней или нижней части переходной области возникают затухающие во времени колебания, которые непосредственно связаны с наличием фазового сдвига в системе с замкнутой цепью ОС. Такие колебания характеризуются амплитудой выброса на вершине импульсного сигнала, а также интервалом времени, который требуется для установления сигнала в пределах указанного диапазона

погрешности. Выброс происходит на наивысшем пике в той части импульса, где начинаются переходные затухающие колебания системы. Амплитуда выброса и время, требуемое для установления сигнала, прямо зависят от фазового сдвига системы в частотной области.

Время установления сигнала (t_S) в схеме усилителя определяется как интервал времени, необходимый для нарастания сигнала на выходе и последующего перехода в границы допустимой погрешности. Этот интервал времени отсчитывают с момента, когда выход усилителя начал реагировать на изменение входного сигнала, и заканчивают отсчёт последним выбросом выходного сигнала, имеющим амплитуду меньше заданной погрешности (**Рис. 6.24**).

Погрешность установления сигнала наиболее заметна в приложениях, где входной синфазный сигнал усилителя скачком изменяется до напряжения полной шкалы. В этой ситуации, после скачкообразного изменения сигнала на входе усилителя выходной сигнал достигает пика и затем принимает установившееся значение через время t_S. Усилитель, схема которого показана на **Рис. 6.25**, является отличным примером, где появляется именно такой сигнал. Каждый сигнал на входе мультиплексора в этой системе может изменяться быстро или медленно или даже быть постоянным. При переключении мультиплексора на вход усилителя попадает ступенчатый сигнал.

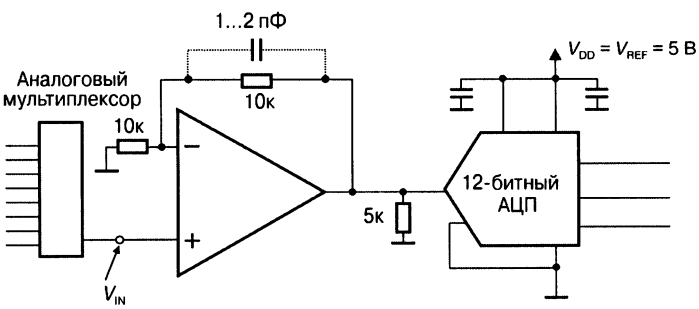


Рис. 6.25. При переключении каналов мультиплексора вполне возможно, что на вход усилителя попадёт ступенчатый сигнал. На **Рис. 6.26** показан отклик усилителя на ступенчатый сигнал. Усилитель не становится при этом неустойчивым, однако следует задержать начало работы АЦП. Это необходимо для достижения выходным сигналом усилителя установившегося значения.

6.5. Отправляясь в путь

Я надеюсь, что смогла ввести вас в курс общих проблем при разработке схем с ОУ, предназначенных для работы с сигналами постоянного и переменного тока. По крайней мере, вы будете знать, с чего начинать при появлении аномалий в работе усилителя. Поиск ошибок на постоянном токе лучше всего начать с входного и/или выходного каскада. В ряде случаев из-за структуры входного каскада усилитель нельзя применять в буферной схеме, хотя, скорее всего, входной каскад (если он работает с сигналами от шины до шины) внесёт некоторую степень погрешности в напряжение смещения.

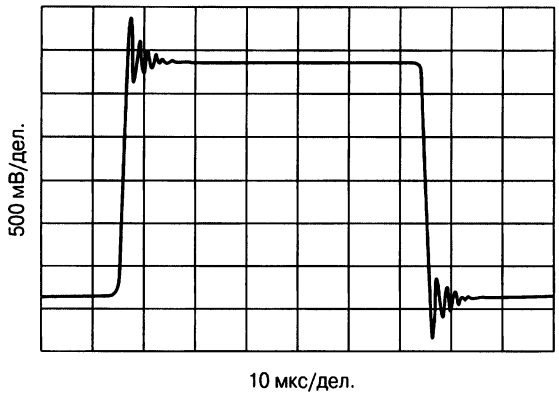


Рис. 6.26. Фазовый сдвиг усилителя, использованного в схеме на **Рис. 6.25**, отображается на переходной характеристике в виде выброса (15%) и переходного колебательного процесса.

Эта погрешность вряд ли вызовет такую проблему, при которой напряжение выходного каскада любого из ОУ никогда не достигнет напряжения питания. Намного хуже то, что при приближении выходного напряжения усилителя к напряжению питания будут появляться нелинейные искажения.

Условия измерения A_{OL} и размаха выходного напряжения весьма различны: при проверке параметра A_{OL} измеряется выходное напряжение при работе операционного усилителя в линейной области. Однако если отвлечься от обсуждения этих параметров, то следует сказать, что выходной сигнал усилителя с однополярным питанием никогда не достигнет уровня напряжения питания. Имейте это в виду при разработке схем.

Вопрос устойчивости схемы с ОУ может показаться тривиальным, но только до того момента, пока не учитываются реальные свойства конденсаторов, ёмкости усилителя и ёмкости платы. Анализ с помощью диаграмм Боде очень быстро помогает обнаружить проблемные точки, хотя вы можете возразить (и будете правы), что подобный графический метод не обладает достаточной точностью. Тем не менее, при первоначальном проектировании диаграммы Боде позволяют получить наглядную картину поведения системы, если, конечно, вы знаете, что искать. Всегда проверяйте точку пересечения амплитудно-частотной характеристики системы при разомкнутой цепи ОС и кривой, характеризующей цепь ОС, для оценки скорости сближения и фазового сдвига.

Литература

1. Introduction to Operational Amplifier Theory and Applications, Wait, Huelsman, Korn, McGrawHill, 1975.
2. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, Ott, Henry W., John Wiley & Sons, 1988. Intuitive Operational Amplifiers, Frederiksen, Thomas M., McGraw Hill, 1988.

3. Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, Sergio Franco, McGraw Hill.
4. Analog Circuit Design, Williams, Jim, Butterworth-Heinemann.
5. «Tuning In Amplifiers», Baker, Bonnie C, AB-105, Burr-Brown Corporation (Texas Instruments).
6. «Operational Amplifiers: 6 Part», Baker, Bonnie C, First Published in analogZone (2002, 2003) and reproduced with permission.

ГЛАВА 7

SPICE-МОДЕЛИРОВАНИЕ

Сегодня много говорят о важности компьютерного моделирования (симуляции) аналоговых схем, поскольку программы моделирования электронных схем на базе SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) позволяют уменьшить количество ошибок на начальных этапах проектирования и сократить время разработки устройства. При правильном использовании SPICE-симулятора можно проверить работоспособность схемы и исключить ошибки ещё до того, как будет готова макетная плата.

SPICE помогает в решении проблем при макетировании схемы, и это наилучший способ проверки технических решений и гипотез. Кроме того, можно оценить различные варианты наподобие «а что будет, если...», например, при разработке экспериментальных проектов.

SPICE-программы дают удобное графическое представление результатов моделирования. Они включают, как правило, определённый набор базовых инструментов, с помощью которых можно выполнять анализ по постоянному току, анализ по переменному току в режиме слабого сигнала, анализ во временной и частотной области. Кроме того, с помощью программ-симуляторов можно выполнять и более сложные задачи, например анализ нелинейных искажений, анализ мощности шума, анализ стабильности усиления, а также поиск нулей и полюсов схемы.

Перечень таких возможностей можно было бы продолжить, и, в общем, производители программ для SPICE-моделирования предоставляют пользователю большую их часть. При помощи SPICE-программы можно выполнить окончательную доводку схемы, используя, например, метод Монте-Карло и применив инструменты анализа для так называемого худшего случая. Подобные методы анализа проводить непосредственно на макетной плате слишком дорого, к тому же для этого потребуется много времени. Все перечисленные методы моделирования уменьшают время разработки вашего изделия, хотя здесь нужна определённая осмотрительность.

Нужно учитывать, что эффективная проверка функционирования устройства с помощью инструментов моделирования возможна только в том случае, если используемые SPICE-модели и макромодели достаточно точно соответствуют вашему приложению. Что же означает — достаточно точно?

SPICE-модели или макромодели должны отображать реальные характеристики компонента, не будучи перегруженными многочисленными деталями. Изобилие деталей может привести к проблеме сходимости вычислений (конвергенции) и к существенному увеличению времени моделирования. Недостаток детализации может привести к игнорированию некоторых важных особенностей рабочих характеристик схемы в процессе моделирования. По этой же причине, при моделировании схемы независимо от того, какие модели используются (полные модели или только макромодели), можно получить искажённую картину работы реальной схемы. Нужно помнить о том, что пакет SPICE — это только набор математических уравнений, которые, хочется надеяться, более-менее точно описывают работу схемы. В сущности, компьютерная программа выдаёт только предполагаемые результаты.

Возникает вопрос: «А зачем тогда заниматься моделированием схем? Стоит ли SPICE-моделирование затрат времени и усилий?» Для ответа на этот вопрос проведём короткий тест, для чего воспользуемся базовой схемой на **Рис. 7.1**. Будет ли такая схема работать устойчиво или начнет генерировать колебания? Будет ли выход операционного усилителя «звенеть»? Мне кажется, что, бросив взгляд на эту схему, вы скажете: «Что за глупый вопрос! Конечно же, эта схема будет работать устойчиво!». Но если вы привыкли к подвохам, то такой вопрос может вас насторожить. Так каков же ответ?

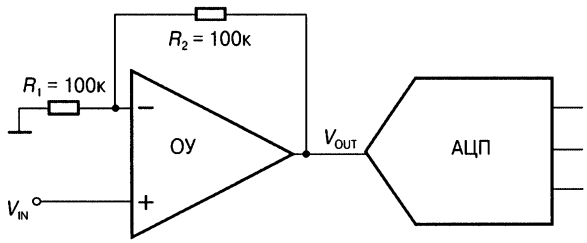


Рис. 7.1. Подобная аналоговая схема имеется во многих промышленных устройствах. В этой схеме аналоговый сигнал, поступающий на вход ОУ, усиливается в 2 раза. Например, при постоянном входном напряжении +1 В напряжение V_{OUT} на выходе ОУ будет равно +2 В. Возникнет ли генерация в схеме при подаче такого сигнала? Или такой вопрос — вызовет ли в данной цепи генерацию или затухающие колебания синусоидальный сигнал с частотой 50 кГц? Полоса пропускания этого усилителя равна 2.8 МГц.

В этой простой схеме используется усилитель с коэффициентом усиления +2 В/В. Резистор сопротивлением 100 кОм соединяет неинвертирующий вход ОУ с землёй, а другой резистор такого же номинала включён в цепь обратной связи. Легко предположить, что данная схема будет работать устойчиво. Тем не менее, кропотливые вычисления показывают, что такой усилитель будет «звенеть» и произойдет это из-за паразитных ёмкостей резисторов и большого значения дифференциальной и синфазной ёмкостей входного каскада ОУ.

Для данного конкретного усилителя синфазная входная ёмкость составляет 6 пФ, а дифференциальная входная ёмкость — 3 пФ. Эти ёмкости вместе с резистором в цепи обратной связи создают условия для неустойчивой работы схемы.

При проведении лабораторных испытаний эта неустойчивость схемы сразу же обнаружится с помощью осциллографа, причём паразитные параметры макетной платы будут только усугублять данную проблему.

Например, резистор сопротивлением 100 кОм в цепи ОС усилителя имеет параллельно включённую паразитную ёмкость приблизительно 0.5 пФ (см. **Рис. 7.2**). Паразитная ёмкость макетной платы по отношению к земле может достигать 2 или 3 пФ. Если при SPICE-моделировании использовать SPICE-макромодель усилителя, в которой учтены входные импедансы и паразитные ёмкости платы, то на этапе моделирования проблема сразу же обнаружится, а при макетировании схемы разработчик определённо обнаружит «звон».

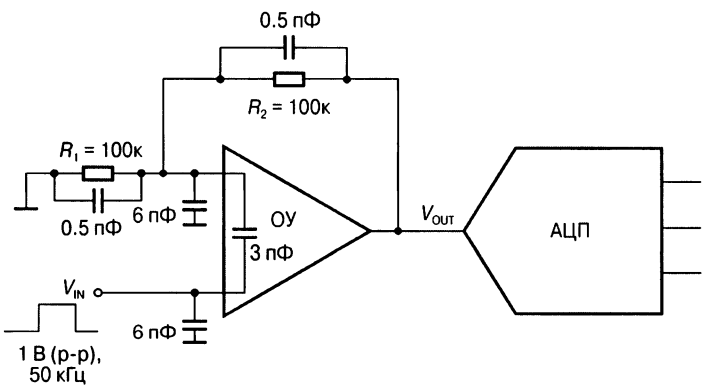


Рис. 7.2. Если добавить паразитные ёмкости резисторов и операционного усилителя в схему на **Рис. 7.1**, то она уже не будет казаться такой простой. На постоянном токе эти конденсаторы будут представлять собой разомкнутые цепи, но при работе усилителя с сигналами переменного тока они будут влиять на форму сигнала на выходе. При идеальном прямоугольном сигнале на входе, в точке V_{OUT} будут присутствовать затухающие переходные колебания.

Проблему можно решить путём изменения сопротивлений обоих резисторов схемы, причём подходящие значения можно просчитать даже вручную. SPICE-моделирование может помочь в таких расчётах — это всё-таки лучше, чем раз за разом менять резисторы на макетной плате в поиске подходящих номиналов. При SPICE-моделировании также можно анализировать характеристики схемы при различных значениях резисторов, что позволяет вычислить частоту среза амплитудной характеристики, при которой возникает генерация.

Успешных результатов в SPICE-моделировании и макетировании схемы, представленной на **Рис. 7.2**, можно достичь, выбрав сопротивление обоих резисторов равным 10 кОм.

На **Рис. 7.3** показан результат моделирования.

В этой главе мы обсудим, как лучше всего определить достоверность результатов SPICE-моделирования, для чего используем три подхода. Во-первых, рассмотрим несколько основных правил, которые помогут определить достоверность результатов моделирования. Во-вторых, при первоначальном анализе результатов моделрования будем исходить из здравого смысла (во всяком случае, в

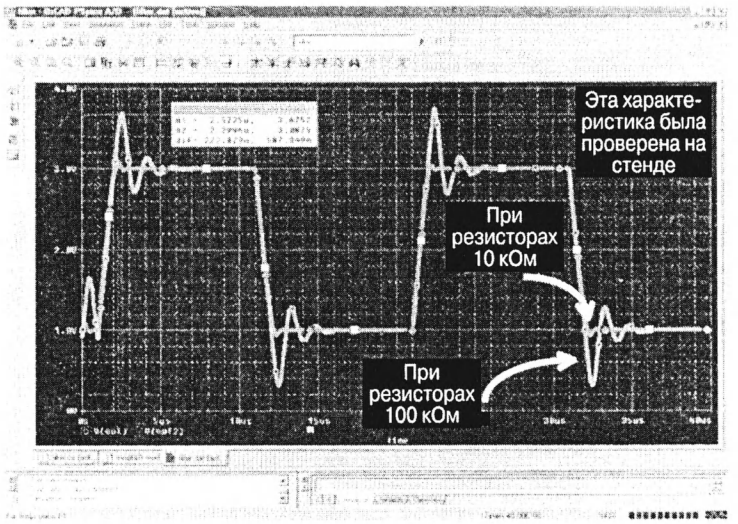


Рис. 7.3. Проверка этой простой схемы с помощью SPICE-моделирования показывает наличие переходных затухающих колебаний на выходе ОУ. Неплохо, если пользователь захочет перепроверить эту схему в лаборатории, хотя проблему можно решить сразу, уменьшив номиналы резисторов с 100 до 10 кОм. Нельзя продолжать разработку схемы, не выяснив причину возникновения данной проблемы. Моделирование схемы позволяет обнаружить серьёзную проблему устойчивости (этот аспект легко упустить при анализе схемы).

том, что касается схемы). И в-третьих, проанализируем, какую макромодель можно (или нельзя) использовать для схемы. Применяя такую методику, от большинства проблем при разработке схем можно избавиться только за счёт эффективного применения SPICE-моделирования.

Основное внимание мы сконцентрируем на моделировании схем с высококачественными сигнальными операционными усилителя, которые входят в состав большинства аналоговых схем. Остальные аналоговые макромодели (инструментальных и дифференциальных усилителей, источников опорного напряжения и т.д.) вы можете исследовать самостоятельно.

Что мы не будем рассматривать в этой главе. Я не собираюсь давать советы по применению вашего любимого пакета SPICE — этим пусть занимаются производители программного обеспечения, к тому же по данной тематике существует масса литературы. Решать за вас ваши проблемы, давая готовые рецепты, мне также не хочется; лучше всего, если вы сами над ними подумаете. Основные вопросы, которые нужно задать самому себе, звучат примерно так: «Как должна работать схема? Оправдает ли SPICE-моделирование ожидания или нет?»

Противники использования моделирования утверждают, что компьютерные средства моделирования электронных схем не работают должным образом и заниматься этим — пустая трата времени. Здесь они немного заблуждаются и, по моему мнению, имеют поверхностное представление о возможностях инструментов моделирования. Несомненно, SPICE-моделирование может завести вас в де-

бри, но, как и другое инструментальное средство, SPICE работает хорошо настолько, насколько позволяет уровень пользователя.

Понять суть работы схемы по результатам SPICE-моделирования можно только в том случае, если пользователь понимает принципы работы этой программы и знает, как правильно её использовать. Скажу больше — SPICE-моделирование покажет вам скрытые проблемы в схеме, о которых вы даже не подозревали. В большинстве случаев, при моделировании используются вычисления с плавающей точкой двойной точности; это даёт возможность обнаружить проблемы на самом нижнем уровне проектирования, чего нельзя сделать при макетировании схемы.

Теперь сделаем шаг назад и посмотрим, что же мы имеем. Вероятнее всего вам приходится моделировать схемы, в которых используются макромодели компонентов различных производителей. И здесь возникает целый ряд вопросов: «Работает ли моя модель или макромодель в диапазоне температур? А как насчёт искажений или параметров по переменному току? А что будет происходить при изменении параметров функционирования схемы? Отражает ли модель эти параметры? А как насчёт точности моделирования? Какие реальные данные можно получить с помощью таких макромоделей?»

Ответы на эти вопросы можно получить, только поработав с пакетом SPICE и проанализировав результаты моделирования. Чтобы вы получили некоторое представление о моделировании, я поделюсь своим опытом разработчика аналоговых схем. Разрабатывая схему, я использовала транзистор в несколько необычной схеме включения. Скажу, что мои модели транзисторов были лучшими из тех, что у нас были: это были полнофункциональные модели, специально разработанные для точного моделирования работы разрабатываемого усилителя.

В данных моделях я не использовала подстановку других макромоделей, это были реальные модели транзисторов. Я была уверена, что определённая топология транзистора в выходном каскаде позволит создать усилитель с однополярным питанием, который будет работать в нескольких милливольтах вблизи напряжения отрицательного питания. Подобное техническое решение в наши дни уже не новинка, но в 1990-м это был смелый шаг. Я рассчитала схему на бумаге — это было круто!

Результаты моделирования показали, что операционный усилитель с такими напряжениями вблизи отрицательного напряжения питания работать не будет, так что мне пришлось пересмотреть свои расчёты, а затем и SPICE-модели. Когда это не помогло, я собрала схему на плате. Испытания макетной платы показали, что все расчёты на бумаге были верны. После этого я вновь вернулась к моделированию и разработала специальную модель для этого несчастного транзистора из моей схемы.

Чтобы создать новую модель, я взяла в лаборатории дискретный транзистор в корпусе ТО-99. Такую модель нужно было разработать из-за необычного использования транзистора. С новой SPICE-моделью транзистора модель схемы операционного усилителя успешно прошла моделирование. В результате модификации модели транзистора под конец дня я согласовала данные всех трёх инструментальных средств разработки. Возможно, проблема скрывалась в моих расчётах или в лабораторной плате, но все три инструмента разработки давали правиль-

ный результат, так что я чувствовала себя победительницей. За меня было подано три голоса: расчёт на бумаге, SPICE-моделирование и макетная плата.

Вряд ли вы будете докапываться до такого уровня детализации, однако, для успешной разработки схемы нужно выполнить три шага:

1. Нарисовать общую структуру схемы на бумаге.
2. Моделировать работу схемы до получения приемлемых результатов.
3. Проверить на макете критические участки схемы.

Все три шага являются исключительно важными. SPICE-моделирование схемы ни в коей мере не заменит ни одного из этих шагов — оно лишь увеличит вероятность успеха разработки. Если перейти к деталям, то последовательность шагов будет такой:

1. Определите для себя, что на самом деле должна делать схема.
2. Выполните моделирование, чтобы получить тот результат, который вы ожидаете от этой схемы.
3. Соберите макет вашей схемы и добейтесь того, чтобы ваши теоретические расчёты и результаты моделирования совпали — все три шага необходимы для получения достоверных результатов.
4. Настройте модель (или схему) так, чтобы результаты, полученные при ручном расчёте, макетировании схемы и её моделировании, совпадали.
5. Всегда макетируйте схему.

Вы можете спросить, зачем мне понадобился такой уровень детализации при разработке проекта усилителя. Я не только продублировала функционирование схемы на макетной плате, но и изучила множество нюансов работы транзистора при разработке новой модели. Я поняла, насколько полезен был этот несчастный транзистор. Мне удалось получить нужный размах выходного сигнала в моём усилителе, так что я применила эту же модель транзистора в других разработках схем операционных усилителей без какой-либо дополнительной траты времени! Я достигла хорошего уровня квалификации, который до сих пор помогает мне в работе. Кстати, этот операционный усилитель всё ещё выпускается, 14 лет спустя.

SPICE-моделирование полезно и в том плане, что помогает упорядочить ход мысли и определить приоритеты. Можно искать ошибки, основываясь на собственном представлении о работе реальной схемы или системы, но лучше всего будет точное определение места появления ошибок, на которое укажет SPICE-программа — это позволит сразу же откорректировать схему. Обнаружить такие проблемы лучше в начале цикла разработки схемы, чем в конце. Если пользователь не понимает нюансов работы схемы, например какие паразитные параметры присутствуют в схеме, то программа-симулятор отрапортует, что всё работает отлично, хотя на самом деле всё будет наоборот.

7.1. Старый метод расчёта на бумаге

Создание схемы на бумаге является очень важным этапом. Скорее всего, вы создадите принципиальную схему устройства с помощью SPICE-программы, но на данном этапе нужно оценить то, что собираетесь проектировать. Это самый

подходящий момент для углублённого анализа схемы; здесь можно использовать математические расчёты схемы или, что ещё лучше, на пальцах прикинуть работу схемы. На данном этапе, который должен предшествовать моделированию схемы, нужно подумать о паразитных параметрах устройства и монтажа, а также определить характер различных внешних воздействий на схему.

В старые добрые времена учёбы в университете мы все занимались математическими расчётами наших проектов, пытаясь привести каждую часть схемы к базовому математическому представлению. Однако наиболее важная часть расчётов на этом этапе отнюдь не связана с математикой. Здесь нужно воспользоваться интуицией, чтобы понять, что же должна делать эта схема; затем нужно выполнить некоторые важные расчёты, чтобы подготовиться к следующему шагу — моделированию. Для аппаратных (обычно это аналоговые схемы) или аппаратно-программных решений (включая микропроцессоры, программируемые вентильные матрицы или процессоры) моделирование выполняется на стадии проектирования. Эту методику мы рассмотрим на примере анализа схемы на **Рис. 7.4**.

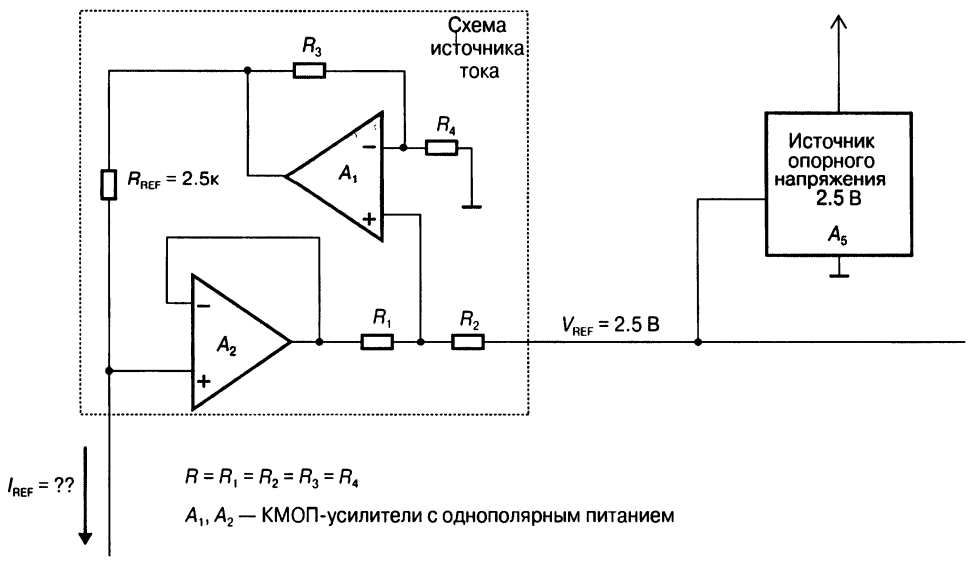


Рис. 7.4. В некоторых случаях для питания датчика требуется источник постоянного тока. Здесь плавающий источник постоянного тока содержит источник опорного напряжения, пять резисторов и два операционных усилителя. Такой тип источника тока немного усложняет анализ схемы и требует как ручного расчёта на бумаге, так и макетирования на плате. Теоретически напряжение на неивертирующем входе A_2 не зависит от источника опорного напряжения 2.5 В (A_5).

На **Рис. 7.4** показана схема плавающего источника тока. Всё, что я хочу сделать, — это определить соотношение между током смещения I_{REF} и напряжением источника опорного напряжения A_5. Теоретически, через резисторы R_1 и R_2 протекает одинаковый ток, если предположить, что ток через неивертирующий вход A_1 равен 0 (это вполне допустимо, если A_1 является КМОП-усилителем). Ток,

протекающий через резисторы R_1 и R_2, может втекать в A_5 или вытекать из него, а напряжение на выходе A_2 может быть как меньше, так и больше напряжения смещения 2.5 В. На самом деле, это не так и плохо, поскольку нам как раз и нужен плавающий источник тока.

Напряжение между входами A_1 равно 0 В; более точно это напряжение равно напряжению смещения операционного усилителя, но сейчас такое допущение нас устраивает. Выходное напряжение A_1 как минимум в два раза выше напряжения на входах этого усилителя. Поскольку резистор R_4 подключён к земле, то напряжение на выходе A_1 всегда будет равно или выше напряжения смещения.

Чтобы почувствовать, как работает такой плавающий источник, лучше всего присвоить произвольное напряжение узлу, а затем проанализировать работу остальной части схемы. Например, предположив, что напряжение на неинвертирующем входе A_2 равно 0.5 В, получим напряжение на неинвертирующем входе A_1, равное 1.5 В, а напряжение на выходе этого же усилителя равно 3.0 В. Соответственно, падение напряжения на резисторе смещения R_{REF} составляет 2.5 В, что при сопротивлении этого резистора 2.5 кОм даёт на выходе источника тока постоянный ток 1 мА.

Идём дальше. Оказывается, что сопротивление резистора, через который протекает ток I_{REF}, определяет напряжение на неинвертирующем входе A_1. Но не будем с этим спешить, а выполним ещё одно упражнение. Предположим, что напряжение на неинвертирующем входе A_2 равно 3 В, что даёт напряжение на выходе A_1, равное 5.5 В, хотя такого не должно быть при напряжении питания схемы 5 В. Но не стоит беспокоиться. Теперь основные принципы работы схемы нам известны, как и границы допустимых значений сопротивления резистора R_{LOAD} на **Рис. 7.5**.

На **Рис. 7.5** показан результат расчёта этой схемы, согласно которому напряжение на выходе операционного усилителя A_1 равно удвоенному напряжению V_1. Напряжение на неинвертирующем входе A_2 равно напряжению на его инвертирующем входе и равно удвоенному напряжению V_1 минус опорное напряжение A_5. Поскольку инвертирующий вход ОУ A_2 соединён с выходом, то напряжение на выходе A_2 также будет равно разности удвоенного напряжения V_1 и напряжения 2.5 В на выходе источника опорного напряжения A_5. Сопротивление резистора R выбрано равным 25 кОм, что гарантирует устойчивую работу усилителя и сохраняет относительно низкие выходные токи операционных усилителей.

По этим данным можно определить ток через резистор смещения R_{REF}, который, согласно теореме Тевенина, равен падению напряжения на резисторе R_{REF}, делённому на сопротивление R_{REF}. Падение напряжения на R_{REF} можно рассчитать, исходя из ранее полученных соотношений, что даёт в результате 2.5 В. Поскольку мы оперируем реальными значениями напряжений и сопротивлений, то в итоге получим, что ток, протекающий через R_{REF}, равен 1 мА.

Теперь можно подключить нагрузку. Эта схема требует низкоомной нагрузки, такой как, например, резистивный температурный датчик (РТД). Если R_{LOAD} представляет собой резистивный температурный датчик типа PT100, то величина этого сопротивления равна 100 Ом при 0°С. При такой нагрузке напряжение на неинвертирующем входе A_2 составляет 100 мВ. В этой схеме сопротивление РТД PT100 изменяется от 100 Ом при 0°С до 254 Ом при 400°С. Для более высоких

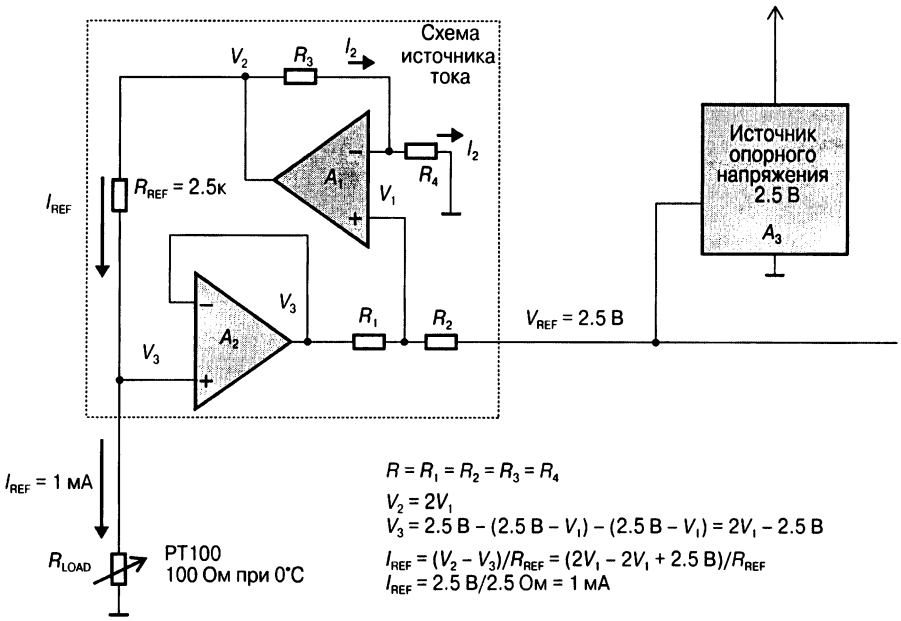


Рис. 7.5. После приблизительной оценки пользователь может рассчитать схему более точно, тем самым проверив правильность исходных предположений.

температур выходное напряжение A_1 будет равно 2.754 мВ. При напряжении источника питания усилителей 5 В оба ОУ работают в линейной области.

Последнее, что нужно сделать на этой стадии разработки — определить входные сигналы, представление сигналов на выходе, а также значения паразитных сопротивлений, ёмкостей или индуктивностей, появляющихся при монтаже схемы. Входные сигналы могут быть импульсными или непрерывными сигналами переменного тока, и их описания включаются в заголовок листинга SPICE-моделирования.

Дальнейшее тестирование схемы покажет влияние паразитных элементов. Например, резисторы на **Рис. 7.5** будут иметь паразитные ёмкости приблизительно 0.5 пФ, включённые параллельно резисторам. При монтаже платы из-за наличия соединительных проводников может появиться дополнительная ёмкость порядка единиц пикофарад, и здесь нужно определить, создают ли паразитные элементы монтажа какие-либо проблемы для работы схемы. Если да, то значения этих паразитных параметров нужно измерить.

Устойчивость данной схемы является ещё одной проблемой. Если схема нестабильна, то даже короткий импульс тока в цепи с высоким сопротивлением, например на инвертирующем входе A_2, способен вызвать переходные затухающие колебания. В схеме на **Рис. 7.5** паразитные ёмкости резисторов не влияют на устойчивость работы схемы.

7.2. Достоверны ли результаты моделирования по существу?

Допустим, разработчик нарисовал схему на бумаге и готов её промоделировать. Результатом проектирования на первой стадии должна стать принципиальная схема с указанием рабочих точек. Очень важно определить начальные рабочие точки, рабочие точки для измерений по постоянному току и основные режимы работы во времени. Начальные рабочие точки по постоянному току должны показывать напряжения в узлах, хотя не менее важно знать и величины токов в различных ветвях схемы.

Закончив создание SPICE-модели, можно провести первое моделирование, по завершению которого следует проверить результаты во всех рабочих точках схемы. Пропускать этот шаг нельзя, иначе можно получить массу ошибок при анализе схемы по переменному току или при переходных процессах. Наиболее важными начальными рабочими точками по постоянному току являются точки, в которых измеряются напряжения, влияющие на работу всей схемы. Проверьте, например, подключён ли источник питания, затем убедитесь, что все постоянные напряжения схемы не превышают питающих напряжений. Если в каком-либо узле напряжение превышает напряжение питания, то, вероятнее всего, допущена ошибка в таблице соединений схемы.

В начале листинга (**Рис. 7.6**) отображаются соединения в моделируемой схеме, представленной на **Рис. 7.4**, далее показано несколько значений напряжения в рабочих точках по постоянному току. После директивы .OP в листинге моделирования следует тип модели операционного усилителя («ideal.mod»), затем перечень элементов схемы, номера связанных с ними устройств и привязки узлов.

Сам листинг выглядит как обычно (если только вы уже не увидели ошибку). Все узлы усилителя и резисторов соединены. Ошибки, возникшие в процессе моделирования, отражены в таблице NODE/VOLTAGE, которая генерируется SPICE-программой и содержит данные моделирования. Здесь показаны все узлы, часть из которых трудно идентифицировать, поскольку они относятся к внутренним узлам макромоделей операционных усилителей. В этой таблице пользователь сразу заметит отрицательные значения напряжений в некоторых узлах, что может свидетельствовать об их принадлежности к внутренним узлам макромоделей усилителей. Моделируемая схема имеет однополярное питание, равное 5 В (ps) относительно земли, потенциал которой принимается равным 0.

В верхней части листинга указаны обозначения узлов ОУ, которые могут показаться не совсем обычными. Порядок расположения узлов и их функции следующие:

inp1 — неинвертирующий вход,
inm1 — инвертирующий вход,
ps — соединение с положительным выводом источника питания,
1 — соединение с отрицательным выводом источника питания,
out1 — выход.

```
* SHELL FOR floating current source
.....................................................................
.OP
.lib  ideal.mod
x1   inp1   inm1  ps   1   out1   mcp601
x2   inp2   out2  ps   1   out2   mcp601
*reistorsin circuit
r1        out2  inp1        25k
r2        inp1        2          25k
r3        out1  inm1  25k
r4        inm1  ns        25k
rref  out1  inp2  2.5k
rsens inp2  ns        100
vref  2        ns        2.5V
vps   ps  0   5
vns   ns  0   0
.END
```

Some simulation results

```
****    SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION      TEMPERATURE =  27.000 DEG C
.....................................................................
NODE   VOLTAGE    NODE   VOLTAGE    NODE   VOLTAGE    NODE   VOLTAGE

(  1)   -4.8814   (  2)    2 5000   ( ns)     0.0000   ( ps)    5.0000
( inm1)  1.3000   ( inp1)  1.3000   ( inp2)     1000   ( out1)  2 6000
( out2)   .1000   ( x1.5)  4.9777   ( x1 6)   4.9777   ( x1.7)   .0753
( x2.5)  4.9777   ( x2 6)  4.9777   ( x2 7)  -1.1247   (x1.23)  -8 3335
(x1 33)   0593    (x1 34)  3 5113   (x1.43)   2 7000   (x1.44)   2.5000
(x1 45)  4.2235   (x1.46)  45.5970  (x2.23)  -4 0503   (x2.33)    0593
(x2.34)  -.7718   (x2.43)   .2000   (x2 44)  4.276E-09 (x2 45)  4 2485
(x2.46)  45.5720
```

Рис. 7.6. Первое, что нужно проверить при любом SPICE-моделировании, — постоянные напряжения и токи в рабочих точках. Напряжения и токи во всех элементах схемы должны соответствовать расчётным значениям. В этом листинге показана часть результатов полного анализа по постоянному току. Обратите внимание, что некоторые из узлов имеют отрицательные значения, а это свидетельствует о каких-то аномалиях, поскольку схема работает с однополярным источником питания.

Здесь всё выглядит нормально, но ошибка состоит в том, что узлы подключения отрицательного напряжения в макромодели усилителя «ns» присоединены к земле, поэтому программа и генерирует ошибочные данные.

Это только один пример ошибочных результатов SPICE-моделирования. Если продолжить моделирование для других типов анализа, например, для переменного тока или переходных процессов во временной области, то ошибки в результатах будут удивлять. Будет ещё хуже, если вы сделаете то, что сделала я в начале своей карьеры — посчитаете такие результаты правильными.

Самое худшее в этой ситуации — вообще не обращать внимания на рабочие точки по постоянному току; это всегда приводит к лавинообразному нарастанию вопросов и проблем. В данном конкретном случае, который я опять вспоминаю, я «гонялась за своим хвостом» почти целую неделю только для того, чтобы обнаружить неправильное соединение в одном из узлов. Этого можно было бы избежать, если бы я сразу проанализировала результаты моделирования по постоянному току. Вот уж действительно, опыт решает очень многое!

Результаты моделирования по постоянному току (как и другие типы анализа) зависят и от значений, принятых по умолчанию для конкретного моделирования. Значения по умолчанию устанавливаются директивой .OPTION. Этой директивой устанавливаются все опции, ограничения и параметры процесса моделирования. Например, список ограничений включает точность измерения тока, точность измерения заряда и минимальную проводимость между ветвями — перечень можно продолжить. Тщательно проанализируйте этот перечень. Возможно, так вы сэкономите время в дальнейшем. Как правило, настройки, задаваемые по умолчанию директивой .OPTION, не влияют на процесс моделирования, однако при неудовлетворительных результатах SPICE-моделирования нужно обратить на них внимание.

Например, для схемы, использующей КМОП операционный усилитель с малым током смещением, очень важной может быть установка правильных значений входных токов смещения. Погрешность в этом параметре сказывается на результатах моделирования, когда используемая схема обладает высокими входными импедансами, как, например, в усилителе, преобразующем ток в напряжение или в фильтре нижних частот.

SPICE-программа включит нешумящий резистор на место компонента, имеющего разрыв электрической цепи (например, затвор—исток полевого транзистора). Затвор КМОП-транзистора, как правило, плавающий или вообще не соединён с источником постоянного напряжения. Хотя этот элемент включает конденсаторы между затвором и истоком, а также между затвором и стоком, SPICE-программа при анализе по постоянному току будет воспринимать такую цепь как разорванную. Программа обнаруживает эту ситуацию в процессе моделирования и включает минимальную проводимость между узлами, в которых имеется разрыв.

В макромодели SPICE, показанной на **Рис. 7.7**, входной ток смещения КМОП-каскада должен быть равен нулю. Хотя на затворах входных транзисторов реального ОУ из-за протекания тока смещения и накапливается заряд, КМОП-транзисторы не создают ни втекающего, ни вытекающего тока через затворы транзисторов Q_1 и Q_2.

При SPICE-моделировании втекающий или вытекающий ток затворов этих транзисторов зависит от напряжений между затвором и стоком и между затвором и истоком. Этот дополнительный ток определяется проводимостью по умолчанию GMIN, которая обычно численно равна 1×10^{12} См (См — сименс, величина, обратная сопротивлению (1/Ом)), а обратная ей величина равна 10^{12} Ом. На первый взгляд, здесь нет никакой проблемы, но падение напряжения на этой проводимости даёт погрешность в несколько пикоампер.

Усилитель, преобразующий ток в напряжение (см. **Рис. 7.8**), — это схема, в которой подобная проводимость будет вносить погрешность в напряжение на выходе. Для решения данной проблемы можно изменить значение GMIN, установленное по умолчанию, или включить источники тока, управляемые напряжением, между затворами транзисторов Q_1 и Q_2 и землёй. Обратите внимание, что изменение значений по умолчанию в директиве .OPTION влияет на всю моделируемую схему, поэтому используйте данный метод осторожно. Я предпочитаю делать подобные изменения значений по умолчанию локально; это даёт

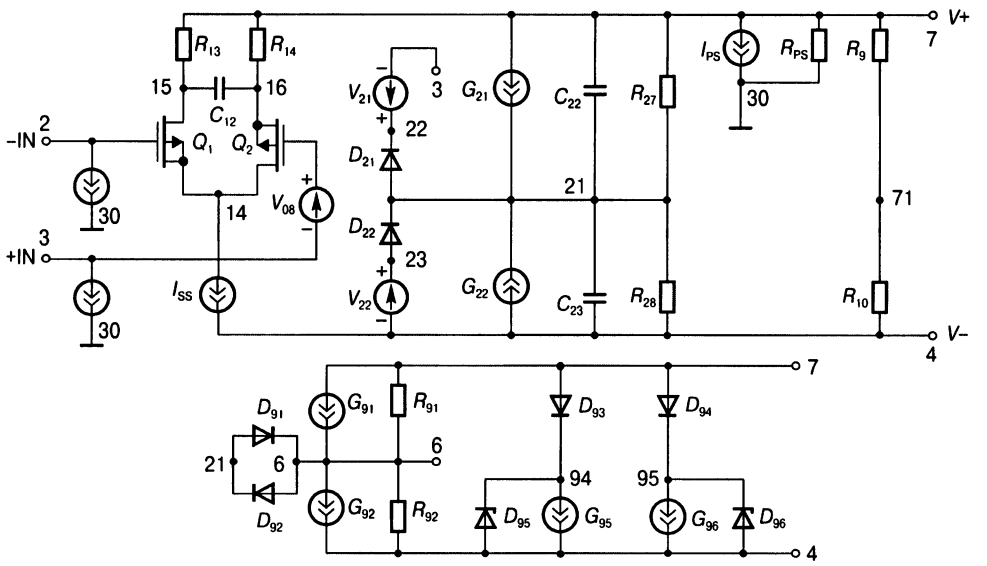


Рис. 7.7. Это пример SPICE-макромодели для операционного усилителя с КМОП-входом. В данной схеме SPICE-программа задаёт входной ток смещения как одно из непременных условий при выполнении SPICE-моделирования. Александер и Боуэрс были первыми, кто опубликовал эту макромодель в Electronic Design Magazine в 1990 году.

более достоверные результаты при подключённых источниках тока, управляемых напряжением, чем изменение GMIN.

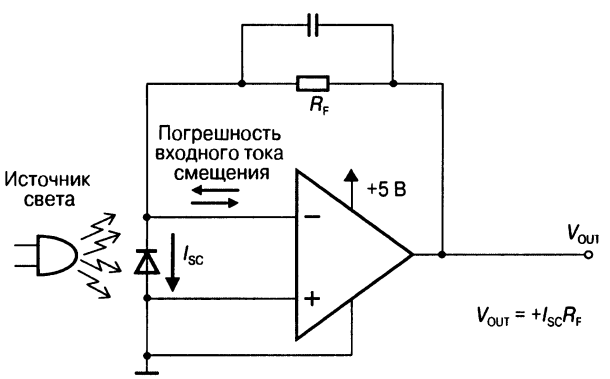


Рис. 7.8. Использование ОУ с низким входным током смещения в схеме преобразователя ток—напряжение, подобной этой, является необходимым условием получения приемлемой точности. По этой причине здесь лучше использовать входные усилители КМОП или с полевыми транзисторами. При попытке моделирования данной схемы без учёта возможных входных токов смещения результат на выходе V_{OUT} будет ошибочным.

На эту проблему акцентируется внимание в схеме на **Рис. 7.8**. Здесь падающий на фотодиод свет вызывает появление в нём тока. Этот ток, протекая через

резистор R_F, создаёт на нём падение напряжения, что приводит к изменению напряжения на выходе V_{OUT}. Протекающий через фотодиод ток очень слабый и изменяется в диапазоне нескольких наноампер, а если к тому же источник излучения работает не в полном диапазоне яркости, то изменение тока фотодиода будет ещё меньше; таким образом, наличие входного тока смещения ОУ может приводить к погрешностям напряжения во всей схеме.

Анализ по постоянному току является наиболее важным этапом при проверке результатов SPICE-моделирования и на него не следует жалеть времени. Тщательный анализ даст вам шанс получить точные результаты при выполнении оставшихся тестов (точность будет зависеть только от самой программы).

Достоверность результатов SPICE-моделирования нужно проверять всегда, особенно если разработчик знает, чего можно ожидать от результатов моделирования. Если не попытаться оценить результаты моделирования, а только сидеть и ждать, то у вас есть хорошие шансы «побегать за своим хвостом» или снова просчитать всё на бумаге. В любом случае драгоценное время будет потеряно.

Возможно, в таких рассуждениях вы уловили определённую долю скепсиса относительно эффективности SPICE-моделирования, и это действительно так. Моделирование эффективно в той степени, в какой разработчик понимает принцип работы SPICE-схемы. Не впадайте в эйфорию от того, что правильно установили компоненты на принципиальной схеме и используете макромодели производителя — это ещё ничего не значит. Моделирование будет настолько эффективным, насколько эффективны ваши модели. Итак, как же определять модели?

7.3. Макромодели: что они могут?

Концепция макромоделей впервые была обнародована в 1970-х [5]. Макромодели являются одним из типов SPICE-моделей и применяются для сокращения времени SPICE-моделирования системы и сходимости ошибок. Они дают возможность разработчику сконцентрировать усилия на высокоуровневом моделировании системы. Тем не менее, разработчики охотно применяют макромодели устройств и для моделирования систем, включающих много таких устройств. Кроме того, применение макромоделей позволяет пользователю SPICE-системы выполнить успешное моделирование в установленные сроки.

Инженеры-разработчики интегральных микросхем применяют SPICE-моделирование на уровне макромоделей, чтобы убедиться в правильности выбранной концепции. На более глубоком уровне детализации разработчик в процессе SPICE-моделирования использует модели транзисторов, что даёт возможность проверить отдельные детали функционирования интегральной схемы.

На последних этапах разработки операционного усилителя применение макромоделей транзисторов значительно упрощает проектирование. В отличие от весьма распространённого мнения, модели, используемые в разработке интегральных схем, могут быть весьма неоднозначными, поскольку 100%-го соответствия SPICE-модели реальному устройству, будь то бихевиористическая (поведенческая) модель, макромодель или модель на уровне транзисторов, добиться невозможно.

Собственно, ничего сложного в макромодели нет. Как-то я разработала несколько макромоделей для существующих интегральных схем. При таком подходе моделируемое устройство воспринимается как чёрный ящик. Существует три общих класса моделей моделирования: поведенческая модель, макромодель и модель с детализацией на уровне транзисторов (**Рис. 7.9**). Степень сложности каждого класса возрастает в порядке их перечисления в списке.

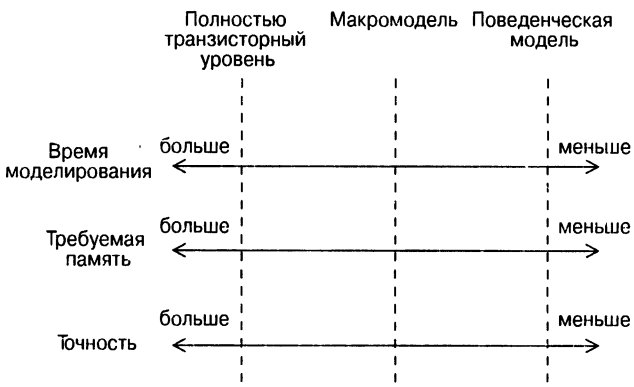


Рис. 7.9. Модели на уровне транзисторов сложнее, чем макромодели или поведенческие модели, поэтому моделирование на таком уровне требует больше времени и большего объёма памяти. Такие завышенные требования могут замедлить процесс моделирования, особенно если в схеме имеется несколько моделей на уровне транзисторов. Тем не менее, если продолжительность процесса моделирования не имеет значения, то на уровне моделей транзисторов моделирование даст более точные результаты. Все три типа моделей могут точно подходить для конкретной схемы, но быть непригодными для других приложений.

Поведенческая модель наиболее точно отображает устройство как чёрный ящик. Она имеет весьма отдалённое или вовсе не имеет никакого отношения к реальному физическому устройству и моделирует только поведение реального объекта. С помощью макромодели можно выполнить более комплексное моделирование схемы; в данный тип модели обычно включаются модели реальных транзисторов во входных и выходных узлах. На таком уровне детализации модель более точно отражает работу реального устройства, хотя и не полностью.

Внутри самой макромодели имеется множество зависимых и независимых источников напряжения и тока. Наиболее часто используются линейные источники напряжения, управляемые напряжением (ИНУН), источники тока, управляемые напряжением (ИТУН), источники напряжения, управляемые током (ИНУТ) и источники тока, управляемые током (ИТУТ).

Кроме того, внутри самой макромодели могут присутствовать нелинейные зависимые источники тока/напряжения. Оба типа нелинейных зависимых источников (управляемых током или напряжением) аппроксимируются полиномиальными функциями, при этом коэффициенты полинома определяет сам разработчик макромодели. С помощью таких источников можно попытаться промоделировать реальные рабочие характеристики устройства.

SPICE-модель на уровне транзисторов содержит все транзисторы, резисторы и индуктивности реального устройства. В свою очередь, каждый из этих элементов также имеет собственную SPICE-модель; пользователь может изменять значения переменных в описании каждой модели. Например, описание SPICE-модели мощного полевого транзистора с изолированным затвором (MOSFET) содержит 24 переменные. В этой модели пользователь может настроить такие параметры, как длина и ширина области диффузии, нулевой уровень порогового напряжения, крутизна характеристики и т.д.

SPICE-модель схемы на уровне транзисторов более сложна, чем поведенческая модель или макромодель. Каждый из этих трёх классов моделей занимает определённое место в стратегии моделирования. Транзисторная SPICE-модель — самая сложная и обеспечивает более высокую точность, особенно при разработке интегральных микросхем. Эта модель детализирует взаимодействие транзисторов в данной схеме. Такой уровень детализации не подходит для разработки на системном уровне, когда требуется одновременное моделирование нескольких устройств. Применение транзисторной модели в этом случае приведёт к увеличению времени моделирования и снижению точности результатов из-за увеличения числа узлов в анализируемой схеме.

Хотя сложность элементов макромодели сопоставима со сложностью транзисторной модели, количество элементов в листинге модели будет меньше. Суммарная сложность, или «интеллектуальность», макромодели будет ниже, чем модели на уровне транзисторов, поскольку макромодель, кроме моделирования списка определённых параметров, ничего больше не делает. Многие производители декларируют эти параметры в листинге SPICE-макромоделей.

Примерный список моделируемых параметров операционного усилителя включает: напряжение смещения на входе, коэффициент подавления нестабильности напряжения питания, коэффициент ослабления синфазного сигнала, входной импеданс, входной ток смещения, коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС, диапазон питающих напряжений и токов (типовые значения при комнатной температуре 25°С).

Моделирование на системном уровне может включать сотни «строительных» блоков. При этом невозможно осуществить моделирование на уровне транзисторной SPICE-модели или макромодели. Даже если эти два уровня моделей приводят к сходимости и дают результаты, моделирование на системном уровне намного точнее при использовании правильно описанных поведенческих модулей. Применение в моделировании на уровне системы транзисторных моделей и макромоделей из-за их сложности приводит к потере точности и увеличению времени моделирования.

Как следствие, полная модель устройства в процессе моделирования потребует намного больше ресурсов памяти компьютера и будет выполняться дольше. При моделировании нескольких устройств одновременно, например, пяти- или шестиуровневых транзисторных операционных усилителей, SPICE-моделирование, скорее всего, завершится аварийным отказом, и получить результаты будет невозможно. Другим препятствием является отсутствие для данного устройства SPICE-модели транзисторного уровня; производители устройств очень неохотно предоставляют модели транзисторного уровня кому бы то ни было.

Это связано с тем, что транзисторная модель содержит запатентованную информацию о схеме. Можно себе представить, что произойдёт, если конкурент получит в свои руки такую модель: разработка аналогичного устройства займет значительно меньше времени. В результате рынок будет поделён между двумя производителями. Что ещё важно — транзисторные SPICE-модели устройств дают меньшую точность при проектировании на уровне платы и системы.

На **Рис. 7.10** показан пример макромодели (с некоторыми ограничениями) операционного усилителя. В ней имеется несколько соединений с землёй, что не позволяет работать с однополярным источником питания. На **Рис. 7.7** показана модель, которую используют в системе с однополярным или плавающим источником питания.

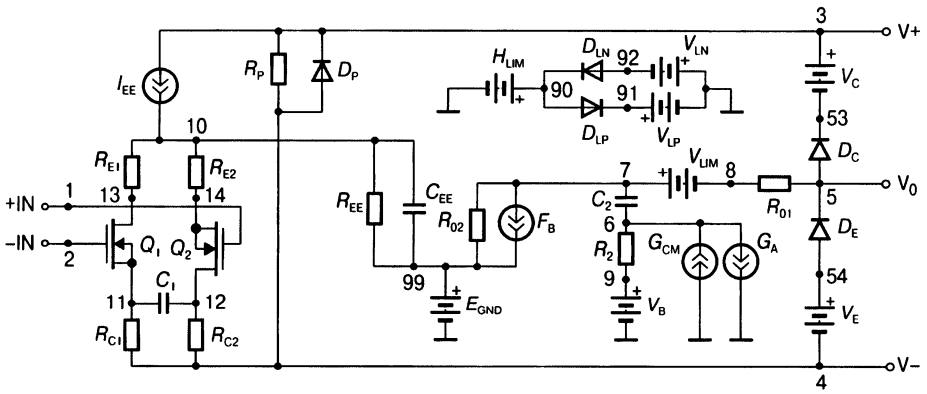


Рис. 7.10. Макромодель операционного усилителя на *p-n-p*-транзисторах, которая впервые была разработана в 1974 г. Грэмом Р. Бойлом, Барри М. Коном, Дональдом О. Педерсоном и Джеймсом Е. Соломоном. Это первая официально опубликованная модель. С тех пор было разработано несколько образцов макромоделей для других операционных усилителей. Некоторые производители SPICE-программ предоставляют инструментарий, позволяющий создавать такой тип макромоделей.

Вы должны были обратить внимание, что во входных каскадах моделей усилителей на **Рис. 7.7** и **7.10** присутствуют транзисторы. Входной каскад является единственным местом в макромодели, в котором наблюдается сходство с реальным устройством. Установленные здесь транзисторы отражают специфику нелинейных свойств входов ОУ. Продвигаясь далее по этой модели, увидим, что никакого сходства с реальным устройством уже не наблюдается.

Для имитации реального поведения усилителя разработчик модели в её окончательной версии, показанной на **Рис. 7.7** и **7.10**, применяет зависимые источники тока и напряжения. Помните, что макромодель должна не копировать транзисторную модель, а моделировать работу устройства. В частности, макромодель операционного усилителя имитирует его работу в приложениях и не представляет собой автономную модель устройства.

Поняв все эти проблемы, несложно догадаться, что макромодели дают полные рабочие характеристики конкретной схемы с операционным усилителем.

Для более простых моделей моделируется только часть параметров усилителя. Например, представленная на **Рис. 7.10** в наиболее общей форме макромодель моделирует только небольшую часть параметров усилителя: входной ток смещения, входной импеданс, ограничение выходного тока, выходной импеданс и размах выходного напряжения. Что же касается моделирования такого параметра, как размах входного напряжения от шины до шины, то высокой точности эта модель не даёт.

Размах выходного напряжения может достигать предельных значений, когда усилитель работает как компаратор. Использование этой макромодели не даёт возможности обнаружить нелинейность выходного каскада, когда выходное напряжение приближается к напряжению питания. Атрибутами макромодели по переменному току являются амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики и симметричность скорости нарастания выходного напряжения. Эта макромодель и не отражает реального различия скорости изменения выходного напряжения при переходе с НИЗКОГО уровня на ВЫСОКИЙ и наоборот.

Наконец, макромодель точно отражает постоянный ток покоя. При подключении нагрузки к выходу такого ОУ ток должен протекать от земли, а не от источника питания. Все рабочие параметры модели рассчитаны для комнатной температуры 25°С. К этому ограниченному перечню производитель добавляет напряжение смещения, входной шум и входной ток смещения при комнатной температуре.

Большинство производителей разрабатывает макромодели из расчёта типовых параметров и не отображает поведение устройства при минимальных и максимальных значениях параметров, которые указаны в документации. При необходимости моделирования работы при минимальном и максимальном значениях параметров макромодель нужно подстроить самому. Наконец, к недостаткам этого типа макромодели следует отнести то, что атрибуты моделирования не изменяются при изменении температуры, как в реальном усилителе.

Модель, показанная на **Рис. 7.10**, обладает меньшей гибкостью по сравнению с той, что показана на **Рис. 7.7**. Модель на **Рис. 7.7** свободна от некоторых ограничений, присущих модели на **Рис. 7.10**. Например, её можно использовать при моделировании работы усилителей с однополярным питанием. Кроме того, выходной ток в модели на **Рис. 7.7** течёт от источника питания, а не от земли. В эту модель включены и такие параметры, как коэффициент подавления нестабильности напряжения питания и коэффициент ослабления синфазного сигнала. Данная модель легко позволяет учитывать зависимость параметров от температуры.

Что бы мы ни говорили, возможности каждой макромодели зависят от способа мышления разработчика, как это видно из короткого списка макромоделей нескольких ОУ (**Рис. 7.11**).

7.4. Последние замечания

Компьютерное моделирование может существенно уменьшить время разработки и, как следствие, ускорить выход на рынок вашего устройства, что само по себе делает SPICE-моделирование привлекательным для разработчиков интегральных схем, равно как и для разработчиков систем. С расширением использо-

	Ток смещения на входе	Разность входных токов смещения	Входное напряжение смещения нуля	Напряжение шумов на входе	Ток шумов на входе	Защита входа	Входной импеданс	Коррекция входного тока смещения	Выходное сопротивление	Ограничение выходного тока	Смещение выхода относительно напряжения питания	Размах выходного напряжения	Ток покоя	Зависимость тока покоя от напряжения питания	Зависимость тока покоя от температуры	Амплитудно-частотная характеристика	Зависимость коэффициента усиления от температуры	Фазо-частотная характеристика	Зависимость CMRR от частоты	Коэффициент подавления нестабильности напряжения питания	Зависимость коэффициента подавления нестабильности напряжения питания от частоты	Скорость нарастания выходного напряжения	Паразитные параметры	Плавающий режим
ОУ A	X							X	X	X		X	X			X		X				X		
ОУ B	X			X	X		X		X	X	X	X	X	X		X		X				X		
ОУ C	X	X	X	X	X		X		X	X	X	X	X			X		X	X	X	X	X		X
ОУ D	X	X	X		X		X		X	X	X	X	X			X		X		X		X		X
ОУ E	X		X	X	X		X		X	X	X	X	X			X		X		X		X	X	X

Рис. 7.11. Возможности макромоделей операционных усилителей различны у разных разработчиков и производителей. Лучше всего в таких случаях посмотреть на возможности макромодели до начала моделирования, запросив у производителя информацию или выполнив собственное тестирование макромодели.

вания SPICE-моделирования расширяются и требования к точности моделей. Как правило, ожидают, что ваши модели или макромодели будут отображать реальные рабочие характеристики компонента без излишней детализации.

Промышленные компании пошли навстречу этим требованиям, выпустив макромодели для различных типов микросхем: операционных, дифференциальных, инструментальных и изолирующих усилителей и аналоговых многофункциональных схем.

Производители аналоговых устройств выпускают и другие инструментальные средства, облегчающие процесс разработки, среди которых преобладают программные средства для расчёта аналоговых фильтров. Некоторые инструментальные средства позволяют разработчику использовать устройства любых производителей, в то время как другие требуют от пользователя применения только продукции данного производителя.

Другие популярные программные средства могут помочь вам в разработке источников питания. В этом случае производитель задаёт перечень компонентов, которые будут работать в схемах, созданных при помощи его программного обеспечения. Это делается с учётом особенностей работы данных устройств в приложениях.

Литература

1. Introduction to Pspice Manual for Electronic Circuits Using OrCad Relase 9.1, Nilsson, Riedel, Prentice-Hall, 2000.
2. Inside SPICE: Overcoming the Obstacles of Circuit Simulation, Kielkowski, Ron M., McGraw Hill, 1994.
3. Macromodeling with SPICE, Choi, Pyung and Connelly, J. Alvin, Prentice-Hall, 1992.
4. «Spice Models Low-bias Op Amps Correctly», Baker, Bonnie C, EDN Magazine, August 20, 1992.
5. «Macromodeling of Integrated Circuit Operational Amplifiers», Graeme R. Boyle, Barry M. Cohn, Donald O. Pederson, James E. Solomon, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-9, No. 6, December 1974, pp. 353-363.
6. «Designer's Guide to Spice-Compatible Op-amp Macromodels - Part 1», Alexander, Bowers, Electronic Design News, Volume 35, No. 4, February 15, 1990.
7. Semiconductor Device Modeling with Spice, Antognetti, Massobrio, McGraw Hill, 1980.

ГЛАВА 8

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Цифровая обработка аналоговых сигналов базируется на применении нескольких цифровых устройств, которые в качестве периферийных блоков используются в схемах контроллеров или процессоров. Такие устройства обеспечивают довольно широкие возможности по обработке сигналов. К ним относятся широтно-импульсный модулятор (ШИМ), компаратор, один или два таймера и порты ввода/вывода. Хотя по названию все эти устройства можно отнести к цифровым, мы будем их использовать в качестве аналоговых расширений наших схем.

ШИМ может быть интегрирован в процессор или контроллер. Интегрированный на кристалле ШИМ применяется для создания прецизионных источников опорного напряжения. Если интегрированный ШИМ отсутствует, то его функцию можно реализовать аппаратно-программными средствами. Точность источника опорного напряжения на базе ШИМ зависит от точности встроенного таймера и напряжения источника питания. Схемотехнически для реализации источника опорного напряжения понадобится ШИМ-генератор и аналоговый фильтр.

Возможно, в кристалле вашего контроллера или процессора есть встроенный компаратор. Если такового не имеется, то его функцию в некоторых приложениях, где нужно фиксировать перепад или уровень аналогового сигнала, может взять на себя порт ввода/вывода. Я предпочитаю иметь дело с компаратором, поскольку порог срабатывания этого устройства более предсказуем, чем у обычных портов ввода/вывода. С помощью данного устройства можно реализовать двухпороговый или стандартный компаратор.

Для реализации функций, которые мы собираемся обсуждать в этой главе, нам наверняка понадобится внутренний таймер (или два). Работа таймера в контроллере или процессоре тесно связана с функционированием тактового генератора устройства, точность которого может быть такой, какую вы пожелаете. В некоторых контроллерах или процессорах частота тактового генератора определяется внутренней *RC*-цепью, что не обеспечивает достаточной точности. Другие генераторы тактовой частоты на кристалле контроллера или процессора намного точнее, чем их *RC*-аналоги: их точность может достигать 1...2% в диапазоне температур. Если необходима более высокая точность тактового генератора, то следует использовать кварцевый резонатор или внешний кварцевый генератор.

Высокоточные генераторы нужны при создании цифровых фильтров на контроллере или процессоре, когда требуется подавить помеху определённой частоты, наложенную на полезный сигнал. Чаще всего в цифровых фильтрах необходимо подавлять шум на частоте электросети 50 или 60 Гц. Но если вы разрабатываете цифро-аналоговый преобразователь, то точность генератора не является очень важным параметром — здесь более существенно, чтобы в сигнале тактовой частоты отсутствовали флуктуации.

Наконец, при выполнении преобразования аналог—цифра, которое мы рассмотрим в этой главе, применяются и пассивные компоненты, а именно резисторы и конденсаторы. Методы и идеи, о которых я расскажу, отнюдь не новы — вы изучали их ещё на первом курсе колледжа. Немного забавно, когда приходится использовать какие-либо простые алгоритмы и решения тех времен.

8.1. Широтно-импульсный модулятор в качестве цифро-аналогового преобразователя

С помощью ШИМ можно реализовать множество функций и приложений, но его применение для создания источника аналогового опорного напряжения — наиболее полезная, с точки зрения инженера аналоговой техники (к которым отношусь и я), функция. В этом разделе я покажу, как разработать цифро-аналоговый преобразователь для «бедных». В цифро-аналоговом преобразователе на базе микроконтроллера используется очень мало дополнительных компонентов, что даёт весьма недорогое решение.

8.1.1. Временная характеристика источника опорного напряжения

Для получения аналогового напряжения можно использовать ШИМ и аналоговый фильтр. Временная диаграмма, иллюстрирующая работу модуля ШИМ, показана на **Рис. 8.1**.

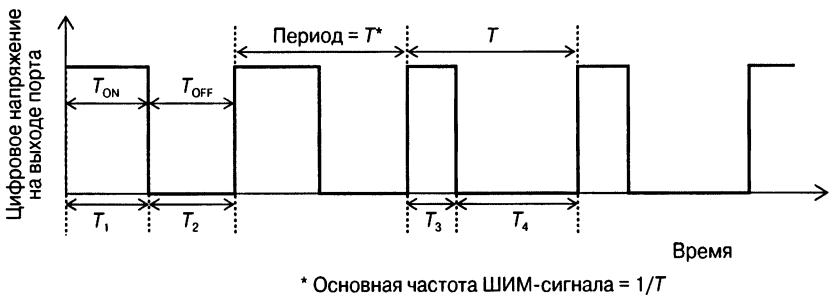


Рис. 8.1. Типичная последовательность ШИМ-импульсов имеет постоянный период (T) и изменяющееся отношение времени T_{ON} к времени T_{OFF}. Чтобы получить аналоговое напряжение, можно установить аналоговый фильтр на выходе источника ШИМ-сигнала, при этом уровень напряжения на выходе фильтра будет тем выше, чем больше время T_{ON}.

Период следования сигналов широтно-импульсного модулятора определяется тактовой частотой микроконтроллера, после чего изменением отношения T_{ON}/T_{OFF} устанавливается скважность импульсов. На **Рис. 8.1** показан ШИМ-сигнал на выходе порта ввода/вывода контроллера. В состоянии ON выходное напряжение соответствует значению полной шкалы. Его величина зависит от типа применяемого микроконтроллера или микропроцессора и напряжения питания.

Если напряжение источника питания (V_{DD}) равно 5 В, то в состоянии ON уровень сигнала в идеале должен быть равен 5 В, но фактически он будет ниже этого значения на несколько сотен милливольт. В состоянии OFF выходное напряжение в идеале могло бы быть равным 0 В, но на самом деле его уровень на несколько сотен милливольт выше. Реальные значения ВЫСОКОГО и НИЗКОГО уровней напряжений будут влиять на точность выходного аналогового напряжения, которое мы собираемся получить на выходе аналогового фильтра.

Коэффициент деления (K) тактовой частоты, обусловливающий период ШИМ-сигнала, определяет единицу точности и дискретность напряжения. Например, если в одном периоде ШИМ-сигнала (T) укладывается 64 тактовых импульса, то наименьшая дискретность, которую мы получим для такого регулируемого источника напряжения, равна $1/K = 1/64$ от диапазона полной шкалы.

К примеру, при использовании источника питания с напряжением 5 В наименьший (идеальный) шаг изменения опорного напряжения определяется следующим образом:

$$\Delta V_{REF\text{-}MIN} = V_{DD}/K = 5\ \text{В}/64 = 78\ \text{мВ}.$$

Предполагается, что уровень напряжения ШИМ-сигнала изменяется от 0 до 5 В. В этом конкретном случае мы получим 6-битный ($64 = 2^6$) аналоговый источник напряжения (ЦАП).

Используя значение коэффициента деления K за период T, можно вычислить идеальное количество битов (разрешение) цифро-аналогового преобразователя:

$$\text{Разрешение ЦАП} = \log(K)/\log(2)\ (\text{бит}),$$

$$\text{Точность ЦАП} = 6.02N + 1.76\ (\text{в дБ, где } N \text{ — число битов}).$$

На данный момент остаётся ещё одна проблема с этим источником опорного напряжения — сигнал пока цифровой.

8.1.2. Преобразование цифрового сигнала в аналоговый

Аналоговый фильтр, установленный после ШИМ, даёт постоянное напряжение, уровень которого зависит от отношения T_{ON}/T_{OFF} и напряжения питания. Если длительность состояния ON превышает длительность состояния OFF, то уровень выходного напряжения будет выше среднего значения шкалы $V_{DD}/2$. И наоборот, если длительность состояния ON будет меньше, чем длительность состояния OFF, то выходное напряжение будет меньше среднего значения шкалы. На **Рис. 8.2** показаны эти соотношения в графическом виде.

При правильной фильтрации ШИМ-сигнала, поступающего на выходной порт микроконтроллера, на выходе фильтра можно получить (по крайней мере,

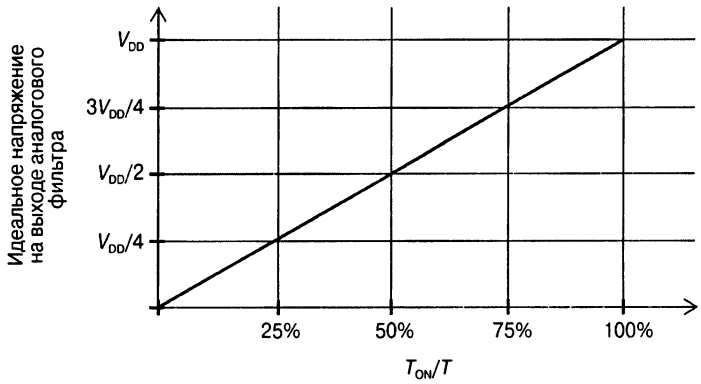


Рис. 8.2. Если ШИМ-сигнал проходит на выходной порт микроконтроллера, а затем через аналоговый фильтр, то напряжение на выходе фильтра относительно V_{DD} будет зависеть от отношения T_{ON}/T, которое определяется интервалом времени, когда сигнал ШИМ имеет ВЫСОКИЙ уровень.

теоретически) любое аналоговое напряжение, находящееся между потенциалом земли и V_{DD}. Это было бы замечательно, но из-за погрешностей системы такой результат мы не получим.

В данной системе существует масса погрешностей: ошибки квантования, вносимые генератором тактовой частоты, колебания выходного напряжения на выходе порта ввода/вывода, небольшие остаточные пульсации фильтра нижних частот и всевозможные погрешности, вызванные напряжением смещения низкочастотного полосового усилителя.

В системе с однополярным питанием размах выходного напряжения никогда не достигнет значения напряжения питания, поэтому мы потеряем несколько сотен милливольт вблизи потенциала земли и столько же вблизи напряжения питания. Давайте посмотрим, насколько можно приблизиться в реальности к идеальному значению выходного напряжения.

На **Рис. 8.3** показан возможный вариант схемотехнической реализации источника опорного напряжения на ШИМ.

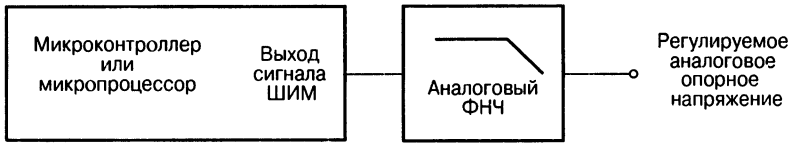


Рис. 8.3. Здесь показана аппаратная реализация источника опорного напряжения на базе ШИМ, в котором для генерации ШИМ-сигнала применяется контроллер или процессор. Аналоговый фильтр нижних частот преобразует сигнал ШИМ в постоянное напряжение.

Самая проблемная часть данной разработки — выбор фильтра. Эту тему мы обсудим на основе материала Главы 4, который, надеюсь, вам знаком, что избавит меня от необходимости объяснять смысл терминов.

Вначале рассмотрим два параметра фильтра, которыми мы будем оперировать: частоту излома и порядок фильтра. Для уменьшения высокочастотных пульсаций частоту излома характеристики следует выбирать как можно ниже по отношению к основной частоте ШИМ. Коэффициент подавления пульсаций зависит от требований к приложению. Если допускается уровень пульсаций около 5% (что не намного лучше, чем 3-битное разрешение), то требования к параметрам фильтра могут быть не очень жёсткими.

Если же напряжение источника опорного напряжения должно соответствовать 9-битной разрешающей способности системы, то уровень пульсаций должен быть немного меньше 0.1%.

8.1.3. Параметры аналогового ФНЧ для ЦАП на основе ШИМ

На **Рис. 8.1** показан выходной сигнал ШИМ-генератора. Хотя отношение T_{ON}/T_{OFF} может изменяться, основная частота, равная в данном случае $1/T$, остаётся неизменной. Для анализа этого сигнала в частотной области лучше всего воспользоваться методом БПФ.

На **Рис. 8.4** в упрощённом виде показан результат БПФ сигнала ШИМ, приведённого на **Рис. 8.1**, для основной частоты и её гармоник (см. преобразование Фурье для прямоугольного сигнала в Приложении Б). Здесь же показана частотная характеристика фильтра нижних частот с частотой излома, которая ниже основной частоты ШИМ. Нам нужно определить тип аналогового фильтра, частоту излома и порядок фильтра. Чтобы лучше понять методику расчёта, возьмём практический пример с реальными цифрами.

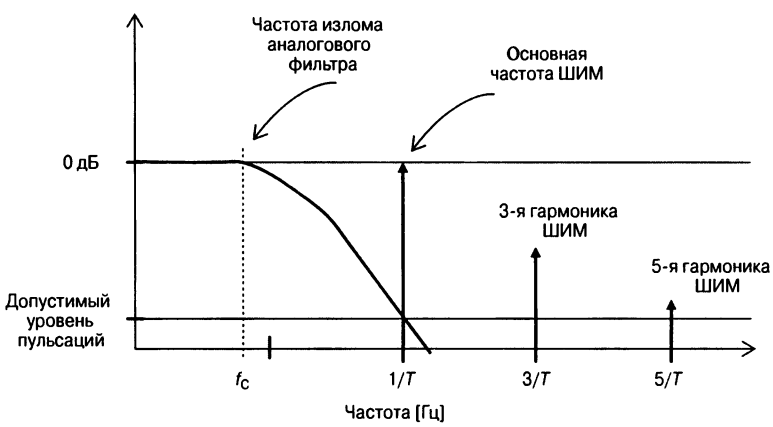


Рис. 8.4. Один из методов уменьшения уровня пульсаций на выходе ЦАП, построенного на основе ШИМ-генератора, заключается в использовании аналогового фильтра, который усредняет ШИМ-сигнал для получения постоянного напряжения. Основная частота на выходе ШИМ-генератора, равная $1/T$, имеет наибольшую амплитуду по сравнению с другими гармониками, поэтому при расчёте аналогового ФНЧ следует отталкиваться именно от этого факта.

Выберем следующие параметры:

- Базовая частота ШИМ, f_{PWM} = 20 кГц.
- Требуемый минимальный уровень пульсаций, A_{STOP} = −56 дБ (8-битная точность с погрешностью около ±1/4 LSB).

Рассчитать однополюсный аналоговый фильтр для этой схемы несложно. Следующая формула даст частоту излома:

$$f_{C\text{-1st order filter}} = f_{PWM}/\sqrt{((10^{-A_{STOP}/20})^2 - 1)},$$

$$f_{C\text{-1st order filter}} = 20\ \text{кГц}/\sqrt{((10^{56/20})^2 - 1)} = 31\ \text{Гц}.$$

Поскольку это однополюсный фильтр, то в цепь буферного усилителя нужно включать *RC*-цепь. Чтобы получить частоту излома 31 Гц, я возьму конденсатор любого типа ёмкостью 1 мкФ. Исходя из этого значения, вычислим сопротивление резистора:

$$R_{31\ \text{Hz filter}} = 1/(2\pi f_C C_{31\ \text{Hz filter}}),$$

$$R_{31\ \text{Hz filter}} = 1/(2\pi\ 31\ \text{Гц} \times 1\ \text{мкФ}),$$

$R_{31\ \text{Hz filter}}$ = 5.184 кОм (подойдёт резистор номиналом 5.1 кОм).

Если нужно вычислить разрешение в битах, которое даёт фильтр, то можно воспользоваться формулой:

$$\text{Разрешение системы в битах} = (A_{STOP} - 1.76)/6.02.$$

На **Рис. 8.5** показана схема этого ФНЧ.

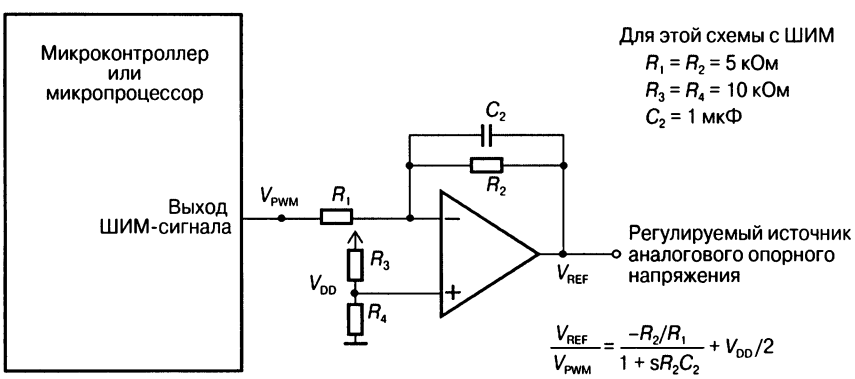


Рис. 8.5. В фильтре 1-го порядка используется инвертирующий усилитель с однополярным питанием и *RC*-цепью в обратной связи. В такой конфигурации нужно сместить уровень сигнала до половины напряжения между V_{DD} и землёй, для чего используется делитель напряжения на резисторах R_3 и R_4.

В данном фильтре усилитель на ОУ имеет полюс, определяемый цепью обратной связи (R_2 и C_2). Такую схему мы выбираем по двум причинам:

1. Обычный *RC*-фильтр, с конденсатором, включённым на землю, заметно ограничивает сигнал, что приводит к появлению ошибок на выходе фильтра.

2. Большинство источников опорного напряжения имеет низкое выходное сопротивление. Это можно получить, только используя в схеме усилитель.

Из-за напряжения смещения на входе усилителя напряжение на выходе ЦАП всегда будет иметь некоторую погрешность. Иными словами, если на выходе ЦАП должно быть напряжение 1.0 В, а напряжение смещения усилителя равно 5 мВ, то фактическое значение напряжения на выходе преобразователя будет составлять 0.990 В (предполагается, что используется инвертирующее включение ОУ, показанное на **Рис. 8.5**).

Кроме дополнительной погрешности, вносимой напряжением смещения усилителя. размах выходного напряжения усилителя ограничивается вблизи напряжения положительной и отрицательной шин питания (при однополярном питании отрицательная шина является землёй схемы). Размах выходного напряжения можно определить одним из двух способов.

По выходному току можно определить, насколько близко выходное напряжение приближается к напряжению шины (V_{OH} и V_{OL}). Как правило, эта разница составляет несколько десятков милливольт. Такой параметр ОУ как коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС (A_{OL}) измеряется при меньшем размахе выходного напряжения, которое, к тому же, должно попадать в линейную область работы усилителя. В таких случаях уровень выходного напряжения может приближаться к напряжению питания на несколько сотен милливольт. Напряжения на выходе цифро-аналогового преобразователя вблизи напряжения питания определяются этими погрешностями усилителя.

Если необходимо, чтобы опорное напряжение оставалось стабильным при переходных процессах, то следует увеличить частоту излома фильтра или же его порядок. Поскольку в схеме уже есть ОУ, то хорошим решением будет использование фильтра высокого порядка. Разработка таких фильтров не сложна, поскольку имеется свободно распространяемое программное обеспечение для разработки фильтров от различных производителей. Вот некоторые из программных средств:

- Active Filter Synthesis, www.circuitsim.com
- FilterPro, www.ti.com
- FilterLab, www.microchip.com
- FilterCAD, www.linear-tech.com
- Filter Wizard, www.analog.com

Больше информации об аналоговых фильтрах, их параметрах и принципах разработки вы найдете в Главе 4.

8.1.4. Связь частотной и временной характеристик

При обсуждении временных характеристик мы убедились, что коэффициент деления K периода T тактовой частоты влияет на точность источника опорного напряжения. По значениям интервала времени и напряжения можно определить точность в битах и децибелах.

Если нас интересует точность источника опорного напряжения в терминах аналоговой схемотехники, то она определяется в децибелах (дБ), как и при анализе характеристик ШИМ и фильтра в частотной области. Полученные значения в децибелах можно затем преобразовать в биты.

Предполагая, что ФНЧ является идеальным, получим:

$$\Delta V_{\text{REF-MIN}} \approx V_{\text{DD}}/K \quad (K \text{ — коэффициент деления периода } T),$$

$$\text{Разрешение ЦАП} = \log(K)/\log(2) \text{ (бит)},$$

$$\text{Точность ЦАП} = 6.02N + 1.76 \text{ (в дБ, где } N \text{ — число битов)}.$$

Для ФНЧ предположим, что K равен бесконечности:

$$\text{Разрешение системы} \approx (A_{\text{STOP}} - 1.76)/6.02 \text{ (бит)}.$$

Используя эти равенства, можно спроектировать ЦАП с относительно медленно изменяющимся выходным напряжением. Факторами, ограничивающими частоту этого устройства, являются частота сигнала ШИМ-контроллера и частота среза аналогового ФНЧ. Если нужно улучшить частотные характеристики этой системы, то следует использовать более высокую тактовую частоту при той же разрешающей способности или меньшее количество тактов (меньший коэффициент деления K) в одном периоде сигнала ШИМ, что понизит разрешающую способность.

В аналоговой части нашего проекта можно применить фильтр более высокого порядка; в этом случае выберите аппроксимацию Бесселя, которая даёт наилучшее время установления для импульсных входных сигналов усилителя.

8.2. Компаратор в схемах преобразования аналогового сигнала

Компаратор является одним из наиболее распространённых типов аналого-цифрового преобразователя, входящего в состав процессора или контроллера. На вход компаратора поступает аналоговое напряжение, которое сравнивается с опорным. Этот функциональный блок служит «строительным» блоком для многих АЦП высокого уровня. Компараторы включаются в сигма-дельта АЦП и АЦП последовательного приближения, преобразователи напряжение—частота, АЦП двойного интегрирования — список можно продолжить. Далее в этой главе (в разделе 8.5) я использую компаратор в цепи обратной связи модулятора для реализации сигма-дельта-преобразователя 1-го порядка.

Основными параметрами компаратора, представляющими для нас интерес, являются диапазон входного сигнала, напряжение смещения на входе и гистерезис на входе. На **Рис. 8.6** показана диаграмма, на которую я буду ссылаться при анализе параметров компаратора.

8.2.1. Диапазон входного сигнала компаратора ($V_{\text{IN+}}$ и $V_{\text{IN-}}$)

Сигнал на входе компаратора, как и опорное напряжение, может изменяться от напряжения одной шины (земля) до напряжения другой (V_{DD}). Но следует понять, что не каждый компаратор может работать с входными сигналами в диапазоне от шины до шины. Как и операционный усилитель, некоторые компараторы имеют одну дифференциальную пару на входе, в то время как другие имеют две

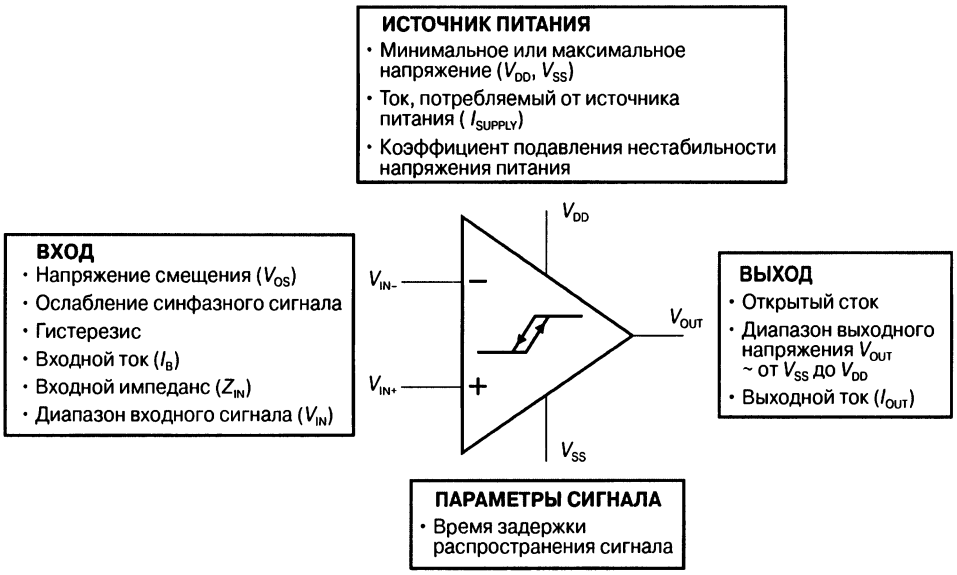


Рис. 8.6. Компаратор имеет те же выводы, что и операционный усилитель, но отличается от ОУ наличием гистерезиса входного каскада, временем задержки распространения сигнала и наличием цифрового выходного каскада.

дифференциальные пары, включённые параллельно. Именно такая двойная дифференциальная пара и может работать с сигналами в диапазоне от шины до шины (более подробная информация по входным каскадам ОУ изложена в Главе 5).

8.2.2. Гистерезис входного сигнала

Входной каскад компаратора должен обладать гистерезисом, чтобы исключить «дребезг» сигнала на выходе устройства при наличии шума во входных сигналах. Если в системе имеется такой шум, то можно применить схему, показанную на **Рис. 8.7**, которая позволяет работать с расширенной областью гистерезиса.

Разработчик имеет возможность установить граничные значения гистерезиса. При известных значениях V_{DD}, V_{OH} и V_{OL} можно вычислить сопротивления резисторов, воспользовавшись следующими соотношениями:

$$V_{AVG} = V_{TLH} + (V_{THL} - V_{TLH})/2,$$

$$V_{AVG} = V_{DD} \cdot R_2/(R_1 + R_2),$$

$$R_{EQ} = R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2),$$

$$F_{DR} = (V_{THL} - V_{TLH})/V_{DD},$$

$$R_3 = R_{EQ}\,[(1/F_{DR} - 1)],$$

где:

V_{AVG} — среднее между двумя пороговыми напряжениями V_{TLH} и V_{THL};

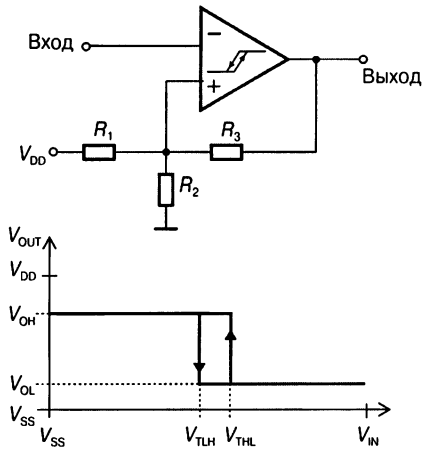


Рис. 8.7. Резистор обратной связи (R_3) позволяет увеличить гистерезис на входе устройства. Резисторы R_1 и R_2 служат для установки уровня опорного напряжения компаратора.

V_{TLH} — пороговое напряжение при переходе входного сигнала из НИЗКОГО в ВЫСОКИЙ уровень, выход компаратора переключается из ВЫСОКОГО в НИЗКИЙ уровень;

V_{THL} — пороговое напряжение при переходе входного сигнала из ВЫСОКОГО уровня в НИЗКИЙ, выход компаратора переключается из НИЗКОГО в ВЫСОКИЙ уровень;

R_{EQ} — сопротивление параллельно соединённых резисторов R_1 и R_2, определяющее уровень опорного напряжения в цепи компаратора;

F_{DR} — коэффициент обратной связи делителя.

8.3. Двухпороговый компаратор

Двухпороговый компаратор применяется для отслеживания уровня напряжения и фиксации того момента, когда оно выходит за пределы заранее установленного диапазона. С помощью такой схемы можно инициировать прерывание контроллера при превышении сигналом безопасных границ в ту или иную сторону, допуская, в то же время, небольшие флуктуации внутри указанного диапазона напряжений.

Для схемы двухпорогового компаратора (**Рис. 8.8**) требуется два компаратора и три резистора. На резистивном делителе напряжения, подключённом к источнику питания, собран источник опорного напряжения компаратора. Если нужна высокая точность, то резистивный делитель вместо источника питания следует подключить к прецизионному источнику опорного напряжения.

Выходы $COMP_1$ и $COMP_2$ реагируют на аналоговый входной сигнал следующим образом. Если аналоговый входной сигнал становится выше, чем напряжение на неинвертирующем входе $COMP_1$, то на выходе $COMP_1$ устанавливается НИЗКИЙ уровень. Это происходит из-за того, что аналоговый сигнал поступает

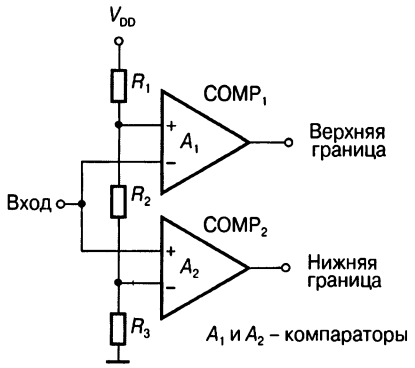


Рис. 8.8. Двухпороговый компаратор применяется для фиксации превышения сигналами верхней или нижней границы напряжений. Такое устройство можно реализовать на двух компараторах, установив уровень порогового напряжения с помощью делителя напряжения. В схеме применяются обычные компараторы, не обязательно с диапазоном входных сигналов от шины до шины.

на инвертирующий вход компаратора. В то время как компаратор COMP$_1$ переключается, на выходе COMP$_2$ остаётся ВЫСОКИЙ уровень напряжения.

Когда аналоговый входной сигнал становится ниже напряжения на неинвертирующем входе компаратора COMP$_2$, на его выходе устанавливается НИЗКИЙ уровень напряжения. Диапазон «безопасных» напряжений, в котором оба выхода компараторов находятся в ВЫСОКОМ состоянии, устанавливается резистором R_2.

Резисторы R_1, R_2 и R_3 образуют делитель напряжения, с помощью которого устанавливаются верхнее и нижнее значения порогового напряжения. Расчётные соотношения для этой схемы выглядят так:

$$V_{TH} = V_{DD} \times (R_2 + R_3) / (R_1 + R_2 + R_3),$$

$$V_{TL} = V_{DD} \times R_3 / (R_1 + R_2 + R_3),$$

где:

V_{TH} — верхнее пороговое напряжение компаратора,
V_{TL} — нижнее пороговое напряжение компаратора.

8.4. Комбинированная схема компаратора и таймера

Компараторы сами по себе могут преобразовать аналоговый сигнал в цифровой. Такое преобразование может показаться несколько примитивным, но, применив компаратор в комбинации с другими периферийными устройствами контроллера или процессора, можно значительно расширить его возможности. Например, можно взять компаратор, таймер и ещё несколько внешних компонентов и, приложив небольшие усилия, получить из этого набора довольно приличный аналого-цифровой преобразователь.

На **Рис. 8.9** показан удачный пример использования компаратора и таймера для реализации функции аналого-цифрового преобразователя.

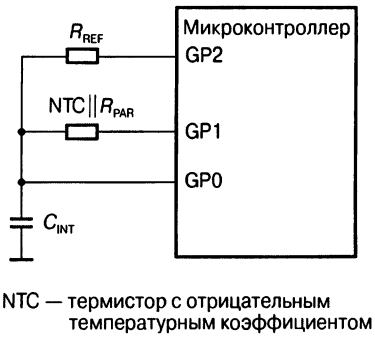


Рис. 8.9. Зная сопротивление эталонного резистора R_{REF}, при помощи внутреннего таймера микроконтроллера можно измерить неизвестное сопротивление терморезистора.

Выполнить преобразование вы можете следующим образом:

1. Установите GP1 и GP2 как входы с высоким импедансом.
2. Установите GP0 как низкоимпедансный выход с НИЗКИМ уровнем напряжения, что позволит быстро разрядиться конденсатору C_{INT}.
3. Установите GP0 как вход с высоким импедансом и GP1 — как выход с ВЫСОКИМ уровнем напряжения и низким импедансом, затем запустите счётчик. Поскольку GP1 установлен в ВЫСОКИЙ уровень, то конденсатор C_{INT} начнёт заряжаться.
4. Когда напряжение на входе GP0 достигнет уровня лог. 1, сохраните значение счётчика t_{NTC} в регистре (t_1, **Рис. 8.10**).
5. Установите GP1 и GP2 как высокоимпедансные входы.
6. Установите GP0 как низкоимпедансный выход с НИЗКИМ уровнем напряжения, что позволит быстро разрядиться конденсатору C_{INT}.
7. Установите GP0 как вход с высоким импедансом и GP2 как выход с ВЫСОКИМ уровнем напряжения и низким импедансом, затем запустите счётчик. Поскольку GP1 установлен в ВЫСОКИЙ уровень, то конденсатор C_{INT} начнёт заряжаться.

Когда напряжение на входе GP0 достигнет уровня лог. 1, сохраните значение счётчика t_{REF} в регистре (t_2, **Рис. 8.10**).

В данной схеме измеряется время нарастания напряжения для двух *RC*-цепей. Первая цепь включает резистор R_{NTC} и конденсатор C_{INT}. Резистор R_{NTC} может быть любого типа, но, взяв, например, термистор с отрицательным температурным коэффициентом (NTC), можно получить недорогой измеритель температуры. Резистор R_{PAR} устанавливается параллельно с R_{NTC} и предназначен для линеаризации характеристики термистора с отрицательным температурным коэффициентом, способствуя, таким образом, более удобному измерению температуры в нужном диапазоне.

Вторая *RC*-цепь (резистор R_{REF} и конденсатор C_{INT}) используется как эталонная цепь заряда конденсатора при известных значениях R_{REF} и C_{INT}. В качестве R_{REF} следует выбрать стабильный проволочный резистор с погрешностью 1%.

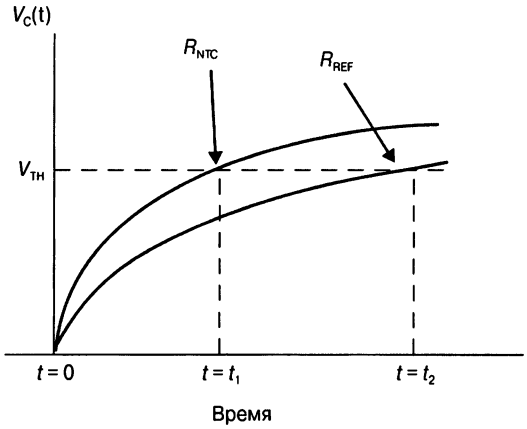


Рис. 8.10. При переводе порта, подключённого к резистору R_{NTC} или R_{REF}, из высокоимпедансного состояния в режим с ВЫСОКИМ уровнем выходного напряжения начинается процесс заряда конденсатора C_{INT}. Микроконтроллер измеряет время заряда до момента, когда напряжение на конденсаторе C_{INT} станет равным пороговому напряжению V_{TH}, после чего микроконтроллер может зафиксировать продолжительность этого интервала времени (t_1).

Наконец, в качестве C_{INT} нужно взять плёночный полипропиленовый конденсатор или конденсатор с малыми диэлектрическими потерями.

На **Рис. 8.10** показана временная диаграмма описанного выше алгоритма (шаги 1...8). Передаточная функция этой системы:

$$R_{NTC} = R_{REF} \times t_{NTC}/t_{REF}.$$

Если в такой схеме напряжение V_{TH} пропорционально V_{DD}, то время преобразования не будет зависеть от напряжения источника питания V_{DD}. Напряжение V_{TH} определяется пороговым напряжением самого порта ввода/вывода, либо компаратора — в любом случае это будет работать надёжно.

Обратите внимание на то, что передаточная функция не содержит ни ёмкости конденсатора, ни тактовой частоты контроллера. В этой системе разрешение зависит только от постоянных времени *RC*-цепей и стабильности вашего таймера. Точность отсчёта определяется точностью резистора R_{REF}.

8.5. Использование таймера и компаратора в сигма-дельта АЦП

Ниже описан сигма-дельта аналого-цифровой преобразователь, реализованный на микроконтроллере. Хотя многие микроконтроллеры не имеют интегрированных АЦП, для создания преобразователя можно использовать компаратор, внутренний источник опорного напряжения и таймеры микроконтроллера.

Некоторые стандартные микроконтроллеры содержат два встроенных компаратора, для установки пороговых напряжений которых можно применить интегрированный источник опорного напряжения. Если такой источник отсутствует,

можно воспользоваться внешним источником. Комбинируя эти элементы, можно создать сигма-дельта-модулятор и фильтр 1-го порядка, которые вместе выполняют функцию сигма-дельта АЦП.

Этот метод преобразования легко реализовать с помощью аппаратно-программных средств при очень небольшом числе внешних компонентов. Стоимость такого проекта минимальна, особенно с учётом высокого разрешения подобного преобразователя, а диапазон входных напряжений можно варьировать в широких пределах с помощью внешних резисторов. Хотя такой аппаратно-программный метод преобразования и не обеспечивает высокой точности для сигналов постоянного тока, он хорошо подходит для ратиометрических приложений.

8.5.1. Теория сигма-дельта-преобразования

Классический сигма-дельта-преобразователь содержит два функциональных модуля: сигма-дельта-модулятор и цифровой фильтр. Сигма-дельта-модулятор (мы его рассматривали в Главе 2, **Рис. 2.18**) обрабатывает входной сигнал, как показано на **Рис. 8.11**.

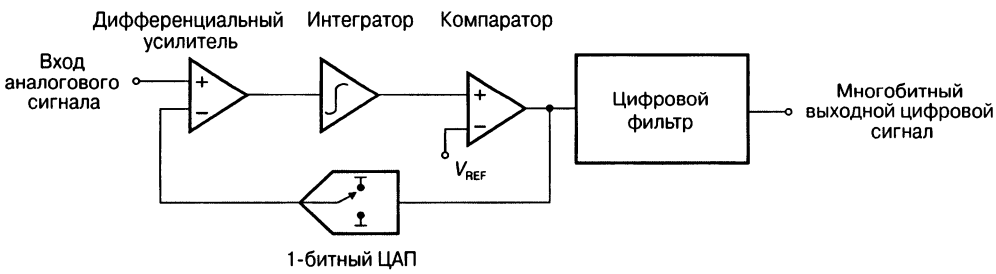


Рис. 8.11. Схема модулятора сигма-дельта-преобразователя. В отдельном сигма-дельта АЦП модулятор сдвигает низкочастотный шум в область более высоких частот. С помощью такого сигма-дельта-модулятора 1-го порядка можно достичь точности преобразования до 10 бит без дополнительной цифровой фильтрации.

В Главе 2 мы обсуждали общие идеи блок-схемы, показанной на **Рис. 8.11**. Современные микросхемы сигма-дельта АЦП имеют более одного модулятора и работают с дифференциальными входными сигналами. Блок модулятора 1-го порядка на **Рис. 8.11** работает с входными сигналами, имеющими один заземлённый вывод.

На этой блок-схеме видно, что входной сигнал вычитается из сигнала ЦАП в цепи отрицательной ОС. Затем разностный сигнал проходит через интегратор и, наконец, к одному из двух входов компаратора. Компаратор работает как однобитный квантователь сигнала. Он посылает сигнал обратно на дифференциальный усилитель (который осуществляет вычитание) через 1-битный ЦАП. Кроме того, выходной сигнал компаратора проходит через цифровой фильтр, параметры которого определяет сам программист.

Со временем на выходе цифрового фильтра появляется многобитный результат преобразования. На основе простейшего сигма-дельта-модулятора 1-го порядка (мы это также обсуждали) создано огромное количество различных преобразователей с высоким разрешением при относительно невысокой цене.

Следующий логический шаг состоит в том, чтобы поместить преобразователь в микроконтроллер. Классический контроллер не способен реализовать такую функцию самостоятельно, для этого следует использовать несколько дополнительных компонентов. На **Рис. 8.12** показана схема реализации такого АЦП в микроконтроллере. Таким образом, мы трансформировали теоретические концепции, представленные на **Рис. 8.11**, в реальную схему на **Рис. 8.12**.

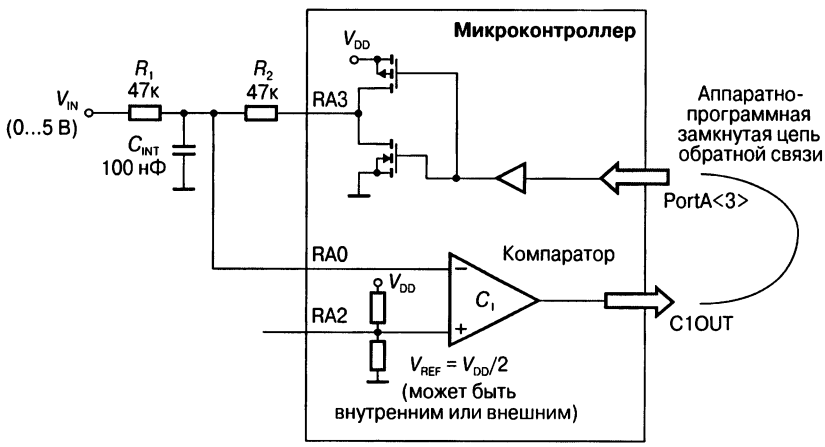


Рис. 8.12. Сигма-дельта-преобразователь можно создать на микроконтроллере с интегрированными компаратором и таймером, добавив в схему два дополнительных внешних резистора и один конденсатор. В этой схеме функции фильтра нижних частот выполняют внешние резистор и конденсатор.

На **Рис. 8.12** показана схема, выполняющая функцию интегратора в блок-схеме сигма-дельта-преобразователя на **Рис. 8.11**. Схемотехнически интегратор реализован на внешнем конденсаторе C_{INT}, причём абсолютная погрешность этого конденсатора не критична; более важна стабильность результатов от одного периода интегрирования до другого, особенно с учётом того, что период интегрирования занимает относительно короткий интервал времени.

Когда на выводе RA3 микроконтроллера устанавливается напряжение ВЫСОКОГО уровеня, напряжение на RA0 начинает возрастать. Данный процесс продолжается до того момента, пока выход компаратора C1OUT не переключится в НИЗКИЙ уровень. В этот момент напряжение на выходе RA3 переключится с ВЫСОКОГО уровня на НИЗКИЙ, что приведёт к снижению напряжения на входе компаратора RA0, которое будет снижаться до того момента, пока на выходе компаратора не появится напряжение ВЫСОКОГО уровня. Тогда напряжение на выходе RA3 становится ВЫСОКИМ и цикл повторяется. Синхронно с импульсами тактовой частоты модулятора два счётчика отслеживают время и соотношение единиц и нулей на выходе компаратора.

Компаратор, так же как и источник опорного напряжения, интегрирован в кристалл микроконтроллера. Такой однобитный цифро-аналоговый преобразователь реализуется аппаратно-программными средствами, которые должны управлять портом RA3 в соответствии со значением напряжения на выходе компаратора (бит CMCON<6> микроконтроллера PIC16C623). В этой схеме порт RA3 является простейшим цифро-аналоговым преобразователем, а оба счётчика выполняют функции цифрового фильтра 1-го порядка, осуществляющего усреднение результатов.

8.5.2. Программная модель сигма-дельта-преобразователя

Для схемы, представленной на **Рис. 8.12**, можно разработать алгоритм реализации сигма-дельта-функции в микроконтроллере. Блок-схема такого алгоритма показана на **Рис. 8.13**.

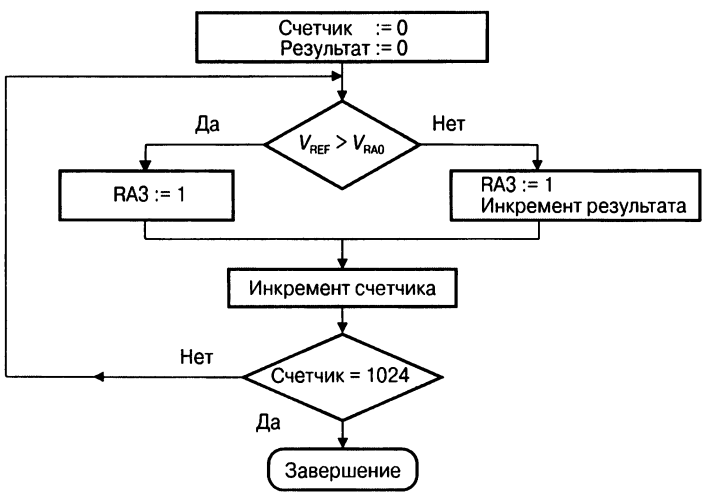


Рис. 8.13. Блок-схема алгоритма работы сигма-дельта АЦП, представленного на **Рис. 8.12**. Алгоритм предполагает стабильность тактовой частоты в пределах цикла и выполняется до полного завершения процесса преобразования.

Как правило, выход компаратора соединяется с RA3, обеспечивая уровень напряжения на RA0 равным опорному напряжению компаратора перед началом следующего преобразования. В начале работы алгоритма переменные, в которых должны храниться результаты и счётчики, обнуляются.

Выход компаратора нужно проверять в начале каждого цикла. Если напряжение на конденсаторе ниже напряжения на входе, то на выводе RA3 устанавливается ВЫСОКИЙ уровень напряжения, который будет заряжать конденсатор и напряжение на нём начнёт повышаться. Если же напряжение на конденсаторе выше входного, то на RA3 установится НИЗКИЙ уровень, что приведёт к разряду конденсатора и снижению на нём напряжения, при этом регистр, в котором содержится результат, будет инкрементироваться.

Процесс будет продолжаться циклически до тех пор, пока не будет получено требуемое разрешение; для 10-битного разрешения потребуется 2^{10} (1024) циклов.

Каждый результат интегрирования можно получать через фиксированный интервал времени. Для любого интервала преобразования, например, 20 мс, несложно просчитать зависимость времени преобразования от разрешения в битах (**Рис. 8.14**).

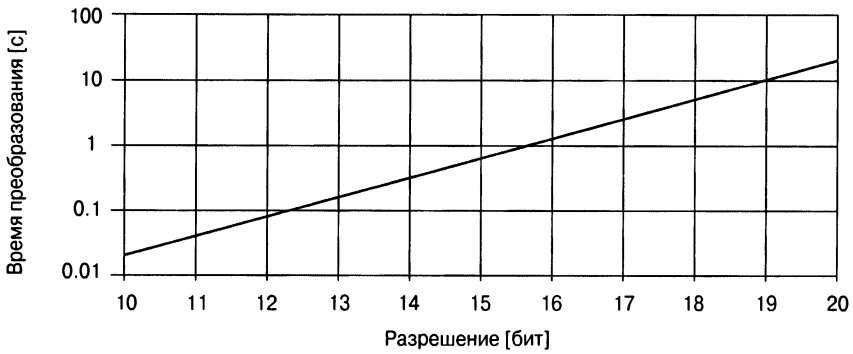


Рис. 8.14. На графике показана зависимость времени преобразования от требуемого разрешения в битах в предположении, что время интегрирования для схемы, приведённой на **Рис. 8.12**, равно 20 мс.

Например, для получения 10-битного разрешения необходимо выполнить 2^{10} или 1024 выборки. При времени одного цикла преобразования в микроконтроллере 20 мкс одно полное преобразование займёт чуть больше 20 мс. На **Рис. 8.15**

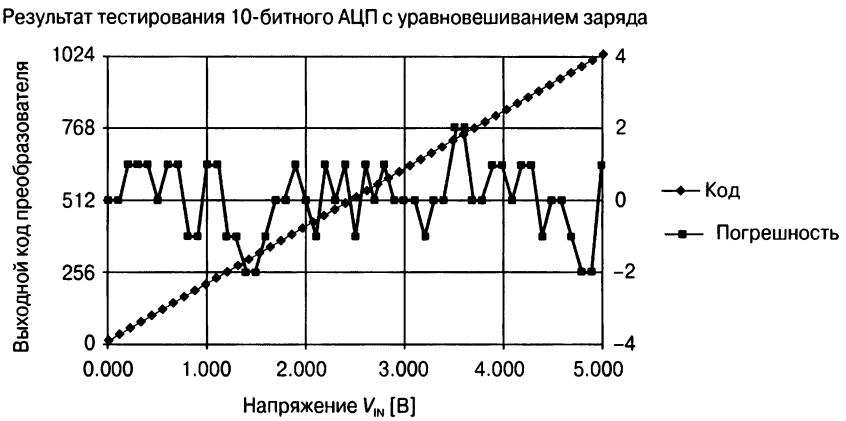


Рис. 8.15. На диаграмме показаны данные тестирования, полученные при комнатной температуре, для схемы на **Рис. 8.12** с микроконтроллером PIC16C623 компании Microchip. Входное напряжение изменяется в диапазоне от 0.003 до 4.99 В. Максимальная погрешность для этого теста составила ±2, а значение ±2 LSB для 10-битной системы равно ±9.8 мВ. Результат преобразования в каждой выборке из 1024 циклов (левая ось) изображается одной точкой на графике. Результаты получены при напряжении питания V_{DD} = 5 В и могут изменяться от устройства к устройству.

показаны данные тестов, полученные при комнатной температуре, для схемы с микроконтроллером PIC16C623 компании Microchip.

На этом рисунке показана зависимость выходного кода (левая ось) и погрешности (правая ось) от входного напряжения для 1024 циклов выборки одного преобразования (см. блок-схему на **Рис. 8.13**) при ожидаемом разрешении в 10 бит. Максимальная погрешность на выходе для этого теста была на уровне ±2 (неопределённость 2 бита).

Согласно рисунку, эффективное число битов этого АЦП равно 8. Погрешность преобразования была рассчитана в предположении, что при напряжениях V_{IN} = 0.5 В и V_{IN} = 4.5 В полученные коды являются абсолютно точными. Тестирование проводилось при комнатной температуре для одного микроконтроллера и результаты могут изменяться от устройства к устройству.

8.5.3. Анализ погрешностей сигма-дельта АЦП, реализованного на микроконтроллере

Недорогой сигма-дельта-преобразователь является неплохим решением для ратиометрических систем, где абсолютные результаты не имеют определяющего значения. Кроме того, функция аналогового усиления передаётся цифровому КИХ-фильтру первого порядка, в качестве которого используется регистр-аккумулятор микроконтроллера. В этом примере напряжение питания V_{DD} равно 5 В, а опорное напряжение — приблизительно $V_{DD}/2$. Все резисторы схемы имеют сопротивление 47 кОм, что позволяет минимизировать погрешности, вызванные токами утечки, по отношению к погрешностям, вызванным наличием сопротивления ($R_{DS(on)}$) открытого канала выходного полевого транзистора порта RA3. Ёмкость конденсатора выбрана равной 100 нФ.

8.5.3.1. Погрешность, вызванная наличием сопротивления открытого канала полевого транзистора

Погрешность возникает из-за наличия сопротивления открытого канала полевого транзистора, обозначаемого $R_{DS(on)}$, выходного каскада порта RA3. При комнатной температуре оно мало и обычно не превышает 100 Ом. По сравнению с R_2, это сопротивление вносит погрешность усиления около 0.2%, которую несложно компенсировать, увеличив сопротивление резистора R_2 приблизительно на 100 Ом. Кроме того, сопротивление открытого канала транзистора растёт с увеличением температуры. За дополнительной информацией можно обратиться к технической документации на используемый контроллер или процессор.

8.5.3.2. Ток утечки порта RA0

Типичное значение тока утечки для микроконтроллера PIC16C623 при комнатной температуре равно 1 нА и увеличивается с ростом температуры до максимального значения 0.5 мА. Ток утечки порта RA0 вызывает падение напряжения на параллельно включённых резисторах R_1 и R_2. Падение напряжения на каждом из этих резисторов сопротивлением 47 кОм, вызванное током утечки, будет равно

~11 мВ, что вносит погрешность около 0.2%. При комнатной температуре эту ошибку из-за её очень малого значения можно не учитывать, но сам ток утечки с ростом температуры возрастает. За более детальной информацией обращайтесь к технической документации на используемый контроллер или процессор.

8.5.3.3. Несимметричность выходного каскада порта RA3

При ВЫСОКОМ уровне выходного напряжения порта, выходное сопротивление определяется сопротивлением открытого *p*-канального полевого транзистора. При НИЗКОМ уровне выходного напряжения порта, выходное сопротивление определяется сопротивлением открытого *n*-канального полевого транзистора. Поскольку сопротивление *p*-канала обычно больше сопротивления *n*-канала, то вносится дополнительная погрешность напряжения смещения, равная 5.5 мВ, которая не меняется при изменении температуры. За более детальной информацией обращайтесь к технической документации на используемый контроллер или процессор.

8.5.3.4. Источник опорного напряжения

Внутренний источник опорного напряжения компаратора представляет собой обычный делитель напряжения на резисторах, поэтому абсолютное значение опорного напряжения зависит от точности подгонки резисторов и напряжения источника питания. Предположим, что источник питания имеет напряжение точно 5 В. Погрешность источника опорного напряжения от устройства к устройству окажется значительной. Однако если бы удалось устранить начальную погрешность внутреннего источника опорного напряжения методом калибровки, то уровень опорного напряжения пропорционально зависел бы от напряжения источника питания.

Эта погрешность является наибольшей в схеме, но её легко уменьшить за счёт применения внешнего источника опорного напряжения. Вот формулы для расчёта:

$$V_{IN(CM)} = V_{RA0},$$

$$V_{IN(p\text{-}p)} = V_{RA3(p\text{-}p)}\,(R_1/R_2),$$

где V_{RA0} — напряжение на инвертирующем входе компаратора,

$V_{IN(CM)} = (V_{IN(max)} - V_{IN(min)})/2 + V_{IN(min)}$,

$V_{IN(p\text{-}p)} = V_{IN(max)} - V_{IN(min)}$,

$V_{RA3(p\text{-}p)} = V_{RA3(max)} - V_{RA3(min)}$.

За более детальной информацией относительно данного параметра обращайтесь к технической документации на используемый контроллер или процессор.

8.5.4. Диапазон входных напряжений сигналов

На **Рис. 8.12** была показана схема, в которой входной сигнал находится в диапазоне от 0 до 5 В. Диапазон входных сигналов здесь определяется резисторами R_1 и R_2, а также значением опорного напряжения на неинвертирующем входе

компаратора. При изменении соотношения между резисторами R_1 и R_2 диапазон входных сигналов может или расширяться, или уменьшаться. Для дополнительной настройки во входную цепь можно включить дополнительный резистор, соединив его с землёй или источником питания.

8.5.4.1. Работа с входными сигналами в диапазоне от 2 до 3 В

Расширить или сузить диапазон входного сигнала этого преобразователя можно за счёт подбора соотношения сопротивлений резисторов R_1 и R_2. Из схемы на **Рис. 8.16** видно, что эти резисторы сужают диапазон входных сигналов до ±2.5 В; диапазон входного сигнала для схемы на **Рис. 8.12** равен ±500 мВ. В обоих случаях диапазон входного сигнала привязан к опорному напряжению компаратора 2.5 В и лучше всего подходит для датчиков с небольшим уровнем выходного сигнала, таких как датчик давления с буферизованным выходом или тензодатчик.

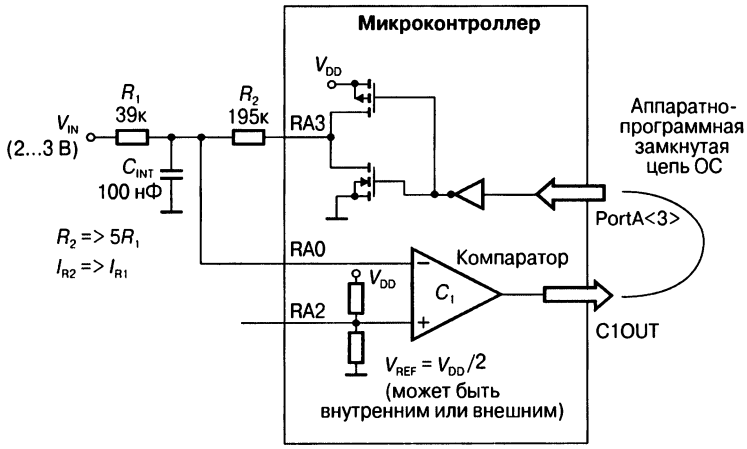


Рис. 8.16. Конфигурация сигма-дельта-преобразователя на микроконтроллере с диапазоном входного сигнала ±500 мВ относительно напряжения 2.5 В.

Сопротивления резисторов определяются путём сравнения требуемого входного диапазона с уровнем напряжения на RA3. Если опорное напряжение равно 2.5 В, диапазон входного сигнала составляет ±500 мВ и напряжение на RA3 изменяется в диапазоне ±2.5 В, то отношение этих двух диапазонов напряжений будет равно 5/1. Следовательно, в течение одного периода интегрирования разность токов, протекающих через R_2 и R_1, всегда должна быть отрицательной. Таким образом, зарядом конденсатора C_{INT} можно будет управлять или через порт RA3, или установкой соответствующего опорного напряжения на неинвертирующем входе компаратора (**Рис. 8.16**).

Расчётные соотношения для этой схемы следующие:

$$V_{IN(CM)} = V_{RA0}(1 + R_1/R_2),$$

$$V_{IN(p\text{-}p)} = V_{RA3(p\text{-}p)}\,(R_1/R_2),$$

где V_{RA0} — напряжение на инвертирующем входе компаратора,
$V_{IN(CM)} = (V_{IN(max)} - V_{IN(min)})/2 + V_{IN(min)}$,
$V_{IN(p\text{-}p)} = V_{IN(max)} - V_{IN(min)}$,
$V_{RA3(p\text{-}p)} = V_{RA3(max)} - V_{RA3(min)}$.

8.5.4.2. Работа с входными сигналами в диапазоне от 10 до 15 В

Для работы с такими входными сигналами можно изменить напряжение смещения, добавив дополнительный резистор на вход аналого-цифрового преобразователя. На **Рис. 8.17** видно, что резисторы R_1 и R_2 равны между собой и выбраны такими, чтобы диапазон входного сигнала составлял ±2.5 В (см. **Рис. 8.12**). Добавление в эту цепь резистора R_3, включённого на землю, обеспечит сдвиг диапазона входного сигнала до 10 В.

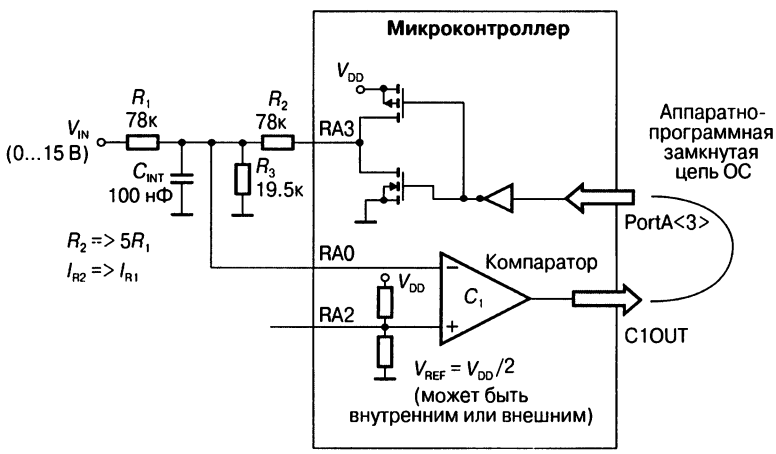


Рис. 8.17. Конфигурация сигма-дельта аналого-цифрового преобразователя на микроконтроллере для работы в диапазоне входных напряжений от 10 до 15 В со средним напряжением 12.5 В.

Эта схема работает при напряжении питания 5 В. Ток, протекающий через R_1, равен V_{REF}/R_1. Если такой же ток протекает через резистор R_3 на землю, то интегрирующий конденсатор заряжаться не будет. Таким образом, при $R_3 = R_1$ напряжение смещения будет составлять 2.5 В. Чтобы получить смещение 10 В, сопротивление R_3 должно быть равным $4R_1$ (**Рис. 8.17**).

Расчётные соотношения для данной схемы следующие:

$$V_{IN(CM)} = V_{RA0}(1 + R_1/R_3),$$

$$V_{IN(p\text{-}p)} = V_{RA3(p\text{-}p)}\,(R_1/R_2),$$

где V_{RA0} — напряжение на инвертирующем входе компаратора,
$V_{IN(CM)} = (V_{IN(max)} - V_{IN(min)})/2 + V_{IN(min)}$,

$V_{IN(p\text{-}p)} = V_{IN(max)} - V_{IN(min)}$,
$V_{RA3(p\text{-}p)} = V_{RA3(max)} - V_{RA3(min)}$.

8.5.4.3. Работа с входными сигналами ±500 мВ

В схеме на **Рис. 8.18** используется метод масштабирования применительно к схеме на **Рис. 8.17**, для которой также рассматривалась и схемотехническая реализация сдвига напряжения смещения. Для этой схемы диапазон входного напряжения равен ±500 мВ; его можно установить, приняв $R_2 = 5R_1$. Сдвиг уровня входного напряжения здесь составляет –2.5 В, он устанавливается с помощью резистора R_3, соединённого с положительным напряжением источника питания (**Рис. 8.18**). Сопротивление резистора R_3 выбирается равным R_1.

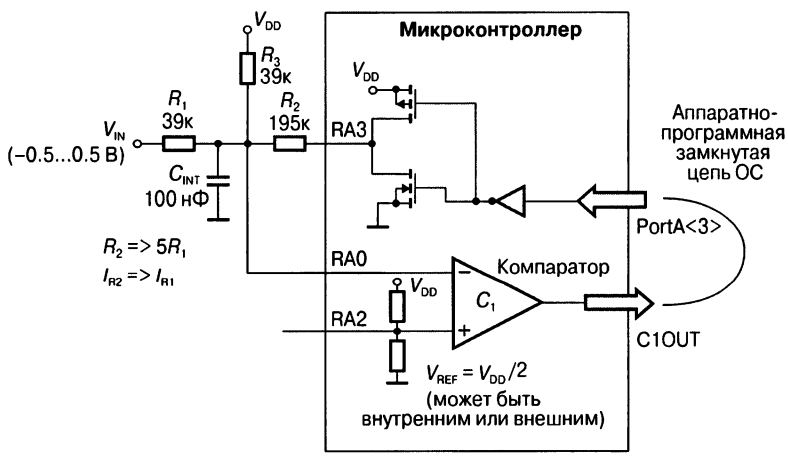


Рис. 8.18. Конфигурация сигма-дельта аналого-цифрового преобразователя на микроконтроллере для работы в диапазоне входных напряжений ±500 мВ со средним напряжением, равным потенциалу земли.

Расчётные соотношения для данной схемы следующие:

$$V_{IN(CM)} = V_{RA0}(1 + R_1/R_3),$$

$$V_{IN(p\text{-}p)} = V_{RA3(p\text{-}p)}\,(R_1/R_2),$$

где V_{RA0} – напряжение на инвертирующем входе компаратора,
$V_{IN(CM)} = (V_{IN(max)} - V_{IN(min)}) / 2 + V_{IN(min)}$,
$V_{IN(p\text{-}p)} = V_{IN(max)} - V_{IN(min)}$,
$V_{RA3(p\text{-}p)} = V_{RA3(max)} - V_{RA3(min)}$.

Можно применить эту схему для измерения тока при помощи шунтирующего резистора. Основная погрешность при комнатной температуре вносится напряжением смещения компаратора. В так называемых бестоковых системах напряжение смещения можно измерить, а затем и исключить из вычислений, изменив

результирующее значение счётчика, в котором хранится результат преобразования в двоичном коде.

Заключение

Многие считают, что имеют дело с цифровыми устройствами, начиная работать с микроконтроллером или микропроцессором. При этом полагают, что сопряжение с аналоговыми устройствами никогда не понадобится. Тем не менее, периферийные устройства (счётчики, порты ввода/вывода и компараторы) очень тесно связаны с аналоговой схемотехникой. Комбинации рассмотренных нами устройств не заменят прецизионных или быстродействующих аналоговых схем, однако и такие варианты не следует исключать.

Если вы придёте к выводу, что контроллер может обеспечить необходимую функциональность аналоговой схемы, используйте его.

Литература

1. «Implementing Ohmmeter/Temperature Sensor», Cox, Doug, AN512, Microchip Technology, Inc.
2. «Resistance and Capacitance Meter Using a PIC16C622», Richey, Rodger, AN611, Microchip Technology, Inc.
3. «Analog Design in a Digital World Using Mixed Signal Controllers», Curtis, Keith, AN823, Microchip Technology, Inc.
4. «D/A Conversion using PWM and R2R Ladders to Generate Sine and DTMF Waveforms», Stein, Day, AN655, Microchip Technology, Inc.
5. «Using PWM to Generate Analog Output», Palacherla, Amar, AN538, Microchip Technology, Inc.

ГЛАВА 9

КОМБИНИРОВАННЫЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ

При современном уровне развития технологий мы вправе ожидать большего от оборудования с автономным питанием (на батарейках или аккумуляторах). Первый приобретённый мной карманный персональный компьютер (КПК) мог работать от аккумулятора целый день, но как только я включала календарь-будильник, аккумулятор быстро разряжался. Сегодня, для сравнения, мой КПК при тех же условиях может работать от аккумулятора уже целую неделю. Оба КПК были выпущены одним и тем же производителем и работают с одинаковыми ионно-литиевыми (Li-Ion) аккумуляторами одной и той же ёмкости. Что же изменилось за это время? Ответ простой: аппаратная часть стала более совершенной, а программы управления энергопотреблением стали лучше. Усовершенствование технологии самих аккумуляторов является второстепенным фактором.

Это яркий пример того, насколько быстро возрастает сложность систем, но обстоятельства складываются так, что при всё более возрастающих требованиях к источникам автономного питания технология разработки электрохимических аккумуляторов и батарей отстаёт в своём развитии. Повысить функциональные возможности оборудования можно в том случае, если инженер-программист будет использовать все возможности микроконтроллера, а разработчики аппаратуры будут применять современные технические решения, имеющиеся в их распоряжении.

Эта глава начинается с обзора автономных источников питания на аккумуляторах, где мы вкратце обсудим варианты выбора аккумулятора для конкретной задачи. Одной из основных задач, которую должен решить разработчик при проектировании системы с батарейным питанием, является управление питанием.

Кроме выбора самого аккумулятора (тип, методика заряда, защита от перегрузок и индикация разряда), на динамические характеристики системы и её эффективность значительное влияние оказывает способ реализации преобразователя электропитания. Далее, один раздел мы посвятим обсуждению типов батарей и аккумуляторов, после чего оценим различные схемы преобразователей напряжения аккумуляторов (которые изменяются со временем) в плане эффективности энергопотребления.

Затем мы обсудим некоторые приёмы программирования, которые можно использовать в микроконтроллере, чтобы ещё больше снизить энергопотребление разрабатываемой схемы. В процессе анализа мы будем предполагать, что для пи-

тания схемы используется источник питания с высоким КПД. Эти приёмы программирования касаются установки тактовой частоты и режимов снижения потребляемой от источника питания мощности.

Наконец, мы рассмотрим пример, в котором комбинация программных решений и схемотехнических приёмов управления источником питания позволит ещё больше снизить энергопотребление нашей схемы с батарейным питанием.

9.1. Источники питания на батареях

Батарейные источники питания можно разделить на две основные группы: первичные (батарейки) и вторичные (аккумуляторы). Они отличаются тем, что первичные источники питания не допускают возможность перезаряда после разряда, поэтому после использования их выбрасывают. Чаще всего в первичных источниках питания используются такие химические компоненты, как цинк, углерод, щёлочь и литий.

Среди перечисленных чаще применяют щёлочь (алкалиновые батареи) и, особенно в последнее время, литий (литиевые батареи). Скорее всего, вам приходилось иметь дело с такими батарейками, поскольку они применяются в электронных калькуляторах, камерах, электробритвах, диктофонах и удалённых контроллерах. В устройствах с батарейным питанием лучше всего применять элементы питания с повышенной ёмкостью, низкой степенью саморазряда, низким внутренним сопротивлением и низкой стоимостью. Ещё одно требование — такие батарейки должны легко заменяться. В **Табл. 9.1** приведены некоторые параметры щелочных батарей.

Таблица. 9.1. **Типовые параметры щелочных батарей: номинальное напряжение — типичное рабочее напряжение элемента; номинальная ёмкость — количество энергии, которую элемент может отдать до достижения напряжения разряда; номинальное напряжение разряда — минимальное рабочее напряжение; плотность энергии на единицу массы — отношение общей энергии, запасённой в батарее, к её массе**

Тип батареи	Номинальное напряжение [В]	Номинальная ёмкость [мА·ч]	Номинальное напряжение разряда [В]	Плотность энергии на единицу массы [мВт·ч/г]
D	1.5	17 000	0.8	180
C	1.5	7 800	0.8	167
AA	1.5	2 780	0.8	179
AAA	1.5	1 150	0.8	143
9V	9.0	570	4.8	114

Щелочная батарея — хорошая «рабочая лошадка» для повседневных вещей, таких как фонарики, радиоприёмники и игрушки. Можно удвоить или утроить номинальное напряжение такой батарейки (1.5 В) за счёт последовательного соединения элементов. Номинальная ёмкость данных батареек значительно больше, чем у вторичных источников питания, таких как никель-кадмиевые (NiCd), никель-металл-гидридные (NiMH) или литий-ионные (Li-Ion) аккумуляторы.

Вторичные источники питания (аккумуляторы) допускают перезаряд. Типичными представителями этой группы являются герметичные свинцово-кислотные аккумуляторы, никель-кадмиевые, никель-металл-гидридные (NiMH), литий-ионные (Li-Ion) и литий-полимерные (Li-Poly) аккумуляторы. Свинцовые аккумуляторы применяются в автомобилях или в оборудовании, где вес и размер не имеют особого значения.

Если вес и размер являются определяющими факторами, например, в портативных устройствах, то лучшим выбором будут никель-кадмиевые (NiCd), никель-металл-гидридные (NiMH) и литий-ионные (Li-Ion) аккумуляторы. Литий-полимерные (Li-Poly) аккумуляторы и аккумуляторы на топливных элементах появились на рынке относительно недавно; обсуждать эти типы элементов питания мы не будем.

В **Табл. 9.2** приводятся основные характеристики вторичных источников питания и портативные устройства, в которых они применяются.

Таблица 9.2. **Типовые параметры аккумуляторов: плотность энергии на единицу массы — отношение общей энергии, запасённой в аккумуляторе, к его массе; рабочее напряжение — типичное рабочее напряжение полностью заряженного аккумулятора. Основные методы, позволяющие установить момент окончания заряда аккумулятора: измерение $\Delta V/dt$ — фиксируется изменение напряжения на аккумуляторе за определённый промежуток времени; измерение $\Delta T/dt$ — фиксируется изменение температуры аккумулятора за определённый промежуток времени; измерение тока I_{MIN} — фиксируется ток заряда аккумулятора**

Тип аккумулятора	Область применения	Плотность энергии на единицу массы [Вт·ч/кг]	Рабочее напряжение [В]	Основной метод определения окончания заряда
NiCd	Инструмент с механическим приводом, игрушки	40...80	1.2	$\Delta V/dt$
NiMH	Электробритвы, цифровые беспроводные телефоны, игрушки. Заменяют никель-кадмиевые аккумуляторы. Экологически более безопасны, чем последние	60...100	1.3	$\Delta V/dt$ или $\Delta T/dt$
Li-Ion	Мобильные телефоны, ноутбуки	110...130	3.6	Контроль тока I_{MIN} через определённый интервал времени

В зависимости от устройства, в котором применяются перечисленные три типа вторичных элементов питания, каждый из них имеет как преимущества, так и недостатки. Одним из первых, получивших широкое распространение перезаряжаемых источников питания был никель-кадмиевый аккумулятор, допускающий повышенные кратковременные перегрузки по току. Это свойство особенно полезно в таких устройствах, как инструменты с механическим приводом.

Если для зарядки такого аккумулятора имеется достаточно времени, то электронное зарядное устройство можно сделать очень дешёвым. С другой стороны, энергоёмкость этого аккумулятора значительно меньше, чем у других типов элементов из **Табл. 9.2**. Кроме того, при транспортировке и хранении никель-кадмиевых аккумуляторов могут возникать некоторые проблемы, как, впрочем, и ряд проблем с экологической безопасностью.

Ещё один тип вторичных источников питания — никель-металл-гидридные аккумуляторы. Они появились на рынке после никель-кадмиевых элементов, обладают повышенной энергоёмкостью и экологически безопасны. Никель-металл-гидридные аккумуляторы не обладают такой способностью к перегрузкам по току, как никель-кадмиевые, к тому же электронные зарядные устройства для NiMH-элементов схемотехнически более сложны.

К распространённым вторичным источникам питания для мобильных устройств относятся и литий-ионные элементы, которые стали выпускаться после никель-кадмиевых и никель-металл-гидридных аккумуляторов. Литий-ионные аккумуляторы на сегодня обладают наивысшей энергоёмкостью среди вторичных элементов питания.

9.2. Преобразование напряжения

Если вы выбрали батарейное питание устройства, то на следующем этапе нужно определить тип микросхем управления, КПД этих микросхем, их характеристики, стоимость и габариты. Имеется три варианта выбора: импульсные преобразователи напряжения, преобразователи с подкачкой заряда или линейные стабилизаторы с низким падением напряжения (Low DropOut — LDO). Поскольку проблема КПД стоит на первом месте, то наилучшим вариантом почти во всех случаях будет импульсный преобразователь напряжения. Если в устройстве допускается некоторый уровень шума, обусловленного электромагнитными помехами, возникающими при переключении, то эффективность импульсного преобразователя будет слабо зависеть от изменений питающего напряжения на его входе и выходного тока.

В идеале, импульсный преобразователь напряжения может иметь 100%-ный КПД. Почти 100%-ный КПД имеет и преобразователь с подкачкой заряда, его КПД тем выше, чем меньше ток нагрузки. Однако выходное напряжение типового преобразователя с подкачкой заряда невозможно регулировать, поэтому при необходимости после преобразователя включают линейный стабилизатор напряжения. В таких случаях общий КПД системы определяется как произведение КПД преобразователя с подкачкой заряда и КПД линейного LDO-стабилизатора напряжения. В результате получим систему питания с более низким КПД, чем у отдельно взятого линейного стабилизатора напряжения или преобразователя с подкачкой заряда.

КПД нерегулируемого линейного LDO-стабилизатора напряжения приблизительно равен отношению выходного напряжения V_{OUT} к входному V_{IN}. При таком определении КПД является переменной величиной и линейно уменьшается с увеличением питающего напряжения. Если напряжение источника питания для преобразователя изменяется в широком диапазоне, то выбор LDO-стабилизатора для системы питания будет самым неудачным решением. Достоинством линейного стабилизатора напряжения является относительная независимость его КПД от тока в нагрузке, если допустимая рассеиваемая на нём мощность не имеет значения для данного приложения.

При всех этих оговорках и условиях выбор подходящей системы питания для приложения может показаться трудной задачей, но, уделив достаточно времени

тщательной проработке стратегии электропитания устройства, можно добиться определённого преимущества над конкурентами за счёт более эффективного, компактного и недорогого решения.

9.3. Расчёт КПД источника питания

Блок-схему управления источником питания можно реализовать как на дискретных компонентах, так и в комбинации из дискретных компонентов и интегральных схем (**Рис. 9.1**). В этой схеме изменяющееся напряжение источника питания (разряжающаяся батарея) преобразуется в постоянное напряжение в соответствии с требованиями нагрузки (V_{OUT}, I_{OUT}). Одной из задач, которые решаются в процессе разработки, является расчёт оптимального КПД такой системы питания. Как правило, при разработке системы питания применяют импульсные преобразователи напряжения, преобразователи с подкачкой заряда или линейные LDO-стабилизаторы в интегральном исполнении. В любом случае, интегральные преобразователи напряжения преобразуют напряжение, имеющееся на их входе, в другое выходное напряжение.

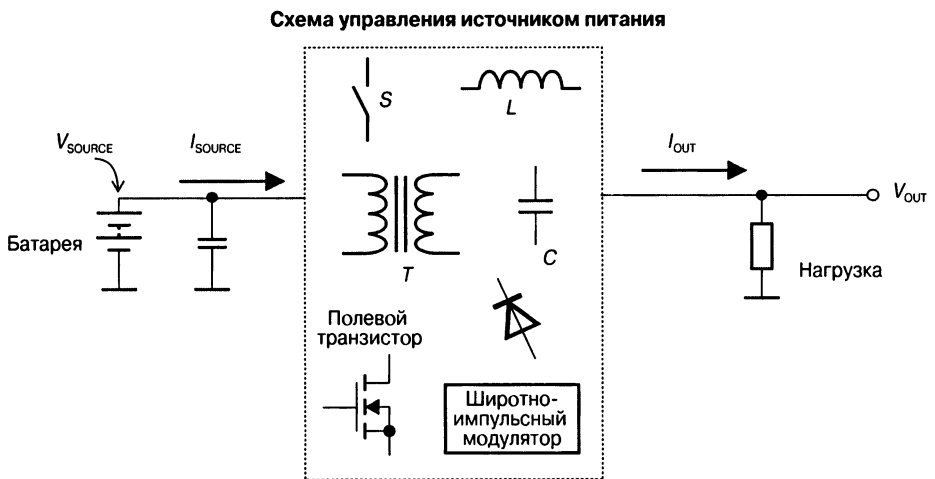
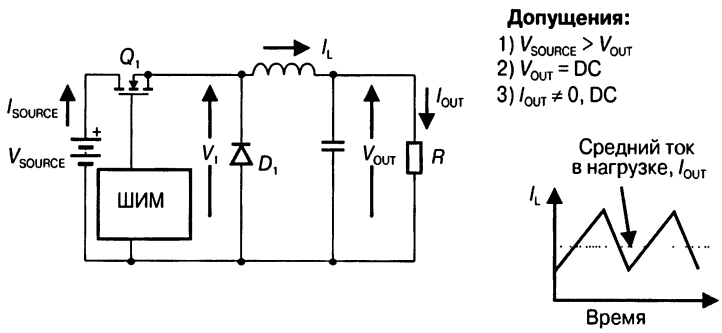


Рис. 9.1. Управление работой батарейного источника питания можно выполнить с помощью одного из трёх базовых устройств: импульсного преобразователя напряжения, преобразователя с подкачкой заряда или линейного LDO-стабилизатора напряжения. Для выполнения необходимых преобразований напряжения и тока батарейного источника питания эти три устройства используют разные схемные решения.

9.3.1. КПД импульсного понижающего преобразователя напряжения

На **Рис. 9.2** показана упрощённая схема понижающего импульсного преобразователя напряжения. Схема такого преобразователя включает цепь переключения и *LC*-фильтр нижних частот. Мы рассмотрим работу понижающего преобразователя в режиме непрерывных токов. Входное напряжение с помощью широт-

но-импульсного модулятора преобразуется в последовательность импульсов, из которых методом усреднения (сглаживания) выделяется постоянная составляющая. Эта постоянная составляющая и является выходным напряжением преобразователя. Такой преобразователь может только понижать напряжение, поступающее на его вход.



Состояние ключа Q_1	V_{OUT}	I_L	Напряжение × время
1. Включен	$V_{SOURCE} - V_{OUT}$	+	$(V_{SOURCE} - V_{OUT}) \cdot t_{ON}$
2. Выключен	$-V_1$	-	$V_{OUT} \cdot t_{OFF}$

Рис. 9.2. Функциональная схема импульсного преобразователя напряжения понижающего типа (buck) с расчётом динамических характеристик в режиме непрерывных токов через индуктивность. Данное техническое решение — самое трудоёмкое по сравнению с преобразователем с подкачкой заряда или линейным стабилизатором напряжения.

Для оценки параметров схемы, показанной на **Рис. 9.2**, предположим следующее:

1. Входное напряжение всегда больше выходного.
2. Выходное напряжение является практически напряжением постоянного тока — это означает, что компоненты выходного *LC*-фильтра, усредняющего напряжение, имеют достаточно большие значения, чтобы обеспечить пульсации выходного напряжения V_{OUT} менее 1% (typ).
3. Через индуктивность всегда протекает ток, что необходимо для поддержания работы преобразователя в режиме непрерывных токов.

При этих предположениях понижающий преобразователь напряжения может находиться в двух состояниях в одном цикле переключения. В состоянии ON ключ, выполненный на полевом транзисторе Q_1, открыт (ON), а диод D_1 закрыт (OFF). В состоянии OFF ключ Q_1 закрыт (OFF), а диод D_1 открыт (ON). Длительность открытого состояния равна $D \times t_S = t_{ON}$, а длительность закрытого состояния составляет $|(1 - D) \times t_S| = t_{OFF}$,
где:

D — коэффициент заполнения импульсов ШИМ-сигнала,
t_S — период следования импульсов ШИМ, равный $1/F_{SW}$.

Тогда:

$$V_{OUT} = V_{SOURCE} \times D,$$

$$I_{OUT} = I_{L(AVG)}.$$

КПД схемы понижающего преобразователя напряжения зависит от нескольких факторов, но только четыре из них существенно влияют на его снижение. Три из этих четырёх, в свою очередь, связаны с работой мощного полевого транзистора с изолированным затвором (MOSFET), выполняющего роль ключа Q_1. Первая проблема — ток заряда затвора транзистора, который является результатом переключения в системе ШИМ. Потери в этом случае практически не зависят от тока в нагрузке.

Вторая проблема — рассеиваемая в транзисторе мощность, когда он находится в линейной области во время перехода из одного состояния в другое. Эта мощность равна $V_{SW} \times I_{SW}$, где V_{SW} — напряжение сток—исток, а I_{SW} — ток стока транзистора. Улучшить ситуацию можно, обеспечив бо́льшую крутизну фронтов переключающих импульсов, но это приведёт, в свою очередь, к возрастанию электромагнитных помех и помех по цепям питания.

Третья причина уменьшения КПД преобразователя — наличие сопротивления сток—исток транзистора в открытом состоянии ($R_{DS(on)}$), а также других сопротивлений в этой схеме. Для хорошо спроектированной схемы КПД достигнет максимума при полной допустимой нагрузке или вблизи неё. Здесь потери мощности при переключении практически равны потерям на омическом сопротивлении канала транзистора (I^2R-потери). При снижении КПД преобладающими становятся потери на омическом сопротивлении канала открытого транзистора. Кроме того, диод на выходе преобразователя также становится источником существенных потерь мощности, особенно при значительных токах.

9.3.2. КПД преобразователя с подкачкой заряда

На **Рис. 9.3** показана упрощённая схема инвертирующего преобразователя напряжения с подкачкой заряда. Здесь напряжение V_{IN} на входе преобразуется в напряжение V_{OUT}. Например, если напряжение V_{IN} равно 5 В, то напряжение V_{OUT} может быть равно −5 В. Идеальный преобразователь на переключаемых конденсаторах с подкачкой заряда содержит двухфазный генератор импульсов, выполняющий синхронизацию переключения четырёх ключей (S_1...S_4), и два конденсатора (C_1 и C_2). C_1 выполняет роль конденсатора подкачки или плавающего конденсатора, а C_2 служит накопительным или выходным конденсатором.

Преобразование напряжения осуществляется в две фазы. В первой фазе ключи S_2 и S_4 размыкаются, а ключи S_1 и S_3 замыкаются. В этой фазе конденсатор C_1 заряжается до напряжения V_{IN}, а конденсатор C_2 обеспечивает ток в нагрузке. Во второй фазе ключи S_2 и S_4 замыкаются, а ключи S_1 и S_3 размыкаются. В результате конденсаторы оказываются соединёнными параллельно, причём верхний вывод конденсатора C_1, который в предыдущей фазе был подключён к входному напряжению V_{IN}, теперь подключается к земле. Нижний по схеме вывод конденсатора C_1, который был подключён к земле, теперь подключается к нижнему выводу C_2. Таким образом, осуществляется передача заряда от конденсатора C_1 к C_2, и на выходе V_{OUT} будет присутствовать отрицательное напряжение, равное по модулю V_{IN}.

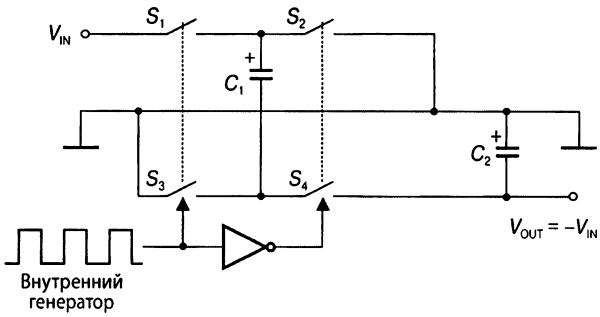


Рис. 9.3. Схема идеального инвертирующего преобразователя на переключаемых конденсаторах с подкачкой заряда. Передаточная функция этой схемы — $V_{OUT} = -V_{IN}$. Поскольку входное напряжение инвертируется, то такой преобразователь используется в устройствах, где нужно получить двухполярный источник питания из однополярного. Выходное напряжение данного преобразователя отслеживает входное, поэтому любые изменения напряжения на входе вызовут соответствующие изменения на выходе.

Снижение КПД этой схемы происходит из-за потерь мощности на эффективном сопротивлении ключей в момент переключения, которое пропорционально частоте переключения. Сюда же добавляются потери на омическом сопротивлении ключей и потери на эффективном сопротивлении последовательно соединённых конденсаторов C_1 и C_2. В большинстве случаев преобладают потери мощности именно на омическом сопротивлении ключей.

9.3.3. КПД линейного LDO-стабилизатора напряжения

Линейные стабилизаторы с низким падением напряжения (LDO) используются во многих переносных устройствах, включая сотовые телефоны, пейджеры и КПК. Первые появившиеся на рынке линейные LDO-стабилизаторы были выполнены по биполярной технологии. Эти устройства обладали целым рядом полезных свойств. Благодаря небольшим размерам, низкому уровню шумов на выходе и высокой точности выходного напряжения они стали весьма популярными в устройствах с батарейным питанием. Однако недостатками биполярных стабилизаторов являются значительное падение напряжения во внутренних цепях и относительно большие, по сравнению с более новыми КМОП-устройствами, токи, протекающие по земляной шине питания.

Большинство функциональных узлов линейного стабилизатора сегодня можно реализовать по КМОП-технологии. Кроме экономии площади кристалла, это даёт и другое преимущество — более низкие падения напряжений на внутренних цепях КМОП-стабилизаторов, что уменьшает непроизводительные потери мощности. Кроме того, в КМОП-устройствах практически исключаются проблемы с избыточными токами по «земляной» шине, возникающими при изменении нагрузки или входных напряжений.

На **Рис. 9.4** показаны блок-схемы биполярного и КМОП линейных LDO-стабилизаторов напряжения. Биполярный линейный стабилизатор (**Рис. 9.4*а***) состоит из источника опорного напряжения на ширине запрещённой зоны (bandgap),

операционного усилителя и проходного *p-n-p*-транзистора. Источник опорного напряжения является ключевым звеном этой схемы, поскольку должен обеспечивать высокую точность напряжения на выходе при различных нагрузках в диапазоне температур. Операционный усилитель выполняет роль буферного усилителя опорного напряжения с цепью обратной связи на проходном *p-n-p*-транзисторе. Это обеспечивает регулировку тока в нагрузке в широких пределах и подавление пульсаций входного напряжения. Третий элемент данной схемы, проходной *p-n-p*-транзистор, управляет током в цепи нагрузки, подключённой к выходу.

$$V_{DROPOUT} = R_{on}(Q_1) \times I_{OUT}$$
$$V_{IN(min)} = V_{DROPOUT} + V_{REF} \times (1 + R_1/R_2)$$

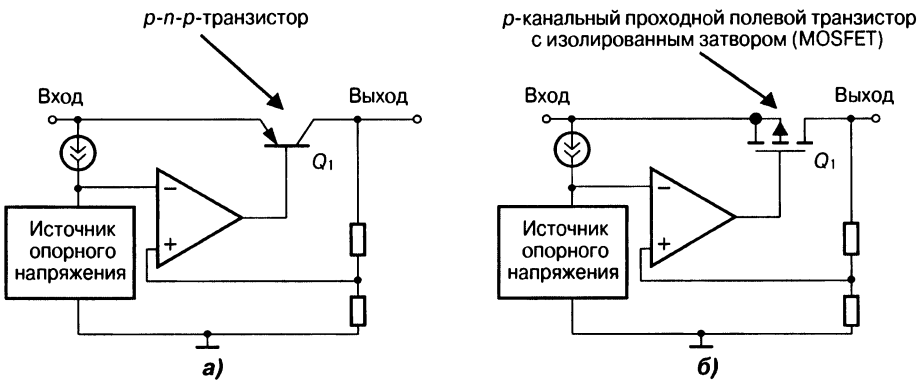


Рис. 9.4. В линейном LDO-стабилизаторе напряжения с проходным *p-n-p*-транзистором (***а***) ток базы через выходное сопротивление ОУ течёт на землю. При тех же условиях в стабилизаторе с *p*-канальным полевым транзистором с изолированным затвором (***б***) отсутствует ток затвора.

Падение напряжения в таких стабилизаторах определяется как наименьшее возможное напряжение между входом и выходом при понижении выходного напряжения на 2% относительно своего начального значения. Падение напряжения на проходном *p-n-p*-транзисторе биполярного LDO-стабилизатора приблизительно равно 0.3 В, хотя может быть больше или меньше в зависимости от топологии транзистора, но в любом случае это напряжение будет выше, чем у КМОП-аналога.

Опять-таки, легко заметить (**Рис. 9.4*а***), что ток базы проходного *p-n-p*-транзистора возрастает при приближении входного напряжения к стабилизируемому выходному напряжению, что свидетельствует о приближении транзистора к состоянию насыщения. Это может быть следствием разряда батареи или аккумулятора, когда напряжение элемента питания падает и отдаваемый в нагрузку ток начинает снижаться.

Альтернативой биполярному LDO-стабилизатору напряжения служит КМОП-стабилизатор, упрощённая схема которого показана на **Рис. 9.4*б***. Здесь, как и в только что рассмотренной схеме биполярного стабилизатора, имеется источник опорного напряжения и буферный операционный усилитель. Хотя это ус-

тройство целиком выполнено по КМОП-технологии, его основное отличие от биполярного LDO-стабилизатора в том, что здесь в качестве проходного используется полевой транзистор.

По этой причине падение напряжения на КМОП-стабилизаторе меньше. Для сравнения, если падение напряжения на биполярном проходном *p-n-p*-транзисторе составляет около 0.3 В, то на полевом проходном транзисторе оно определяется только сопротивлением $R_{DS(on)}$ открытого канала.

Если ток в нагрузке, подключённой к выходу КМОП-стабилизатора, близок к нулю, то падение напряжения на самом устройстве также близко к нулю. При возрастании тока нагрузки падение напряжения на стабилизаторе возрастает. Например, если сопротивление $R_{DS(on)}$ открытого канала полевого транзистора равно 0.33 Ом и ток в нагрузке равен 100 мА, то падение напряжения на КМОП-стабилизаторе составляет всего 33 мВ. К преимуществам КМОП-стабилизатора следует отнести и то, что выходной транзистор устройства способен выдерживать значительные токи нагрузки без существенного увеличения тока по земляной шине.

Тогда возникает вопрос: а зачем до сих пор выпускаются биполярные LDO-стабилизаторы? Дело в том, что биполярные стабилизаторы обладают некоторыми преимуществами по сравнению с КМОП-устройствами. В частности, биполярные LDO-стабилизаторы имеют, как правило, более низкий уровень шумов на выходе. Некоторые КМОП-стабилизаторы, как и их биполярные аналоги, выпускаются с выводом управления уровнем шумов, который соединяют с землёй через конденсатор, чтобы уменьшить уровень шумов. Но уровень шумов в КМОП-стабилизаторах нельзя снизить до уровня их биполярных аналогов.

Уровень шумов КМОП-стабилизаторов в 10 раз выше, чем биполярных, поэтому для прецизионных схем, чувствительных к шумам, именно этот фактор и будет определять выбор типа LDO-стабилизатора. Кроме того, биполярные стабилизаторы, как правило, более эффективны в схемах с высокими входными напряжениями и значительными выходными токами, поскольку возможности регулирования выходного напряжения и тока в таких схемах у биполярных линейных стабилизаторов напряжения лучше, чем у КМОП-аналогов. Тем не менее, это не даёт какого-либо преимущества при использовании биполярных стабилизаторов в устройствах с батарейным питанием.

С другой точки зрения, КМОП-стабилизаторы обладают дополнительными возможностями при работе с цифровыми устройствами. Например, многие КМОП LDO-стабилизаторы выпускаются с опцией выключения, которая может оказаться полезной, если в одном корпусе находится два стабилизатора. Кроме того, некоторые КМОП-стабилизаторы имеют опцию контроля пониженного напряжения питания, когда пользователю сообщается о снижении напряжения питания батареи (аккумулятора) ниже допустимого уровня. Данную опцию можно реализовать и в полнофункциональном отдельном кристалле микросхемы супервизора, включив сюда функцию таймера со срабатыванием по тайм-ауту на выводе сброса. Это позволяет уменьшить количество микросхем в в небольшом устройстве с батарейным питанием.

9.4. Сравнение преобразователей напряжения

Коэффициент полезного действия для всех типов источников питания определяется как отношение мощности на выходе источника к мощности, подводимой на его вход:

$$\text{КПД}\ (\%) = 100\ ((V_{OUT} \times I_{OUT}) / (V_{SOURCE} \times I_{SOURCE})).$$

По этой формуле можно вычислить КПД источника питания при указанных условиях. Формула очень полезна для практического применения, поскольку позволяет вычислить и оценить КПД из соотношения изменения напряжения источника питания (V_{SOURCE}) и выходного тока (I_{OUT}).

На **Рис. 9.5** и **Рис. 9.6** показаны результаты измерений КПД для трёх типов устройств. На двух рисунках показаны данные для импульсного понижающего преобразователя TC105, линейного LDO-стабилизатора TC1185 и преобразователя с подкачкой заряда TC7662A (компания Microchip). Микросхема TC105 является импульсным преобразователем напряжения понижающего типа, который может обеспечить выходные токи до 1 А (max). Это устройство работает в режиме ШИМ, но автоматически переключается в режим импульсной частотной модуляции при низких выходных токах нагрузки для повышения КПД.

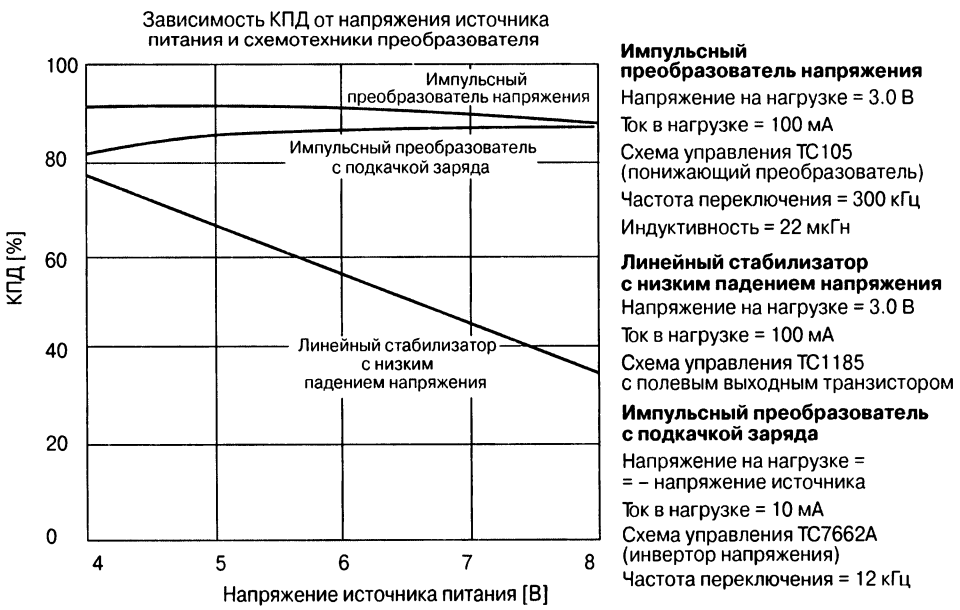


Рис. 9.5. Зависимости КПД импульсного преобразователя понижающего типа, импульсного преобразователя с подкачкой заряда и линейного стабилизатора напряжения от входного напряжения. Как следует из графиков, наивысшим КПД при данных условиях обладает импульсный преобразователь напряжения понижающего типа, в то время как линейный LDO-стабилизатор напряжения имеет наименьший КПД, который линейно уменьшается с возрастанием напряжения источника питания на входе устройства.

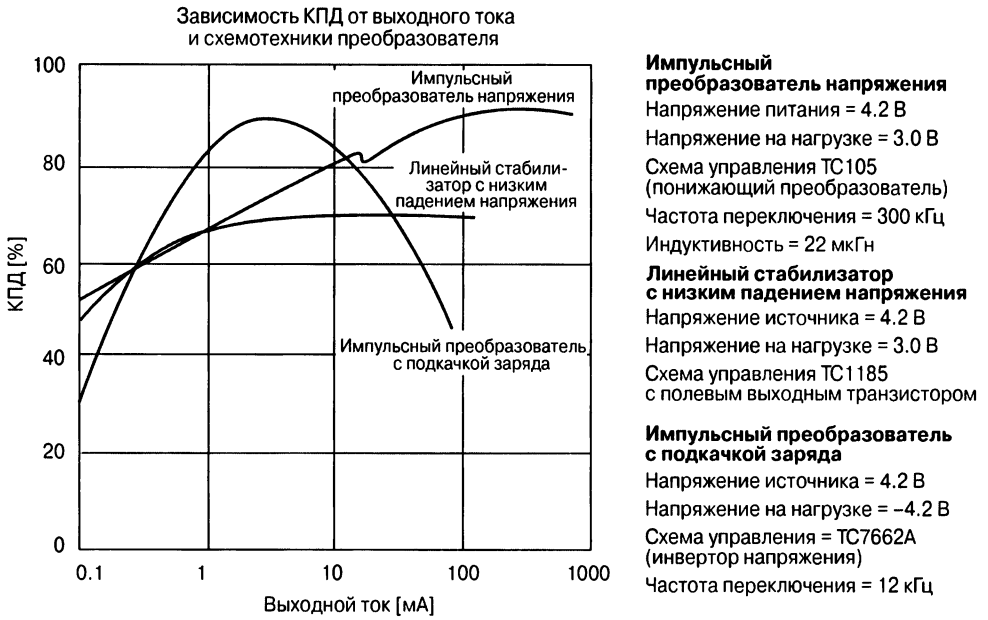


Рис. 9.6. Зависимости КПД от выходного тока для импульсного преобразователя с понижением напряжения, импульсного преобразователя с подкачкой заряда и линейного LDO-стабилизатора. Приведённые данные показывают, что оптимальное решение по выбору преобразователя напряжения во всех случаях определяется спецификой работы каждой системы.

Импульсный преобразователь напряжения с подкачкой заряда TC7662A преобразует напряжение в диапазоне от 3 до 18 В в напряжение от –3 до –18 В. В устройстве имеется встроенный генератор, а выходной ток может достигать 40 мА. TC1185 является линейным LDO-стабилизатором, изготовленным по КМОП-технологии. Применение КМОП линейного стабилизатора вместо биполярного исключает протекание значительных токов по земляной шине, что позволяет увеличить КПД преобразователя. Это устройство устойчиво работает при подключённом на выходе конденсаторе ёмкостью 1 мкФ и может обеспечить максимальный выходной ток 150 мА.

На **Рис. 9.5** показаны зависимости КПД для всех трёх устройств от напряжения источника питания. Наилучшие показатели имеет импульсный преобразователь понижающего типа TC105, немного отстаёт преобразователь с подкачкой заряда TC7662A. Нужно отметить, что преобразователь с подкачкой заряда является нерегулируемым, так что кривая его КПД может ввести пользователя в заблуждение. Такая же проверка для регулируемого преобразователя с подкачкой заряда при тех же условиях покажет снижение его КПД с возрастанием напряжения источника питания. Как и можно было предположить, с возрастанием входного напряжения КПД линейного LDO-стабилизатора напряжения TC1185 линейно снижается.

На **Рис. 9.6** показаны изменения КПД тех же самых устройств в зависимости от выходного тока. Графики показывают, что импульсный преобразователь пони-

жающего типа имеет высокий КПД как в широком диапазоне токов нагрузки, так и в широком диапазоне входных напряжений. Для приложений, допускающих подачу входных питающих напряжений в широком диапазоне при токах в нагрузке выше 100 мА, импульсный понижающий преобразователь подходит наилучшим образом.

9.5. Выбор оптимального решения

При выборе системы питания устройства с батарейным питанием всегда возникают одни и те же проблемы. Возьмём в качестве примера устройство, для которого требуется выходное напряжение 1.8 В при выходном токе от 0 до 300 мА и в котором используется один ионно-литиевый аккумулятор. Номинальное напряжение ионно-литиевого элемента равно 3.6 В при допустимом диапазоне напряжений от 2.8 до 4.2 В. Для такого приложения можно просчитать, сравнивая КПД, варианты применения всех трёх типов устройств: импульсного понижающего преобразователя, преобразователя с подкачкой заряда и линейного стабилизатора напряжения.

Преобразователь с подкачкой заряда TC7662A для такого приложения подходит меньше всего, и основная причина заключается в том, что это устройство инвертирует напряжение. В другом приложении с батарейным питанием возможно и понадобится источник питания с отрицательным напряжением, но в данном случае получить напряжение 1.8 В, воспользовавшись микросхемой TC7662A, мягко говоря, будет очень сложно. Очевидно, что это основная причина, хотя имеются и другие доводы, почему преобразователь с подкачкой заряда нельзя использовать в этом приложении.

Из **Рис. 9.6** видно, что зависимость КПД от выходного тока для данного преобразователя достигает оптимума в диапазоне выходных токов от 1 до 10 мА, а это свидетельствует, что такое устройство лучше подходит для слаботочных приложений. Несмотря на свою дешевизну, преобразователь с подкачкой заряда даёт высокий уровень шумов проводимости, вызванный изменением тока во времени, $\delta I/\delta t$, а паразитные индуктивности выводов, внутренних проводников и корпуса микросхемы могут стать локальными источниками электромагнитного излучения. Кроме того, КПД данного преобразователя в таком приложении оставляет желать лучшего.

Возможным вариантом решения для системы питания этого приложения может быть LDO-стабилизатор напряжения. Схемотехническую реализацию такого источника питания на микросхеме TC1185 выполнить очень просто, поскольку здесь используется очень мало внешних компонентов. Тем не менее, зависимость КПД такого стабилизатора от напряжения источника питания на входе будет не очень сильной по сравнению с другими возможными вариантами решения.

Поскольку диапазон выходных напряжений аккумулятора довольно широк, то потребуется более частая его подзарядка, чем при использовании импульсного понижающего преобразователя напряжения. Например, мощность рассеивания линейного стабилизатора напряжения составляет 240 мВт при входном напряжении 4.2 В и токе нагрузки до 100 мА. Положительным моментом является то, что микросхема TC1185 не создаёт электромагнитных помех.

Для нашего устройства наилучшим выбором, если только не брать во внимание электромагнитные помехи, будет понижающий импульсный преобразователь. Микросхема TC105 может легко обеспечить выходное напряжение 1.8 В с хорошим запасом по регулировке. Зависимость КПД от напряжения источника питания на входе для этого устройства относительно высока (приблизительно 90%) в полном диапазоне изменения входного напряжения источника питания (см. **Рис. 9.5**). Хотя зависимость КПД от выходного тока не столь идеальна во всём диапазоне изменения тока нагрузки (**Рис. 9.6**), всё-таки это будет лучшим выбором в данной ситуации.

При разработке источников питания для систем с батарейным питанием расчёт КПД стоит во главе угла. Вариантами выбора для этого приложения могут быть импульсный преобразователь напряжения понижающего типа, импульсный преобразователь с подкачкой заряда и линейный LDO-стабилизатор напряжения. Для систем, где возможен широкий разброс входного напряжения источника питания, импульсный преобразователь понижающего типа, несомненно, будет лучшим выбором. Если система работает в узком диапазоне небольших токов, лучше всего использовать импульсный преобразователь с подкачкой заряда. И наконец, если для системы требуется регулируемое выходное напряжение с низким уровнем шумов при управляемой мощности рассеяния, то линейный стабилизатор напряжения обеспечит вполне удовлетворительные результаты.

9.6. Микромощные системы на микроконтроллерах

Желание создать систему с минимальным энергопотреблением — это, своего рода, определённая цель. Стремясь сэкономить энергию батареи, можно довести микроконтроллер почти до отключения. Самый простой путь к снижению рассеиваемой мощности состоит в понижении тактовой частоты или уменьшении напряжения питания. Другим равноценным по эффективности решением может стать работа микроконтроллера в режиме частичного или полного отключения. Только комбинация различных подходов с учётом времени выполнения программы плюс немного интеллекта может привести к успешным результатам в борьбе за экономию энергопотребления.

9.6.1. Питание в аналого-цифровых системах

Повысить экономию энергопотребления и, как следствие, улучшить функциональность можно при условии, что разработчик понимает возможности микроконтроллера и представляет себе, какие аппаратные настройки нужно выполнить. Одним из направлений, позволяющим уменьшить энергопотребление, является выбор величины напряжения источника питания. Если устройство обрабатывает сигналы физических объектов реального мира, то в таком устройстве должны присутствовать аналоговые схемы, в то время как окончательную обработку сигналов выполняет цифровая схема (например, микроконтроллер). К источнику питания аналоговых схем предъявляются более высокие требования, чем к источнику питания цифровых схем. Кроме того, не следует забывать, что допустимые граничные значения уровня шумов в аналоговых схемах значительно ниже, чем в цифровых.

Минимальный уровень шумов аналоговой схемы не уменьшается с понижением питающего напряжения, оставаясь постоянным при изменениях напряжения источника питания. Например, 12-битный аналого-цифровой преобразователь может обеспечить достоверные и повторяемые результаты преобразований при напряжении питания 5 В. Однако этот же 12-битный АЦП даст меньшую точность (в битах) при использовании напряжения питания 2 В. Это происходит по той причине, что величина (в вольтах) младшего значащего бита (LSB) становится меньше, а уровень напряжения шумов остаётся постоянным.

Для решения данной проблемы можно использовать более высокие напряжения питания при работе с аналоговыми сигналами и меньшие напряжения питания при выполнении цифровых операций.

На **Рис. 9.7** показана простая система с батарейным питанием, в которой используется микроконтроллер PIC18F1320 компании Microchip. Данный микроконтроллер может работать в одном из нескольких возможных режимов ожидания, и, кроме того, пользователь может выбрать одно из двух значений тактовой частоты, что расширяет возможности реализации режима экономии энергопотребления.

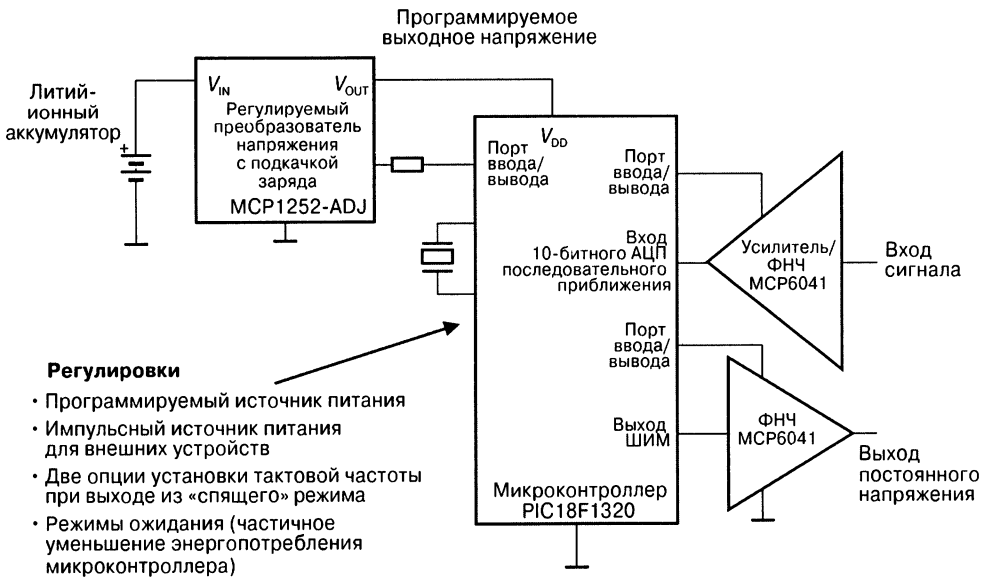


Рис. 9.7. Микромощные внешние периферийные устройства, связанные с микроконтроллером, — только часть системы с батарейным питанием. С помощью программного обеспечения микроконтроллер позволяет управлять источником питающего напряжения системы (MCP1252-ADJ), тактовой частотой микроконтроллера и режимами ожидания.

Развитие аппаратных средств с пониженным энергопотреблением идёт по пути выпуска новых типов периферийных устройств, включая интегрированные на кристалле микроконтроллера. Снизить энергопотребление периферийных уст-

ройств микроконтроллера можно за счёт уменьшения напряжения питания микросхемы или за счёт оптимизации схемы с целью её работы при пониженной потребляемой мощности.

На **Рис. 9.7** показан простой пример системы, состоящей из микромощных операционных усилителей, АЦП и регулируемого импульсного преобразователя напряжения с подкачкой заряда.

Мощность, рассеиваемая внешними или интегрированными АЦП, больше зависит от схемы преобразователя, чем от каких-то инноваций в самой микросхеме. Например, отношение времени преобразования к потребляемому току преобразователя последовательного приближения значительно меньше, чем у сигма-дельта АЦП. Вероятнее всего, в приложении с батарейным питанием разработчик будет использовать АЦП последовательного приближения, если только не потребуется более высокое разрешение и точность.

В схеме на **Рис. 9.7** показан регулируемый источник питания. Более высокое напряжение 5 В лучше всего подходит для аналоговых схем, а для цифровых схем более подходящим будет низкое напряжение 2 В. Регулируемый преобразователь напряжения в этой схеме имеет высокий КПД при низких выходных токах и низком входном напряжении ионно-литиевого аккумулятора (от 4.2 до 2.8 В). По этим причинам в схеме используется регулируемый импульсный преобразователь напряжения с подкачкой заряда (MCP1252-ADJ).

Управление напряжением источника питания при различных (аналоговых или цифровых) операциях — это только половина дела. Если действительно стоит задача снизить энергопотребление, то для этого, возможно, придётся отключить питание от некоторых частей микроконтроллера, в то время как другие будут продолжать работать. Например, независимо от основных операций микроконтроллера можно осуществлять аналого-цифровое, цифро-аналоговое преобразование или обмен по последовательному порту, поскольку функциональные узлы, выполняющие эти операции, могут получать питание автономно.

Поиск оптимальных решений при разработке системы питания внешних периферийных устройств имеет очень большое значение, поскольку реального энергосбережения можно достичь только при увязке возможностей внешних и внутренних периферийных устройств с программными возможностями микроконтроллера.

Например, микроконтроллер управляет напряжением источника питания, переключая его из одного режима в другой с помощью резисторной цепи ОС регулируемого преобразователя напряжения с подкачкой заряда MCP1252-ADJ. Преобразователь обеспечивает более высокое напряжение на выходе для выполнения в оптимальном режиме операций в аналоговых цепях и более низкое — при выполнении цифровых операций микроконтроллера. Например, в соответствии с техническими данными микроконтроллера PIC18F1320 он может работать в диапазоне напряжений от 2 до 5.5 В. Для расчёта экономии энергопотребления можно вычислить отношение двух напряжений преобразователя, что и даст искомый результат. Кроме того, внешние периферийные устройства можно перевести в режим минимального энергопотребления сигналами с портов ввода/вывода микроконтроллера, что дополнительно улучшит показатели энергосбережения.

9.6.2. Управление тактовой частотой

Ещё одним вариантом, который часто рассматривают разработчики, пытаясь уменьшить общее энергопотребление встроенной системы, является управление тактовой частотой контроллера, когда тот пребывает в состоянии ожидания.

Микроконтроллер или микропроцессор может использовать различные генераторы тактовой частоты (**Рис. 9.8**). Одним из очевидных решений является подключение внешнего генератора тактовой частоты. В данном примере к соответствующему выводу микроконтроллера можно присоединить кварцевый резонатор, а также внутренний или внешний генератор тактовой частоты.

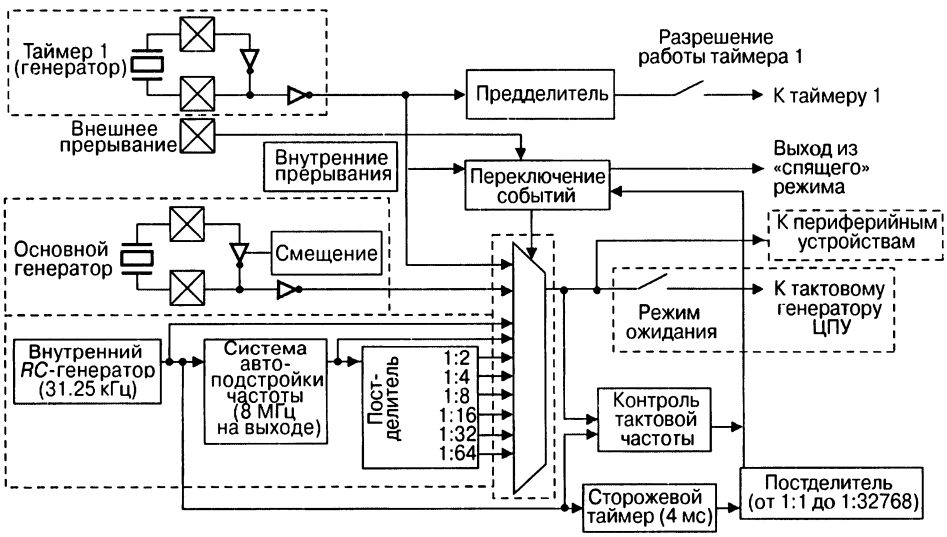


Рис. 9.8. Три возможных источника сигнала тактовой частоты микроконтроллера. Имеется два внешних вывода для подключения генератора тактовой частоты (таймер 1 и основной генератор). В кристалле микроконтроллера имеется ещё один генератор.

Кроме перечисленных генераторов тактовой частоты, в микропроцессоре или микроконтроллере могут присутствовать постделитель, предделитель, а также система автоподстройки частоты. Постделитель и предделитель делят тактовую частоту внутреннего генератора, а система автоподстройки частоты используется для умножения тактовой частоты внутреннего генератора.

Для операционной системы реального времени очень важно выработать стратегию управления тактовой частотой, когда система активизируется на короткие промежутки времени и «засыпает» на длительный период времени после активизации. Если типичное время ожидания менее 1 с и используется кварцевый или керамический резонатор, то вы заметите, что переход из режима ожидания в режим выполнения программы происходит с определённой задержкой. Во время данной задержки, или, по-другому, интервала запуска, микроконтроллер или микропроцессор не выполняет программу, хотя схема в этот момент потребляет энергию от источника питания.

В качестве примера на **Рис. 9.9** показан типичный интервал времени запуска системы, в которой используется внешний кварцевый генератор с частотой 4 МГц. Видно, что продолжительность интервала запуска составляет приблизительно 450 мс. Если микроконтроллер выполняет программу в течение 1 с и работает с тактовой частотой, определяемой таким кварцевым генератором, то фактическое время выполнения будет на 45% дольше ожидаемого. В процессе запуска схема потребляет мощность, но программу не выполняет.

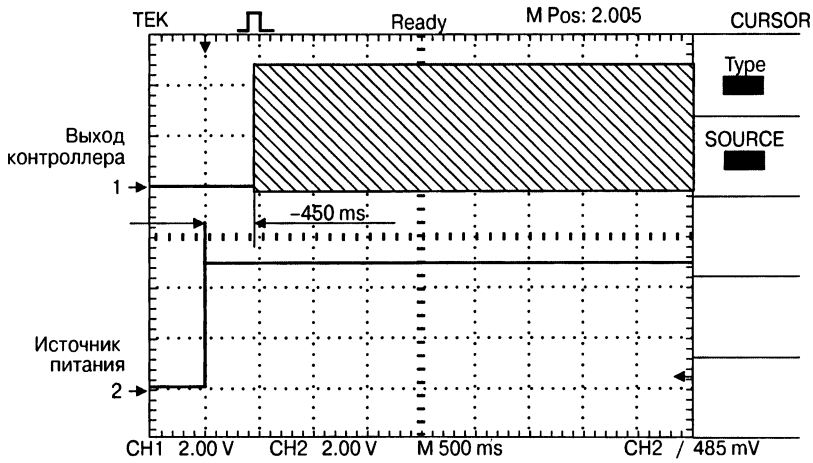


Рис. 9.9. К контроллеру присоединён внешний кварцевый генератор с тактовой частотой 4 МГц. На этой осциллограмме первый канал показывает временную диаграмму сигнала на выходном выводе микроконтроллера. Программа микроконтроллера переключает этот вывод через каждые 12 командных циклов. Второй канал показывает напряжение питания контроллера V_{DD}. Внешний генератор тактовой частоты активизируется приблизительно через 450 мс после включения источника питания.

В данном приложении для выполнения программы было бы разумно использовать внутренний генератор тактовой частоты 4 МГц, который запускается практически мгновенно (в течение нескольких микросекунд), что не так уж и удивительно. На **Рис. 9.10** показано время запуска при использовании внутреннего генератора.

Здесь задержка запуска почти в 50 000 раз меньше по сравнению с таким же интервалом для внешнего 4-МГц кварцевого генератора. На основании этих данных можно сделать вывод, что подходящим источником тактовой частоты для данного приложения будет внутренний тактовый генератор. Мощность, потребляемая внутренним генератором тактовой частоты, почти равна мощности, потребляемой внешним кварцевым генератором. Этот метод работает до тех пор, пока микроконтроллеру или микропроцессору не потребуется выполнять критические во времени операции, такие как обмен данными по последовательному порту, например USART, или измерение/генерация прецизионных импульсных сигналов.

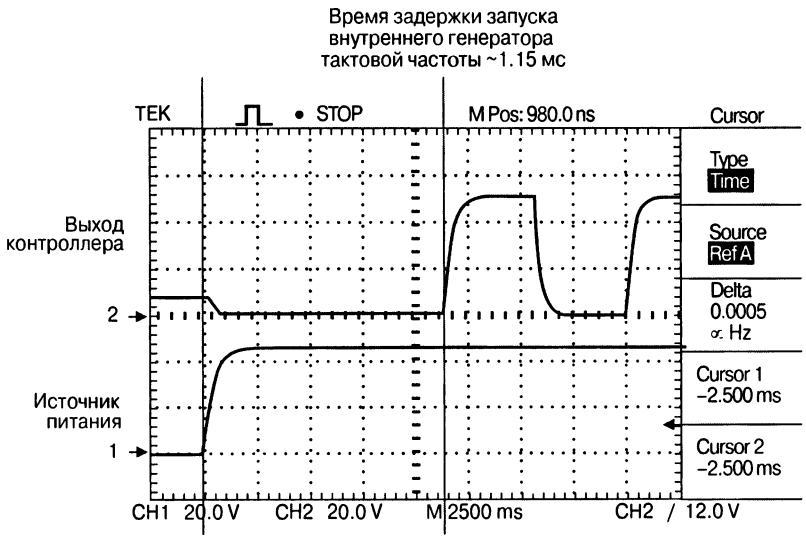


Рис. 9.10. Время задержки запуска внутреннего генератора тактовой частоты приблизительно равно 1.15 мкс. Это значительно меньше, чем в случае использования внешнего генератора (см. **Рис. 9.9**).

Третьим вариантом источника тактовой частоты является генератор на керамическом резонаторе. На **Рис. 9.11** показано время задержки запуска генератора на керамическом резонаторе.

Можно применить ещё одну систему тактирования, которая лучше, чем три только что рассмотренные схемы. Её можно описать следующим образом. Вначале нужно быстро определить, нужна ли в данной схеме прецизионная тактовая частота. Если да, то включается внешний кварцевый генератор или внутренний генератор с внешним керамическим резонатором, в противном случае такой генератор отключается. После выхода из спящего режима можно быстро определить требуемую стабильность частоты. Комбинация внутреннего генератора тактовой частоты с генератором, стабилизированным кварцем, или с внешним кварцевым генератором позволяет быстро определить вариант тактирования схемы. Значительно улучшить параметры энергопотребления можно за счёт использования двух источников тактовой частоты вместо одного. Данный метод получил название запуска с двойной синхронизацией.

В этой аппаратно-программной конфигурации контроллер использует две тактовые частоты. В спящем режиме микроконтроллера оба источника тактовых импульсов отключены. В момент выхода микроконтроллера из данного состояния включается внутренний тактовый генератор, чтобы быстро определить, нужно ли использовать внешний кварцевый генератор или внутренний с кварцевым резонатором. Если да, то программа продолжает выполняться с тактовой частотой, определяемой внутренним генератором, пока не запустится кварцевый генератор. В этот момент контроллер отключает внутренний генератор и переключается на режим синхронизации от внешнего кварцевого генератора.

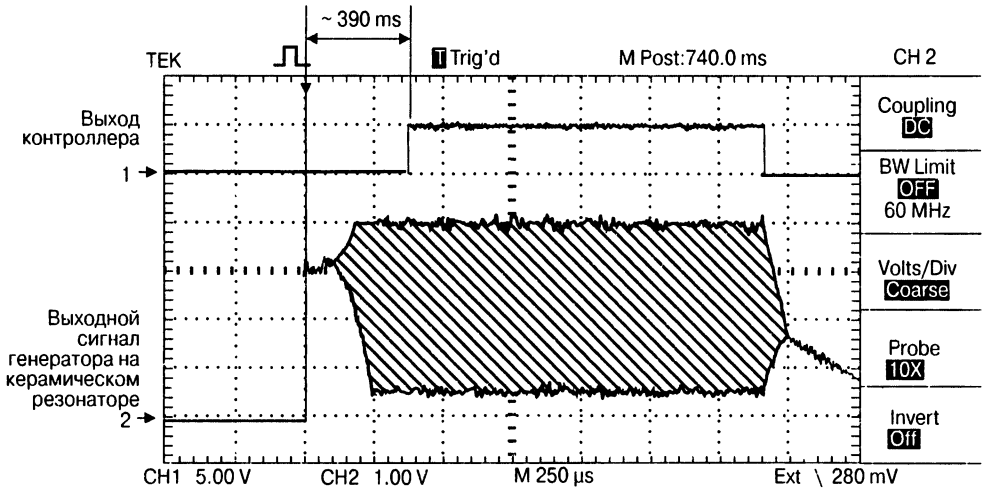


Рис. 9.11. Генератор на 4 МГц с керамическим резонатором запускается быстрее по сравнению с кварцевым 4-МГц генератором, но медленнее, чем внутренний 4-МГц генератор.

9.6.3. Режимы ожидания и синхронизация

Отправной точкой успешного проектирования систем с минимальным энергопотреблением является микроконтроллер, имеющий несколько режимов ожидания и синхронизации. Сэкономить потребляемую мощность можно, используя режим ожидания и спящий режим микроконтроллера. В режиме ожидания отключается центральный процессор микроконтроллера, при этом периферийные устройства, такие, например, как 10-битный АЦП, продолжают работать. В спящем режиме микроконтроллер отключается полностью.

Различные логические устройства контроллера начинают потреблять ток от источника питания только при изменении состояния тактовых сигналов контроллера. При анализе потребляемого микроконтроллером тока, прежде всего, следует обратить внимание на генератор тактовой частоты. Если в микроконтроллере используется внутренний генератор, то потребляемая мощность меньше, чем мощность, потребляемая внешним кварцевым генератором или внутренним генератором с кварцевой стабилизацией.

Некоторые контроллеры/процессоры имеют три основных режима работы. В первом, полнофункциональном режиме запускаются и работают все устройства системы. Промежуточный режим — это режим ожидания, когда обычно работают периферийные устройства, но не контроллер. Третьим и наиболее важным режимом с точки зрения уменьшения потребления мощности от батареи является спящий режим или режим отключения, находясь в котором устройство не потребляет энергию от источника питания. В спящем режиме обычно отключается тактовый генератор микроконтроллера, но экономия энергопотребления будет более эффективной, если также отключить и внешние источники тактовой частоты.

Вот некоторые советы, касающиеся режима пониженного энергопотребления. Переключите неиспользуемые выводы портов ввода/вывода в состояние

ВЫСОКОГО или НИЗКОГО уровня. Используйте, где это возможно, внутренний генератор тактовой частоты — это уменьшает потребляемую мощность. Отключите все периферийные устройства, которые не используете (ШИМ, АЦП, последовательный порт USART и т.д.). Используйте в своей программе по возможности максимальное количество таблиц преобразования вместо применения процессора для получения результатов. Проверяйте мощность, потребляемую всеми периферийными компонентами (можно, например, измерить падения напряжения на всех навесных резисторах схемы).

Установите НИЗКИЙ уровень на портах ввода/вывода, которые используются для питания внешних периферийных устройств, таких как EEPROM с последовательным интерфейсом или внешние аналоговые устройства. Неожиданный сюрприз могут преподнести включённые светодиоды — один включённый светодиод сведёт на нет все ваши усилия по экономии энергопотребления. В общем, ищите скрытые источники энергопотребления в схеме.

Заключение

Экономия энергопотребления в устройствах с батарейным питанием чрезвычайно важна. Разработчик сможет достичь успехов в этом, используя программные возможности микроконтроллеров. Можно изменить, например, напряжение на выходе преобразователя напряжения с подкачкой заряда. Ещё один вариант — отключать питание устройств, которые в данный момент не используются, если это не влияет на работу системы. Сэкономить энергопотребление можно и за счёт выбора правильного механизма тактирования системы, оптимизируя потребление мощности в зависимости от выполняемой задачи.

Производители интегральных схем продолжают улучшать динамические характеристики периферийных устройств, уменьшая токи утечки и требования по питанию. Кроме того, производители микросхем добавляют в устройства новые режимы, такие как режим ожидания и спящий режим, позволяющие сократить среднее потребление мощности в течение длительного времени. Комбинация микромощных периферийных устройств и режимов микроконтроллера увеличивает шансы разработать энергосберегающее устройство с батарейным питанием.

Итак, вы, как перспективный эксперт в аппаратной/программной области, готовы проверить все ваши разработки и найти «злых гномов» пожирающих энергию. Успеха!

Литература

1. Portable Electronics Product Design and Development, Haskell, Bert, McGraw Hill, 2004.
2. The Firmware Handbook, Ganssle, Jack, Newnes, 2004.
3. Power Supply Cookbook, Brown, Marty, Newnes, 2001.

ГЛАВА 10

ШУМЫ В ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМАХ

Устойчиво ли работают ваши схемы? Или же результаты их функционирования изменяются во времени? Повышенный уровень шумов — вот проблема, с которой сталкиваются многие разработчики. Прежде чем приступить к её обсуждению, определим термин шум как совокупность нежелательных сигналов, присутствующих в схеме. При таком определении в категорию шумов не будут попадать сигналы, вызванные нелинейностью характеристик аналоговых цепей — подобные шумы здесь рассматриваться не будут.

Как только разработчик определит источники шумов, устранить их из схемы будет очень просто. Имеется масса эффективных решений для уменьшения шумов, например применение фильтров или малошумящих устройств. Очень важную роль играет разводка печатной платы (см. Главу 11).

На **Рис. 10.1** показаны три основных типа шумов, присутствующих в аналоговых устройствах, причём для каждого из них имеется свой набор возможных ре-

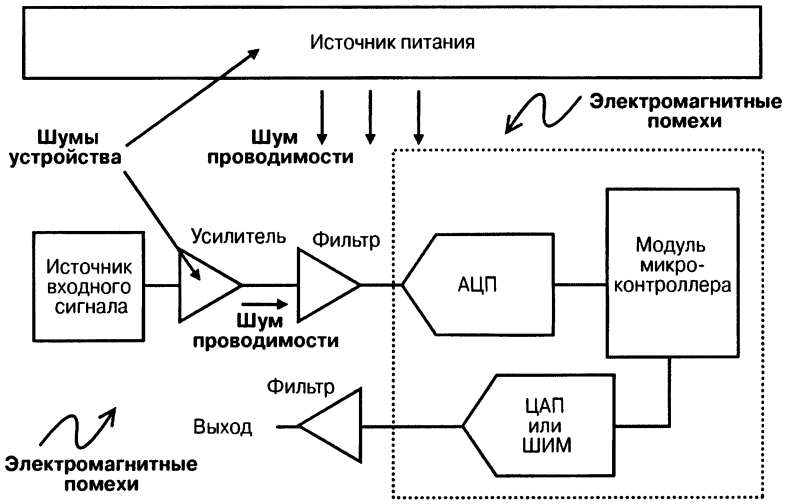


Рис. 10.1. Имеется масса источников шумов, которые воздействуют на аналоговое устройство, а сами шумы можно разделить на три группы: шумы устройства, электромагнитные помехи и шум проводимости.

шений. К первой группе относится внутренний шум компонентов, входящих в состав устройства. Примерами шумов компонентов являются тепловой шум резистора или дробовой шум транзистора. Ещё один пример шума устройства — шум переключения, возникающий в импульсных источниках питания (из-за индуктивности) или в преобразователях с подкачкой заряда (из-за конденсаторов).

Ко второй группе относятся электромагнитные помехи (EMI). Источниками излучения таких помех являются, например, переключатели и моторы. Электромагнитные помехи накладываются на полезный сигнал, причём такие помехи могут передаваться от одной дорожки на печатной плате к другой.

К третьей группе шумов, влияющих на рабочие характеристики аналоговых устройств, относится шум проводимости. Он всегда присутствует в токопроводящих цепях, таких как линии питания или сигнальные линии, и накладывается на полезный сигнал. Причиной появления данного шума являются шумы устройства либо электромагнитные помехи. В этой главе мы обсудим только шумы устройства и шум проводимости, отложив обсуждение электромагнитных помех до Главы 11.

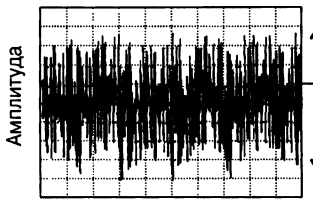
10.1. Параметры шума: термины и определения

Шум в электронных устройствах может носить случайный характер или же может быть связан с одной из генерируемых схемой частот. Если происходят случайные всплески шума в некоторой полосе частот, то такие шумовые сигналы не содержат когерентных частот. Прогнозировать их появление только на основе параметров входных сигналов схемы невозможно.

Такие случайные шумовые сигналы возникают во всех аналоговых устройствах, включая пассивные и активные компоненты. Распределение ансамбля выборок этих шумовых сигналов, взятых в различные моменты времени, подчиняется нормальному закону (**Рис. 10.2**). Если же выборки шумовых сигналов не дают нормального распределения, то прогнозировать возможные пиковые значения таких сигналов во времени будет сложно. Математическое описание параметров шумов возможно только в том случае, если выборка шумовых сигналов соответствует нормальному закону распределения. Случайный шум, не подчиняющийся нормальному закону распределения, мы обсудим позже в этой главе в подразделе 10.2.4.

Если выборки шума подчиняются нормальному закону распределения, то совокупность значений повторяющихся выборок располагается приблизительно симметрично относительно некоторого центрального значения. Кривая функции распределения даёт наивысшее число появлений случайного шумового сигнала в центральной точке, спадая от нее к нулю в обоих направлениях. Поскольку такое распределение соответствует предельной центральной теореме, то при расчёте вероятных значений амплитуды всех последующих случайных сигналов для функции нормального распределения можно использовать стандартные формулы расчёта среднего значения и стандартного отклонения.

Каждая из трёх частей **Рис. 10.2** даёт одну из форм представления одних и тех же данных. На **Рис. 10.2*а*** приведена осциллограмма, показывающая распределение шумов во времени. Сигнал не содержит когерентных частот и носит случай-



Пик-фактор	Пик-фактор (в битах)	Процент событий, когда были превышены пиковые значения
2.6	2.38	1%
3.3	2.72	0.1%
3.9	2.96	0.01%
4.4	3.14	0.001%
4.9	3.29	0.0001%

Шум [В] = Шум (rms) · 2 · Пик-фактор
Шум [бит] = Шум (rms) [бит] – Пик-фактор [бит]

в)

Рис. 10.2. Для случайного шума (*а*) казалось бы непредсказуемые значения его характеристик могут быть описаны в терминах функции нормального распределения (*б*), для которой можно рассчитать математические значения среднего значения (η) и стандартного отклонения (σ). Умножив значение стандартного отклонения (шум (rms)) на удвоенное значение пик-фактора, можно спрогнозировать вероятность выхода шума за границы пик-фактора (*б* и *в*).

ный характер. Эта осциллограмма подобна той, которую можно наблюдать на лабораторном макете устройства, если установить высокую чувствительность осциллографа (малые значения «амплитуда/дел.») и высокую скорость развертки (малые значения «время/дел.»).

Шум на **Рис. 10.2*а*** можно представить в виде совокупности отдельных выборок (**Рис. 10.2*б***). На этой кривой количество выборок отложено по оси *Y*, а значения амплитуды по оси *X*. В отличие от осциллограммы, здесь нет временной шкалы, а показана только амплитуда каждой выборки. Интересно, что данные, представленные на **Рис. 10.2*а***, образуют нормальное распределение на гистограмме (**Рис. 10.2*б***), хотя это не так уж и необычно, учитывая случайный характер шумов. Используя значения выборок, можно посчитать среднеквадратическое значение (стандартное отклонение) и среднее значение ансамбля выборок.

Если данные этой гистограммы формируют нормальное распределение, то по среднеквадратическому значению можно рассчитать коэффициент, называемый пик-фактором (**Рис. 10.2*в***), по которому для полученных данных определяют размах напряжения шумов. Вычисленное от пика до пика значение позволяет прогнозировать процент будущих выборок, которые не попадают в указанные границы.

Важно уяснить, что такие расчёты уровня шума дают довольно неплохие оценочные, но не абсолютные значения. Тем не менее, может показаться, что по имеющимся данным невозможно получить никаких точных результатов. В дан-

ном случае нужно учитывать, что статистика здесь больше представлена в виде графиков, и подобные статистические оценки дают определённую долю уверенности в том, что можно получить ожидаемые результаты при условии соблюдения правил выборки статистических данных из генеральной совокупности.

10.1.1. Пример расчёта шумовых характеристик схемы

В качестве примера возьмём схему, показанную на **Рис. 10.3**, и результаты измерений, приведённые на **Рис. 10.4**. Схема на **Рис. 10.3** предназначена для точного измерения веса, приложенного к датчику. При напряжении питания датчика 5 В, подведённом к верхнему (по схеме) выводу датчика, размах выходного дифференциального напряжения полной шкалы составляет ±10 мВ при максимальной нагрузке 900 г. Этот слабый дифференциальный сигнал усиливается инструментальным усилителем на двух ОУ с коэффициентом усиления 153 В/В.

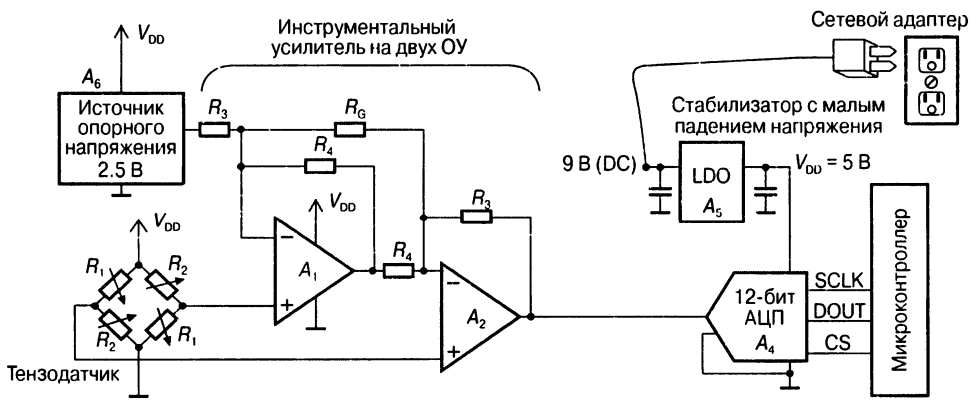


Рис. 10.3. Инструментальный усилитель на двух ОУ обеспечивает усиление сигнала на выходе тензодатчика, после чего 12-битный АЦП оцифровывает усиленный сигнал.

Чтобы обеспечить требуемую точность оцифровки сигнала датчика, выбран 12-битный преобразователь, выходной цифровой код которого поступает в микроконтроллер по SPI-интерфейсу. Для преобразования полученного кода в вес микроконтроллер использует таблицы преобразования.

Из **Рис. 10.4** видно, что выходной сигнал даже такого неплохого АЦП искажён шумами. Имея столь неприглядную картину, можно предположить, что данный тип 12-битного преобразователя не подходит для преобразования сигнала постоянного тока. Хотя можно сделать и другой вывод: активные и пассивные компоненты сигнальной цепи генерируют больший уровень шумов, чем ожидалось.

Для исходной схемы я выбрала следующие компоненты:

- R_3 = 300 кОм, R_4 = 100 кОм, R_G = 4020 Ом (±1%);
- ОУ с однополярным питанием, плотность напряжения шумов на входе составляет 29 нВ$\sqrt{\text{Гц}}$ на частоте 1 кГц.

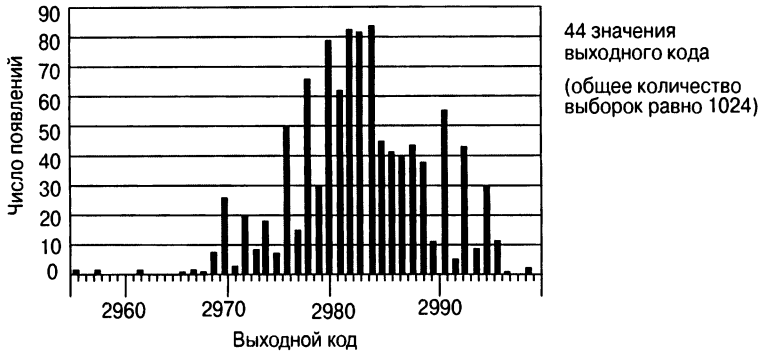


Рис. 10.4. Предполагается, что при фиксированном входном напряжении 12-битный преобразователь даёт на выходе один и тот же результат, однако из-за воздействия шумов пассивных (резисторы) и активных (операционные усилители) компонентов преобразователь будет давать различающиеся во времени результаты. Для этой гистограммы значение LSB равно 1.22 мВ, а из-за шумов мы имеем на выходе 44 различных кода, что эквивалентно разбросу 53.68 мВ.

Игнорирование проблем, связанных с шумами в схеме, приводит к результатам, показанным на **Рис. 10.4**. Для этой гистограммы было взято 1024 выборки при частоте дискретизации 10 квыб/с, причём на вход схемы подавалось постоянное напряжение или относительно бесшумный сигнал. Шум разбросал результаты измерений в диапазоне 44 значений кода. Удивительно то, что ширина этой полосы повторялась от одного эксперимента к другому с точностью ±2 кода!

Поскольку сигнал обрабатывается 12-битным преобразователем, дающим 4096 возможных выходных комбинаций при опорном напряжении 5 В, то значение младшего значащего бита (LSB) приблизительно равно 1.22 мВ. Если перевести ширину шумовой полосы, выраженную в количестве кодов (44), в милливольты, то это даёт приблизительно 53.68 мВ. Обратите внимание, что данные на **Рис. 10.4** не соответствуют нормальному закону распределения, поэтому у меня возникло подозрение, что на полезный сигнал накладывается какой-то нежелательный частотно-зависимый шумовой компонент.

Мне пришлось опять вернуться к схеме в надежде уменьшить шум до такого уровня, чтобы преобразователь давал на выходе однозначный во времени результат. Для этого пришлось модифицировать схему, которая теперь выглядит так, как показано на **Рис. 10.5**. Она не повторяет схему на **Рис. 3.8** в Главе 3, скорее это общий вариант схемотехнического решения для малошумящих приложений с датчиком давления. В этой модифицированной схеме для снижения уровня шумов я уменьшила сопротивления резисторов (без изменения функциональных характеристик устройства) и установила малошумящие операционные усилители.

Кроме того, я добавила на печатную плату отдельный слой земли, который настоятельно рекомендуется использовать в любых аналоговых схемах для решения проблем с электромагнитными помехами и с шумом проводимости. Уверена, что электромагнитные помехи возникали из-за слишком близкого размещения макетной платы возле сетевого адаптера электропитания или светильника на люминесцентных лампах в моей лаборатории. В обоих случаях это могло как-то пов-

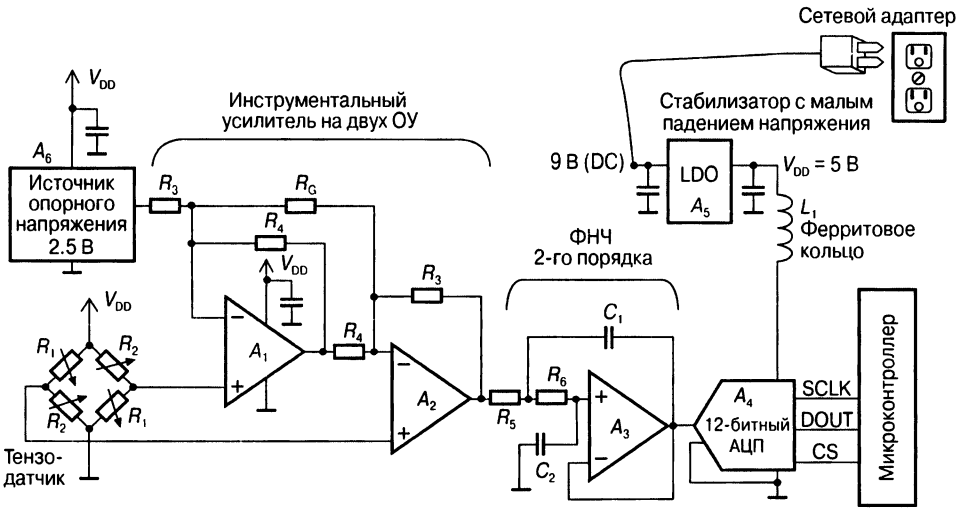


Рис. 10.5. Эта модифицированная схема напоминает ту, что показана на **Рис. 10.3**, с некоторыми изменениями: добавлен фильтр нижних частот, устраняющий эффект наложения спектров, развязывающие конденсаторы и индуктивность L_1, образованная проводником питания с надетым на него ферритовым кольцом.

лиять на уровень шумов схемы. Уровень шумов также возрастал и при работе расположенного рядом копировального аппарата.

Наконец, мне удалось решить проблему снижения шумов проводимости, включив на выходе инструментального усилителя аналоговый ФНЧ. Дополнительно, для подавления пульсаций по шине питания, я установила на ней катушку индуктивности (L_1) и в нужных местах развязывающие конденсаторы.

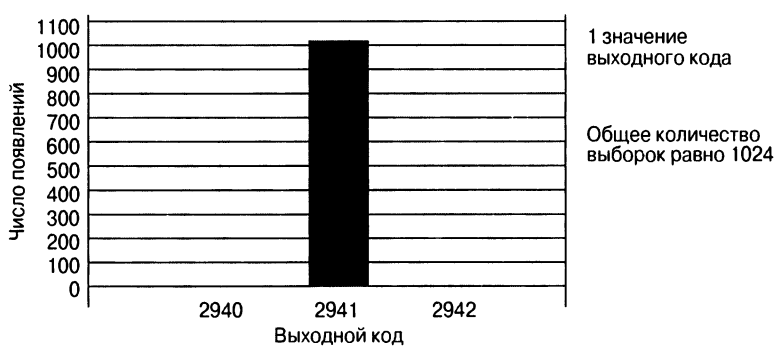


Рис. 10.6. Эти результаты получены с помощью того же 12-битного преобразователя. Здесь постоянному напряжению на входе соответствует единственный код на выходе. В модифицированной схеме я уменьшила сопротивления резисторов и применила малошумящие операционные усилители, что привело к снижению уровня шумов устройства. Дополнительный слой земли на печатной плате позволил уменьшить электромагнитные помехи, а установка фильтра нижних частот, индуктивного фильтра для источника питания и развязывающих конденсаторов привела к снижению уровня шума проводимости.

Для второго варианта схемы я выбрала компоненты с такими номиналами:

- R_3 = 30 кОм, R_4 = 10 кОм, R_G = 402 Ом (±1%);
- ФНЧ: R_5 = 27.4 кОм, R_6 = 196 кОм, C_1 = 100 нФ, C_2 = 470 нФ;
- ОУ с однополярным питанием, плотность напряжения шумов на входе составляет 8.7 нВ$\sqrt{\text{Гц}}$ на 10 кГц;
- развязывающие конденсаторы ёмкостью 0.1 мкФ размещены возле каждого активного устройства.

Столь тщательная проработка деталей принесла свои плоды. Как видно из **Рис. 10.6**, преобразователь стал замечательно работать с точностью до одного бита при высокой достоверности и повторяемости результатов.

Результаты работы модифицированной схемы впечатляют, но читатель может полюбопытствовать, откуда мне известно, что подобные изменения приведут к желаемому результату. Давайте теперь более детально посмотрим на природу возникновения каждого вида шума.

10.2. Шум компонентов

Любой из многочисленных электронных компонентов имеет свой собственный частотный спектр шумов. В самой схеме шум создаётся как пассивными, так и активными компонентами. К пассивным компонентам относятся резисторы, конденсаторы и индуктивности. Из этих трёх элементов наибольший по уровню и самый неприятный шум создаёт резистор. Конденсаторы генерируют случайные шумы, которые зависят от температуры и постоянной Больцмана, и их уровень определяется выражением kT/C, где k — постоянная Больцмана, T — температура в градусах Цельсия и C — ёмкость в фарадах.

С помощью конденсаторов и катушек индуктивности можно уменьшить шумы в цепи сигнала или на шинах питания, но эти компоненты могут и создавать шум при переключении в цепях, где они установлены. Мы обсудим этот вопрос применительно к импульсным источникам питания и преобразователям напряжения с подкачкой заряда, в которых данные компоненты применяются.

Ещё одним источником шумов являются активные компоненты схемы (операционные усилители, АЦП, источники опорного напряжения, микросхемы источников питания и т.д.). Среди перечисленных наибольшее прямое влияние на цепь сигнала оказывают операционный усилитель и микросхемы источников питания, создающие на своих выводах шум, который в конечном итоге попадает в цепь сигнала.

10.2.1. Шум резистора

Идеальный резистор создаёт шум внутри резистивного элемента. Такой шум обычно называют тепловым шумом, или шумом Джонсона. Он возникает вследствие перемещения частиц материала в резисторе; его невозможно избежать, даже отключив питание от резистора. Этот шум присутствует в резисторе всегда, независимо от того, к какому источнику (тока или напряжения) он подключён, и подключён ли вообще. Тем не менее, данный шум, который называют шумом проводимости, можно отфильтровать, уменьшив тем самым его уровень в цепи сигнала.

Идеальный резистор создаёт прогнозируемый шум, уровень которого остаётся постоянным во всем диапазоне частот, а его среднеквадратическое значение вычисляется по формуле:

$$R_{\text{NOISE}} = \sqrt{(4 \times k \times T \times R \times \text{BW})},$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1.38 \cdot 10^{-23}$,
T — температура в градусах Кельвина,
R — сопротивление резистора в омах,
BW — требуемая полоса пропускания.

В этих расчётах температура в градусах Кельвина принимается равной 298.16 К (25°С или комнатной температуре). Возрастание температуры на 1 градус по шкале Кельвина эквивалентно возрастанию на 1 градус по шкале Цельсия.

Из данных расчётов легко определить, не слишком ли «шумит» резистор в схеме. Например, шум резистора сопротивлением 1 кОм при 25°С приблизительно равен 4 нВ$\sqrt{\text{Гц}}$ (rms). Если необходимо рассчитать уровень шумов идеального резистора с сопротивлением 1 кОм в полосе частот от 1 до 1000 Гц, получим следующее:

$$V_{\text{NR}} = \sqrt{(4 \times k \times T \times R \times \text{BW})},$$

$$V_{\text{NR}} = \sqrt{(4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 298.16\ \text{K} \times (1000\ \text{Гц} - 1\ \text{Гц})},$$

$$V_{\text{NR}} \sim 126\ \text{нВ (rms)},$$

$V_{\text{NR}} \sim 834$ нВ (р-р) (для пик-фактора, равного 3.3, см. **Рис. 10.2**).

Такой уровень шума не кажется очень большим. Например, если в системе используется 16-битный АЦП с опорным напряжением 5 В (диапазон полной шкалы 5 В), то значение LSB для такого преобразователя будет равно 76.3 мкВ. Возникает вопрос: «Если входное сопротивление преобразователя равно 1 кОм, может ли это как-то повлиять на точность преобразования сигнала?» Ответ будет отрицательным, поскольку полученное оценочное значение пикового напряжения шума V_{NR} составляет приблизительно 1% от значения LSB.

С другой стороны, при использовании 20-битного аналого-цифрового преобразователя и при диапазоне полной шкалы 5 В пиковое значение шума будет составлять 17.5% от значения LSB, а это уже проблема!

В **Табл. 10.1** показаны значения уровня шумов идеальных резисторов, имеющих разные сопротивления.

Единицей измерения этих идеальных значений является нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ (rms). По значениям из данной таблицы можно легко вычислить уровни шумов для резисторов с более высокими или более низкими сопротивлениями, которые не попали в таблицу. Это можно сделать путём умножения или деления указанного значения шума на квадратный корень отношения требуемого и табличного значений сопротивлений. Пусть, например, требуется вычислить шум резистора с сопротивлением 1 000 000 Ом. Можно взять в качестве эталонного резистор с сопротивлением 10 000 Ом. Тогда значение шума резистора с сопротивлением 1 000 000 Ом будет равно значению шума резистора 10 000 Ом, умноженному на $\sqrt{(1\,000\,000/10\,000)}$, т.е. на 10. Используя расчёты для идеальных резисторов, всег-

Таблица 10.1. **Шумы идеальных резисторов при 25°C (298.16 K)**

Сопротивление [Ом]	Плотность шумов [нВ/√Гц]	Сопротивление [Ом]	Плотность шумов [нВ/√Гц]
1	0.1283	100	1.283
2	0.1814	200	1.814
3	0.2222	300	2.222
4	0.2566	400	2.566
5	0.2689	500	2.869
6	0.3142	600	3.142
7	0.3394	700	3.394
8	0.3629	800	3.629
9	0.3849	900	3.849
10	0.4069	1000	4.069
20	0.5737	2000	5.737
30	0.7027	3000	7.027
40	0.8114	4000	8.114
50	0.9072	5000	9.072
60	0.9937	6000	9.937
70	1.0734	7000	10.73
80	1.1475	8000	11.48
90	1.4813	9000	14.81
100	1.2829	10000	12.83

да можно определить, будут ли реальные резисторы в схеме создавать проблемы с шумом.

Реальные резисторы, такие как проволочные, плёночные или композиционные, создают шум, уровень которого превышает значение для идеального компонента. Из этих трёх типов наименьший шум у проволочного резистора, затем идёт плёночный и, наконец, наихудшим по этому параметру является композиционный резистор. Уровень шумов высококачественного проволочного резистора приближается к идеальному, а на другом конце спектра находится композиционный резистор, повышенный уровень шумов которого вызван наличием отдельных частиц в соединительных контактах. Такой шум контактов пропорционален величине постоянного тока, протекающего через резистор.

Шум композиционных резисторов появляется на низких частотах и по характеристике напоминает шум $1/f$ операционных усилителей. В отсутствие проходящего через него тока композиционный резистор показывает почти идеальные шумовые характеристики. Плёночные резисторы также имеют шум контактов, но его уровень меньше по сравнению с композиционными из-за того, что контакты плёночных резисторов сделаны из более однородного материала. Переменные резисторы, такие как аналоговые и цифровые потенциометры, генерируют те же типы шумов, что и описанные выше постоянные резисторы, причём не следует забывать и о дополнительном шуме, вызванном скользящими контактами. Все

типы резисторов создают меньший шум, если рассеиваемая на них мощность меньше номинальной.

На **Рис. 10.7** показана модель реального проволочного резистора для переменного тока. Здесь наибольшее влияние на уровень шумов, как и на частотную характеристику резистора, оказывает паразитный конденсатор C_P. Он ослабляет шум на более высоких частотах, что, в принципе, неплохо, но это свойство следует использовать осторожно для резисторов с большими сопротивлениями из-за более высокого уровня шумов на низких частотах.

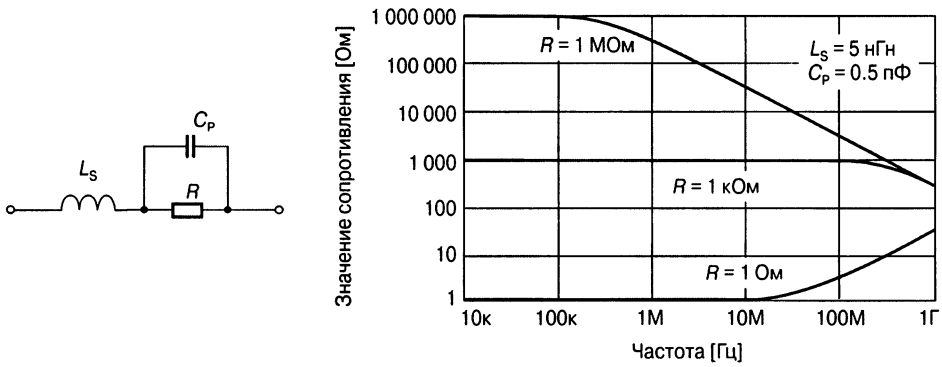
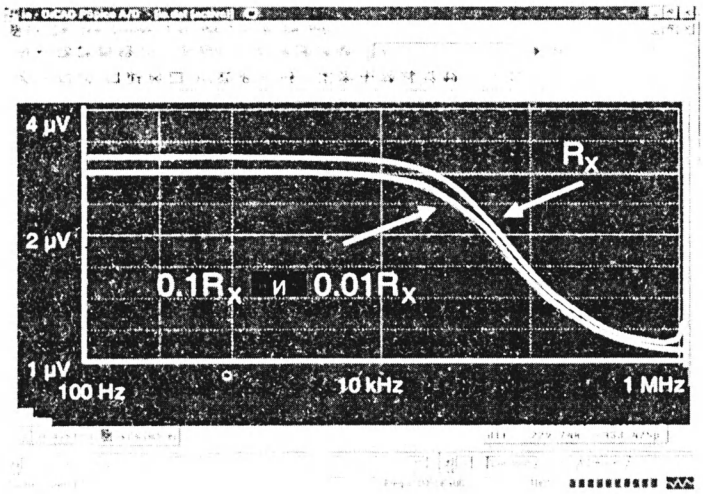


Рис. 10.7. Неидеальный резистор можно представить как комбинацию идеального резистора R, паразитного конденсатора C_P и последовательной индуктивности выводов L_S. Эти паразитные элементы ослабляют уровень шума резистора на высоких частотах, особенно для резисторов с более высокими сопротивлениями.

Модифицируем схему на **Рис. 10.3**, изменив сопротивления резисторов в схеме инструментального усилителя. После этого проверим работу схемы с помощью SPICE-симулятора и определим, дают ли подобные изменения какой-нибудь эффект. Известно, что нагрузка на выходе ОУ данной схемы должна быть не менее 1000 Ом, т.е. можно без проблем уменьшить сопротивления резисторов в 10 или 100 раз без изменения коэффициента усиления инструментального усилителя.

Проще всего определить влияние шумов резисторов, запустив SPICE-моделирование (см. **Рис. 10.8**). Вначале необходимо убедиться, что моделирование по постоянному току выполняется правильно. В частности, я обращаю внимание на непонятно высокие значения напряжений, на входные узлы усилителя, расположение которых не соответствует схеме, и на выходное напряжение операционного усилителя A_2, которое должно находиться между значениями питающих напряжений. Только после таких проверок можно больше доверять анализу по переменному току, показанному на **Рис. 10.8**. Более подробно методы SPICE-моделирования были изложены в Главе 7.

Как следует из **Рис. 10.8**, первое SPICE-моделирование по переменному току было выполнено при сопротивлениях резисторов, указанных на схеме **Рис. 10.3**. При моделировании по переменному току во втором и третьем случаях сопротивления резисторов были уменьшены в 10 и 100 раз соответственно. Как видно из этого рисунка, уменьшение сопротивлений резисторов в 10 раз (по сравнению с



R_X [Ом]	Плотность шумов [нВ/√Гц]
(R_3) 1к	4.069
(R_4) 3к	7.027
(R_3) 10к	12.83
(R_4) 30к	22.22
(R_3) 100к	40.69
(R_4) 300к	70.27

Рис. 10.8. Результат SPICE-моделирования инструментального усилителя с тремя разными наборами резисторов. По оси X в логарифмическом масштабе откладываются значения частоты в Гц, а по оси Y — величина шума, делённая на корень квадратный из частоты в Гц. Верхняя кривая R_X получена при сопротивлениях R_3 = 100 кОм и R_4 = 300 кОм. Эта комбинация резисторов создаёт наибольший уровень шума. Кривые для $0.1R_X$ и $0.01R_X$ практически не различаются, поскольку шумы ОУ в инструментальном усилителе начинают вносить преобладающий вклад в шумовую характеристику устройства. Из этих двух кривых видно, что шумы схемы для значений $0.1R_X$ и $0.01R_X$ ниже, чем для R_X.

исходными значениями) ведёт к снижению уровня шумов, хотя и не в той степени, как ожидалось. При таком уменьшении сопротивлений я ожидала получить снижение уровня шума в $\sqrt{(1/10)}$ или на 32%, но этого не произошло. Уменьшение сопротивлений резисторов в 100 раз вообще никак не сказалось на общем уровне шумов. Это может свидетельствовать о том, что основным ограничивающим фактором здесь является операционный усилитель.

10.2.2. Шумы операционного усилителя

Важно понимать, какой уровень шумов вносит операционный усилитель, поскольку схема почти любого аналогового устройства содержит операционный усилитель. Характер шума операционного усилителя в полосе частот таков, что не позволяет его спутать ни с чем другим.

В технической документации на операционный усилитель шумовые параметры приведены ко входу, причём предполагается, что источник шума находится на неинвертирующем входе ОУ. Среди таких параметров, как правило, присутствуют величина входного шума и плотность входного шума. Величина входного шума характеризует низкочастотный шум $1/f$ усилителя в полосе частот, которая указана в колонке «Условия измерения» таблицы параметров ОУ. Шум $1/f$ наиболее заметен на низких частотах, поскольку его величина возрастает обратно пропорционально частоте. Такой шум создают, в основном, транзисторы дифференциального входного каскада усилителя во всей рабочей полосе частот, хотя по-

добным образом «шумят» и транзисторы нагрузки дифференциального входного каскада ОУ.

Плотность входного шума определяется для конкретной частоты. Например, шумовые параметры, приведённые на **Рис. 10.9**, показывают уровень плотности шумов на входе, равный 8.7 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ при частоте 10 кГц. Обычно плотность шумов измеряется в полосе частот 1 Гц, а сам этот параметр проявляет себя как часть широкополосного шума на частотной характеристике шумов (**Рис. 10.9**). Теоретически частотная характеристика такого широкополосного шума является плоской и предполагается, что она довольно хорошо описывает поведение операционного усилителя. Начало плоской части частотной характеристики может служить точкой отсчёта для области шума $1/f$ операционного усилителя. Широкополосный шум в основном создаётся диффузионными резисторами операционного усилителя. При этом имеются в виду как резисторы, выполненные методом диффузии на кристалле, так и омические сопротивления истока или стока полевых транзисторов усилителя.

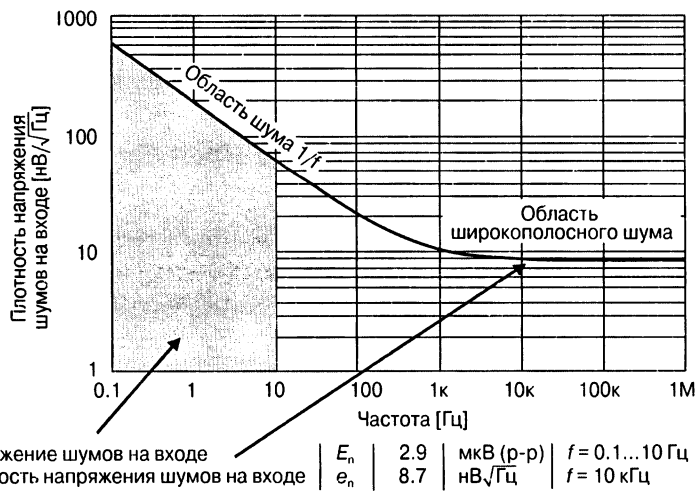


Рис. 10.9. Частотная характеристика шумов усилителя из примера. Параметры шумов ОУ представлены в форме таблицы внизу графика и численно равны значениям, полученным из частотной характеристики плотности напряжения шумов на входе.

Кроме того, в технических данных на ОУ приводятся типичные зависимости плотности напряжения шумов на входе от частоты. На **Рис. 10.9** показан пример такой характеристики. На этом графике напряжение шумов на входе определяется площадью области под кривой плотности напряжения шумов в диапазоне от 0.1 до 10 Гц (заштрихованная область). Обратите внимание, что данный параметр в таблице представлен в виде напряжения от пика до пика. Для преобразования этой величины в среднеквадратическое значение нужно просто разделить значение параметра на 6.6 (промышленное значение пик-фактора равно 3.3).

Несложно рассчитать уровень шумов на входе ОУ в области $1/f$, находящейся под частотной характеристикой, для разных полос частот. Для этого вначале оп-

ределяют плотность напряжения шумов на частоте 1 Гц, после чего можно воспользоваться простой формулой для вычисления среднеквадратического значения шумов под кривой частотной характеристики:

$$V_{1/f:f2-f1} = B\sqrt{\ln(f_2/f_1)},$$

где B — плотность напряжения шумов на входе на частоте 1 Гц.

Например, среднеквадратическое значение шумов, генерируемых усилителем в полосе частот от 0.1 до 1000 Гц (**Рис. 10.9**), равно

$$V_{1/f:f2-f1} = B\sqrt{\ln(f_2/f_1)},$$

$$V_{1/f:f2-f1} = 200\ \text{нВ} \times \sqrt{\ln(1000/0.1)},$$

$$V_{1/f:f2-f1} = 607\ \text{нВ (rms) или } 4\ \text{мкВ (p-p)}.$$

Может показаться, что эта формула подходит для вычисления шумовых параметров ОУ на очень низких частотах, например 0.0001 Гц (0.0001 Гц соответствует одному периоду за 2.8 ч). Однако нужно проявлять осторожность при расчётах на частоте ниже 0.1 Гц (период больше 10 с). Вполне вероятно, что при таких интервалах времени изменятся другие параметры, такие как температура, напряжение питания. Реально можно предположить, что при подобной частоте выборки низкочастотный шум усилителя, вероятно, не появится вообще, а вот изменения в схеме, вызванные перепадами температуры или изменениями напряжения источника питания, вполне могут появиться.

В таблице параметров операционного усилителя приводится также значение плотности шумов на входе. Этот параметр всегда определяется для более высоких частот, где уровень напряжения шумов на входе является относительно постоянным. Для данной области частотной характеристики уровень напряжения шумов в полосе частот вычисляется как произведение квадратного корня полосы пропускания на плотность напряжения шумов. Например, если плотность шумов усилителя составляет 8.7 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ при 10 кГц, то уровень напряжения шумов усилителя в полосе частот от 1 до 100 кГц равен

$$V_{100\ \text{кГц}-1\ \text{кГц}} = (\text{Плотность шумов при 10 кГц}) \times \sqrt{\text{BW}},$$

$$V_{100\ \text{кГц}-1\ \text{кГц}} = (8.7\ \text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}) \times \sqrt{100\,000 - 1000},$$

$$V_{100\ \text{кГц}-1\ \text{кГц}} = 2.74\ \text{мкВ (rms) или } 18.1\ \text{мкВ (p-p)},$$

где BW — полоса частот, в которой вычисляется напряжение шумов.

Здесь возникает один вопрос: как по шумовым параметрам из технической документации производителя получить достоверные данные, так чтобы их можно было использовать для создания надёжной схемы.

Чтобы рассчитать уровень шумов по частотной характеристике, необходимо площадь, ограниченную частотной характеристикой шумового сигнала, умножить на коэффициент усиления шума. Теперь давайте посмотрим, как рассчитать уровень шумов в реальной схеме и с реальными компонентами.

На **Рис. 10.10** показана типичная схема инвертирующего усилителя. Входное напряжение равно V_{IN}, а выходное — V_{OUT}. Напряжение V_{SS} равно 0 В или напряжению земляной шины, а напряжение V_{DD} составляет 5 В. Источник опорного

напряжения 2.5 В присоединён к неинвертирующему входу усилителя в точке V_{REF}. Кроме того, на схеме показаны внутренние ёмкости усилителя, которые влияют на расчёт коэффициента усиления схемы и уровня шумов в полосе частот.

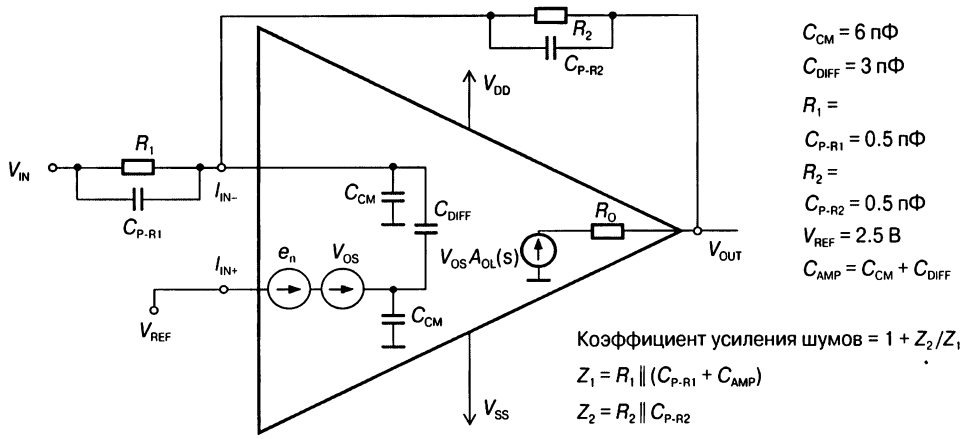


Рис. 10.10. Модель операционного усилителя с паразитными параметрами, которые следует учитывать при расчёте коэффициента усиления шумов, используемая в неивертирующем включении.

Конденсаторы C_{CM}, соединённые с землёй, отражают ёмкости для синфазного входного сигнала усилителя и могут иметь величину, например, 6 пФ. Конденсатор C_{DIFF}, включённый между двумя входными выводами ОУ, является эквивалентом ёмкости для дифференциального входного сигнала. В наших расчётах будем полагать ёмкость C_{DIFF} равной 3 пФ.

На этой схеме показаны и паразитные ёмкости внешних резисторов R_1 ($C_{P\text{-}R1}$) и R_2 ($C_{P\text{-}R2}$), которые, несмотря на небольшие значения (около 0.5 пФ), могут сыграть определённую роль при усилении шумов на высоких частотах, поэтому не следует их игнорировать. Влияние данных ёмкостей в диапазоне частот показано на **Рис. 10.7**.

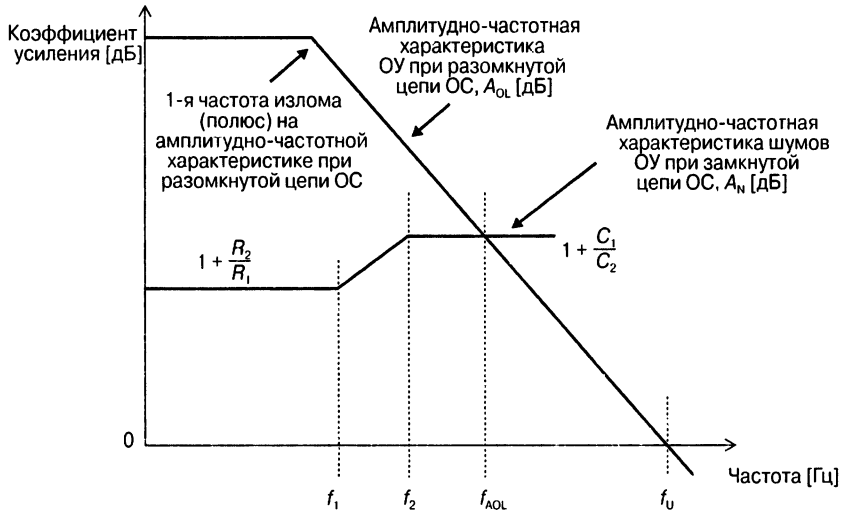
При расчёте коэффициента усиления шумов этого усилителя в качестве входного сигнала используется источник напряжения шумов e_n, а сам источник изображён внутри символа усилителя. Обратите внимание, что формула для коэффициента усиления шумов отличается от формулы, которая используется для вычисления коэффициента усиления сигнала:

Коэффициент усиления сигнала: $V_{OUT}/V_{IN} = -Z_2/Z_1$,
Коэффициент усиления шумов: $V_{OUT}/V_{IN} = 1 + Z_2/Z_1$,

где Z_1 — эквивалентный импеданс входного резистора и конденсаторов,
Z_2 — эквивалентный импеданс резистора обратной связи и конденсаторов.

При расчёте уровня шумов операционного усилителя формула для вычисления коэффициента усиления шумов даёт правильные результаты. Используя это соотношение, можно рассчитать точное значение ширины полосы пропускания усилителя при замкнутой цепи ОС.

На **Рис. 10.11** показана частотная характеристика схемы усилителя. На ширину полосы пропускания схемы влияют как конденсаторы и резисторы, входящие в состав усилителя, так и частотная характеристика ОУ.



$$f_1 = \frac{1}{2\pi\left(R_1 \| R_2\right)\left(C_{P\text{-}R1} + C_{AMP} + C_2 + C_{P\text{-}R2}\right)} \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi\left(R_1 \| R_2\right)\left(C_2 + C_{R2}\right)} \qquad f_{AOL} = \sqrt{\frac{f_U}{2\pi R_2\left(C_1 + C_{AMP}\right)}}$$

Рис. 10.11. Амплитудно-частотная характеристика усилителя при разомкнутой цепи ОС изображена совместно с амплитудно-частотной характеристикой для шума при замкнутой цепи ОС. Для амплитудно-частотной характеристики при разомкнутой цепи ОС (A_{OL}) первая частота излома (полюс) следует за плоским участком характеристики для низких частот. После первого полюса коэффициент усиления ОУ при разомкнутой цепи ОС падает со скоростью –20 дБ/дек. У амплитудно-частотной характеристики шума при замкнутой цепи ОС (A_N) полюсы и нули передаточной функции показаны вместе со значениями их частот, а ширина полосы пропускания для амплитудно-частотной характеристики шума при замкнутой цепи ОС равна f_{AOL}.

Коэффициент усиления шумов по постоянному току данной схемы зависит от сопротивлений резисторов, а на более высоких частотах — от ёмкостей конденсаторов. Для многих схем вполне допустимо выбрать частоту второго излома f_2 выше частоты пересечения f_{AOL}. В этом случае можно проигнорировать влияние f_2. При большом сопротивлении резистора R_2 (свыше 100 кОм) частота f_2 может снизиться до значения, меньшего частоты пересечения амплитудно-частотной характеристики ОУ при разомкнутой цепи ОС.

С целью оптимизации шумовых параметров и ширины полосы пропускания данного типа схемы частота f_2 (полюс) должна находиться в точке пересечения (или чуть раньше) амплитудно-частотной характеристики для шума при замкнутой цепи ОС и амплитудно-частотной характеристики усилителя при разомкнутой цепи ОС. Такое решение может потребовать включения дополнительного конденсатора параллельно с R_2.

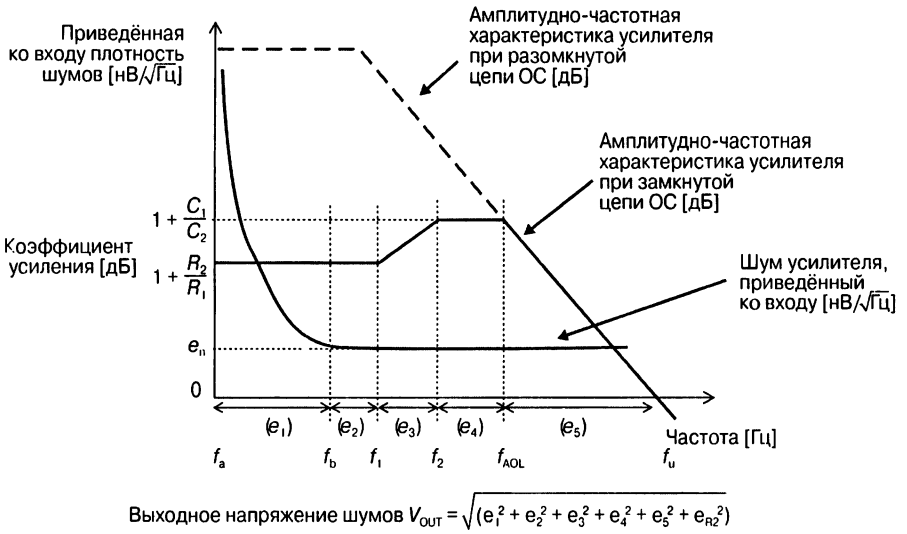


Рис. 10.12. Шумовые параметры ОУ приводятся ко входу устройства, поскольку производителю микросхемы заранее неизвестна схема включения усилителя в устройстве. По приведённым ко входу значениям параметров можно определить приведённые к выходу значения для конкретной схемы, а затем использовать их в других цепях этой же схемы.

Если вы расчитали коэффициент усиления шумов в полосе пропускания вашего усилителя, то можете определить приведённый к выходу уровень шумов. На **Рис. 10.12** показано условное деление амплитудно-частотной характеристики для шума на шесть частей, причём пять из них показано в графическом виде, а 6-я часть определяется формулой, приведённой на этом же рисунке.

В полосе частот e_1 шум усилителя вида $1/f$ усиливается с коэффициентом усиления по постоянному току. Единица измерения уровня шумов усилителя выражается в нановольтах, делённых на квадратный корень из частоты. Результатом анализа шумовых параметров схемы усилителя является произведение среднего значения шума в полосе частот на квадратный корень из ширины полосы пропускания. Для КМОП-усилителей полоса частот шума $1/f$ обычно лежит в диапазоне от 0.1 до 100 Гц, иногда до 1000 Гц. Поскольку среднее значение уровня шумов умножается на квадратный корень из ширины полосы пропускания, то его вклад в общий шум системы будет небольшим.

Во второй полосе частот (e_2) уровень напряжения широкополосного шума усилителя умножается на коэффициент усиления шума по постоянному току. Как и в предыдущем случае, среднее значение уровня шумов умножается на корень квадратный из ширины полосы пропускания. Вклад шума в этой полосе также будет относительно небольшим.

Данные для третьей (e_3), четвертой (e_4) и пятой (e_5) полос рассчитываются точно так же, как и в предыдущих случаях, но здесь вклад шумовой составляющей в общий уровень шумов схемы будет больше. Шестая часть, которая фигурирует в выражении для шумов на **Рис. 10.12,** описывает шум, вносимый резистором обратной связи R_2. Его вклад в общий уровень шумов системы может быть как зна-

чительным, так и небольшим, в зависимости от сопротивления резистора. Показанные далее расчёты позволяют быстро определить, какая часть вносит наибольший вклад в общий уровень шумов системы, что позволяет снизить общий уровень шумов.

Область e_1: $e_1 = (1+R_2/R_1) \times B\sqrt{\ln(f_b/f_a)}$.

Область e_2: $e_2 = (1+R_2/R_1) \times e_n \times \sqrt{f_2-f_1}$.

Область e_3: $e_3 = (1+R_2/R_1) \times e_n \times (1\ \text{Гц}/f_1) \times \sqrt{f_2/3-f_1/3}$.

Область e_4: $e_4 = (1+C_1/C_2) \times e_n \times \sqrt{f_{AOL}-f_2}$

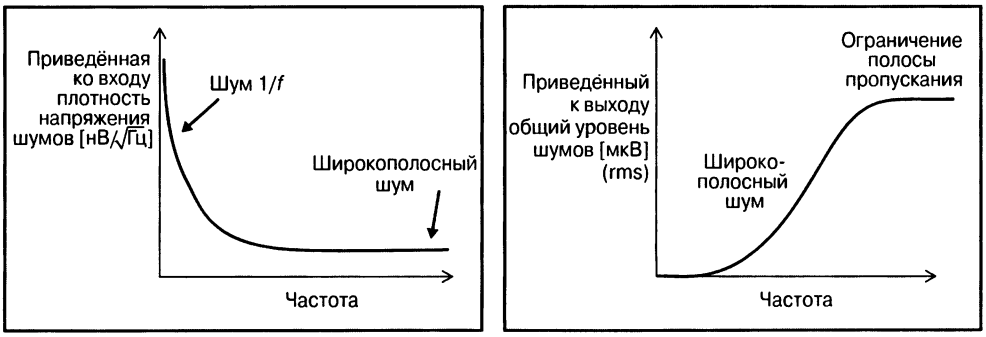
Область e_5: $e_5 = (1+C_1/C_2) \times e_n \times \sqrt{\pi/2\,(f_u-f_{AOL})}$.

Область e_6: $e_6 = \sqrt{4 \times K \times T \times R_2 \times (BW)}$.

В этих расчётах C_1 — это ёмкость параллельно соединённых входных ёмкостей, или $C_{P\text{-}R1}\|2C_{CM}\|C_{DIFF}$, C_2 — ёмкость параллельно соединённых конденсаторов обратной связи, или $C_{P\text{-}R2}$. К сказанному добавлю, что для проверки расчётов уровня шумов лучше всего воспользоваться SPICE-моделированием.

Две характеристики на **Рис. 10.13** показывают, как SPICE-моделирование может помочь при исследовании шумов схемы. Слева (**Рис. 10.13*а***) показана полученная в результате моделирования частотная характеристика усилителя для шума. Справа (**Рис. 10.13*б***) показан общий уровень шумов при возрастании частоты. Можно увидеть, что на низких частотах уровень шумов незначительный, поскольку в качестве сомножителя здесь входит величина, равная квадратному корню из малой полосы пропускания.

При возрастании частоты общий уровень шумов также возрастает. Можно было бы предположить, что на более высоких частотах возрастание уровня шумов будет меньше в соответствии с видом характеристики слева (**Рис. 10.13*а***). Но это



а) *б)*

Для вычисления уровня шумов, приведённых к выходу, площадь, ограниченная амплитудно-частотной характеристикой приведённого ко входу шума, умножается на корень квадратный из ширины полосы пропускания и коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС

Рис. 10.13. Шум усилителя графически можно представить в виде источника шума на входе усилителя (***а***), который называется в этом случае приведённым ко входу, или же как источник шума на выходе усилителя (***б***), который называют приведённым к выходу.

не так, поскольку на самом деле коэффициент, представляющий собой квадратный корень из полосы пропускания, на более высоких частотах имеет и более высокое значение.

Как видно из **Рис. 10.3** и **Рис. 10.8**, уменьшение сопротивлений резисторов было весьма полезно. На следующем шаге нужно снизить уровень шумов операционного усилителя. Если уменьшить значения резисторов в 10 раз и заменить усилители малошумящими, то шумовая полоса (количество различных кодов на выходе АЦП) на **Рис. 10.4** сокращается до двадцати одного. Это не так уж и плохо, учитывая, что разводка печатной платы осталась неизменной.

10.2.3. Шумы аналого-цифрового преобразователя

Аналого-цифровые преобразователи как источники шума не стоят на первом месте при сравнении с другими активными устройствами. В этом плане часто упоминают о шумах квантования преобразователя. Шум квантования является результатом деления входного сигнала на дискретные уровни (**Рис. 10.14**), ширина каждого из них равна значению LSB преобразователя. Шум квантования преобразователя определяет максимальное значение отношения сигнал/шум ($SNR_{IDEAL} = 6.02n + 1.76$ дБ). Выходной преобразованный сигнал будет содержать шумы квантования, что снижает точность преобразования. Чтобы получить более высокую точность, нужно взять преобразователь с более высоким (в битах) разрешением, хотя такая замена вовсе не гарантирует лучшего соотношения сигнал/шум, поскольку преобразователь может иметь внутри и другие источники шумов. Тем не менее, с этого можно начать.

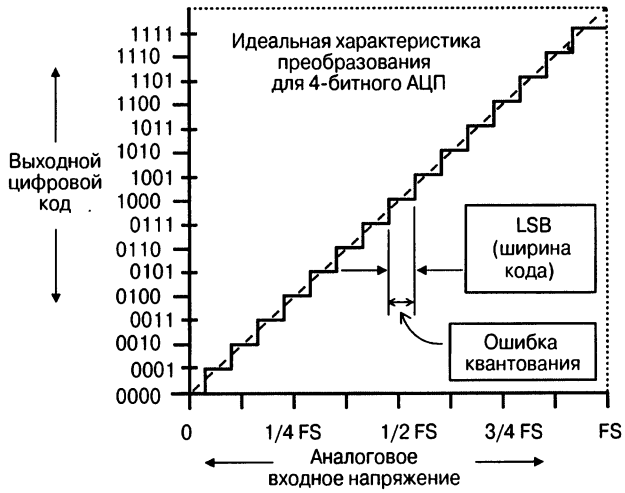


Рис. 10.14. АЦП не может идеально выполнить преобразование аналогового сигнала в цифровой вид. Преобразователь имеет конечное число выходных состояний, в то время как аналоговый сигнал имеет бесконечное число возможных значений напряжения, что является причиной возникновения ошибки, вносимой АЦП. Эта ошибка называется ошибкой квантования, она же является и причиной возникновения шума квантования.

Кроме шумов квантования, внутри преобразователя создаётся шум, обусловленный шумами транзисторов. Этот тип шума детально обсуждался в разделе 2.1.5. Вкратце напомню, что параметры АЦП по переменному току (Глава 2), такие как отношение сигнал/шум, эффективная разрешающая способность, отношение сигнал/(шум + искажения) или эффективное число битов, дают разработчику достаточно информации, чтобы определить стабильность (повторяемость) результатов преобразователя. Имейте в виду, что эти параметры не дают информации о точности преобразования АЦП.

10.2.4. Шумы источника питания

Существует три основных типа источников питания, которые можно использовать для питания схемы: линейный стабилизатор напряжения с низким падением напряжения (LDO-стабилизатор), импульсный преобразователь и преобразователь с подкачкой заряда. На **Рис. 10.15** показан пример подключения этих устройств к схеме.

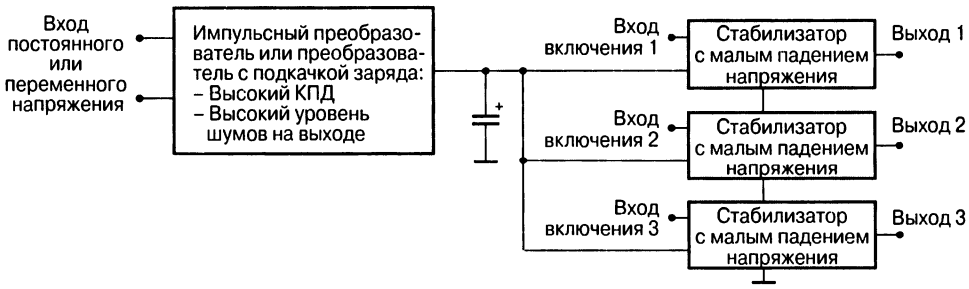


Рис. 10.15. Входное напряжение берётся от сети переменного тока или от источника постоянного напряжения (например, батареи или аккумулятора) и преобразуется в пониженное (повышенное) напряжение питания электронной схемы. Это преобразование может быть выполнено в один или несколько этапов с применением линейных LDO-стабилизаторов напряжения, импульсных преобразователей или преобразователей с подкачкой заряда.

10.2.4.1. Линейные стабилизаторы напряжения с низким падением напряжения

На **Рис. 10.16** показана упрощённая схема КМОП линейного LDO-стабилизатора напряжения. В этой схеме входное напряжение подаётся на стабилизатор, а нагрузка подключается к выходу. Как правило, ток покоя линейного стабилизатора намного меньше выходного тока в нагрузке.

Для нормальной работы LDO-стабилизатора необходимо, чтобы постоянное входное напряжение было выше выходного. При подаче на вход LDO-стабилизатора напряжения, на выходе устанавливается стабильное выходное напряжение. Напряжение на инвертирующем входе ОУ используется в качестве опорного для отслеживания рассогласования с напряжением на резисторе R_2, входящем в состав делителя (R_1 и R_2), подключённого к выходу операционного усилителя. С помощью этого делителя устанавливается значение выходного напряжения стабилизатора.

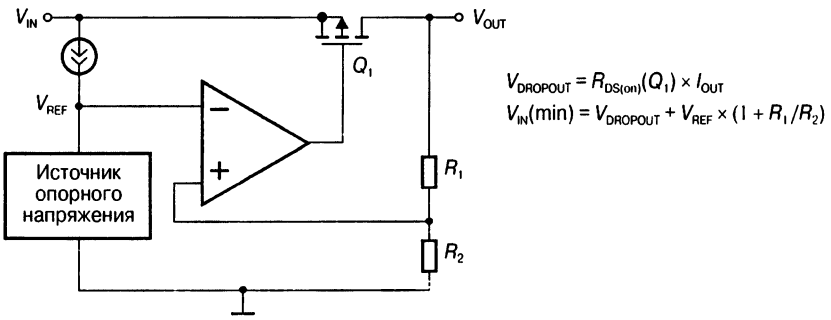


Рис. 10.16. Упрощённая схема линейного LDO-стабилизатора напряжения, в которой для обеспечения тока в нагрузке используется MOSFET (Q_1). От параметров транзистора Q_1 зависит выходное напряжение и допустимый ток в нагрузке стабилизатора. Для других топологий LDO-стабилизатора транзистор Q_1 может быть выполнен по биполярной технологии.

Пока входное напряжение остаётся выше, чем $V_{DROPOUT} + V_{OUT}$, выходное напряжение LDO-стабилизатора остаётся постоянным. Источник питания через *p*-канальный MOSFET Q_1 обеспечивает протекание тока в нагрузке. Тип транзистора Q_1 в LDO-стабилизаторе может быть другим, например пара Дарлингтона на *p-n-p* и *n-p-n* биполярных транзисторах. Входной ток стабилизатора равен выходному току плюс внутренний ток схемы (ток источника опорного напряжения, ток смещения операционного усилителя и ток включения *p*-канального MOSFET).

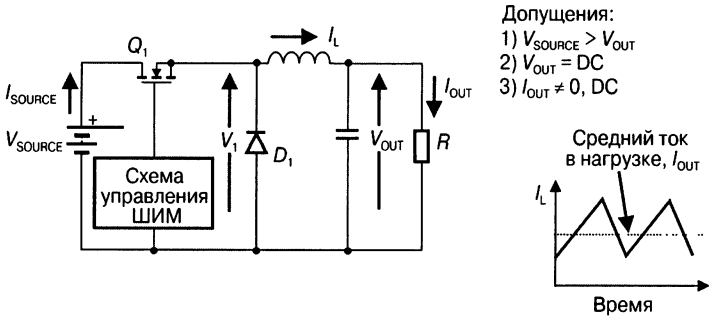
С учётом способности активного устройства ослаблять шум, имеющийся на выводах источника питания, влияние шумов самого линейного LDO-стабилизатора невелико. Например, шум типичного линейного LDO-стабилизатора, измеренный на частоте 10 кГц, составляет 1 мкВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ (rms), а коэффициент ослабления шумов ОУ с полосой пропускания 10 МГц равен 70 дБ. С такой характеристикой усилитель будет ослаблять шум линейного стабилизатора в 3162 раза, что, если привести уровень ослабленных шумов к входу ОУ, будет соответствовать уровню шумов приблизительно 316 пВ (rms).

В общем, что касается самого LDO-стабилизатора, то шум не является проблемой, но возможности устройства ослаблять шумы внешних источников — это другая история. Если, например, перед стабилизатором установлен импульсный преобразователь напряжения (как на **Рис. 10.3**), то существует весьма высокая вероятность того, что LDO-стабилизатор пропустит весь шум преобразователя со своего входа на выход питания схемы. LDO-стабилизаторы печально известны тем, что успешно передают шум с их входа в остальную часть схемы.

10.2.4.2. Импульсные источники питания

На **Рис. 10.17** показана упрощённая схема понижающего импульсного преобразователя напряжения, принципы работы которого были рассмотрены в Главе 9.

На уровень шумов, генерируемых этим преобразователем, оказывают влияние несколько факторов. Так, уровень шумов на выходе данного устройства зависит от режима переключения. Как правило, при работе импульсного преобразо-



Состояние ключа Q_1	V_{OUT}	I_L	Напряжение × время
1. Включен	$V_{SOURCE} - V_{OUT}$	+	$(V_{SOURCE} - V_{OUT}) \cdot t_{ON}$
2. Выключен	$-V_1$	–	$V_{OUT} \cdot t_{OFF}$

Рис. 10.17. Схема импульсного преобразователя напряжения понижающего типа и оценка его динамических характеристик при работе в режиме непрерывных токов через катушку индуктивности. Такой источник питания требует внешней индуктивности, что делает его производство более трудоёмким, к тому же он создаёт повышенный уровень электромагнитных помех.

вателя с ШИМ размах шума (от пика до пика) меньше по сравнению с аналогичным параметром устройства, работающего в режиме частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). Частоты шума, возникающие при переключении, зависят от частоты тактового генератора. Кроме того, при протекании больших токов возможны выбросы напряжения. Пример шума, вызванного переключением, показан на **Рис. 10.18**.

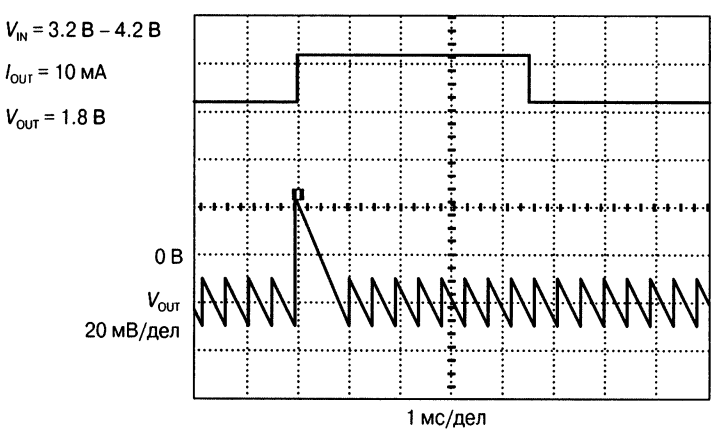


Рис. 10.18. Выходное напряжение импульсного преобразователя напряжения понижающего типа. Преобразователь работает с частотно-импульсной модуляцией и даёт на выходе сигнал помехи с размахом 20 мВ (р-р) при частоте переключения 2000 Гц.

Шум импульсного преобразователя (не показан на **Рис. 10.18**), попадая в шины питания на плате, сразу трансформируется в шум проводимости. Хотя импульсные преобразователи напряжения и отличаются друг от друга, но все они создают шум при переключении, что может губительным образом сказаться на полезном сигнале.

В импульсном преобразователе возникает ещё один тип шума — электромагнитные помехи. Это обусловлено наличием в схеме катушки индуктивности, которая, как известно, является накопителем энергии, поэтому излучает электромагнитные помехи. В сетевом адаптере электропитания имеется импульсный источник питания (**Рис. 10.5**), а шум этого источника эффективно подавляется с помощью ферритового кольца или бусины (L_1).

10.2.4.3. Преобразователь на переключаемых конденсаторах с подкачкой заряда

На **Рис. 10.19** показана упрощённая схема питания на преобразователе с подкачкой заряда, принципы работы которой обсуждались в Главе 9.

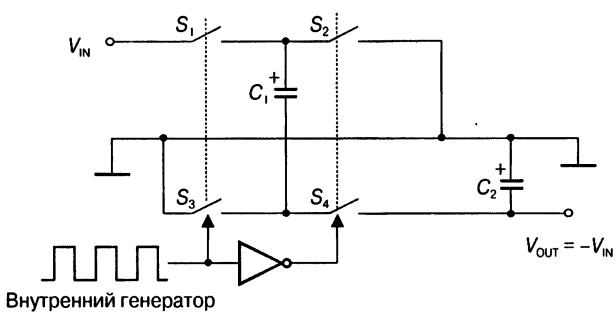


Рис. 10.19. Схема идеального преобразователя напряжения на переключаемых конденсаторах с подкачкой заряда, для реализации которой требуется всего лишь несколько внешних компонентов.

Шум источника питания определяется частотой внутреннего генератора устройства. Как и прежде, амплитуда и частота шумов на выходе зависят от типа устройства, поэтому для выяснения деталей нужно изучить документацию производителя. Такой преобразователь генерирует электромагнитные помехи и при переключении конденсаторов в самом устройстве.

10.2.5. Минимизация шумов устройства

Разработчик, поставивший целью уменьшить уровень шумов приборов в схеме, вначале должен обратить внимание на сопротивления резисторов. Номиналы резисторов по возможности следует выбирать как можно меньшими, хотя здесь нужно учитывать некоторые принципиальные ограничения, из-за которых иногда не удаётся выбрать минимально возможные сопротивления.

Следует учитывать, что операционные усилители, например, не могут работать с низкоомными нагрузками. Другой причиной, наводящей на размышления, могут быть результаты расчёта по питанию. Если резисторы рассеивают мощность источника питания, то это может стать серьёзной проблемой, особенно для устройств с автономным питанием от батарей. Но, учитывая эти ограничения, нужно также принимать во внимание и то, что уменьшение сопротивлений резисторов позволяет снизить уровень шумов в $\sqrt{F}$ раз, где F — коэффициент уменьшения сопротивления резистора.

Правильный выбор активного устройства — ещё один вариант решения проблем с шумами. В этой главе уже обсуждалась замена операционных усилителей малошумящими ОУ. Это очень важный момент, поскольку шум операционного усилителя (как и шум резистора) может усиливаться схемой инструментального усилителя, куда входят ОУ. Уменьшить шумы операционного усилителя очень важно при увеличении коэффициента усиления схемы, в которой используется ОУ.

Как вы, наверное, заметили, здесь не упоминается источник опорного напряжения на **Рис. 10.3**. Причина в том, что опорное напряжение и его шум проходят через инструментальный усилитель без усиления. Но если в схеме применяется источник опорного напряжения, которое должно усиливаться, или же опорное напряжение используется в 20-битном преобразователе, то выбор малошумящего источника опорного напряжения становится первостепенной задачей.

Другие активные устройства, такие как аналого-цифровые или цифро-аналоговые преобразователи, должны выбираться с учётом требований конкретного приложения. Если выбранное устройство имеет избыточный уровень шума, то следует выбрать преобразователь с более высоким разрешением.

Из трёх источников питания линейный LDO-стабилизатор напряжения имеет наименьший уровень шумов на выходе, однако передаёт почти без ограничений шумы от входа к выходу, если, например, он включён по схеме, показанной на **Рис. 10.3**. Другие два типа источников питания создают шумы при переключении. Если в выборке сигнала АЦП присутствует такой шум, то становится очевидным, что это не случайный шум резистора или операционного усилителя, а сложный сигнал, наложенный на сигнал постоянного тока на выходе устройства. Амплитуда такого небольшого сигнала лежит в диапазоне от единиц до нескольких десятков милливольт.

Можно заменить сами устройства более малошумящими, но это повлияет на другие, более важные требования к схеме, например, КПД. В таких случаях замена устройства будет довольно сложной задачей. Тем не менее, из подобных ситуаций есть выход, и мы поговорим об этом в разделе 10.3 этой главы, когда будем обсуждать фильтры для источников питания.

10.3. Шум проводимости

К третьему типу шумов, который влияет на работу аналоговых устройств, относится шум проводимости. Этот шум присутствует во всех проводниках схемы, таких как цепи питания или сигнальные цепи, и смешивается с полезным сигналом. Наилучшим вариантом борьбы с таким шумом является поиск источника

шума и использование схемных методов шумоподавления в проблемном устройстве или источнике помех.

Но иногда, даже зная происхождение шума проводимости, не удаётся повлиять на его источник, например, когда разработчик использует импульсный источник питания из-за его высокого КПД вместо линейного LDO-стабилизатора. Такой источник питания позволяет реализовать схему устройства с меньшим потреблением мощности. Проблема борьбы с шумом в этом случае перерастает в борьбу с шумом проводимости, которая решается с помощью фильтров. Источником шума проводимости является либо шум самого устройства, либо электромагнитные помехи.

10.3.1. Шумы в сигнальной цепи

Шум в сигнальной цепи может создаваться различными устройствами, например резисторами или операционными усилителями. Ранее в этой главе мы обсудили методы снижения шумов таких источников. Но если по каким-либо причинам нельзя заменить компоненты или же невозможно найти малошумящие устройства, то одним из вариантов может быть установка какого-либо фильтра.

Здесь можно выбрать фильтр нижних или верхних частот, или же полосовой фильтр. Из перечисленных наиболее подходящим, как мы увидим далее, является фильтр нижних частот.

Как видно из **Рис. 10.3**, в схеме отсутствует фильтр, устраняющий эффект наложения спектров, что приводит к проблемам с шумом, и, как следствие, полученные данные являются неточными. При установке на плату фильтра 2-го порядка с частотой среза 10 Гц между выходом инструментального усилителя и входом АЦП (см. **Рис. 10.5**), характеристика преобразования существенно улучшается.

Фильтрация аналогового сигнала позволяет удалить наложенный на аналоговый сигнал шум ещё до того, как он попадёт в аналого-цифровой преобразователь. Это относится и к внешним импульсным помехам. Таким образом, АЦП будет преобразовывать поступающий на вход сигнал датчика вместе с шумом, если только не удалить высокочастотный шум из процесса преобразования с помощью фильтра, устраняющего эффект наложения спектров. Низкочастотная фильтрация была более подробно расмотрена в Главе 4.

10.3.2. Шумы на шине питания

Существует несколько приёмов, используемых для снижения уровня шумов источника питания. Одним из наиболее распространенных является установка развязывающих конденсаторов, соединяющих вывод питания каждого активного устройства с землёй. Такие рекомендации имеются в технической документации на аналоговые устройства.

Развязывающие конденсаторы нужно устанавливать как в аналоговых, так и в цифровых устройствах. В любом случае конденсатор должен быть расположен как можно ближе к выводам питания устройства, а его ёмкость обычно составляет

0.1 мкФ. Кроме того, конденсатор нужно устанавливать и возле источника питания, причём его ёмкость должна быть около 10 мкФ.

Развязывающие конденсаторы устанавливаются в двух местах печатной платы: один возле источника питания (от 10 до 100 мкФ или оба сразу) и один на каждое активное устройство (цифровое или аналоговое). Величина ёмкости развязывающего конденсатора зависит от устройства, о котором идёт речь. Если ширина полосы пропускания устройства меньше или равна 1 МГц, то конденсатор ёмкостью 1 мкФ кардинально уменьшает внесённый шум. Если ширина полосы пропускания устройства около 10 МГц, то лучшим выбором будет конденсатор ёмкостью 0.1 мкФ. Для промежуточных частот можно использовать оба или один из таких конденсаторов. Для уточнения лучше всего обратиться к руководствам по применению устройств.

Для каждого активного устройства на плате нужно устанавливать развязывающий конденсатор, который должен быть расположен как можно ближе к выводу источника питания (**Рис. 10.20**). Если устанавливаются два развязывающих конденсатора для одного устройства, то конденсатор с меньшей ёмкостью должен располагаться ближе к выводу устройства. Наконец, длина выводов развязывающего конденсатора должна быть по возможности минимальной.

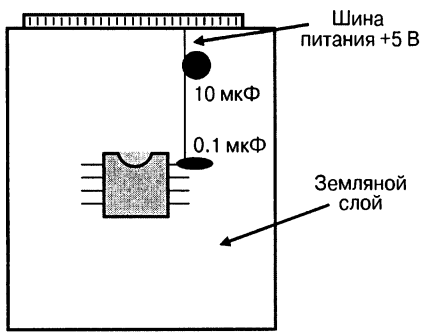


Рис. 10.20. Для снижения общего уровня шумов схемы (а также улучшения устойчивости) необходимо применять развязывающие конденсаторы. Меньший по ёмкости конденсатор (0.1 мкФ) располагается как можно ближе к выводу источника питания устройства, а конденсатор большей ёмкости (10 мкФ) должен располагаться как можно ближе к источнику питания схемы.

Развязывающие конденсаторы и их расположение на плате должно соответствовать одним и тем же правилам для обоих типов (аналоговых и цифровых) устройств, но, что довольно интересно, по разным причинам. При разводке аналоговых схем развязывающие конденсаторы используются, как правило, для перенаправления высокочастотных сигналов источника питания. В противном случае такие сигналы могли бы пройти в чувствительную аналоговую микросхему через вывод питания.

Вообще говоря, шумы появляются на высоких частотах за пределами полосы, в которой аналоговые устройства способны его подавлять, поэтому при отсутс-

твии развязывающих конденсаторов в аналоговой схеме будет присутствовать нежелательный шум в сигнальной цепи, или, что ещё хуже, возникнет генерация.

Для цифровых устройств, таких как контроллеры и процессоры, также необходимы развязывающие конденсаторы, но по другим причинам. Одна из функций этих конденсаторов состоит в накоплении небольшого заряда.

Часто при переключениях в цифровых цепях, схемы потребляют значительные токи, поэтому наличие на плате дополнительного источника заряда очень полезно. При отсутствии такого локального источника заряда в момент переключения в схеме может возникнуть перегрузка источника питания, что приведёт к значительному изменению его напряжения. Такой перепад напряжения источника питания, в свою очередь, может вызвать установку уровня сигнала какой-либо цифровой схемы в неопределённое состояние, что приведёт к ошибочной операции конечного автомата в цифровом устройстве. Подобные изменения напряжения питания могут вызываться и токами переключения, проходящими по проводникам печатной платы, которые обладают некоторой паразитной индуктивностью.

В этом случае результирующие изменения напряжения можно определить по формуле:

$$V = L\delta I/\delta t,$$

где V — изменение напряжения,
L — индуктивность проводника печатной платы,
δI — изменение тока через проводник,
δt — время изменения тока.

Как видите, имеется множество веских причин, чтобы развязывать по высокой частоте источник питания и выводы питания активных устройств с помощью конденсаторов.

Производители микросхем обычно рекомендуют применять развязывающие конденсаторы определённой ёмкости, но разработчик сам может определить влияние выбранной ёмкости. На левом графике на **Рис. 10.21** показана зависимость коэффициента подавления шумов источника питания от частоты для 12-битного преобразователя. Если шум источника питания лежит в диапазоне нижних частот, то преобразователь будет ослаблять их приблизительно на 80 дБ или в 10 000 раз, но на высоких частотах шумоподавление АЦП падает.

Для 12-битного преобразователя любое наложение сигнала, которое даёт погрешность менее $^1/_4$ погрешности LSB, зафиксировано не будет, но как только сигнал помехи от источника питания начинает вызывать ошибки преобразования, такой сигнал нужно ослабить. В этом примере напряжение питания преобразователя равно 5 В с уровнем шумов ±20 мВ. Около частоты 0 Гц (постоянный ток) этот шум уменьшается преобразователем в 10 000 раз, или до величины 2 мкВ (р-р). Такой уровень шумов на выходе преобразователя пользователь не заметит.

Чтобы шум стал заметен, его уровень должен составлять около $\pm^1/_4$ LSB, или $\pm^1/_4 \times$ (диапазон полной шкалы/2^{12}), или ±0.31 мВ. Требуемое ослабление для шума ±20 мВ меньше или равно −36.6 дБ и соответствует частоте 2 МГц. Если

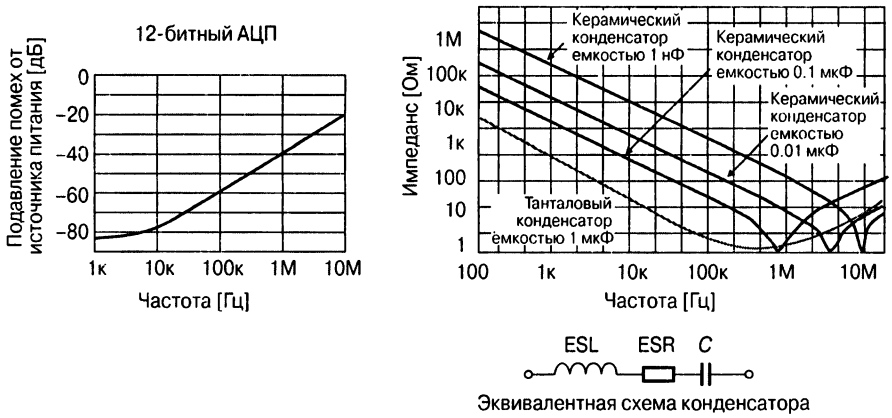


Рис. 10.21. Развязывающие конденсаторы уменьшают шум на выводе источника питания на высоких частотах, где возможности шумоподавления самими устройствами малы.

уровень шумов не ослабить на частоте 2 МГц и выше, то шумовая составляющая будет присутствовать в выходном сигнале преобразователя.

Самым простым решением в этом случае будет выбор развязывающего конденсатора, который замыкает высокочастотные сигналы на землю. На правом графике (**Рис. 10.21**) показаны частотные характеристики нескольких конденсаторов. Частотные составляющие сигнала, на которых эти характеристики опускаются до нуля, замыкаются на землю. Для схемы, в которой используется 12-битный АЦП с характеристикой, изображённой на **Рис. 10.21**, лучше всего подойдёт керамический развязывающий конденсатор ёмкостью 0.1 мкФ.

Иногда обычного развязывающего конденсатора бывает недостаточно. Например, в схеме на **Рис. 10.3** присутствовал слабый шум, имеющийся на выходе сетевого адаптера, который затем появлялся на выходе АЦП. На **Рис. 10.22** показано изменение этого сигнала во времени.

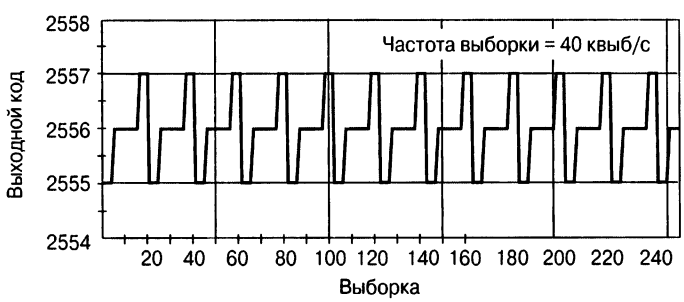


Рис. 10.22. Шум источника питания, использующего сетевой адаптер (**Рис. 10.3**). Частота такого шума на выходе АЦП приблизительно равна 2 кГц.

Низкочастотный шум отфильтровать с помощью развязывающего конденсатора нельзя, если только не использовать очень дорогие и громоздкие конденса-

торы большой ёмкости, что вряд ли можно порекомендовать. Имеется ряд других способов, позволяющих выполнять фильтрацию такого рода шумов источника питания.

Общеизвестным методом фильтрации шумов источника питания в аналоговых схемах является применение развязывающего конденсатора (**Рис. 10.23*а***). Он подавляет шум в цепи питания в том случае, когда аналоговое устройство не может подавить этот шум внутренними цепями.

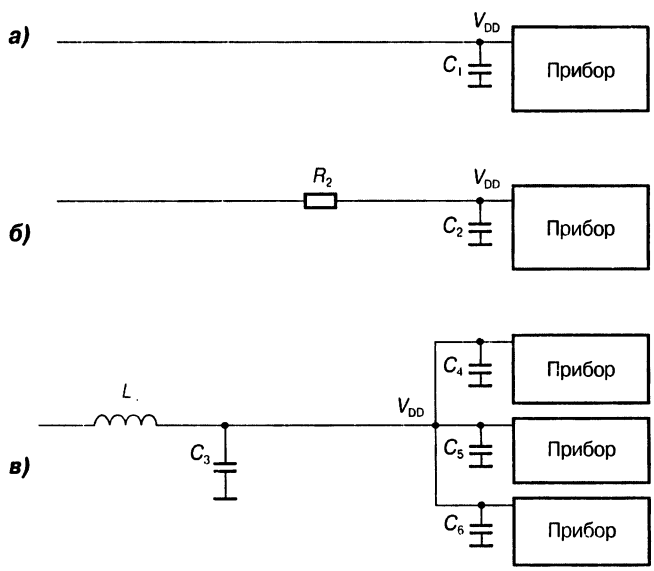


Рис. 10.23. Для фильтрации шумов источника питания можно использовать три варианта фильтра для высоких частот — конденсатор (***а***), делитель напряжения (***б***) или ферритовое кольцо (***в***).

Если низкочастотный шум всё же присутствует в цепи сигнала (как показано на **Рис. 10.22**), то может потребоваться дополнительный резистор, включённый в цепь питания (R_2 на **Рис. 10.23*б***). Резистор R_2 и конденсатор C_2 образуют фильтр нижних частот, ослабляющий низкочастотный шум источника питания, для чего необходимо выбрать правильное соотношение сопротивления резистора и ёмкости конденсатора. С помощью такого фильтра можно подавлять шумы источника питания на частотах выше $1/(2\pi R_2 C_2)$.

Отрицательным моментом здесь является потеря части постоянного напряжения источника питания из-за падения напряжения на резисторе R_2. Таким образом, при создании фильтра нижних частот потребуются конденсаторы значительной ёмкости.

На **Рис. 10.23*в*** показан альтернативный вариант решения. В этой схеме на провод, идущий от источника питания, надето ферритовое кольцо, которое, как любая катушка индуктивности, пропускает постоянный ток, подавляя низкочастотные составляющие шума благодаря возрастанию сопротивления на этих час-

тотах. Провод с надетым на него ферритовым кольцом вместе с конденсатором образует низкочастотный *LC*-фильтр. Для постоянного тока сопротивление проводника с ферритовым кольцом очень незначительно, поэтому потери мощности в этом фильтре будут небольшими.

Правильный выбор индуктивности, получаемой при введении ферритового кольца, даёт возможность уменьшить шум источника питания. Например, для импульсного источника питания, работающего на частоте около 150 кГц и дающего уровень пульсаций 40 мВ (р-р), снижение уровня пульсаций до 3 мВ (р-р) достигается при помощи ферритового кольца индуктивностью 50 мкГн и танталового конденсатора ёмкостью 100 мкФ (C_3).

10.3.3. Схема с улучшенными шумовыми параметрами

Мне нравится возвращаться к реальности (или лучше сказать, к лабораторному стенду), чтобы убедиться в том, что схемы работают так, как они и должны работать согласно теории. Итак, вернемся к схеме на **Рис. 10.5**. Я привожу эту схему вновь на **Рис. 10.24** для того, чтобы вам не пришлось перелистывать страницы книги.

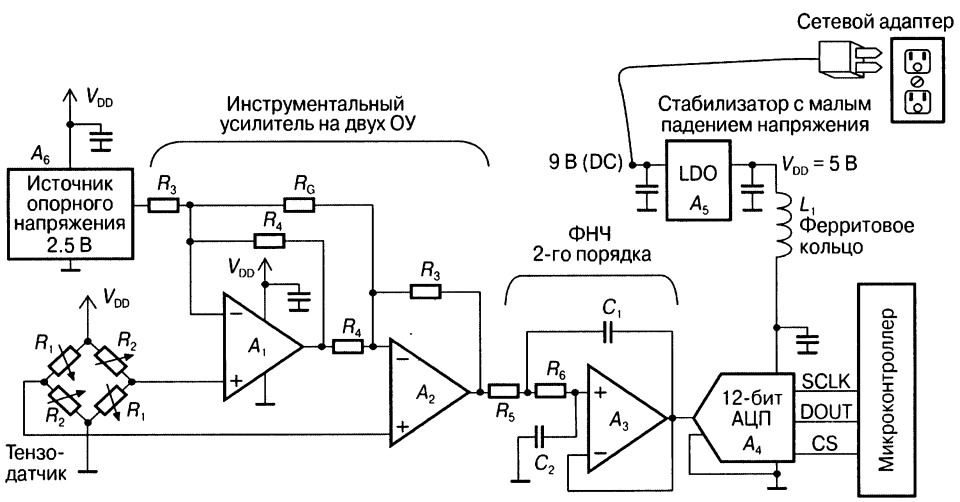


Рис. 10.24. По сравнению со схемой на **Рис. 10.3** в этой схеме уменьшены сопротивления резисторов, используются малошумящие усилители, а также установлен фильтр нижних частот 2-го порядка и дроссель (или ферритовое кольцо) возле источника питания. Реализация этих методов на практике позволяет уменьшить уровень аналогового шума схемы и достичь 12-битной точности в 12-битном аналого-цифровом преобразователе.

В этой новой и улучшенной схеме я уменьшила сопротивления резисторов в инструментальном усилителе в 10 раз, затем заменила операционные усилители на менее шумящие, а когда подошла к проблеме шума проводимости, то добавила

фильтр нижних частот 2-го порядка в цепь сигнала, поскольку мне было известно, что инструментальный усилитель работает с высоким коэффициентом усиления.

Затем я установила развязывающие конденсаторы возле каждого активного устройства и проложила отдельный слой земли на печатной плате. Это сразу же дало ощутимый результат, поскольку сопротивление земляной шины стало меньше, обеспечив определённую экранировку от внешних помех. Наконец, для подавления всех низкочастотных шумов источника питания я надела ферритовое кольцо на провод в цепи питания. В результате всех этих мер по уменьшению уровня шумов мой «7-битный» преобразователь стал действительно 12-битным.

Литература

1. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, Ott, Henry W., John Wiley & Sons, NY, 1976.
2. Noise and Other Interfering Signals, Morrison, Ralph, John Wiley & Sons, NY, 1991.
3. Statistics for Experimenters, Box, Hunter, John Wiley & Sons, Inc., 1978.
4. «Noise and Operational Amplifier Circuits», Smith, Sheingold, Analog Dialogue 3-1, 1969.
5. «D-C Amplifier Noise Revisited», Ryan, Scranton, Analog Dialogue 18-1, 1984.
6. «Understanding Data Converters Frequency Domain Specifications», AN-4, Datel.
7. «Comparison of Noise Performance Between a Fet Transimpedance Amplifier and a Switched Integrator», Baker, Bonnie C, AN-057, Texas Instruments.
8. «The Effect of Direct Current on the Inductance of a Ferrite Core», Fair-Rite Products Corp.

ГЛАВА 11

РАЗВОДКА СХЕМ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

Не секрет, что соотношение числа разработчиков цифровой и аналоговой техники возрастает в пользу первых, и в этом мы убедились ещё в первой главе. Несомненно, упор на методы цифрового проектирования ведёт к значительному прогрессу в развитии электронной индустрии, но всё же будет существовать область проектирования, занимающаяся разработкой средств сопряжения с реальным аналоговым миром.

Различаются ли технологии разводки печатных плат для аналоговых и цифровых схем? При некотором сходстве методов для обоих типов схем имеются и определённые различия, которые могут усложнить оптимальную разводку даже относительно простой печатной платы. В этой главе мы затронем пять тем.

Первая тема охватывает общие подходы и отличия в разводке печатных плат аналоговых и цифровых схем. Затем мы поговорим о «скрытых» компонентах (резисторах, индуктивностях и конденсаторах) печатной платы.

Следующий раздел данной главы посвящён методам улучшения разрешения и точности аналого-цифрового преобразователя: здесь будут рассмотрены проблемы, решение которых невозможно путём простой замены одного преобразователя другим. Основное внимание будет уделено взаимодействию различных элементов печатной платы и преобразователя, что поможет улучшить результаты преобразования.

В четвёртой части будут проанализированы принципы разработки двухслойной печатной платы. И, наконец, закончим обсуждение примером, как из плохо спроектированной печатной платы сделать хорошую.

11.1. Разводка печатных плат аналоговых и цифровых схем: общие моменты

Между практикой разводки аналоговых и цифровых схем много общего. Цифровые системы становятся всё более быстродействующими, что делает их всё больше похожими на аналоговые. Когда говорят об общих аспектах этих двух областей схемотехники, то имеют в виду, например, одинаковые методы применения развязывающих конденсаторов и слоёв разводки питания. Различия проявляются при анализе шумов, вызванных переключениями, и расположения устройств на печатной плате.

11.1.1. Развязывающие конденсаторы

Разводка как аналоговых, так и цифровых схем не обходится без применения развязывающих конденсаторов. В обоих случаях конденсаторы должны устанавливаться как можно ближе к выводам питания устройства. Как правило, ёмкость такого конденсатора выбирается равной 0.1 мкФ, хотя иногда используют и конденсаторы ёмкостью 1 мкФ (в низкочастотных цепях) или 0.01 мкФ (в высокочастотных). Напомню, что вопросы выбора подходящей ёмкости конденсатора обсуждались в Главе 6. Ещё один конденсатор следует установить вблизи точки подключения источника питания, обычно его ёмкость составляет около 10 мкФ.

На **Рис. 11.1** показано размещение этих конденсаторов. Их ёмкости могут изменяться в бо́льшую или меньшую сторону (в 10 раз), но выводы обоих конденсаторов должны быть по возможности короткими. Более короткие выводы имеют меньшую индуктивность, что снижает вероятность возникновения резонанса в схеме. Конденсатор меньшей ёмкости должен располагаться как можно ближе к устройству, а конденсатор большей ёмкости — как можно ближе к источнику питания.

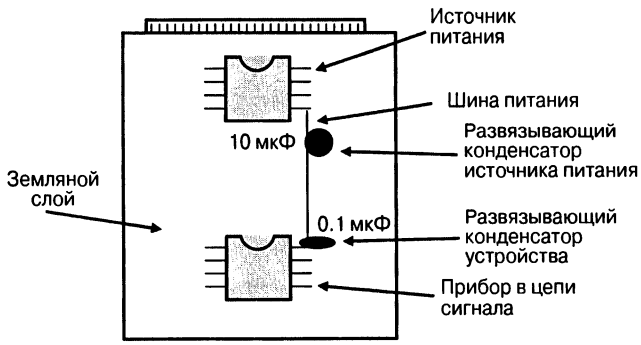


Рис. 11.1. При разработке печатных плат для аналоговых и цифровых схем развязывающие конденсаторы ёмкостью 0.1 мкФ необходимо размещать как можно ближе к устройству, а развязывающие конденсаторы ёмкостью 10 мкФ — как можно ближе к источнику питания или там, где на плату вводятся шины питания. Все конденсаторы должны иметь по возможности минимальную длину выводов.

Установка развязывающих конденсаторов необходима как для аналоговых, так и для цифровых схем, но что интересно, по разным причинам. При разводке аналоговой схемы развязывающие конденсаторы устанавливаются для отвода высокочастотных шумов с шины питания на землю. В противном случае, шумы могут попасть через вывод питания во внутренние цепи чувствительной аналоговой микросхемы. Обычно эти паразитные ВЧ сигналы располагаются на частотах, которые аналоговые устройства не способны подавить, поэтому при отсутствии развязывающего конденсатора на выводах питания шумы попадут в сигнальную цепь, или, что ещё хуже, вызовут генерацию.

Для цифровых устройств (контроллеров, процессоров и т.д.) также необходимо устанавливать развязывающий конденсатор на выводах питания, но причина

здесь другая. Одной из функций таких конденсаторов является накопление заряда, т.е. они служат для временного хранения заряда. В цифровых схемах при переключениях часто изменяются состояния логических элементов и возникают значительные переходные токи. В этом случае такие дополнительные источники заряда позволяют уменьшить последствия переходных процессов, стабилизируя напряжение источника питания. Если бы подобные источники дополнительного заряда отсутствовали, то это могло бы привести к значительным динамическим и статическим перепадам напряжения питания. При больших перепадах напряжения питания может возникнуть ситуация, когда уровни цифровых сигналов примут неопределённое состояние, в результате чего конечные автоматы цифровых устройств будут работать с ошибками.

Ток переключения, протекающий по дорожке печатной платы, приводит к скачкам напряжения питания из-за паразитной индуктивности проводников. Перепад напряжения в этом случае можно определить по формуле:

$$V = L\delta I/\delta t,$$

где V — изменение напряжения,
L — индуктивность проводника на печатной плате,
δI — изменение тока в проводнике,
δt — время изменения тока.

Как видите, имеются веские причины, чтобы шунтировать источник питания и выводы питания всех активных устройств по переменному току.

11.1.2. Разводка шин питания и земли

При определении вариантов разводки шин питания и земли по плате нужно учитывать возможность возникновения электромагнитных помех. Если вы не согласуете расположение шин питания и земли, то получите замкнутые контуры, которые станут частью схемы и приведут к появлению непонятных шумов. На **Рис. 11.2** приведён пример разводки печатной платы с неудачным размещением шин питания и земли.

Площадь, ограниченная замкнутым контуром, показанным на **Рис. 11.2**, равна 697 см^2. Сам контур может послужить отличной антенной для шума, так что такая плата сможет принимать сигналы радиостанций. В 1980-х годах один из немецких инженеров, с которым мне пришлось работать, создал такую плату и смог принимать радио «Свободная Европа».

На **Рис. 11.3** показан другой вариант разводки шин питания и земли, который позволяет существенно уменьшить уровень электромагнитных помех платы, возникающих из-за наведённых в контуре напряжений.

На плате, изображённой на **Рис. 11.3**, шины питания и земли расположены параллельно и рядом, что значительно уменьшает площадь, ограниченную замкнутым контуром. Ещё лучше проложить земляной слой под шиной питания, а самое лучшее решение — использовать отдельные слои питания и земли.

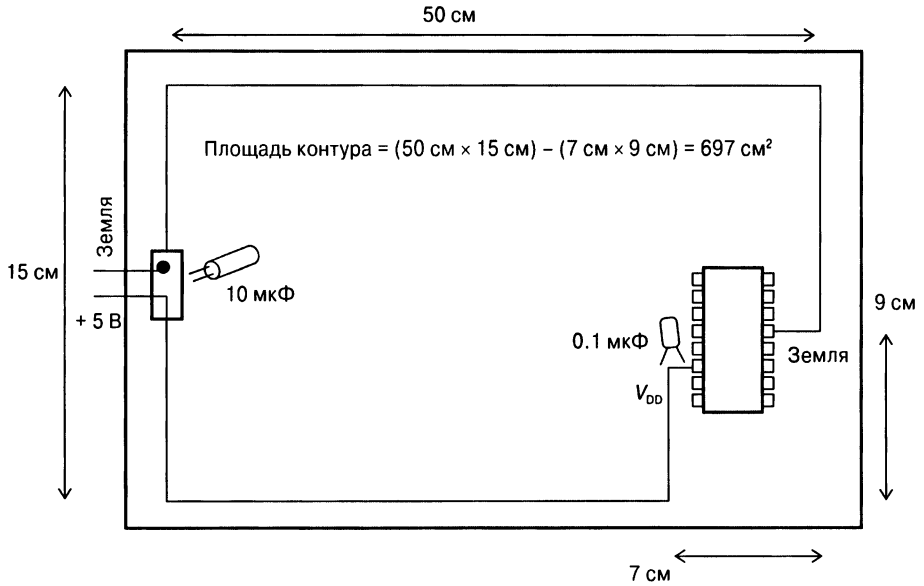


Рис. 11.2. Шины питания и земли приходят к микросхеме на плате разными путями, образуя замкнутый контур, что может привести к появлению электромагнитных помех.

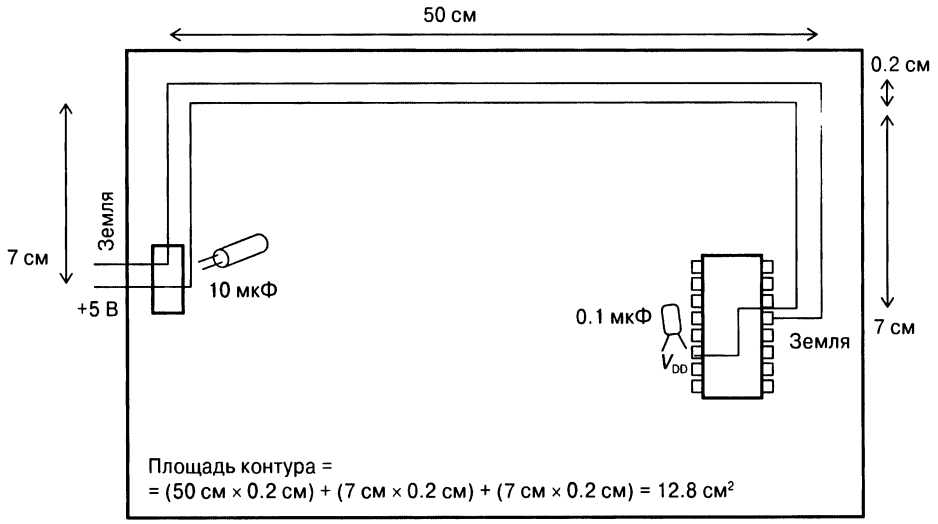


Рис. 11.3. На этой однослойной плате шины питания и земли в плане электромагнитных помех расположены лучше, поскольку приходят к микросхеме параллельно. Вероятность возникновения электромагнитных помех в этой части платы снизилась приблизительно в 679/12.8 = 54 раза.

11.2. Слой земли в цифровых и аналоговых схемах

Основные методы разводки печатных плат одинаково подходят как для аналоговых, так и для цифровых схем. Одно из основных правил — слой земли должен быть непрерывным. Это общепринятая практика, позволяющая уменьшить влияние изменения тока во времени $\delta I/\delta t$ в цифровых схемах. В таких схемах изменения тока во времени приводят к изменениям потенциала земли.

В аналоговых схемах изменение тока $\delta I/\delta t$ также приводит к возникновению шумов. Однако, сравнивая цифровые и аналоговые схемы, в аналоговых схемах следует проявить дополнительную предосторожность, обращая внимание на то, чтобы цепи цифровых сигналов и дорожки обратных токов земляного слоя были размещены как можно дальше от аналоговой части схемы. Это можно сделать, выполнив отдельное соединение аналоговой земли и земли системы, или же расположив аналоговую часть схемы на самой дальней стороне платы. В этом случае линии аналоговых сигналов на печатной плате будут в минимальной степени подвержены влиянию внешних источников.

Цифровые цепи менее чувствительны к низким уровням шумов, поэтому подобные проблемы возникают в них при намного более высоких уровнях шумов на шине земли.

11.2.1. Размещение компонентов

Мы только что пришли к выводу, что в процессе разводки печатной платы разработчик должен отделить малошумящие части схемы от цепей с высоким уровнем шумов. Как правило, цепи цифровых схем создают сильный шум, хотя сами эти схемы менее чувствительны к слабым шумам благодаря высокой помехоустойчивости.

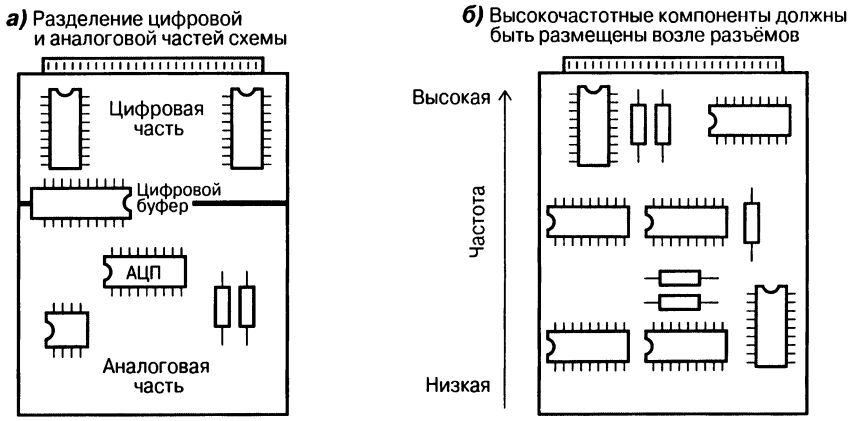


Рис. 11.4. Цифровая и аналоговая части схемы по возможности должны быть разделены (*а*) для уменьшения влияния переключения цифровых цепей на аналоговые цепи. Кроме того, там, где это возможно, высокочастотная часть схемы должна быть отделена от низкочастотной (*б*), при этом высокочастотные компоненты должны находиться как можно ближе к разъёмам печатной платы.

Аналоговые схемы в этом плане намного более чувствительны из-за низких граничных значений шумов, способных нарушить работу схем. По сравнению с цифровыми, аналоговые схемы более чувствительны к шумам, вызванным переключением цифровых схем. При разводке платы для систем со смешанными сигналами нужно разделить аналоговую и цифровую части схемы, как это показано на **Рис. 11.4**.

Общее правило, которым можно руководствоваться на практике, — размещать аналоговую и цифровую части схемы отдельно, располагая цифровые схемы как можно ближе к разъёмам, чтобы быстро изменяющиеся цифровые сигналы не проходили вблизи аналоговых микросхем. Второе общее правило состоит в том, чтобы более высокочастотные устройства размещать ближе к разъёмам, чем низкочастотные; в этом случае высокочастотный шум не будет накладываться на сигналы низкочастотных устройств.

11.3. Влияние паразитных параметров

Любая печатная плата имеет паразитные сопротивления, ёмкости и индуктивности. Например, дорожки, соединяющие компоненты на плате, являются простейшим типом печатных резисторов.

Разработчик может непреднамеренно создать конденсаторы на плате из параллельно идущих печатных проводников и мест пайки. Паразитные индуктивности возникают из-за наличия на плате петель из проводников, взаимных индуктивностей и индуктивностей перемычек между слоями печатной платы. Все эти паразитные компоненты могут существенно повлиять на работу устройства, как только разработчик реализует схему на печатной плате. В этой части мы чётко определимся с наиболее проблемными паразитными компонентами и увидим на примерах, как такие компоненты влияют на рабочие характеристики схемы.

11.3.1. Влияние паразитных ёмкостей

Ранее, в Главе 9, мы видели, как по невнимательности можно создать на печатной плате конденсаторы. На практике такой конденсатор реализуется просто — достаточно разместить близко друг от друга два проводника печатной платы в одном слое, либо проложить две токоведущие дорожки друг над другом в двух соседних слоях (такую ёмкость сложнее обнаружить). Обычно конденсатор получается из двух близко проложенных параллельных проводников печатной платы. Формулы, приведённые на **Рис. 11.5**, позволяют определить ёмкость такого конденсатора.

В обоих вариантах размещения (в одном слое или в двух) печатных проводников изменение напряжения во времени ($\delta V/\delta t$) на одном проводнике может вызвать появление тока во втором. Если второй проводник обладает высоким сопротивлением, то при протекании тока на нём возникает заметное падение напряжения. Как правило, быстрые перепады напряжения происходят в цифровой части схемы. Если проводники, в которых происходят эти перепады, располагаются достаточно близко от аналоговых цепей с высоким сопротивлением, то создаваемая за счёт наведённых токов погрешность будет существенно снижать

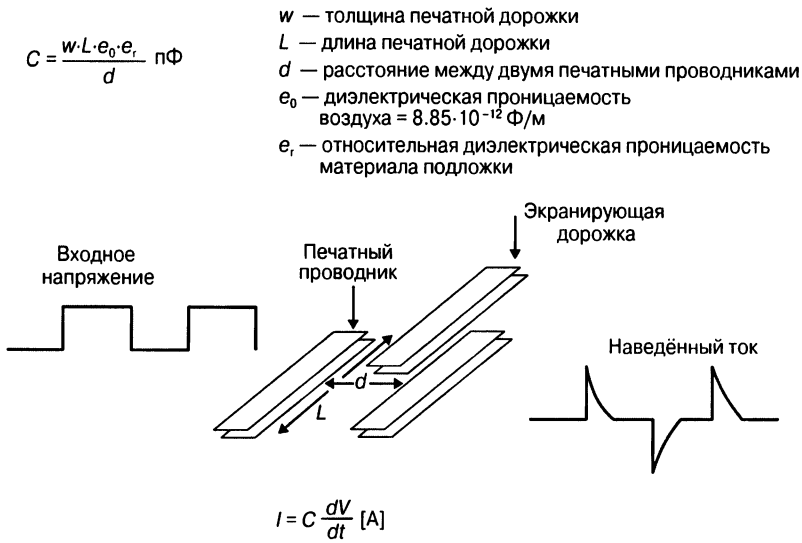


Рис. 11.5. Создать конденсатор на печатной плате не сложно. Для этого нужно разместить достаточно близко друг от друга два печатных проводника. Быстрые изменения напряжения в одном проводнике могут вызвать ток в другом (эта проблема обсуждалась также в Главе 9).

точность аналоговых схем. Аналоговые цепи весьма чувствительны к такого рода шумам, поскольку граничные уровни шумов для них значительно ниже, чем для цифровых, к тому же большинство сигнальных проводников соединяет высокоомные цепи.

Для минимизации последствий таких наводок можно применить один из двух методов. Наибольший эффект приносит изменение расстояния *d* между двумя проблемными проводниками, что, в соответствии с формулой для вычисления ёмкости, позволяет уменьшить ёмкость конденсатора. Обратите внимание, что переменная *d* стоит в знаменателе выражения, поэтому при возрастании *d* величина ёмкости будет уменьшаться. Можно изменить длину *L* двух проводников. В этом случае при уменьшении длины уменьшается и ёмкость между двумя проводниками.

Другой метод предполагает использование заземлённой дорожки, проложенной между двумя проблемными печатными проводниками. Заземлённый проводник с низким сопротивлением, как, впрочем, и любой другой дополнительный проводник на печатной плате, имеющий низкий импеданс, может послужить экраном для электромагнитных полей, вызывающих наведённые токи.

Образующийся конденсатор может создавать проблемы в системах со смешанными сигналами, в которых чувствительные высокоомные аналоговые цепи проходят близко от цифровых. Например, в схеме на **Рис. 11.6** такая проблема вполне реальна.

Вкратце рассмотрим, как работает схема на **Рис. 11.6**. Для формирования 16-битного преобразователя используется три 8-битных цифровых потенциометра и

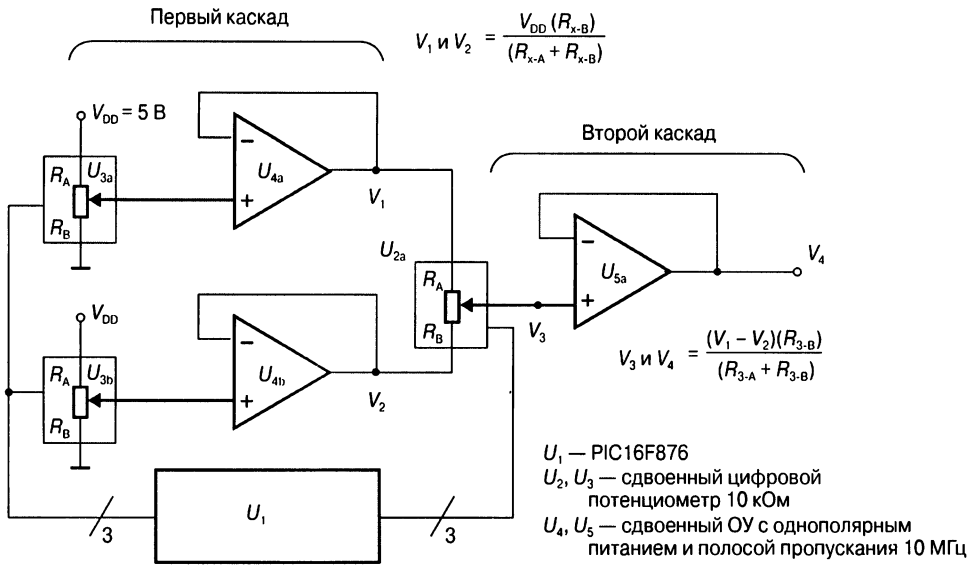


Рис. 11.6. Схема 16-битного цифро-аналогового преобразователя на трёх 8-битных цифровых потенциометрах и трёх усилителях, который обеспечивает 65 536 различных выходных напряжений. Если в этой системе напряжение питания V_{DD} равно 5 В, то разрешение (величина младшего значащего бита) ЦАП составляет 76.3 мкВ.

три КМОП операционных усилителя. Расположенные слева на схеме два цифровых потенциометра (U_{3a} и U_{3b}) обеспечивают изменение напряжения от нуля до V_{DD}, при этом движки потенциометров подключены к неинвертирующим входам двух усилителей (U_{4a} и U_{4b}). Для управления цифровыми потенциометрами U_2 и U_3 используется SPI-интерфейс микроконтроллера U_1. В данной конфигурации каждый потенциометр работает как 8-битный умножающий ЦАП. При V_{DD} = 5 В значение младшего значащего бита таких цифро-аналоговых преобразователей равно 19.61 мВ.

В этой схеме движки цифровых потенциометров (U_{3a} и U_{3b}) присоединены к неивертирующим входам двух буферных усилителей. В такой конфигурации усилители обладают высоким входным импедансом, что позволяет не нагружать выводы цифровых потенциометров остальной частью схемы. Размах выходного напряжения усилителя второго каскада данной схемы не выходит за пределы допустимых значений.

Для работы этой схемы в качестве 16-битного цифро-аналогового преобразователя (U_{2a}) третий цифровой потенциометр подключён к выходам усилителей U_{4a} и U_{4b}. Напряжение на цифровом потенциометре U_{2a} устанавливается программным путём с помощью потенциометров U_{3a} и U_{3b}. Опять-таки, если V_{DD} = 5 В, то имеется возможность запрограммировать выходы U_{3a} и U_{3b} так, чтобы разность напряжений на выходах ОУ U_{4a} и U_{4b} стала равной 19.61 мВ. При подаче такой минимальной разности напряжений, равной одному LSB (19.61 мВ), на третий 8-битный цифровой потенциометр U_{2a} (R_3) общее разрешение системы достигнет величины $19.61/2^8$ = 76.3 мкВ.

В **Табл. 11.1** приведены основные параметры устройства, позволяющие получить оптимальные показатели этой схемы.

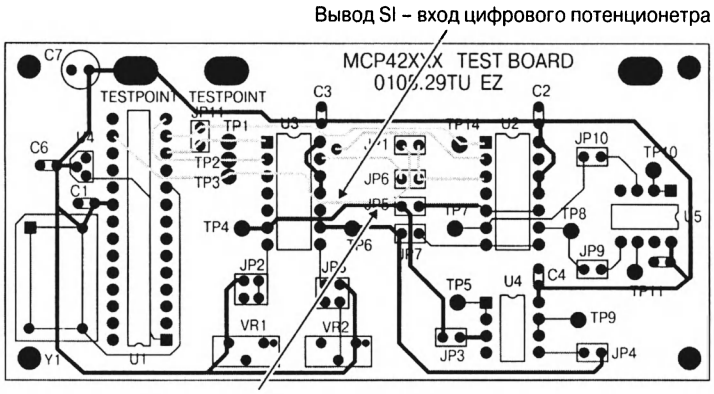
Таблица 11.1. **Из длинного списка параметров, указанных для каждого устройства, выбрана группа ключевых, позволяющих сделать эту схему более эффективной при её использовании в качестве источника опорного напряжения или для получения сигналов произвольной формы**

Устройство	Параметр		Назначение
Цифровые потенциометры	Количество битов	8 бит	Определяет общую величину LSB и разрешение схемы
	Номинальное сопротивление (резистивный элемент)	10 кОм (typ)	Чем меньше это сопротивление резистора, тем меньший уровень шумов он создаёт. Платой за снижения сопротивления может стать больший ток потребления
	Дифференциальная нелинейность	±1 LSB (max)	Чтобы исключить потери кодов и получить 16-битное разрешение, нужна хорошая дифференциальная нелинейность
	Плотность напряжения шумов (для половины резистивного элемента)	9 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ при 1 кГц	При значительном уровне шумов этих устройств 16-битную точность результата получить невозможно. Выбор резистивных элементов с более низким сопротивлением может уменьшить уровень шумов цифрового потенциометра
Операционные усилители	Входной ток смещения, I_B	1 пА при 25°С (max)	Более высокое значение I_B вызовет погрешность постоянного напряжения цифрового потенциометра. По этой причине в схеме выбраны КМОП-усилители
	Напряжение смещения на входе	500 мкВ (max)	Разность между напряжениями смещения на входе усилителей U_{4a} и U_{4b} может повлиять на дифференциальную нелинейность (DNL) всей системы
	Плотность шумов на входе	8.7 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ при 10 кГц (typ)	При значительном уровне шумов этих устройств 16-битную точность результата получить невозможно. Проблема снижения шума решается путём выбора малошумящих усилителей

Данной схемой можно воспользоваться двояко. Во-первых, она может представлять собой программно перестраиваемый источник опорного напряжения, когда цифровая часть схемы используется редко. Второй вариант применения — генератор сигналов произвольной формы. В этом случае цифровая часть данной схемы будет использоваться активно, поэтому возникает опасность наведения нежелательных токов в печатных проводниках через паразитные конденсаторы.

На **Рис. 11.7** показана разводка схемы после первой попытки. При быстром проектировании схемы в лаборатории можно и не обратить внимания на детали, поэтому дорожки цифровых сигналов были проложены возле цепей аналоговых сигналов с высоким сопротивлением. Это является лишним подтверждением того, что проектирование нужно правильно выполнять с самого начала, но, к счастью, эту ошибку я сделала сознательно, чтобы показать, как можно улучшить разводку схемы в дальнейшем.

При анализе разводки схемы становится очевидным, что здесь существует одна потенциальная проблема. Стрелка на рисунке указывает на аналоговую цепь, проложенную от движка потенциометра U_{3a} к высокоомному входу операционного усилителя U_{4a}. По дорожке цифрового сигнала, отмеченной другой стрелкой, передаются цифровые данные для программирования цифрового потенциометра.



JP5, средний вывод потенциометра и вход ОУ

Рис. 11.7. Разводка печатной платы после первого прохода программы-трассировщика. Видно, что чувствительная высокоомная аналоговая цепь находится очень близко к дорожке цифрового сигнала. В этом случае при изменении уровня напряжения в цифровой цепи в аналоговой линии будет появляться шум. Переключения логических уровней напряжения в цифровой цепи определяются программой работы цифрового потенциометра.

В лаборатории я посмотрела цифровой сигнал, который давал наводку на чувствительную к шумам аналоговую цепь, ведущую к движку цифрового потенциометра. На **Рис. 11.8** показана осциллограмма этих сигналов.

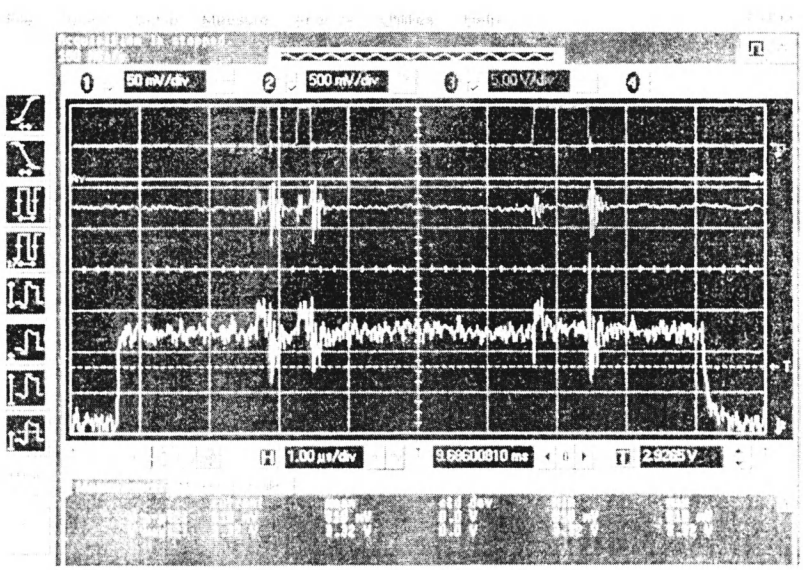


Рис. 11.8. На этой осциллограмме верхний сигнал взят в точке JP1 (передаются цифровые данные для цифрового потенциометра), второй сигнал взят в точке JP5 (шум на соседней дорожке аналогового сигнала), наконец, нижний сигнал взят в точке TP10 («зашумленный» сигнал на выходе 16-битного ЦАП).

Цифровой сигнал, осуществляющий программирование цифровых потенциометров передаётся в цепь, где присутствует аналоговый сигнал с относительно постоянным напряжением. Индуцированная в этой линии помеха распространяется по аналоговой части схемы во всех направлениях и попадает на третий цифровой потенциометр (U_{2a}), который будет переключаться из одного состояния в другое.

Каково решение указанной проблемы? Главное — нужно разнести дорожки аналогового и цифрового сигналов, как показано на **Рис. 11.9**.

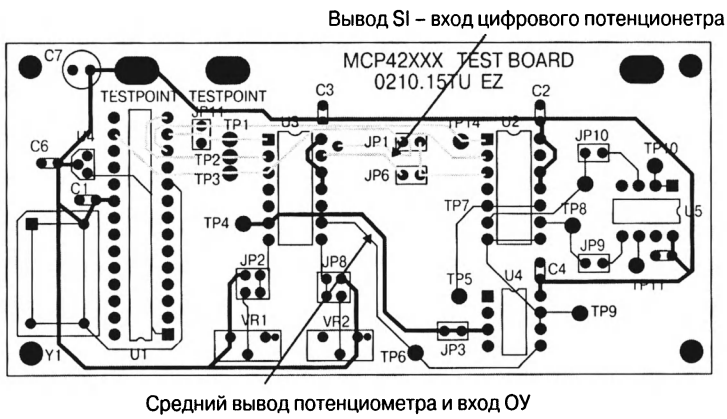


Рис. 11.9. При новой разводке печатной платы цепи аналоговых и цифровых сигналов были разнесены. Это исключило цифровой шум, вызванный электромагнитными помехами, что имело место в предыдущем варианте платы.

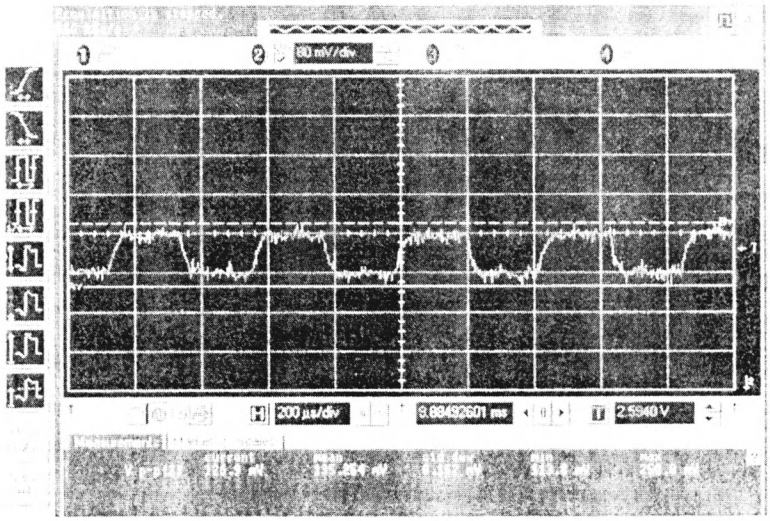


Рис. 11.10. После новой разводки платы 16-битный ЦАП даёт на выходе единственный, без цифрового шума, перепад напряжения.

На **Рис. 11.10** показаны результаты изменения разводки. После разнесения цепей аналоговых и цифровых сигналов эта схема стала точно 16-битным цифроаналоговым преобразователем. На осциллограмме виден только один перепад напряжения на выходе третьего цифрового потенциометра, равный 76.29 мкВ, усиленный в 1000 раз (шкала осциллографа установлена в положение 80 мВ/дел. и амплитуда перепада равна приблизительно 80 мВ).

Ещё раз, когда схема должна работать с аналоговыми и цифровыми сигналами, для успешной разводки печатной платы необходимо тщательно продумать расположение компонентов и токопроводящих дорожек. В частности, цифровые цепи с высоким уровнем активности, расположенные вблизи аналоговых цепей с высоким сопротивлением, способствуют появлению высокого уровня наведённых помех. Этого можно избежать, если разнести цепи аналоговых и цифровых сигналов подальше друг от друга.

11.3.2. Индуктивности печатного монтажа

Взаимная индуктивность образуется на печатной плате подобно конденсатору, она появляется в результате размещения двух дорожек одна над другой в соседних слоях или же при размещении их рядом в одном слое (**Рис. 11.11**). Для обеих конфигураций изменение тока во времени ($\delta I/\delta t$) в одной дорожке может из-за её индуктивности вызвать появление напряжения на этой дорожке и, благодаря эффекту взаимоиндукции, появление пропорционального этой индуктивности тока во второй дорожке. При значительных изменениях напряжения на первой дорожке, оно может превысить границы шумов для цифровых схем, что приведёт к ошибкам. Это явление наблюдается не только в цифровых схемах, оно характерно для любых цепей, в которых переключаются большие токи.

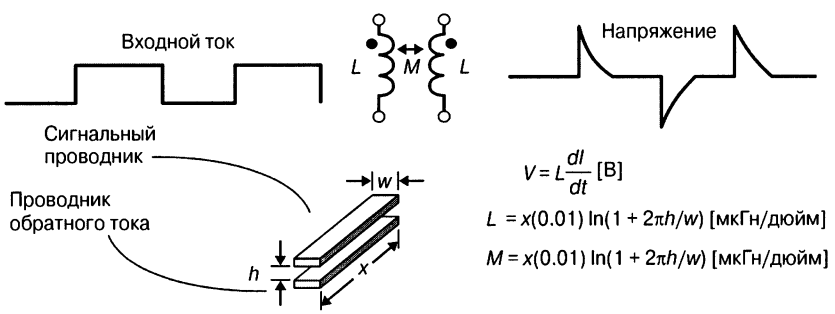


Рис. 11.11. При недостаточном внимании к размещению токоведущих дорожек можно получить индуктивность линии и взаимную индуктивность. Такие паразитные элементы отрицательно сказываются на работе устройств, в которых присутствуют цифровые схемы.

Для исключения влияния шума потенциальных источников электромагнитных помех лучше всего разнести бесшумные аналоговые линии и создающие шум порты ввода/вывода, использовать низкоомные шины питания и земли, минимизировать индуктивности цепей цифровых сигналов и ёмкостные связи в аналоговых схемах.

11.4. Разводка схем с АЦП

Первоначально, когда большая часть полупроводниковых компонентов была аналоговой, в основу построения аналого-цифровых преобразователей были положены принципы аналоговой электроники. Затем, с развитием новых схемотехнических решений, более медленные АЦП постепенно сместились в область цифровой электроники. Но даже в этом случае методы разводки плат не претерпели изменений. Сейчас, как и раньше, если разработчик печатной платы работает со смешанными сигнальными цепями, то для эффективной разводки ему необходимы определённые базовые знания.

В этой части главы мы рассмотрим подходы к разводке печатных плат для схем с аналого-цифровыми преобразователями последовательного приближения и сигма-дельта-преобразователями.

11.4.1. Разводка схем с АЦП последовательного приближения

Аналого-цифровые преобразователи последовательного приближения выпускаются с разрешением 8, 10, 12, 16 и иногда 18 бит. Изначально такие АЦП выполнялись по биполярной технологии с резисторной матрицей R-$2R$, хотя в последнее время эти устройства изготавливаются по КМОП-технологии с использованием ёмкостных схем распределения заряда. Нет необходимости упоминать о том, что методы разводки при переходе на новые технологии совсем не изменились, за исключением устройств с более высоким разрешением.

Для таких устройств необходимо предусматривать варианты защиты от наводок на входе при переключениях в цифровых цепях последовательного или параллельного выходного интерфейса преобразователя.

Преобразователь последовательного приближения изначально является аналоговым устройством как по характеру выполняемых операций, так и по площади аналоговых функциональных узлов на кристалле. На **Рис. 11.12** показана блок-схема 12-битного КМОП-преобразователя последовательного приближения.

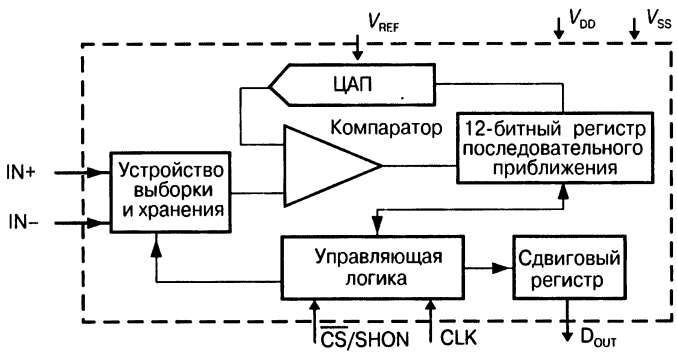


Рис. 11.12. Блок-схема 12-битного КМОП АЦП последовательного приближения, в котором в качестве цифро-аналогового преобразователя используется матрица конденсаторов с распределённым зарядом (более детальная информация о работе таких устройств была изложена в Главе 2).

Эти преобразователи имеют несколько выводов для подключения земли и питания. Названия выводов часто могут сбить разработчика с толку в том смысле, что невозможно определить, является ли этот вывод аналоговым или цифровым. Названия выводов не обязательно описывают соединения АЦП на печатной плате, скорее, они определяют аналоговые и цифровые сигналы самого кристалла. Поскольку аналого-цифровой преобразователь последовательного приближения является, по сути, аналоговым устройством, то желательно присоединять выводы питания и земли на одни и те же слои аналогового напряжения питания и аналоговой земли.

На **Рис. 11.13** показано расположение и назначение выводов для выбранных образцов 10- и 12-битных преобразователей.

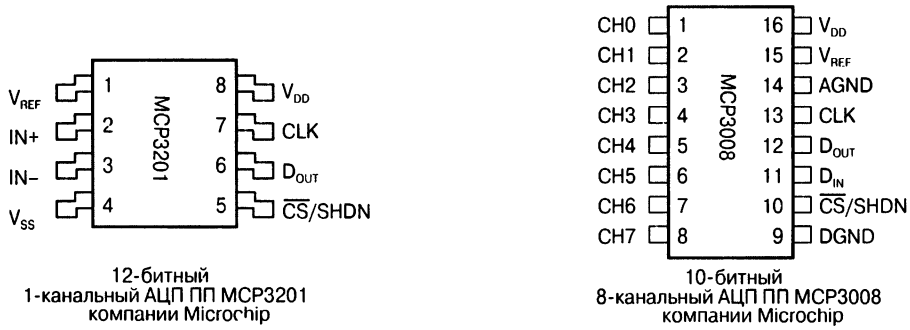


Рис. 11.13. Преобразователь последовательного приближения, независимо от разрешения, обычно имеет как минимум два земляных вывода — AGND и DGND, у MPC3201 этот вывод один (V_{SS}). Здесь показаны преобразователи MCP3008 и MCP3201 компании Microchip.

В этих устройствах земля обычно соединяется непосредственно с двумя выводами (AGND и DGND), а напряжение питания — с одним выводом. При разводке печатной платы выводы AGND и DGND нужно соединять с аналоговой землёй. Аналоговый и цифровой выводы питания также должны быть соединены с шиной аналогового питания, или, в крайнем случае, с дорожкой аналогового питания с установкой развязывающих конденсаторов как можно ближе к выводам питания. Единственной причиной, из-за которой эти устройства могут иметь один вывод земли и один вывод питания, является ограничение по количеству выводов корпуса микросхемы, хотя при наличии отдельных выводов аналоговой и цифровой земли повышается вероятность получения достоверного и повторяемого кода на выходе преобразователя.

При подключении таких преобразователей к источнику питания необходимо соблюдать следующие правила: все земляные, положительные и отрицательные выводы питания должны быть соединены с шинами аналогового питания. Кроме того, нужно соединить вывод COM или IN входного сигнала с сигнальной землёй кратчайшим путём.

Для преобразователей последовательного приближения с более высоким разрешением (16 и 18 бит) требования по подавлению помех, вызванных цифровыми сигналами, и подключению к шинам, по которым подводится напряжение пита-

ния, более жёсткие. Чтобы уменьшить уровень шумов, при соединении этих устройств с микроконтроллером нужно использовать внешние цифровые буферные микросхемы. Преобразователи последовательного приближения, как правило, имеют на цифровом выходе внутренние сдвоенные буферы, но внешние цифровые буферы не помешают, поскольку выполняют дополнительную развязку аналоговой части преобразователя от помех, возникающих в цифровых цепях. На **Рис. 11.14** показан возможный вариант разводки схемы с АЦП ПП.

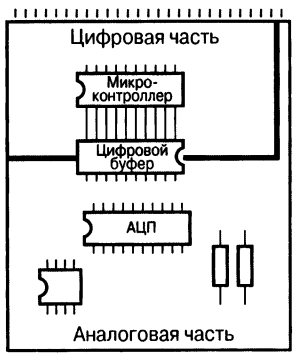


Рис. 11.14. При использовании АЦП последовательного приближения с высоким разрешением необходимо соединить шины аналогового питания с выводами питания и земли преобразователя. Кроме того, нужно установить дополнительный буфер на цифровом выходе АЦП, например выходные буферные схемы с тремя состояниями. Такие буферы обеспечивают развязку аналоговой и цифровой частей и позволяют работать с повышенными нагрузками.

11.4.2. Разводка платы с сигма-дельта-преобразователем

Кристалл прецизионного сигма-дельта-преобразователя представляет собой преимущественно цифровое устройство. Когда этот тип преобразователя только начал выпускаться, правила разводки платы с таким устройством требовали от пользователя разделения цифрового и аналогового шума с использованием отдельных слоёв печатной платы. Как и АЦП последовательного приближения, эти преобразователи могут выпускаться с несколькими выводами аналоговой и цифровой земли и питания. Опять-таки, общее стремление разработчиков цифровых и аналоговых устройств состоит в попытке развести эти выводы на отдельные слои. К сожалению, это не лучший способ, особенно когда необходимо решить серьёзные проблемы с шумом в устройствах с 16...24-битной точностью.

Для сигма-дельта-преобразователей с высоким разрешением при скорости передачи данных в 10 Гц тактовая частота (внутренняя или внешняя) устройства должна быть порядка 10 или 20 МГц. Такую частоту можно использовать для тактирования модулятора и реализации алгоритма передискретизации. В схеме с сигма-дельта АЦП, как и с преобразователями последовательного приближения, нужно соединять выводы AGND и DGND вместе в одном и том же земляном слое. Кроме того, следует соединять аналоговый и цифровой выводы питания микросхемы вместе, желательно в одном и том же слое питания. Требования к

проектированию слоёв питания аналоговых и цифровых блоков для сигма-дельта-преобразователей такие же, как и для АЦП последовательного приближения с высоким разрешением.

Здесь обязательным условием является использование слоя земли, а это означает, что проектируемая плата должна быть как минимум двухслойной, причём на такой двусторонней плате слой земли должен занимать как минимум 75% площади, а то и больше. Количество разрывов в этом слое должно быть сведено к минимуму. Отдельный слой должен кардинально снизить сопротивление и индуктивность заземления так, чтобы можно было обеспечить надёжное экранирование от электромагнитных и радиочастотных помех. Если нужны межсоединения на стороне платы, где размещается слой земли, то их нужно делать максимально короткими и располагать перпендикулярно к направлениям протекания обратных токов по земле.

При использовании АЦП с низким разрешением (6, 8 или даже 10 бит) можно обойтись без раздельного подключения аналоговых и цифровых выводов, но как только разрешение/точность преобразователя возрастает, требования к разводке становятся более строгими. Для обоих типов АЦП (сигма-дельта и последовательного преобразования с высоким разрешением) выводы питания нужно соединять непосредственно с малошумящими шинами (слоями) аналогового питания и земли.

11.5. Разводка двухслойных печатных плат

Высокая конкуренция на рынке электронных изделий объективно требует от разработчика применения двухслойных печатных плат. Хотя многослойная плата (4-, 6- и 8-слойная) позволяет разработчику создавать лучшие решения с точки зрения размеров, шумов и рабочих характеристик, финансовые соображения заставляют инженера пересмотреть методы разработки в пользу двухслойных плат. В этой части главы мы обсудим правильное и неправильное применение автоматической трассировки, концепцию выбора дорожек обратных токов с использованием слоёв земли и без них, а также рекомендации по размещению компонентов на двухслойных печатных платах.

11.5.1. Автоматическая трассировка

Очень заманчиво при разводке печатной платы использовать автоматическую трассировку. В большинстве случаев несложные цифровые платы, особенно с невысоким быстродействием и низкой плотностью монтажа, разработанные таким методом, работают хорошо. Если же разработчик пробует развести плату, где присутствуют аналоговые, смешанные сигналы или высокоскоростные цепи, используя опции автотрассировки программных пакетов, то не исключено, что с такой платой могут возникнуть серьёзные проблемы, причём вероятность их возникновения весьма высока.

На **Рис. 11.15** показана верхняя сторона двухслойной печатной платы, разведённая методом автотрассировки. Нижняя сторона этой платы показана на **Рис. 11.16**, а принципиальная схема устройства, размещённого на плате, — на **Рис. 11.17** и **11.18**.

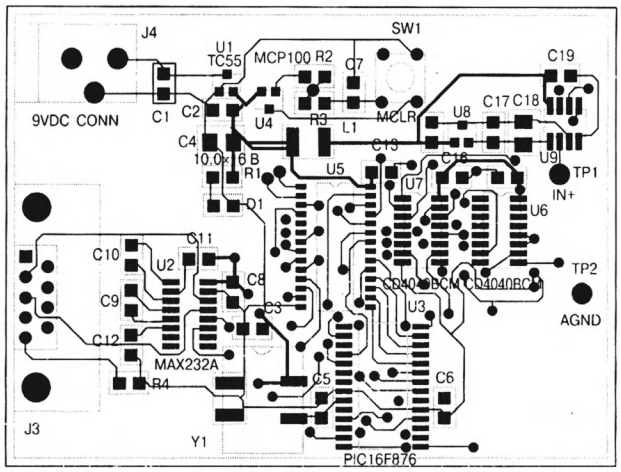


Рис. 11.15. Верхняя сторона платы, выполненная путём автотрассировки, для принципиальной схемы, показанной на **Рис. 11.17** и **11.18**.

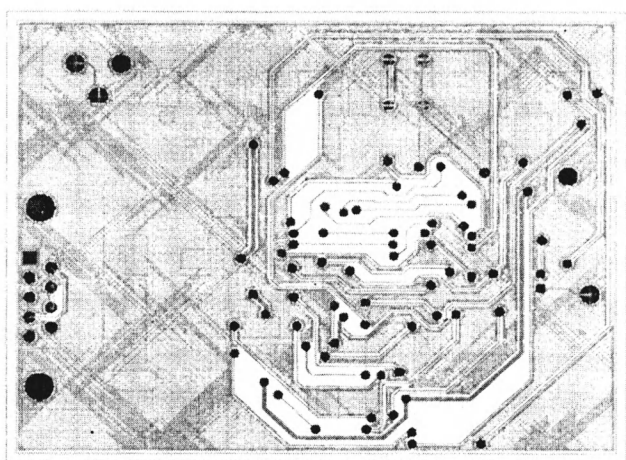


Рис. 11.16. Нижняя сторона платы, выполненная путём автотрассировки, для принципиальной схемы, показанной на **Рис. 11.17** и **11.18**.

При таком методе разводки возникает несколько проблем, наиболее сложная из которых связана с выбором схемы заземления. Проследив шины земли на верхней стороне платы, можно увидеть, что они приходят к каждому устройству. На нижней стороне платы к устройствам также подходят земляные шины, которые соединены с такими же шинами на верхней стороне при помощи переходных отверстий в дальней правой части платы. В результате такой разводки на земляном слое платы появилось несколько замкнутых контуров.

Кроме того, расположенные горизонтально сигнальные линии прерывают дорожки обратных токов земляного слоя на нижней стороне платы. Единственным

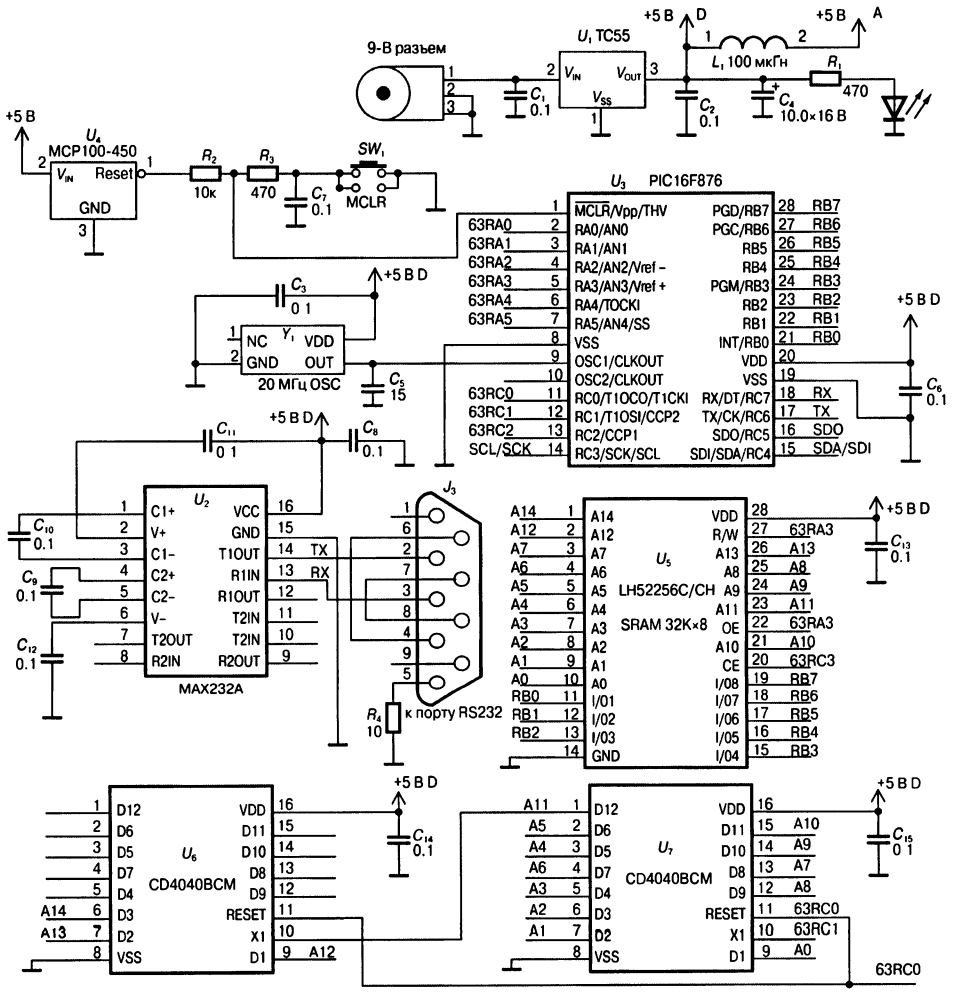


Рис. 11.17. Цифровая часть схемы, разводка которой показана на **Рис. 11.15, 11.16, 11.19** и **11.20**. Это принципиальная схема из документации на макетную плату MXDEV компании Microchip для 10- и 12-битных АЦП (MCP300X и MCP320x).

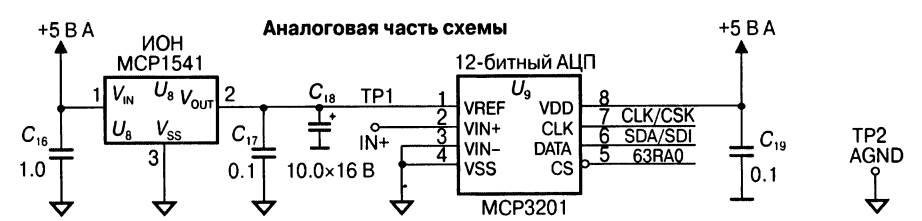


Рис. 11.18. Аналоговая часть схемы, разводка которй показана на **Рис. 11.15, 11.16, 11.19** и **11.20**. Это принципиальная схема из документации на макетную плату MXDEV компании Microchip для 10- и 12-битных АЦП (MCP300X и MCP320x).

положительным моментом является то, что аналоговые устройства (12-битный преобразователь и источник опорного напряжения 2.5 В) расположены далеко справа на плате, поэтому сигналы, попадающие на цифровую землю, не будут проходить возле этих микросхем.

На **Рис. 11.19** и **11.20** показан результат ручной разводки схем, приведённых на **Рис. 11.17** и **11.18**.

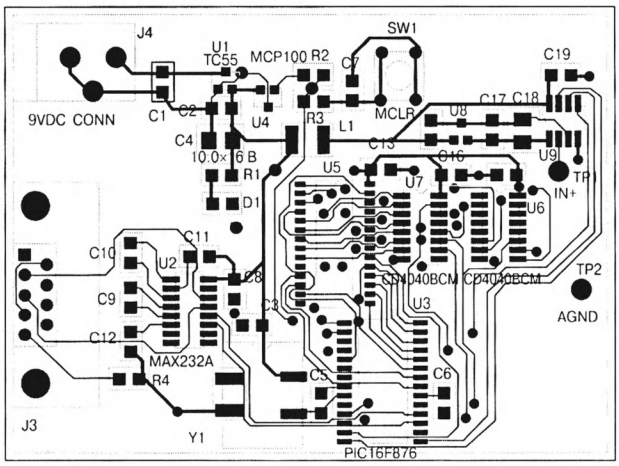


Рис. 11.19. Верхняя сторона платы разведённой вручную схемы, показанной на **Рис. 11.17** и **11.18**.

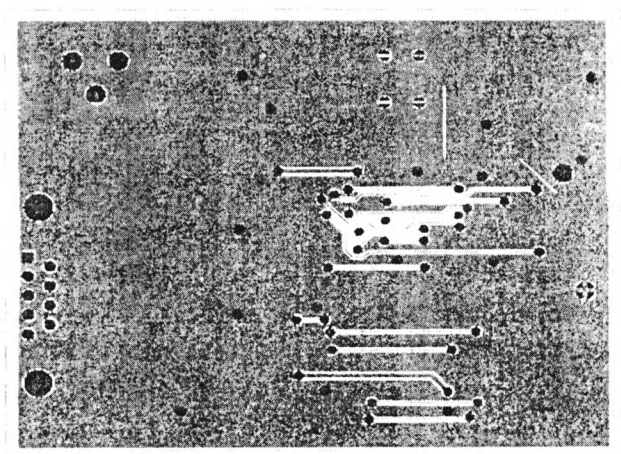


Рис. 11.20. Нижняя сторона платы разведённой вручную схемы, показанной на **Рис. 11.17** и **11.18**.

При выполнении трассировки этой аналого-цифровой схемы компоненты размещались на плате вручную с целью разделения цифровых и аналоговых час-

тей. При такой ручной трассировке применялось несколько полезных общих правил, что и дало положительные результаты. Вот эти правила:

1. В качестве пути для обратных токов по максимуму используйте земляной слой.
2. Разделите слои аналоговой и цифровой земли.
3. Если необходимо выполнить разрывы сигнальных проводников на стороне земляного слоя, то нужно делать их вертикальными, чтобы избежать помех от обратных токов по земляному слою.
4. Размещайте аналоговые цепи в дальнем конце платы, а цифровые цепи как можно ближе к разъёмам питания. Это уменьшит эффект, связанный с изменением токов $\delta I/\delta t$, при переключении цифровых схем.

Обратите внимание, что на каждой из этих двухслойных плат земляной слой размещён на нижней стороне. Это сделано лишь для того, чтобы инженер, работающий с платой, мог быстро посмотреть трассировку при возникновении проблем. Обычно такая методика используется в демонстрационных и макетных платах производителей оборудования.

В промышленных платах земляной слой чаще всего размещается на верхней стороне печатной платы, чтобы уменьшить влияние электромагнитных помех.

На всех презентациях, посвящённых разводке плат, мне задают в той или иной форме один вопрос: «Что будет, если руководство запретит мне использовать двухслойную разводку или земляной слой, а шум ещё нужно уменьшать и уменьшать? Как спроектировать схему без земляного слоя?». Обычно я отвечаю, что нужно убеждать руководство в необходимости применения земляного слоя, если они хотят получить надёжную схему. Основной причиной использования земляного слоя является его низкий импеданс. К тому же, эта технология способствует уменьшению уровня электромагнитных помех.

11.6. Дорожки обратных токов

Вот основные рекомендации, которыми следует руководствоваться при разводке дорожек обратных токов:

1. Они должны быть по возможности максимально широкими. Если в качестве земляных шин рассматривается вариант использования обычных дорожек на плате, то их следует делать как можно шире. Это эффективное средство, но следует учитывать, что самый тонкий участок земляной дорожки будет определять эффективную ширину проводника от этой точки до конечной (здесь под конечной точкой понимают самую удалённую от точки подключения питания).
2. Нужно избегать замкнутых земляных контуров.
3. Если нет возможности создать земляной слой, то нужно применять звездообразную схему разводки земли. На **Рис. 11.21** показан пример такой звездообразной топологии.

   При подобном подходе токи по земляной шине возвращаются в точку подключения питания по отдельным дорожкам. Обратите внимание, что на **Рис. 11.21** не все устройства имеют собственные дорожки обратных токов.

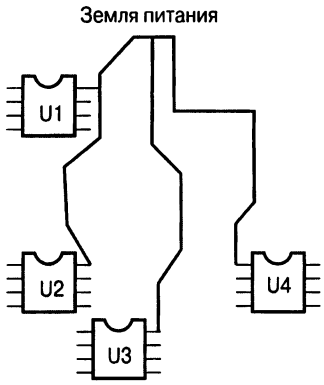


Рис. 11.21. Если земляной слой не допускается, то дорожки обратных токов следует разводить, используя звездообразную топологию.

Так, устройства U_1 и U_2 используют общую дорожку. Этот вариант можно использовать в том случае, если соблюдать приведённые ниже правила 4 и 5.

4. Цифровые токи не должны проходить через аналоговые устройства. При переключениях цифровых схем в дорожках обратного тока возникают довольно большие, но кратковременные токи. Это приводит к появлению напряжения на земляных дорожках из-за омического сопротивления и индуктивности дорожек. Для индуктивной составляющей земляного слоя или дорожки наведённое напряжение вычисляется по формуле $V = L\delta i/\delta t$, где V — результирующее напряжение, L — индуктивность земляного слоя или дорожки, δi — изменение тока, вызванное цифровым устройством, и δt — время изменения тока. Для расчёта влияния резистивной составляющей земляного слоя можно использовать формулу $V = RI$, где V — результирующее напряжение, R — сопротивление земляного слоя или дорожки, а I — изменение тока, вызванное переключением цифрового устройства. Обе эти составляющие приведут к изменению напряжения сигнала аналогового устройства относительно земли.
5. Быстро изменяющийся ток не должен протекать через земляные цепи низкоскоростных устройств. Обратные токи быстродействующих схем, протекающие по земляной шине, дают эффект, описанный в предыдущем пункте. Опять-таки, расчёт перепадов напряжения на земляном слое или дорожке можно выполнить по формулам $V = L\delta i/\delta t$ для индуктивной составляющей напряжения и $V = RI$ для резистивной составляющей. Как и в цифровых цепях, подобные колебания напряжения в быстродействующих схемах, попадая в сигнальную цепь аналоговых устройств, изменяют уровень напряжения полезного сигнала относительно земли.
6. Независимо от используемых методов разводки платы, дорожки обратных токов на землю должны иметь минимальные индуктивность и сопротивление.
7. Разрывы в земляном слое могут привести как к улучшению, так и к ухудшению работы схемы, поэтому здесь следует соблюдать осторожность.

Если разработчик из-за ограничений по стоимости не может убедить руководство использовать более качественные решения, можно воспользоваться не-

скольким советами по применению звездообразной топологии при разводке дорожек обратных токов, которые, при правильной реализации, позволят снизить остроту проблемы борьбы с шумом.

11.7. Особенности разводки 12-битных измерительных систем

Когда я принялась за эту главу, то сначала решила, что лучше всего принципы разводки качественной 12-битной системы можно изложить в стиле книги рецептов. При таком подходе планировалось дать некий образец разводки печатной платы, который мог бы облегчить дальнейшее изложение материала. Провозившись довольно долго, я поняла, что сделать это нереально.

Проблема довольно сложная, и я собираюсь дать базовое руководство, которое хочу закончить обзором тех проблем, с которыми разработчик может столкнуться в процессе разводки платы. Здесь мы рассмотрим примеры как хорошей, так и неудачной разводки. Эти вопросы мы обсудим в общем плане, поскольку не существует одного, единственно правильного варианта разводки устройства, которому нужно следовать всегда и везде.

В качестве примера я воспользуюсь схемой измерения сигнала тензодатчика, с помощью которой точно измеряется вес, приложенный к датчику, после чего результат отображается на экране жидкокристаллического дисплея. На **Рис. 11.22** показана принципиальная схема этого устройства, которую вы видели ранее в Главах 3 и 10. В Главе 3 было дано описание схемы, а в Главе 10 рассмотрены методы снижения уровня шумов в данной схеме.

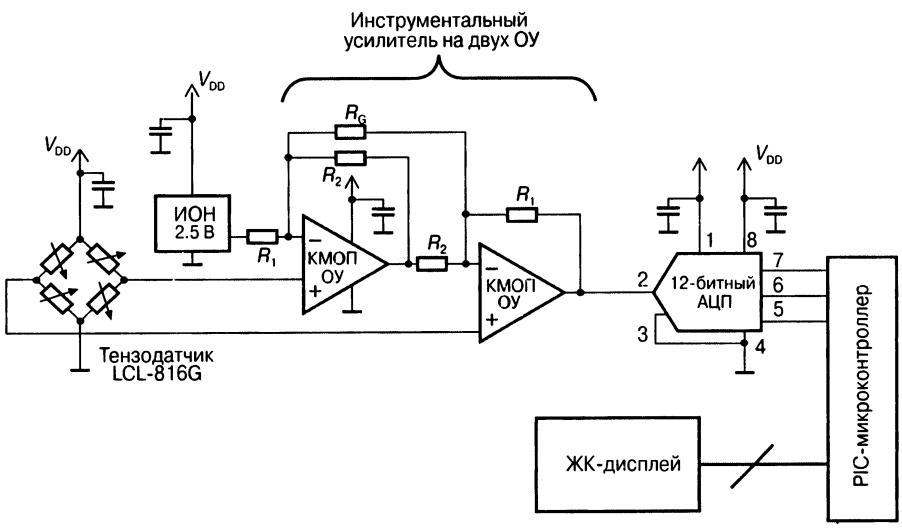


Рис. 11.22. Сигнал с выхода тензодатчика усиливается и фильтруется инструментальным усилителем на двух ОУ, затем передаётся на вход 12-битного АЦП. Результат преобразования отображается на ЖК-дисплее.

Тензодатчик LCL-816G, используемый в этой схеме, можно приобрести в фирме Omega. Датчик такого типа представляет собой четырёхэлементный резистивный мост, на который нужно подавать напряжение питания. При напряжении питания моста 5 В, приложенном к верхней по схеме части датчика, диапазон изменения напряжения на выходе моста составляет ±10 мВ при максимальной нагрузке 900 г.

Слабый дифференциальный сигнал с выхода датчика поступает на вход инструментального усилителя на двух ОУ, который его усиливает перед подачей на 12-битный аналого-цифровой преобразователь. Разрешение в 12 бит выбрано из соображений требуемой точности. Оцифрованный сигнал с выхода АЦП поступает в микроконтроллер через SPI-интерфейс преобразователя. Затем микроконтроллер, используя таблицы преобразования, преобразует полученные коды в вес и, при необходимости, выполняет линеаризацию, калибровку и другие действия, чтобы получить правильный результат. После этого результат выводится на жидкокристаллический дисплей. На последнем шаге я написала программу для микроконтроллера, после чего всё было готово к разводке платы.

11.8. Общее руководство по разводке платы: размещение компонентов

На первом шаге мне нужно расположить компоненты на плате. Здесь я выполняю оптимальное размещение, учитывая чувствительные к шуму компоненты и компоненты, создающие шум. При этом я использую два критерия:

1. Разделяю компоненты схемы на две категории: быстродействующие (выше 40 МГц) и относительно медленные. Быстродействующие приборы должны располагаться ближе к разъёму питания или к источнику питания на плате.
2. Разделяю указанные выше категории компонентов на три подкатегории: полностью цифровые, полностью аналоговые и аналого-цифровые. После этого цифровые приборы следует разместить ближе к разъёму питания или источнику питания платы.

11.9. Общее руководство по разводке платы: заземление и питание

После размещения компонентов на плате я могу создать слой питания и земляной слой. Здесь используется небольшой трюк.

При разводке платы я должна обязательно использовать земляной слой — это очень важно, если схема работает с аналоговыми или смешанными сигналами. Проблемы, возникающие с шумами на земляной шине, более сложно решить, чем проблемы шумов источника питания, поскольку напряжение аналоговых сигналов отсчитывается относительно потенциала земли. Например, в схеме, показанной на **Рис. 11.22**, инвертирующий вход АЦП MCP3201 присоединён к земле. Кроме того, земляной слой выполняет функцию экрана электромагнитных помех. Проблемы с шумами, возникающими на шине земли, легко разрешить, используя земляной слой, и почти невозможно решить при его отсутствии.

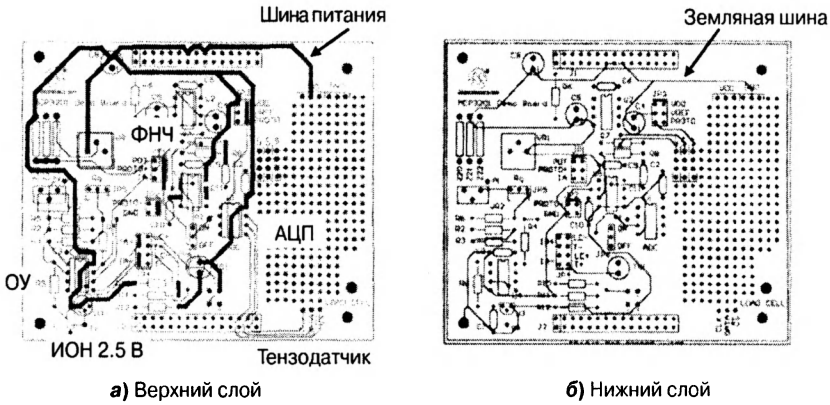


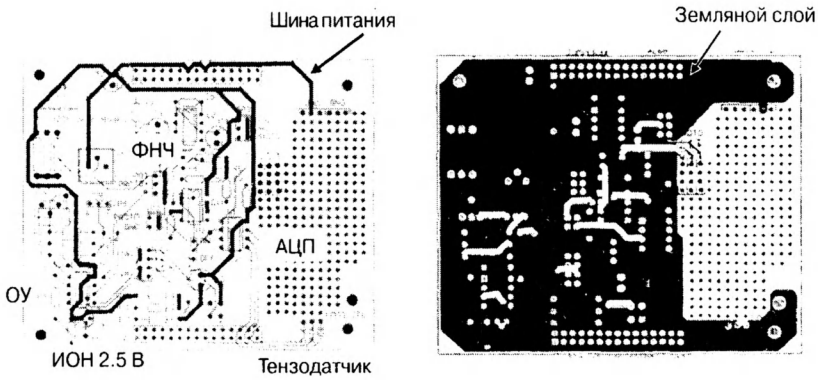
Рис. 11.23. Разводка верхнего (*а*) и нижнего (*б*) слоёв печатной платы для схемы на **Рис. 11.22**. Обратите внимание, что при таком варианте разводки отсутствует земляной слой и слой питания, а дорожки питания сделаны значительно шире, чем дорожки сигнальных цепей, чтобы уменьшить индуктивность цепей питания.

Тем не менее, я предполагаю, что для такого небольшого проекта земляной слой не нужен. На **Рис. 11.23** показана разводка платы без земляного слоя для принципиальной схемы, изображённой на **Рис. 11.22**.

Подтвердится ли моя теория насчёт ненужности земляного слоя? Для ответа на этот вопрос посмотрим на данные, полученные при обработке 4096 выборок и показанные на **Рис. 11.24**. Во время измерений напряжение питания на датчик не подавалось, а обработанные в микроконтроллере коды индицировались ЖК-дисплеем.

Рис. 11.24. Эта гистограмма построена по данным 4096 выборок на выходе АЦП. На печатной плате отсутствует земляной слой и слой питания (**Рис. 11.23**). Ширина шумовой полосы в схеме равна 15 кодам.

На **Рис. 11.25** показана та же самая разводка, что и на **Рис. 11.23**, но с добавленным земляным слоем на нижней стороне. Здесь земляной слой (**Рис. 11.25*б***) имеет несколько разрывов из-за сигнальных дорожек — их количество должно быть минимально. Дорожки обратных токов не должны быть слишком узкими, чтобы не оказывать сопротивление току, протекающему от устройства к разъёму питания. На **Рис. 11.26** показана гистограмма выходных данных АЦП, из которой видно, что, по сравнению с **Рис. 11.24**, выходные коды располагаются гораздо плотнее. При тестировании обеих плат использовались одни и те же активные устройства, хотя пассивные компоненты несколько различались, что и дало незначительную разницу в смещении.



а) Верхний слой

б) Нижний слой

Рис. 11.25. Разводка верхнего и нижнего слоёв печатной платы для схемы на **Рис. 11.22**. Обратите внимание, что в этом варианте разводки присутствует земляной слой.

Рис. 11.26. Гистограмма из 4096 выборок на выходе АЦП. Печатная плата имеет земляной слой, что видно на **Рис. 11.25**, а ширина шумовой полосы этой схемы уменьшилась до 11 кодов.

Из этих данных видно, что земляной слой оказывает влияние на уровень шумов схемы. Без земляного слоя на плате ширина шумовой полосы приблизительно равнялась 15 кодам, а с его добавлением характеристики улучшились почти в 1.5 раза (15/11 раза). Хочу отметить, что тест проходил в лаборатории с относительно низким уровнем электромагнитных помех.

Операционный усилитель в отсутствии фильтра, устраняющего эффект наложения спектров, вносит в цепь сигнала шум, который приводит к результатам, показанным на **Рис. 11.26**. Если схема содержит минимальное количество цифровых цепей, то достаточно использовать один земляной слой и один слой питания. Разработчик платы определил бы мои требования как минимальные.

Опасность соединения вместе цифровых и аналоговых земляных слоёв состоит в том, что аналоговые цепи могут собирать шумы на выводах питания и накладывать их на полезный сигнал. В любом случае мне нужно соединить вместе аналоговые и цифровые земли, как и шины источника питания, в одной или более точках схемы. Это даёт гарантию, что напряжение источника питания, диапазоны напряжений входных и выходных сигналов всех устройств будут находиться в допустимых границах.

Наличие слоя питания в 12-битной системе не так важно по сравнению с необходимостью земляного слоя. Хотя наличие слоя питания позволяет решить многие проблемы, увеличение ширины дорожек цепей питания на плате в два или три раза, а также установка развязывающих конденсаторов позволят успешно бороться с шумами источника питания.

11.10. Дорожки сигнальных цепей

Дорожки сигнальных цепей на плате (как цифровые, так и аналоговые) должны быть как можно короче. Соблюдение этого основного правила позволяет минимизировать возможность наводки посторонних сигналов в сигнальной цепи. Особое внимание следует уделить входным выводам аналоговых устройств. Входные импедансы устройств, как правило, значительно выше, чем на выходе или выводах питания. Например, в процессе выполнения преобразования вывод входного опорного напряжения АЦП наиболее чувствителен к шуму. Для 12-битного преобразователя, показанного на **Рис. 11.22**, входы IN+ и IN– также будут весьма чувствительны к наведённому шуму.

Другой путь попадания помехи в сигнальную цепь — выводы входов операционного усилителя, которые имеют входное сопротивление порядка $10^9...10^{13}$ Ом и чувствительны к наведённым токам. Посторонний сигнал может попасть в сигнальную цепь, если проводник, идущий к высокоомному входу, расположен рядом с проводником, напряжение на котором изменяется очень быстро, например происходят перепады уровней цифровых или аналоговых сигналов. В этом случае, при достаточно близком расположении высокоомной цепи и дорожки с быстрыми перепадами напряжения (тактовые или синхронизирующие импульсы и т.д.), в цепи с высоким импедансом через распределённую ёмкость наводится помеха, которая и приводит к погрешностям в сигнальной цепи (эту тему мы рассматривали чуть раньше в данной главе).

11.11. Фильтрация и развязка

Хотя эта глава посвящена практике разводки печатных плат, я решила, что было бы неплохо рассмотреть некоторые принципы проектирования схем. Хорошее правило состоит в том, чтобы в цепи питания были включены развязывающие конденсаторы, иначе шансы получить 12-битную точность можно исключить.

11.11.1. Развязывающие конденсаторы

Развязывающие конденсаторы устанавливаются в двух местах печатной платы: один возле источника питания (от 10 до 100 мкФ) и один для каждого активного устройства (цифрового и аналогового). Ёмкость развязывающего конденсатора возле устройства зависит от полосы пропускания устройства: если она не превышает 1 МГц, то почти весь наведённый шум можно убрать, включив конденсатор ёмкостью 1 мкФ. Если полоса пропускания больше 10 МГц, то подойдёт конденсатор ёмкостью 0.1 мкФ. В диапазоне между этими двумя значениями можно использовать оба или любой из этих конденсаторов. Для справки лучше обращаться к технической документации на устройство.

Развязывающий конденсатор нужно устанавливать для каждого активного устройства на плате и размещать его как можно ближе к выводу источника питания (**Рис. 11.25**). При использовании двух развязывающих конденсаторов для одного устройства конденсатор меньшей ёмкости должен располагаться ближе к выводу устройства. Наконец, длина выводов развязывающего конденсатора должна быть минимальной.

11.11.2. Фильтр, устраняющий эффект наложения спектров

Можно заметить, что в схеме на **Рис. 11.22** отсутствует фильтр, устраняющий эффект наложения спектров. Из полученных в результате тестирования данных

Рис. 11.27. Результаты работы преобразователя (**Рис. 11.22**) после включения в схему ФНЧ 2-го порядка и добавления земляного слоя на печатную плату.

стало очевидно, что такой недочёт вызвал проблемы с шумами в схеме. После установки 10-Гц ФНЧ 2-го порядка между выходом инструментального усилителя и входом АЦП характеристика преобразования значительно улучшается (**Рис. 11.27**).

Аналоговая фильтрация позволяет удалить шум, наложенный на полезный сигнал ещё до АЦП. В частности, аналоговый фильтр нижних частот подавляет высокочастотный шум, поэтому в выходном сигнале преобразователя будет отсутствовать шумовая составляющая.

11.12. Советы по разводке печатной платы

Хорошей разводки печатной платы вовсе не так уж трудно достичь, если следовать нескольким простым правилам:

1. Проверяйте расположение устройств по отношению к разъёмам. Убедитесь, что быстродействующие и цифровые устройства расположены как можно ближе к разъёмам.
2. Проектируйте печатную плату как минимум с одним земляным слоем.
3. Делайте дорожки питания более широкими, чем остальные проводники на плате.
4. Просмотрите дорожки обратных токов и возможные источники помех по земляной шине, для чего определите плотность тока во всех точках земляного слоя и, исходя из этого, потенциальный уровень шумов.
5. Правильно выполняйте развязку цепей питания всех устройств. Размещайте конденсаторы как можно ближе к выводам питания устройства.
6. Делайте все дорожки как можно короче.
7. Просмотрите все дорожки, ведущие к узлам с высоким импедансом, на предмет возможной ёмкостной связи с соседними дорожками.
8. Убедитесь, что фильтрация сигналов в цепях со смешанными сигналами выполнена правильно.

Разводка аналоговых и цифровых схем различаются незначительно. Когда дело касается влияния появляющихся на плате паразитных компонентов, то аналоговые схемы проявляют более высокую чувствительность, хотя и цифровые схемы не такие уж и неуязвимые. Устройства, которые выполняют аналоговые и цифровые функции, например АЦП, следует рассматривать как аналоговые и применять соответствующие методы разводки. Хотя двухслойные платы проектировать сложнее, но при тщательной ручной трассировке все проблемы можно решить, тем более что неудачную разводку всегда можно переделать.

При разводке смешанных аналого-цифровых схем только тщательная разводка позволяет разработать хорошую печатную плату. Стратегия разводки состоит в выполнении набора определённых правил, чтобы получить качественный продукт, поскольку обойтись только тестированием платы в лаборатории будет довольно сложно. Даже при некотором сходстве в методике разводки плат с цифровыми и аналоговыми схемами следует чётко понимать различия в подходах к проектированию.

Решение всех проблем может потребовать много времени, особенно при отсутствии соответствующих инструментальных средств для анализа. В арсенале разработчика должны быть инструментальные средства для проведения, как минимум, быстрого преобразования Фурье (БПФ), временного анализа (осциллограмма) и анализа по постоянному току (гистограммы). Эти средства мы использовали для идентификации шумов источника питания, помех, вызванных переключением схем, и искажений, возникающих в усилителе при работе с сигналами, выходящими за диапазон допустимых значений.

Литература

1. MXDEV is a trademark of Microchip Technology Inc. in the USA and other countries.
2. SPI™ port is a trademark of Motorola. The Microchip name and logo, PIC, PICmicro, microID and KeeLoq are registered trademarks of Microchip Technology Inc. in the USA and other countries. All other trademarks are the property of their respective owners.
3. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, 2nd ed., Henry W. Ott, Wiley, 1998. Noise and Other Interfering Signals, Ralph Morrison, John Wiley & Sons, 1992.
4. «Circuit Layout Techniques and Tips: 6 Part», Baker, Bonnie C, First Published in analog-Zone (2002, 2003) and reproduced with permission.

ГЛАВА 12

ОТЛАДКА СХЕМ

Если вы пытаетесь решить проблемы, возникающие при обработке сигналов, то лучше всего использовать не одно, а несколько инструментальных средств. Если в системе обработки сигнала присутствует аналого-цифровой преобразователь, то определить его характеристики можно, воспользовавшись тремя основными методами, которые позволяют оценить эффективность процесса преобразования сигнала, а также влияние остальной части схемы, включая разводку печатной платы всего устройства, на полученные данные.

Основными методами тестирования являются быстрое преобразование Фурье (БПФ), анализ во временной области и анализ по постоянному току. В настоящей главе исследуются варианты применения этих инструментальных средств для определения источника проблем на печатной плате схемы. Мы определимся, что искать, где искать и как проверить, имеются ли проблемы и, если имеются, то как их решить.

12.1. Базовые средства отладки и поиска неисправностей

Разработчик должен иметь в лаборатории несколько основных приборов. Для начала нужно оснастить лабораторию паяльником, мультиметром и настольным осциллографом. Могут сказать, что этого недостаточно, чтобы качественно выполнить отладку, и, наверное, это действительно так, но такой комплект оборудования даёт возможность достаточно глубоко изучить проблемы в схеме. Конечно, имеются и другие инструменты отладки, но сейчас поговорим только об этих трёх.

Вы, вероятно, понимаете, что для монтажа схемы необходим паяльник. Но не менее важно знать и то, что паяльник нужен для проверки качества пайки соединений на плате. Мне приходилось сталкиваться с подобной проблемой чаще, чем вы можете себе представить. Может, например, случиться так, что схема вообще не работает или генерирует какие-то неожиданные или странные сигналы. Если вы хорошо паяете, то проверять качество соединений вам не придётся. Замечательно, если у вас в штате есть техники — они, скорее всего, сделают всё лучше и

быстрее, чем вы. Но если по какой-то случайности вы (или они) не пропаяли соединение или же пропустили его, умение паять сэкономит вам массу времени.

Мультиметр — второй инструмент, который нужно иметь в лаборатории. Это может быть портативный карманный прибор, который, вполне вероятно, будет хорошо работать, но здесь имеется одно «но». Нельзя экономить деньги, покупая дешёвое оборудование, например, дешёвый мультиметр. Хотя он будет выдавать результаты измерений, но эти результаты не будут отличаться точностью, а это неприятная ситуация, особенно для тех, кто привык безоговорочно доверять оборудованию.

Вот пример. Как-то во время работы в лаборатории мы пытались измерить падение напряжения на резистивном делителе. Один резистор был внешним, а другой находился в микросхеме усилителя. Мы постоянно измеряли очень низкие уровни напряжения недорогим вольтметром. Один из моих сотрудников воскликнул: «Всё это выглядит так, будто производитель микросхемы не знает, что выпускает, так как сопротивление резистора в документации указано неправильно».

Прочитав руководство пользователя вольтметра, мы узнали, что входное сопротивление прибора всего лишь 100 кОм. Это стало для меня новостью, поскольку я привыкла использовать вольтметры с сопротивлением как минимум 10 МОм, а то и выше. Сопротивления резисторов в цепи, где мы проводили измерения, были в пределах нескольких десятков килоом. Наш измерительный прибор (вольтметр) изменял свойства делителя из-за своего сопротивления. Отсюда вывод: не экономьте на оборудовании. Ещё один важный момент: изучите параметры используемого оборудования, чтобы можно было понимать и контролировать достоверность полученных результатов.

После подачи на плату напряжения питания проверьте мультиметром постоянные напряжения в разных точках схемы. Соедините отрицательный щуп прибора с землёй платы и убедитесь, что напряжение питания в разных точках шины питания соответствует расчётному. Затем, касаясь щупом выводов питания микросхем на плате, а не проводников питания, идущих к устройствам, проверьте напряжение питания каждого устройства относительно земли. Кроме того, проверьте и другие постоянные напряжения на плате (источники напряжения смещения, делители напряжения и т.д.).

Третье устройство из арсенала лабораторного оборудования, которое вам понадобится, — настольный осциллограф. Особенно мне нравятся цифровые осциллографы. Замечу, что в некоторых случаях вы увидите, что аналоговые осциллографы дают лучшую картинку, без шумов, вызванных наложением спектров, но цифровой прибор более удобен. Осциллограф применяется для измерения меняющихся во времени аналоговых сигналов (входных сигналов, тактовых частот и т.д.).

К примеру, вы пытались когда-нибудь наблюдать на осциллографе последовательный сигнал на выходе АЦП? Вы скажете, что в этом нет ничего сложного. А вы пытались определить значение каждого бита в кодовой комбинации? С помощью цифрового осциллографа можно наблюдать каждый бит и определить его среднее значение на протяжении нескольких преобразований. Например, мой лабораторный осциллограф усредняет 128 значений. Этого более чем достаточно, чтобы выявить ошибку в одном из кодов на выходе АЦП. Такая методика очень удобна, если вы уверены, что код на выходе АЦП меняется где-то на самой плате,

но не можете определить где. Это может случиться, скажем, на выходе преобразователя или на выходе микросхемы памяти, или где-нибудь ещё.

В заключение обзора лабораторного оборудования мне хотелось бы посоветовать применять демонстрационные или отладочные платы производителя оборудования. Они имеют качественную разводку, поэтому установленные на них устройства работают в оптимальном режиме. Если вам повезёт с таким модулем, то производитель, продвигая свой товар, позаботится о возможности вывода сигналов с выхода вашего устройства на экран компьютера, так что можно будет увидеть гистограммы, осциллограммы или результаты БПФ и т.д. Обычно эти результаты представлены на выходе устройства в цифровой форме, но можно на имеющемся свободном пространстве такой демоплаты собрать любую схему.

Можно надеяться, что демонстрационные и отладочные платы позволят вам получить многократные выборки за определённые интервалы времени для входных сигналов постоянного тока разрабатываемой системы и отобразить их в виде гистограммы. Таким образом, результаты измерений по постоянному току можно получить различными путями. С помощью мультиметра можно получить лишь усреднённое значение напряжения, в то время как гистограмма на основе отдельных выборок даёт более широкое представление о том, что происходит в схеме. Такой расширенный вариант измерения по постоянному току даёт информацию о поведении системы во времени, что позволяет определить изменения параметров во времени и в диапазоне температур.

С помощью подобных инструментальных средств можно получить оценочные результаты вашей работы. В дальнейшем вам понадобится найти подходящие инструментальные средства для решения конкретных проблем. Применение некоторых из них мы обсудим на примерах в данной главе. Следует только помнить, что эти рекомендации — лишь основа для начала работы по отладке и настройке вашей схемы, поскольку, при необходимости, вы можете приобрести и более дорогое оборудование с расширенными возможностями.

12.2. Проверка работы АЦП

В нашем последующем обсуждении мы воспользуемся схемой на **Рис. 12.1**, которая встречалась ранее в Главе 3 (**Рис. 3.8**), Главе 10 (**Рис. 10.5**) и Главе 11 (**Рис. 11.22**). В Главе 3 мы рассматривали возможности этой схемы для измерения давления или нагрузки. Схема эффективно преобразует дифференциальный аналоговый сигнал в несимметричный, что не так просто выполнить при помощи цифровых схем, поскольку потребуется одновременно осуществлять две выборки дифференциального сигнала.

Если, например, брать две независимые выборки сигнала в каждом плече датчика давления, а затем их вычитать, то из-за синфазной помехи осуществлять эту выборку придется на высокой скорости. Чтобы подавить синфазный сигнал помехи на низкой частоте, допустим, 50 или 60 Гц, требуется очень высокая скорость преобразования (около 6.2 Мвыб/с для подавления частоты 60 Гц при точности в 0.25 LSB). Можете проверить эти теоретические расчёты в лаборатории на демоплате производителя.

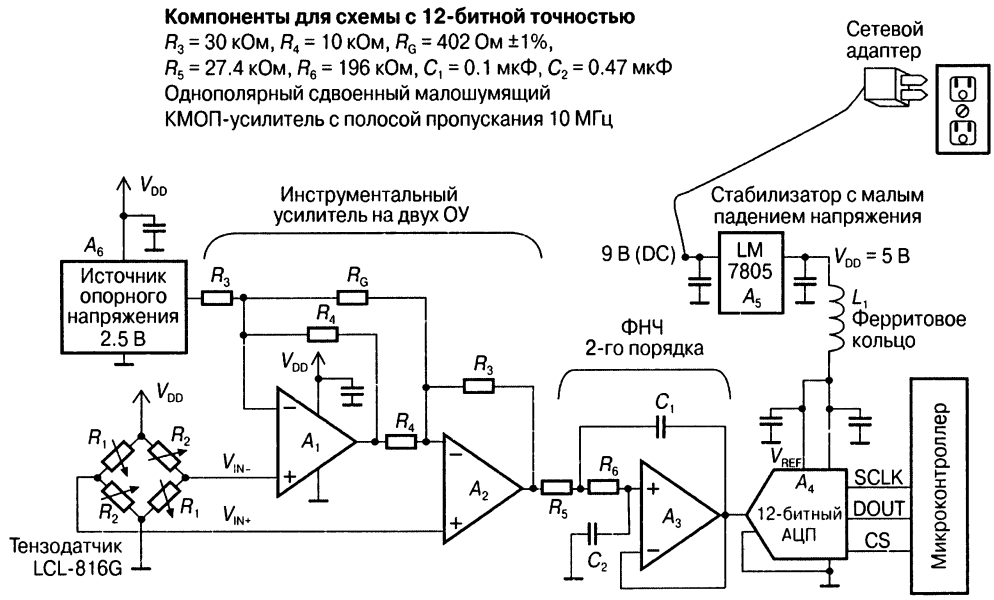


Рис. 12.1. Окончательный вариант принципиальной схемы со всеми необходимыми модификациями. Инструментальный усилитель на операционных усилителях A_1 и A_2 усиливает напряжение сигнала на выходе датчика давления SCX015, которое затем поступает на фильтр нижних частот (A_3), подавляющий наложенный на сигнал шум. С выхода фильтра сигнал поступает на вход 12-битного аналого-цифрового преобразователя. Возле всех активных устройств платы установлены развязывающие конденсаторы, а дроссель L_1 выполняет фильтрацию напряжения на выходе сетевого адаптера, ослабляя тем самым высокочастотный шум источника питания.

Проблемы шумоподавления мы обсуждали в Главе 10, где на примере данной схемы были показаны преимущества, которые даёт использование аналоговых фильтров. В процессе обсуждения мы пришли к заключению (по крайней мере, теоретическому), что установка аналоговых фильтров нижних частот перед аналого-цифровым преобразователем позволяет подавить сигналы высших частот, которые могли бы попасть в выходной цифровой сигнал. В результате на выходе преобразователя мы бы наблюдали влияние шумов в младших битах. Возможно ли удостовериться в этом с помощью вышеперечисленного оборудования в вашей лаборатории?

В Главе 11 мы обсудили разводку печатной платы для данной схемы и установили, что использование сплошного земляного слоя и разделение цифровой и аналоговой части схемы позволяет улучшить её характеристики. Давайте вновь вернёмся к этой схеме, чтобы убедиться, что все теоретические предположения из Главы 3 и Главы 10 соответствуют истине.

Для тестирования схемы на оба входа инструментального усилителя (V_{IN+} и V_{IN-}) подаётся напряжение 2.5 В при напряжении источника питания и источника опорного напряжения АЦП, равном 5 В. При таком значении опорного напряжения величина младшего значащего бита (LSB) 12-битного преобразователя составляет 1.22 мВ. При соблюдении указанных условий мы должны получить на

выходе АЦП код 2049, что соответствует 2.5 В/1.22 мВ. Это означает, что в каждой выборке на выходе преобразователя будет появляться один и тот же код. При отсутствии погрешности напряжения смещения усилителя и опорном напряжении 2.5 В код на выходе будет иметь единственное значение, равное 2049.

На **Рис. 12.2** показана разводка окончательного варианта схемы, приведённой на **Рис. 12.1**.

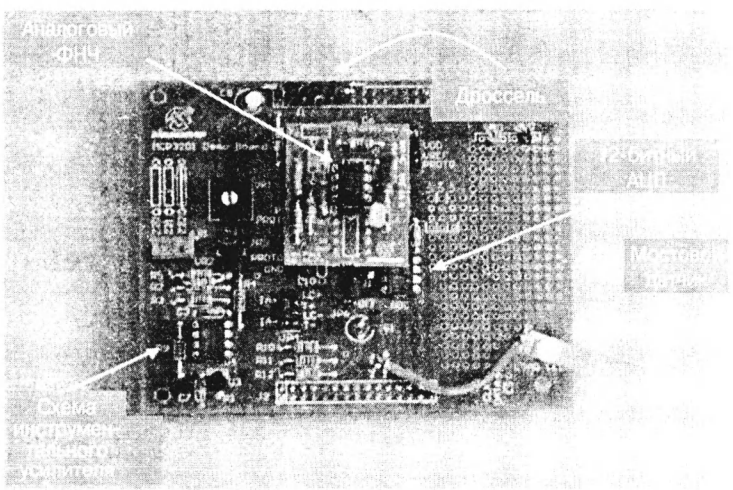
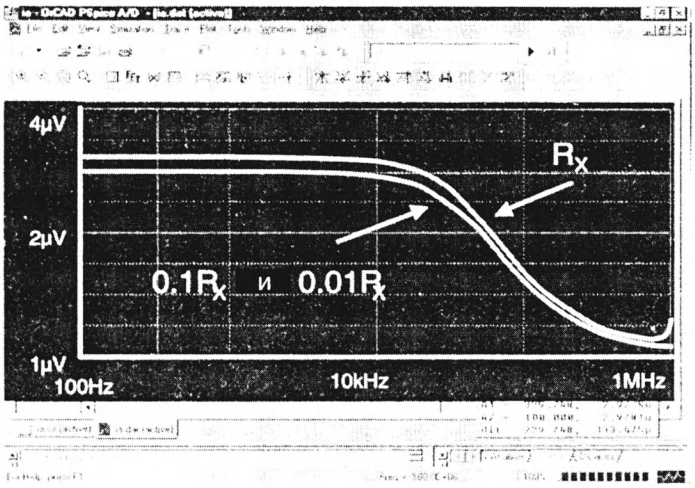


Рис. 12.2. Окончательный вариант разводки схемы, приведённой на **Рис. 12.1**. Для проверки эффективности внесённых в схему изменений желательно провести лабораторные испытания платы. Сигнал тензодатчика преобразуется АЦП в цифровой код, который через разъём платы передаётся в микроконтроллер для последующей обработки. Наконец, данные с микроконтроллера по последовательному порту RS-232 (здесь не показан) передаются в компьютер. На этой плате можно увидеть аналоговый фильтр нижних частот, развязывающие конденсаторы и дроссель в цепи питания (L_1). Перечисленные меры плюс снижение шумов резисторов, входящих в состав инструментального усилителя, позволили настолько снизить уровень шумов в схеме, что это даёт основания считать такую систему обработки данных действительно 12-битной. Все усовершенствования схемы были проверены мной в лаборатории на демонстрационной плате компании Microchip с использованием соответствующего программного обеспечения для интерфейса.

Эта схема имеет множество усовершенствований, которые должны обеспечить хорошую повторяемость 12-битной кодовой комбинации на выходе преобразователя. Для проверки правильности предсказанных теоретически изменений после каждой модификации выполнялось лабораторное тестирование схемы. Например, мне показалось, что исходные сопротивления резисторов в составе инструментального усилителя были слишком большими, поэтому пришлось проверить эту версию с помощью SPICE-моделирования (**Рис. 12.3**), а затем и на макете.

Поиск источников шума (Глава 10) инструментального усилителя, расположенного на данной плате, был выполнен с помощью SPICE-моделирования. По результатам моделирования схемы стало очевидно, что резисторы с более высокими сопротивлениями (R_3 = 300 кОм, R_4 = 100 кОм, R_G = 4.02 кОм) способство-



R_X [Ом]	Плотность шумов [нВ/√Гц]
(R_3) 1к	4.069
(R_4) 3к	7.027
(R_3) 10к	12.83
(R_4) 30к	22.22
(R_3) 100к	40.69
(R_4) 300к	70.27

Рис. 12.3. По результатам SPICE-моделирования (оно обсуждалось в Главе 10) стало очевидно, что резисторы в схеме на **Рис. 12.1** являются источником шумов, после чего они были заменены. Гистограмма показывает, что после такой замены немного улучшилась повторяемость кода на выходе АЦП.

вали появлению шума, что, в общем, не было для меня сюрпризом. Тем не менее, теоретические расчёты, проведённые в Главе 10, следовало проверить на макете. После такой проверки полученные результаты были представлены в виде гистограмм. Тестирование выполнялось отдельно для резисторов с меньшими сопротивлениями (R_3 = 30 кОм, R_4 = 10 кОм, R_G = 402 Ом), создающих меньший уровень шумов, и для резисторов с более высокими номиналами. На гистограмме для резисторов с более низкими сопротивлениями было заметно некоторое улучшение шумовых параметров, например стандартное отклонение изменилось с 0.375 до 0.346.

12.3. Шумы источника питания

Часто источником помех в схемах является блок питания. Шум источника питания попадает в активные устройства через выводы питания, причём обнаружить такой сигнал в лаборатории было довольно сложно, и я объясню почему. На **Рис. 12.4** показан исходный вариант разводки этой схемы.

На **Рис. 12.5** приведена гистограмма выходных данных АЦП для схемы на **Рис. 12.1**, собранной на печатной плате, которая показана на **Рис. 12.2** (без катушки индуктивности L_1). Данные на **Рис. 12.5** получены для 4096 выборок при частоте выборки АЦП, равной 40 квыб/с.

Анализируя данные, приведённые на **Рис. 12.5**, можно предположить наличие в этой системе случайного шума. Действительно ли это так? При анализе указанных данных в лаборатории многие инженеры утверждали, что подобная проблема связана с преобразователем. Для такого предположения действительно имеются все основания, но это нужно ещё доказать.

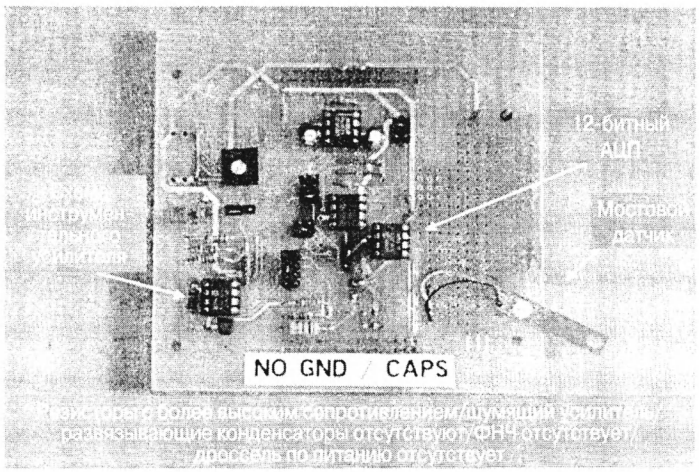


Рис. 12.4. Исходная разводка печатной платы для схемы на **Рис. 12.1** привела к появлению многочисленных проблем. Установленные в схеме инструментального усилителя резисторы имели большие сопротивления (R_3 = 300 кОм, R_4 = 100 кОм, R_G = 4.02 кОм), а в самом инструментальном усилителе применялись ОУ с высоким уровнем шумов. На плате не были установлены развязывающие конденсаторы и фильтр нижних частот, а также отсутствовал дроссель L_1 (см. **Рис. 12.1**) на выходе источника питания.

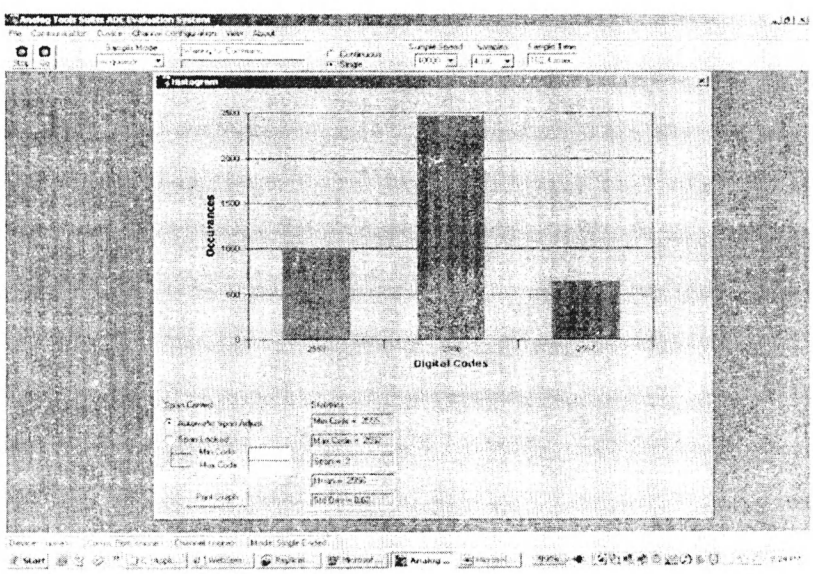


Рис. 12.5. Это выборка 4096 выходных данных 12-битного АЦП, приведённого на **Рис. 12.1**. Частота выборки всех 4096 измерений составляет 40 квыб/с. По виду гистограммы можно предположить, что имеется шум либо в самом АЦП, либо в цепи аналогового сигнала до входа преобразователя.

Следующий шаг в наших исследованиях — анализ графика БПФ, который представляет полученные данные в частотной области. Спектр сигнала мог бы прояснить вопрос насчёт случайного характера шума. Результаты БПФ-графика (**Рис. 12.6**) стали сюрпризом для всех нас!

Этот «случайный» шум, который мы сначала наблюдали на гистограмме, вовсе не казался случайным на графике БПФ (**см. Рис. 12.6**). Основная частота такого шума, сопровождаемая высшими гармониками, была равна 1982.6 Гц.

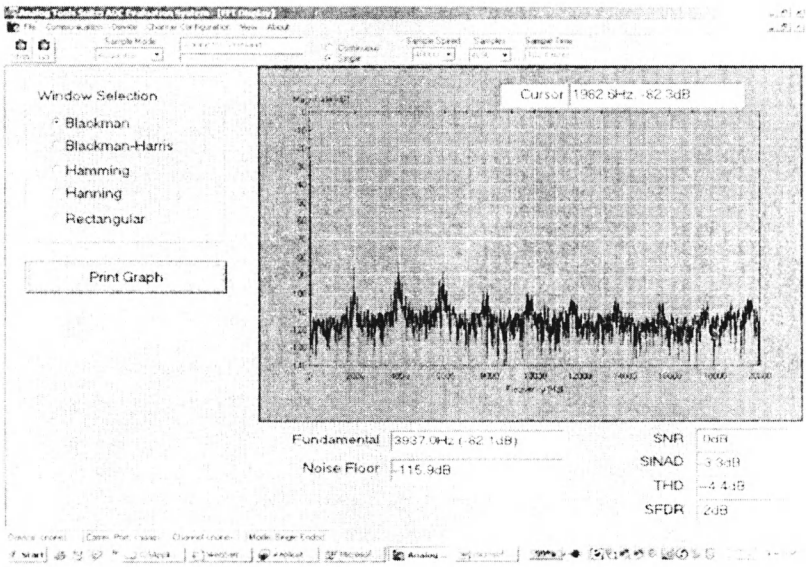


Рис. 12.6. График БПФ для данных на **Рис. 12.5** несёт в себе сюрпризы. На **Рис. 12.5** использованы те же данные, но вместо БПФ приведена их гистограмма. При выполнении анализа методом БПФ мы ожидали увидеть случайный шум, который в этом случае представлял бы собой горизонтальную полосу, проходящую вдоль всей осциллограммы, но на самом деле здесь можно наблюдать сигнал основной частоты приблизительно 1982.6 Гц, и его никак нельзя отнести к случайному шуму.

На последнем шаге нашего испытания в качестве альтернативного методу БПФ был выполнен анализ данных во временной области с помощью осциллографа. Полученная осциллограмма показана на **Рис. 12.7**.

Дальнейшие исследования схемы показывают, что источником шума, наблюдаемого на осциллографе и графике БПФ, является импульсный источник питания (сетевой адаптер). Возникает вопрос, а откуда это стало известно? Должна сказать, что и сама не вполне это понимаю. Возможно, подозрение упало на источник питания после анализа всех компонентов и проводящих дорожек на печатной плате (см. Главу 11).

В схеме дополнительно был установлен дроссель (L_1) и развязывающие конденсаторы. Один из них, ёмкостью 10 мкФ, был расположен возле источника питания, а конденсаторы ёмкостью 0.1 мкФ — вблизи выводов питания активных элементов. При повторной проверке временных характеристик с помощью ос-

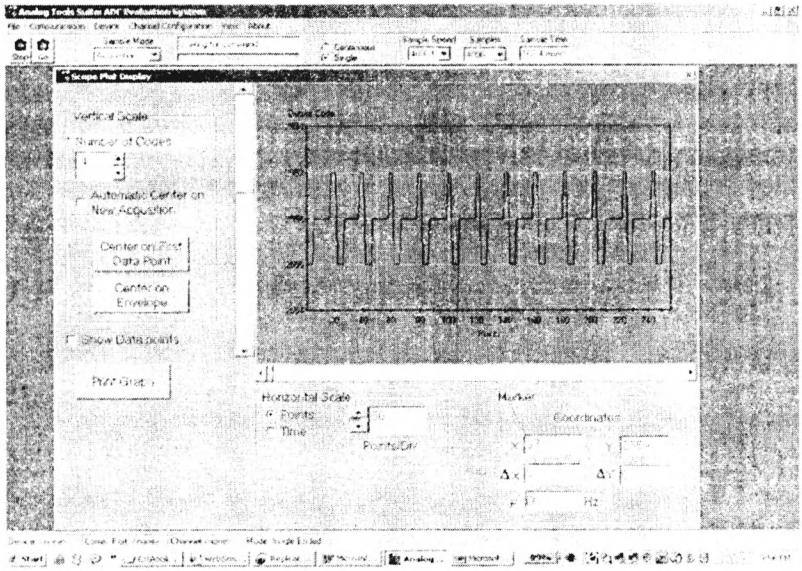


Рис. 12.7. Представление выходных данных 12-битного АЦП во временной области позволяет увидеть интересующий нас периодический сигнал. Этот сигнал приводит нас к источнику питания. Графики каждой из диаграмм на **Рис. 12.5**, **12.6** и **12.7** используют один и тот же набор данных.

циллографа оказалось, что выходной сигнал АЦП соответствует строго постоянному напряжению. Это подтверждается и гистограммой на **Рис. 12.8**. Что же касается БПФ-графика, то на нём мы уже ничего не увидим, поскольку на выходе преобразователя присутствует только одно значение цифрового кода. Таким образом, и это показывает повторный анализ данных, подобные изменения в схеме привели к исключению источника шума из цепи сигнала.

Для обнаружения проблемы мы сделали десять шагов. На первом шаге мы проверили постоянные напряжения на плате и убедились, что всё в порядке. Затем мы проанализировали сигналы на выходе преобразователя (**Рис. 12.5**), представленные в виде гистограммы, которые соответствуют многочисленным выборкам постоянного напряжения. Данные для постоянного напряжения были собраны при помощи программного обеспечения производителя и отладочной платы с аналого-цифровым преобразователем. Мы исследовали все теоретические аспекты появления шумов в сигнале, но ничего полностью так и не было подтверждено.

На следующем шаге с помощью БПФ были проанализированы исходные данные гистограммы. Можно было бы, конечно, использовать только данные осциллографа (что, вполне возможно, сэкономило бы время), но с помощью БПФ-диаграммы были выявлены некоторые сомнительные результаты. С помощью БПФ мы выяснили, что шум был вовсе не случайным, а имел периодическую составляющую (**Рис. 12.6**).

На данный момент у нас было достаточно информации, чтобы приблизиться к разгадке источника шумов в схеме, но мне хотелось получить решение в иной форме.

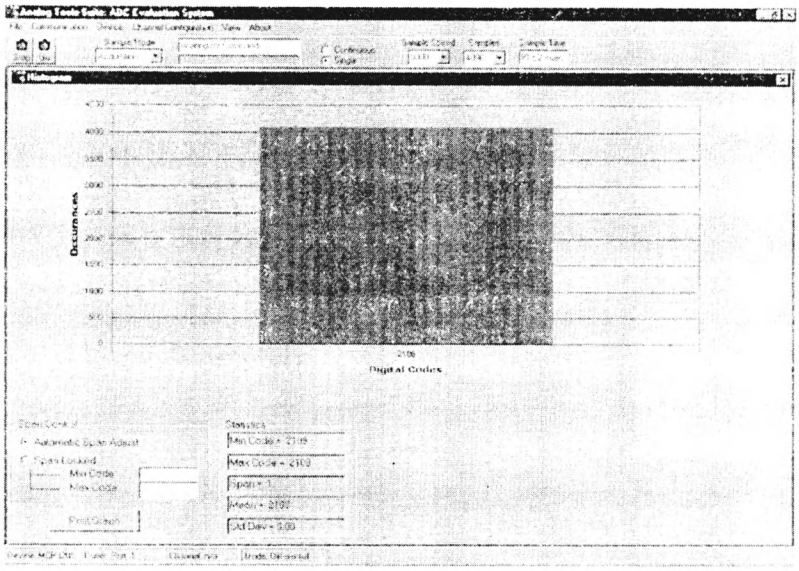


Рис. 12.8. При значительном уменьшении уровня шумов источника питания выходной код 12-битного АЦП стал принимать одно значение (в данном случае — 2108).

Затем мы просмотрели на осциллографе те же самые данные (**Рис. 12.7**). С тремя разными формами представления одних и тех же данных мы наполовину продвинулись в решении проблемы с источником помех. С этого момента мы начали тщательно анализировать подозрительные устройства и пришли к выводу, что проблему с помехами создаёт источник питания, в качестве которого использовался сетевой адаптер. Затем я установила фильтры, состоящие из дросселя L_1 и развязывающих конденсаторов, возле выводов питания каждого активного устройства, пытаясь таким образом исключить шум источника питания. И вот удача — проблема, наконец, была решена (**Рис. 12.8**).

Как видите, процесс довольно утомительный, но он всё же завершился. Один из выводов, который можно сделать, таков: проверяйте теоретические выводы с помощью имеющихся инструментальных средств, но не собирайте данные ради самого процесса. Кажется, мы закончили с этой схемой? Пока нет, впереди нас ждут температурные тесты.

12.4. Неправильное использование операционных усилителей

Возвращаясь к схеме на **Рис. 12.1**, мы видим, что сигнал переменного тока с частотой 1 кГц попадает на неинвертирующий вход (V_{IN+}) инструментального усилителя. Данный сигнал не характерен для схемы с тензодатчиком на **Рис. 12.1**, однако это может служить иллюстрацией того, как влияет аналоговый входной каскад на аналоговую сигнальную цепь. На **Рис. 12.9** приведены характеристики этой схемы при указанных выше условиях в виде результатов БПФ. Вы должны

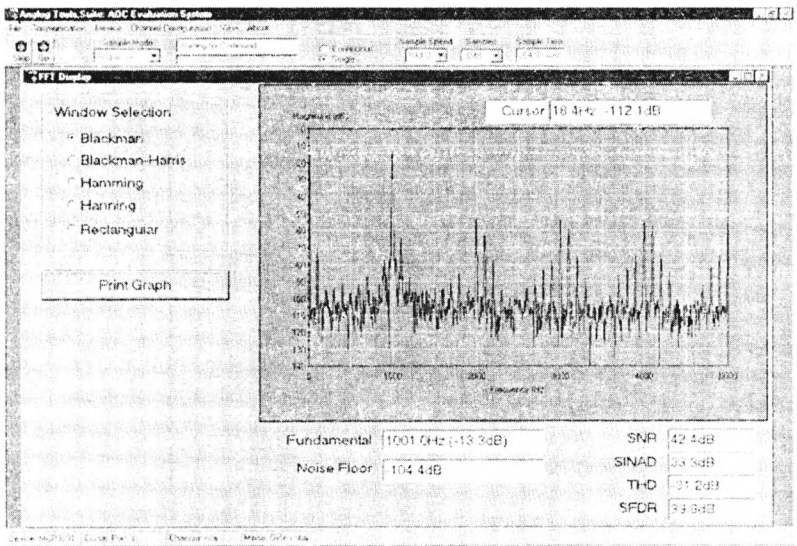


Рис. 12.9. Результат БПФ показывает ранее не замеченные искажения сигнала в нашей схеме. Этот сигнал попал на вход инструментального усилителя только после изменений в схеме. Что, по вашему мнению, может являться причиной искажений: сам внешний сигнал, усилитель или аналого-цифровой преобразователь?

заметить, что здесь минимальный уровень шумов значительно выше по сравнению с любыми другими результатами БПФ, показанными ранее. Кроме того, здесь имеются составляющие на многих частотах, которые сложно отслеживать.

Спектр сигнала сейчас имеет другой вид по сравнению с предыдущим результатом (**Рис. 12.6**). Искажения, показанные на осциллограмме (**Рис. 12.9**), наблюдаются на основной частоте 1 кГц, что подтвердилось при исследовании входного сигнала на выводе V_{IN+} с помощью осциллографа. Измерения проводились на частоте входного сигнала. При возникновении такой проблемы лучше всего исследовать сигнал по цепи его прохождения и анализировать поведение каждого элемента в этой цепи.

Гистограмма данных на выходе АЦП много информации не даёт, поэтому лучше отследить искажения методом временного анализа сигнала или используя данные осциллографа для выходных кодов аналого-цифрового преобразователя. На **Рис. 12.10** показана осциллограмма выходных данных вместе с увеличенным фрагментом.

На первый взгляд, в синусоиде, полученной из выходного сигнала АЦП, нет ничего странного (**Рис. 12.10**). Но, присмотревшись внимательнее к её нижней части, можно заметить, что в некоторых местах происходит ограничение сигнала (см. увеличенный фрагмент на **Рис. 12.10**). Это ограничение происходит в операционном усилителе, и, чтобы избавиться от такой проблемы, необходимо сместить уровень входного сигнала немного вверх. Тот же самый эффект даст подстройка напряжения смещения инструментального усилителя (A_6).

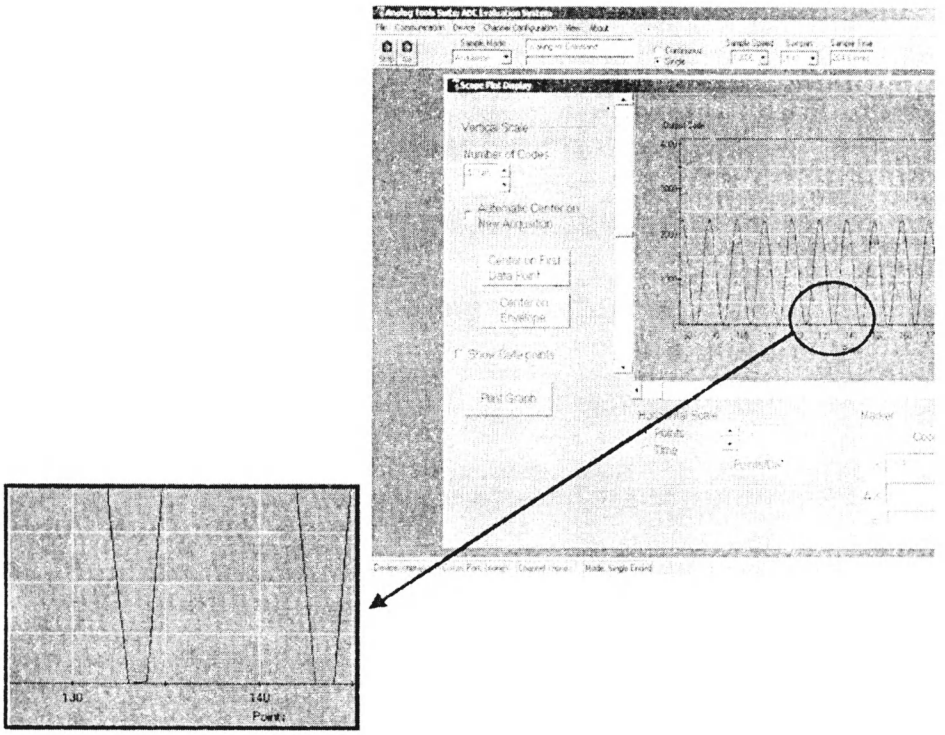


Рис. 12.10. Временное представление данных, полученных посредством БПФ (**Рис. 12.8**), показывает, что один из усилителей схемы ограничивает входной сигнал возле отрицательной шины питания. Частота выборки для этого теста составляет 10 квыб/с при количестве выборок, равном 2048.

12.5. Не упускайте детали

Есть разные способы стать опытным разработчиком аналоговых схем. Один, о котором следует упомянуть особо, — практика. Во время семинаров я иногда подшучиваю над аудиторией, когда говорю, что инженер приобретёт некоторый практический опыт лишь тогда, когда обожжет пальцы, не поверив, что его схема так греется. Опыт приходит при анализе проблем в схеме, когда спрашиваешь себя, что здесь не так, и затем проверяешь каждую микросхему.

Ещё одним показателем приобретённого опыта является способность разработчика ликвидировать все нежелательные эффекты в схеме. Такую схему можно собрать методом навесного монтажа следующим образом: микросхема переворачивается выводами вверх и все соединения к ней припаиваются «на весу». Такой метод позволяет избавиться от паразитных ёмкостей в схеме.

Ну, и ещё одно свидетельство того, что инженер много времени работает в лаборатории — небольшие шрамы на лице, которые выглядят, как порезы бритвой. Может быть это из-за бритья, но скорее всего разработчик слишком близко наклонился к схеме в момент, когда взорвалась микросхема или конденсатор. Знания приходят в процессе подобных экспериментов.

Первое, что вы очень быстро поймёте — надо защищать глаза, когда работаете в лаборатории. Вот ещё некоторые дополнительные приёмы, которым я научилась.

Дважды проверьте источники питания вольтметром перед тем, как установить микросхему в панельку. Я встречала многих инженеров, которые полагали, что на выводы питания подаётся нужное напряжение, а затем убеждались, что это не так. Также мне попадались и инженеры, которые слепо доверяли значениям напряжения, показанным ЖК-индикатором прибора, причём они настолько были убеждены в правильности этих значений, что использовали их в своих расчётах при анализе проблем и выработке решений.

Можно повредить активные устройства, если положительное напряжение в какой-то момент времени станет слишком большим по отношению к отрицательному. Наоборот, заниженное напряжение питания приводит к уменьшению напряжения смещения транзисторов операционного усилителя или аналого-цифрового преобразователя. Обычная проверка разности напряжений между выводами питания вашего устройства может сэкономить массу времени. Предупреждение: выключайте источники питания перед установкой или удалением активных устройств из панелек.

Дважды проверьте заземление схемы, особенно если на плате имеются цифровые схемы. Обязательно используйте низкоомные земляные шины, если хотите получить надёжную аналоговую схему. Если в схеме имеется много цифровых схем, рассмотрите возможность создания отдельных земляных слоёв и слоёв питания. Шум на земляной шине представляет собой реальную, трудно обнаруживаемую проблему, поскольку будет казаться, что такой шум присутствует везде, поэтому обратите внимание на то, чтобы на земляной шине отсутствовали замкнутые контуры.

Это только одна из проблем, но мне приходилось сталкиваться с инженерами, умудрявшимися создавать подобные контуры из проводов измерительных приборов. В одном из таких случаев инженер подключил провода измерительных приборов к семи различным точкам заземления. В результате он измерял уровни излучения электромагнитных помех, возникающих не в самой схеме, а на длинных проводах этих приборов.

Всегда шунтируйте выводы питания операционного усилителя конденсаторами. Я уже упоминала об этом в предыдущих главах, но подобное напоминание будет не лишним. Устанавливайте эти конденсаторы как можно ближе к выводам усилителя. Обычно я рекомендую конденсатор ёмкостью 1 или 0.1 мкФ для усилителей с полосой пропускания до десятков мегагерц. Когда в процессе лабораторных испытаний схемы возникают проблемы, сразу же проверьте наличие и размещение развязывающих конденсаторов.

Макетирование на пластиковой макетной плате для сборки без пайки существенно снижает возможности проведения качественного тестирования схемы. Подобные платы могут стать источником шумов и генерации из-за значительных ёмкостей и индуктивности самой платы. Такая макетная плата не даст вам возможности укоротить входные выводы большинства из используемых в схеме аналоговых устройств, причём проблема будет усугубляться с ростом частоты, и любые операции на частотах выше 1 МГц станут проблемными.

На высоких частотах даже с высокочастотными аналоговыми устройствами могут возникать проблемы.

Что же касается цифровых устройств, то при работе с высокочастотными сигналами проблем в этом плане будет возникать меньше. Разработчику может показаться, что тактовая частота является самой высокой рабочей частотой, но во время фронтов и спадов сигналов в вентилях микроконтроллера появляются ВЧ составляющие, частота которых гораздо выше.

Вполне вероятно, что на печатной плате, разработанной для данной схемы, подобные проблемы исчезнут. Ещё одно замечание: помните, что аналоговые устройства чувствительны к статическому электричеству! Если их повредить, то они либо сразу же перестают работать, либо начинают давать небольшую погрешность (например, изменение напряжения или тока смещения на входе устройства), которая со временем будет возрастать.

Заключение

Если вы не понимаете сути проблемы, то вам её не решить. Иногда случается так, что проблема внезапно исчезает сама собой. Вы можете на пальцах объяснить причину такого «исцеления» вашей схемы, например, изменением программы или разводки, или же сезонными явлениями (снижение влажности воздуха) и т.д., но так и не узнаете, что же случилось на самом деле. Я рекомендую проверять и оценивать теоретические предположения двумя или тремя методами тестирования.

Решение проблем целостности и достоверности сигналов может потребовать значительного времени, особенно если у вас нет оборудования для обнаружения таких проблем. Вы должны иметь в своем арсенале основные инструменты для анализа схемы методом быстрого преобразования Фурье (БПФ), анализа во временной области (осциллограф) и анализа по постоянному току (гистограмма). Все эти инструменты были нами использованы для обнаружения помех от источника питания, помех, связанных с внешними тактовыми сигналами, и искажений, вызванных работой операционных усилителей за пределами линейной области.

Литература

1. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, Ott, Henry, John Wiley and Sons, 1988. Analog-Digital Conversion Handbook, Sheingold, Daniel, Prentice Hall, 1986. Mixed-Signal and DSP Design Techniques, Analog Devices, 2000 Seminar. http://www.tek.com/Measurement/App_Notes/fft/. http://www.bores.com/qedesign/tech/.
2. «Sources of Spurious Components in a DDS/DAC System», Crook, Cushing, April, 1998, RF Design, p. 28.
3. A Simple Approach to Digital Signal Processing, Marven, Craig, Ewers, Gillman, John Wiley, New York.
4. «Circuit Layout Techniques and Tips: 6 Part», Baker, Bonnie C, First published in analog-Zone (2002, 2003) and reproduced with permission.

ГЛАВА 13

ПРОЕКТИРОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННЫХ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ

Иногда разработчики цифровых устройств воспринимают аналоговые сигналы с определённой долей дискомфорта, и это понятно: в аналоговой схемотехнике существуют неопределённости, которые нелегко объяснить. Например, происхождение шумов в выходном сигнале аналоговой системы. Иногда даже хороший разработчики аналоговых устройств не знает, что происходит.

Мне также приходилось встречать разработчиков цифровых устройств, тщательно анализирующих каждый бит, получаемый в результате преобразования, и каждый нановольт, и может показаться, что это звучит упрёком в их адрес. Некоторые разработчики цифровых устройств только начинают свою карьеру, другие уже хорошо понимают, как работать с аналоговыми системами. Как-то я посетила компанию в штате Индиана, где инженеры, создающие цифровые устройства, выполняли полный анализ ошибок на таком уровне, который и не снился большинству тех, кто разрабатывает аналоговые устройства.

Подобный подход к разработке был обусловлен тем, что эти инженеры работали с АЦП, интегрированным в кристалл микроконтроллера. Я провела с ними целый день и всё только для того, чтобы выяснить, что они не будут применять компоненты нашей компании. Вот и пойми этих разработчиков, но, надеюсь, они знали, что делали.

С другой стороны, инженеры аналоговой техники также могут смотреть на цифровые преобразования с некоторой степенью беспокойства. Но нередко возникают случаи, когда и те, и другие полагают, что знают больше, чем есть на самом деле. Например, в начале карьеры мне как-то пришлось отвечать по горячей линии нашей компании. Клиент спросил, производит ли наша компания 32-битные аналого-цифровые преобразователи. Его вопрос удивил меня и обескуражил. Вместо того чтобы прямо ответить «Нет» (что нежелательно), я спросила инженера на линии, зачем ему такой преобразователь. Оказывается, ему нужно было разработать интерфейс для работы преобразователя с 32-битной шиной.

Наверное, вы догадались, какой вариант решения можно выбрать для решения подобной проблемы. Я поинтересовалась, в какой области (аналоговой или цифровой) он работает, и посоветовала ему подыскать менее дорогой преобразователь, например, 12- или 16-битный, соединив неиспользуемые линии шины с землёй. Пришлось упомянуть и о своих сомнениях относительно существования

в природе 32-битного АЦП, по крайней мере, в то время (насколько я знаю, таких преобразователей до сих пор не существует).

13.1. Сигнальная цепь в реальный мир

Цель этой книги — помочь в изучении принципов разработки интерфейса электронной схемы с реальным миром. На **Рис. 13.1** в общем виде изображена структура устройства и возможный путь прохождения сигнала. Вы уже видели эту схему в Главе 1 (**Рис. 1.19**), но к этому моменту мы знаем немного больше об устройствах, показанных на данной блок-схеме.

Слева на рисунке изображены датчики, слабые сигналы которых попадают в усилительный каскад на операционном усилителе и в фильтр, устраняющий эффект наложения спектров, расположенные далее в правой части рисунка.

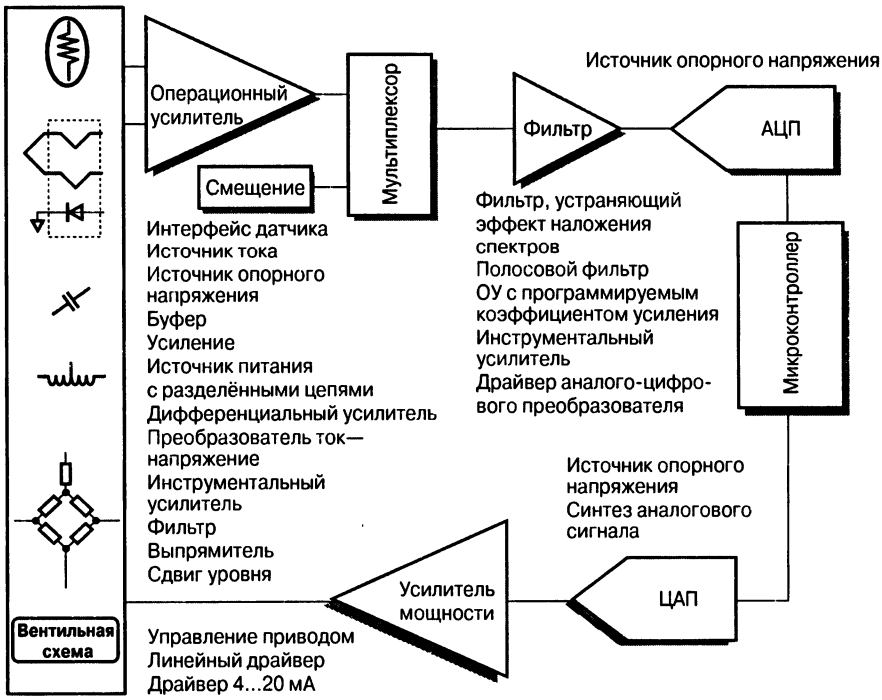


Рис. 13.1. Классическая схема обработки сигналов датчика. Слева на рисунке изображены различные типы датчиков, сигналы которых поступают на вход усилителя, а с усилителя на вход фильтра, устраняющего эффект наложения спектров, который фильтрует и формирует сигнал датчика для последующей оцифровки в АЦП. Далее цифровые сигналы с выхода преобразователя поступают в микроконтроллер.

Устройство обработки сигналов можно реализовать множеством способов, каждый из которых может включать те или иные функциональные блоки, показанные на **Рис. 13.1**, вплоть до простейшей конфигурации с использованием *RC*-цепи, соединяющей датчик с микроконтроллером.

13.2. Инструментальные средства разработки

Эту книгу мы начали с обсуждения аналого-цифрового преобразователя. Возможно, меня будут критиковать за подобное начало, поскольку большинство книг начинается с анализа операционных усилителей, хотя кроме аргумента, что усилитель входит почти в каждое аналоговое устройство, никаких серьёзных доводов в пользу данной последовательности изложения не существует.

Такое начало книги обусловлено желанием показать связь аналоговой и цифровой схемотехники, особенно для тех разработчиков, которые больше имеют дело с цифровым проектированием. В этом случае, естественно, будет очень полезно с практической точки зрения начать изучение аналоговой техники с устройства, наиболее тесно связанного с микроконтроллером или микропроцессором. Работу аналого-цифрового преобразователя несложно себе представить с цифровой точки зрения, тем более, что даже реализованный с помощью *RC*-цепей аналоговый интерфейс остаётся управляемым.

В начале этой книги были перечислены наиболее общие типы преобразователей, которые можно использовать при разработке цифровых схем для измерения сигналов реального мира. К ним относятся аналого-цифровой преобразователь последовательного приближения и сигма-дельта-преобразователь (**Рис. 13.2**). При разработке устройств с этими преобразователями нужно сконцентрировать внимание на узлах формирования входного сигнала АЦП, выборе времени выборки, подавлении шумов на входе АЦП, диапазоне входных напряжений и т.д.

Определённые трудности в процессе изучения возникают при анализе связи АЦП с реальными сигналами. Здесь основными задачами являются выделение событий реального мира, их фиксация и использование полученной информации для управления объектами или воздействия на них, используя контроллер или процессор. Выполнение этих задач может оказаться лёгким, но может быть сопряжено и со значительными трудностями.

Как-то по горячей линии компании позвонил клиент, который хотел разработать универсальную систему для измерения выходного сигнала любого датчика. Такая задача мне показалось несложной, но проблема состояла в том, что заказчик ничего не смыслил в электронике. Пришлось вежливо объяснить ему, что для начала нужно изучить хотя бы основы, например тот же закон Ома, принцип которого я сразу же ему и разъяснила.

Но заказчику это было не интересно; из его слов следовало, что отсутствие в настоящее время решения этой проблемы обусловлено узким кругозором специалистов в данной области. Он собирался выйти за рамки теории электронных схем и решить эту проблему по-другому. Теория, с точки зрения заказчика, была только препятствием на этом пути. Мы так и не пришли к единому мнению: он понял, что не получит ответа на свой вопрос, а я подумала о его весьма слабых перспективах продвинуться в этом направлении.

Применение фильтра нижних частот перед АЦП — один из ключевых аспектов разработки аналоговых систем. Фильтр может быть пассивным (обычная *RC*-цепь) или активным, с использованием ОУ (**Рис. 13.3**). При любой скорости изменения входного сигнала, без каких-либо исключений, перед АЦП нужно включать такой фильтр. При желании избавиться только от нежелательного шума,

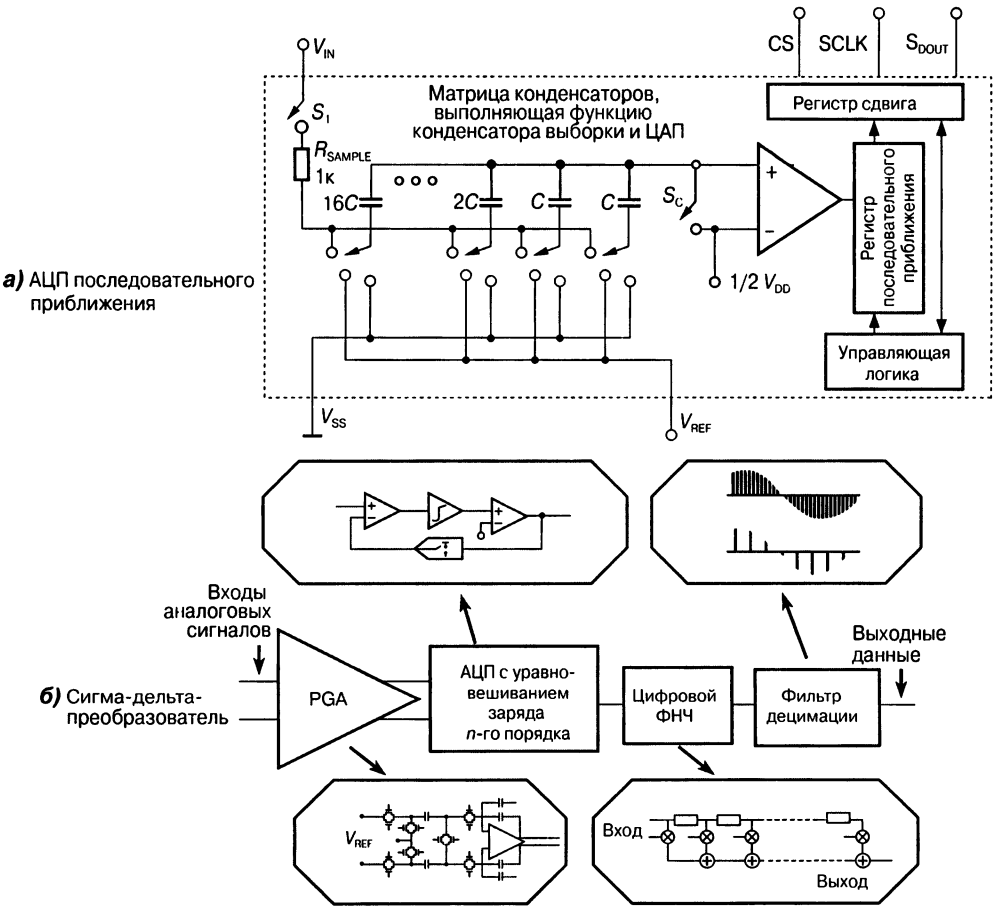


Рис. 13.2. АЦП последовательного приближения (*а*) преобразует быстро изменяющиеся сигналы, не требующие высокого разрешения. Сигма-дельта АЦП (*б*) работает с более медленными сигналами по сравнению с АЦП последовательного приближения, но зато обеспечивает более высокое разрешение.

можно воспользоваться цифровым фильтром. Ни в коем случае не откладывайте решение проблем аналоговой схемы до последней минуты, иначе экономия времени на аналоговой части схемы выльется в дополнительное время, потраченное на настройку цифровой части обработки сигнала, и связанные с этим дополнительные расходы.

Просто определите для себя, что при переходе от аналоговой схемы к цифровой шумы в системе нужно фильтровать. Помните, что электронная схема не понимает хода ваших мыслей и не знает, что нужно выделить сигналы в определённой полосе частот. Электроника будет работать в соответствии с физическими законами, действующими в схеме, и все активные и пассивные устройства будут шуметь в широком диапазоне частот!

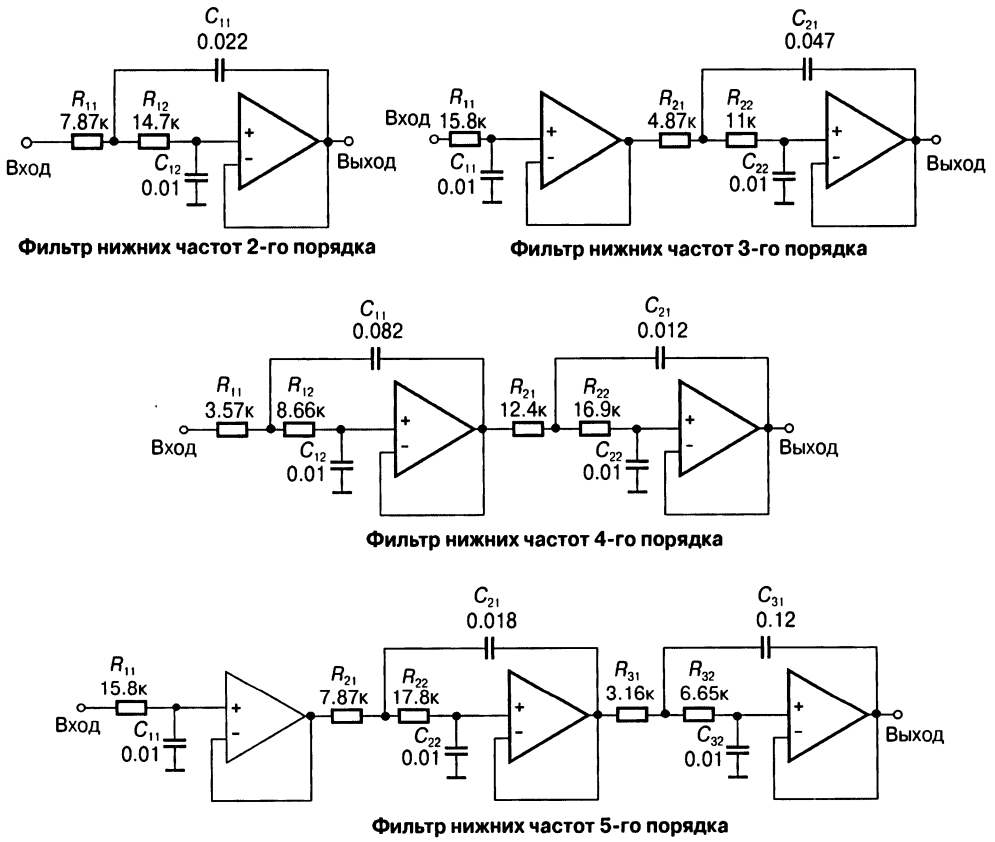


Рис. 13.3. Конструкция активного фильтра нижних частот зависит от номиналов резисторов и конденсаторов. В аналоговых схемах можно использовать фильтры 1-го, 2-го, 3-го, 4-го, 5-го порядка или выше. Например, все показанные на рисунке фильтры являются фильтрами Баттерворта с частотой излома 1000 Гц и созданы с помощью программы для расчёта фильтров.

Одновременно с выбором фильтра нужно подумать и об операционном усилителе. Усилитель может не только входить почти в каждое аналоговое устройство, но и применяться во многих случаях как отдельное устройство. Рано или поздно, вам придётся воспользоваться буферными, дифференциальными и суммирующими усилителями, а также преобразователями ток—напряжение.

В этом обзоре мира аналоговой электроники нельзя не упомянуть и об инструментальных средствах. Например, такие незаменимые средства моделирования, как SPICE-программы, позволяют улучшить качество как самого процесса разработки, так и аналоговой схемы. Как и любой инструмент разработки, средства моделирования должны использоваться с определённой осторожностью, а результаты тщательно проверяться. Имейте в виду, что SPICE-программы не освобождают вас от необходимости думать, они могут только помочь выявить проблемы в схеме, о существовании которых вы и не подозреваете.

Но, вне зависимости от инструментальной оснастки, для цифровой части, связанной с микроконтроллером или микропроцессором, никаких ограничений нет. Уже сейчас выпускается достаточно много новых периферийных устройств, которые превосходят аналоговые устройства по функциональности; единственная область аналоговой электроники, которая остаётся вне конкуренции — прецизионные аналоговые устройства. Кроме того, я думаю, что уже имеются встроенные в кристалл микроконтроллера сигма-дельта-преобразователи.

Шум является загадочным «злым духом», с которым трудно бороться, и если вы не знаете его происхождения, то будет очень трудно ограничить его уровень до приемлемого значения. Основная задача заключается в том, чтобы обнаружить источник шумов. Если это получится, снизить уровень шумов можно за счёт применения новых малошумящих компонентов; шум проводимости можно отфильтровать, а электромагнитные помехи — уменьшить, правильно выполнив разводку печатной платы.

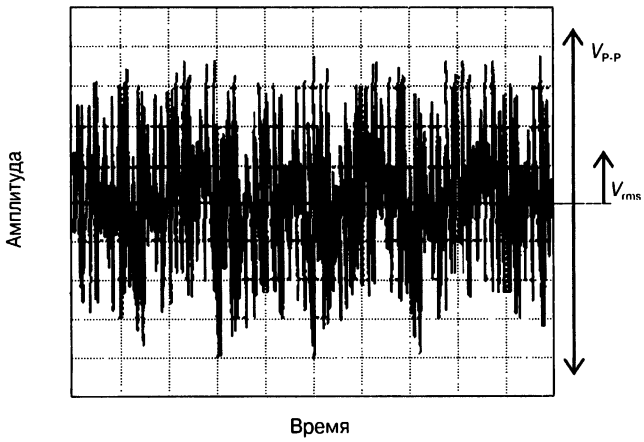


Рис. 13.4. На осциллограмме виден случайный сигнал. Если это гауссовский шум, то можно определить его параметры и прогнозировать реакцию схемы с помощью методов математической статистики. Среднеквадратическое значение выбранных данных при таком законе распределения будет равно значению стандартного отклонения.

Шум схемы можно описать, используя массу различных параметров (**Рис. 13.4**), которые зависят от установленных на плате компонентов, шума проводимости и электромагнитных помех. Разводка платы является одним из средств, которые можно использовать для борьбы с шумом, в частности весьма эффективны земляные слои и слои питания. Правильное размещение устройств на плате друг относительно друга также позволяет уменьшить уровень шумов. Все эти аспекты настолько тесно связаны между собой, что иногда трудно определить, в какой части схемы находится источник шумов, поэтому очень важно с самого начала применять правильные методы разводки.

На любом этапе создания устройства следует по возможности теоретически просчитывать его параметры и проверять на практике работу отдельных участков

или всей схемы, что позволит избежать разочарований. В своей карьере мне пришлось работать с одним инженером, которого я считала счастливчиком. Что интересно, он передвигался мягко, как кот. Он хорошо рассчитывал свои схемы, что подтверждали лабораторные испытания. Нельзя чересчур надеяться на то, что вам повезёт в трудные времена. Я убеждена, что всё, что делаю, не должно зависеть от везения, а быть результатом напряжённой работы. Всегда проверяйте схемы, не доверяйте теории и уж точно не доверяйте интуиции, если для этого нет достаточно серьёзных оснований. В любом случае поможет лабораторная проверка схемы при помощи анализа гистограмм, данных осциллографа, БПФ и мультиметра.

13.3. Связь цифровой и аналоговой схем

Предположим, вы собираетесь разработать аналого-цифровое устройство, блок-схема которого показана на **Рис. 13.5**.

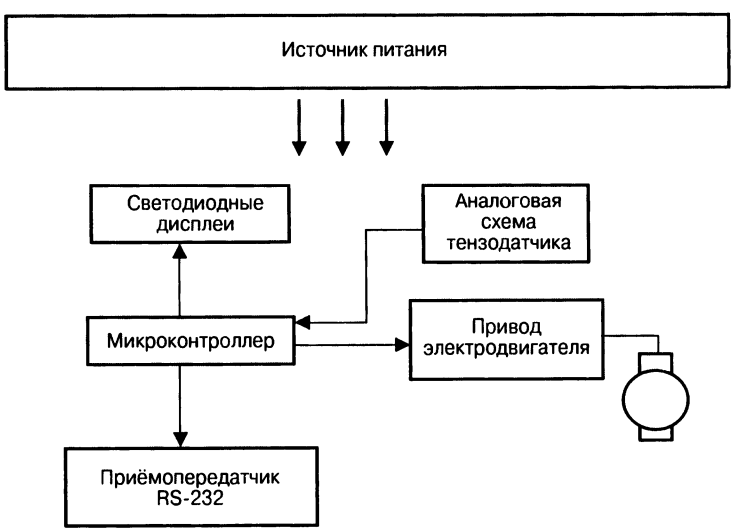


Рис. 13.5. Блок-схема устройства, которое мы рассматривали, с источниками шумов. В цепях аналогового интерфейса с помощью тензодатчика измеряется вес, затем данные передаются в микроконтроллер, который после обработки передаёт результат измерения на ЖК-дисплей и в интерфейс последовательной передачи данных RS-232. В этой системе имеется блок контроля температуры платы. При превышении определённого значения температуры платы микроконтроллер включает привод электродвигателя вентилятора.

На **Рис. 13.6** показана принципиальная схема аналоговой части устройства.

В предыдущих главах книги мы уже рассматривали аналоговую часть этой блок-схемы с различных точек зрения, что помогло нам в изучении принципов хорошего проектирования аналоговых схем, поэтому практическую реализацию схемы выполнить несложно. На **Рис. 13.7** показана окончательная разводка данной схемы.

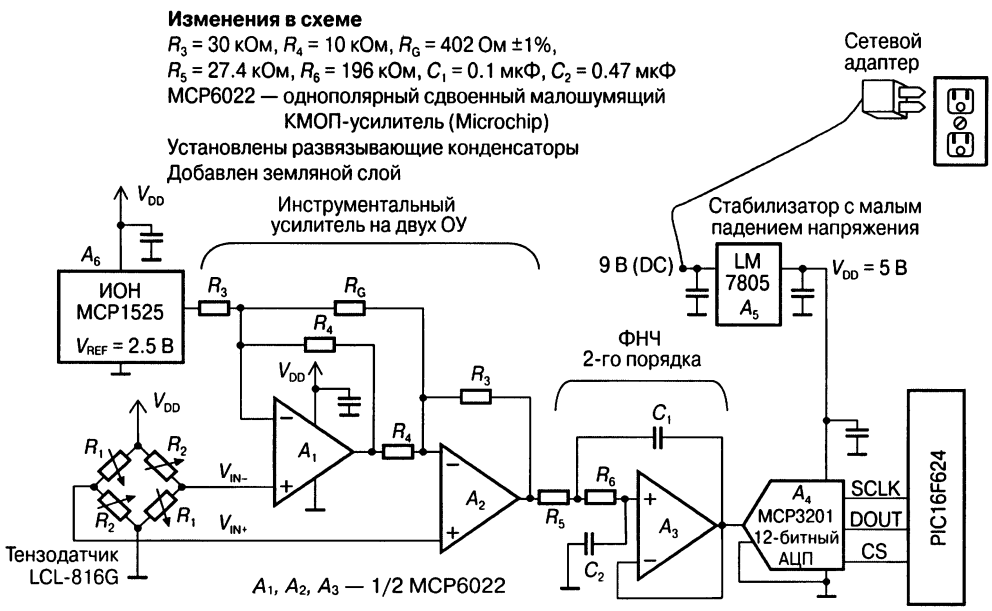


Рис. 13.6. Аналоговая часть устройства, блок-схема которого дана на **Рис. 13.5**. Усилители и источник опорного напряжения связаны с микроконтроллером PIC16F624 компании Microchip. Питание на эту часть схемы подаётся от сети переменного тока 110 В с использованием сетевого адаптера, дающего постоянное напряжение 9 В. Линейный стабилизатор LM7805 преобразует напряжение 9 В в напряжение 5 В. В схеме используется микросхема источника опорного напряжения MCP1525 и АЦП последовательного приближения MCP3201 компании Microchip.

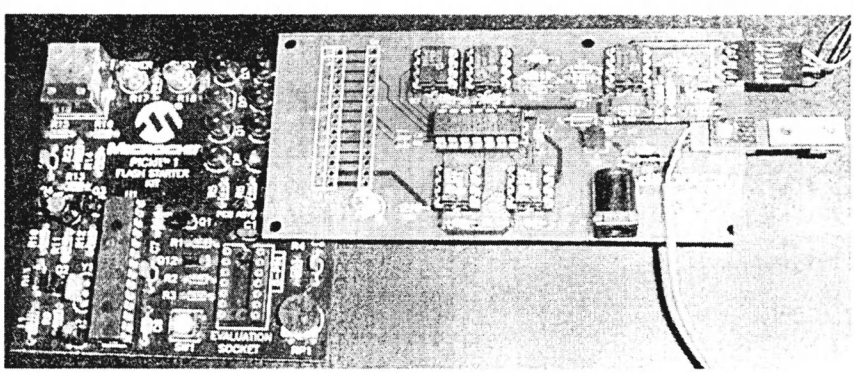


Рис. 13.7. Разводка платы для схемы, приведённой на **Рис. 13.6**. Сплошной земляной слой расположен на обратной стороне платы.

Выбранная реализация схемы с тензодатчиком (**Рис. 13.7**) обеспечивает получение точных 12-битных данных на выходе схемы. Теперь в эту схему нужно включить цифровую часть, принципиальная схема которой показана на **Рис. 13.8**, а функциональные модули приведены в блок-схеме всего устройства на **Рис. 13.5**.

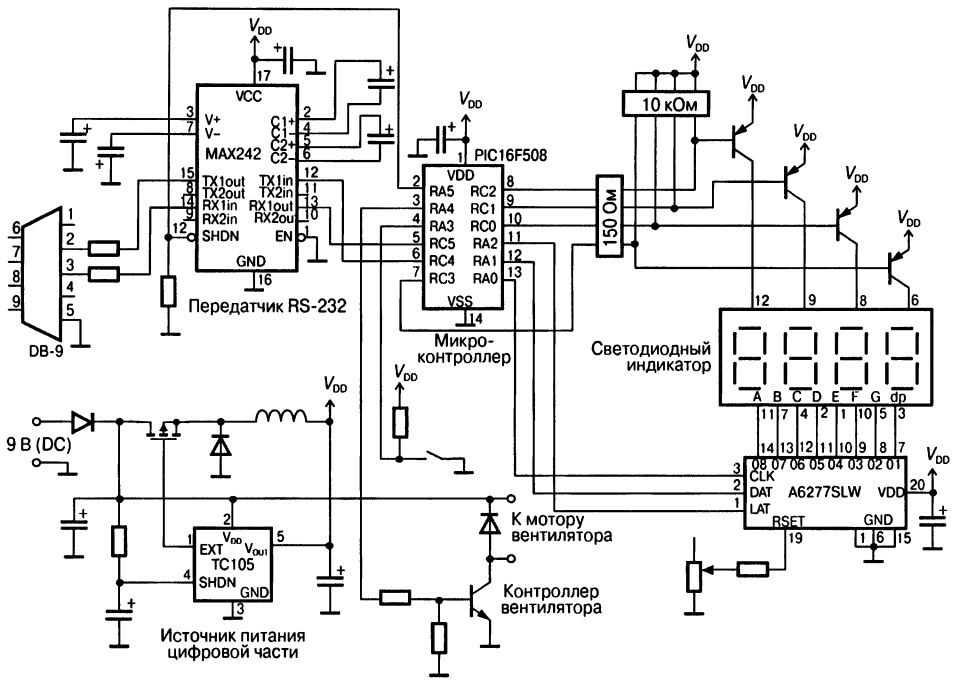
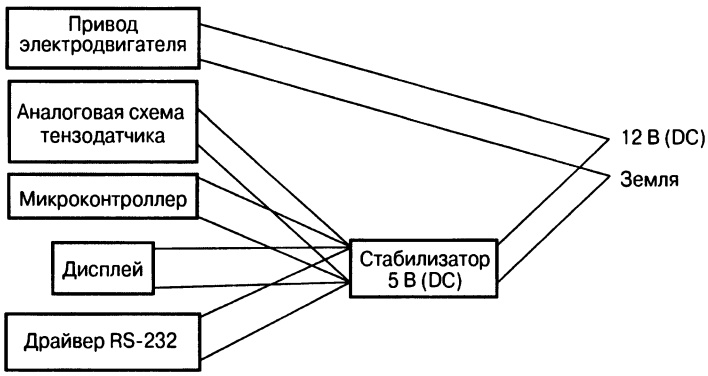


Рис. 13.8. Схема цифровой части устройства, блок-схема которого показана на **Рис. 13.5**. В эту схему включён микроконтроллер, интерфейс RS-232, матрица 7-сегментных светодиодных индикаторов, схема управления частотой вращения вентилятора и источник питания цифровых компонентов.

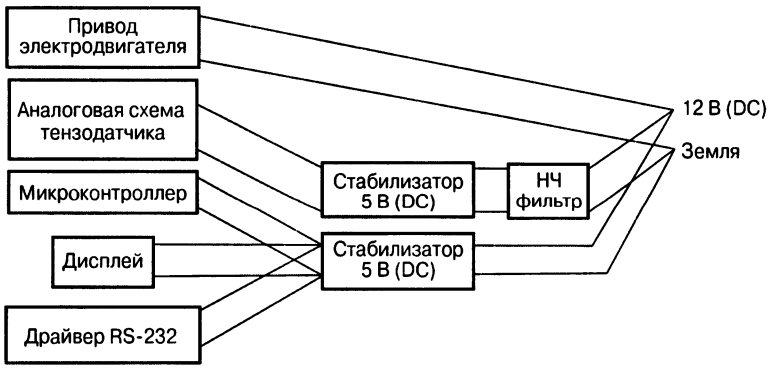
Микроконтроллер является центральным устройством этой схемы (**Рис. 13.8**), а подключённый к нему передатчик интерфейса RS-232 позволяет напрямую связываться с ноутбуком. Вам нужно тщательно выполнить требования по разводке платы, поскольку все напряжения, а, следовательно, и уровень шумов в цифровой части схемы будут высокими. Наибольший ток здесь потребляет матрица 7-сегментных индикаторов. Если дорожки цифровых сигналов будут проходить рядом с чувствительными аналоговыми дорожками, то вполне вероятно появление электромагнитных помех. Схема управления приводом вентилятора также является потенциальным источником электромагнитных помех.

Когда вы планируете добавить цифровые схемы к аналоговым, первым делом проверьте способ подключения питания и земли, и, если этот вопрос хорошо продуман, переходите к проверке трассировки аналоговых сигналов. Набросайте схему питания и заземления всех устройств схемы, как показано на **Рис. 13.9**, что даст возможность (при необходимости) внести соответствующие коррективы в схему разводки питания на плате.

Оптимальный вариант предполагает разделение цифровых и аналоговых дорожек питания и земли; то же самое следует сделать и по отношению к дорожкам цифровых и аналоговых сигналов.



а) Вариант реализации с высоким уровнем шумов в цепях питания и земли



б) Вариант реализации с низким уровнем шумов в цепях питания и земли

Рис. 13.9. Возможны несколько вариантов разводки цепей питания схемы на **Рис. 13.5**. В первом варианте для подавления шумов источника питания (*а*) предполагается подключить питание всех цепей с напряжением 5 В к общей точке, а напряжение питания 12 В схемы управления электроприводом вентилятора, создающей шум, подвести отдельной шиной. Подключение цифровой и аналоговой части к единому источнику питания 5 В может привести к значительному возрастанию уровня шумов. Разделение аналоговой и цифровой цепей питания 5 В (*б*) обеспечит снижение шумов в системе.

На **Рис. 13.10** показана удачная реализация печатной платы для системы, показанной на **Рис. 13.5**. Можно заметить, что разводка аналоговой части платы выполнена так, как показано на **Рис. 13.7**. Тестирование схемы показало, что она стабильно обеспечивает точность 12 бит, что возможно благодаря разделению аналоговых и цифровых цепей, наличию земляного слоя под аналоговой частью схемы на плате, использованию малошумящих аналоговых устройств и применению развязывающих конденсаторов.

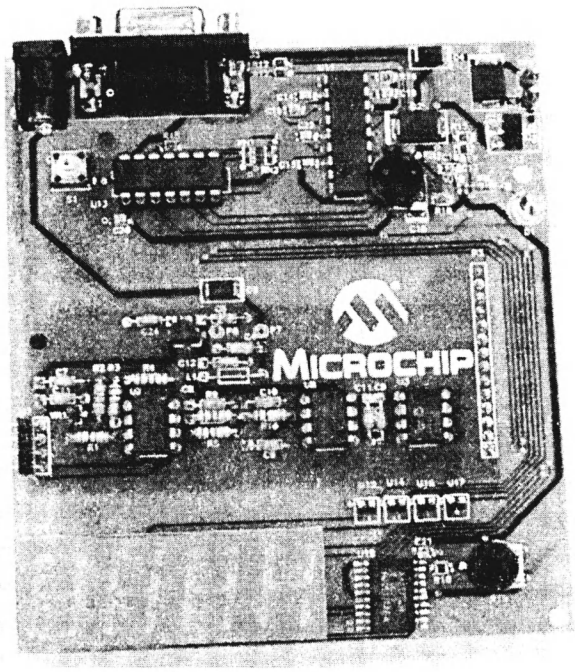


Рис. 13.10. Комбинация в одной схеме аналоговых и цифровых цепей не вызывает затруднений, если известны возможные источники шумов. Основная идея при реализации такой схемы состоит в том, чтобы располагать дорожки цифровых сигналов с более высоким уровнем шумов подальше от чувствительных аналоговых цепей и устройств.

Заключение

В последние годы я стала лучше воспринимать новые идеи, и помогли мне в этом инженеры цифровой техники, с которыми я работала. У них сейчас такие перспективы, которые я не могла себе представить. Это можно выразить фразой: «Весь мир становится цифровым». Несколько раз во время совместной работы я ловила себя на мысли: «Да вы что? Вы с ума сошли, это же не будет работать!» Но вскоре эти инженеры делали так, что это начинало работать. Так я научилась слушать, держать рот на замке и учиться. И это срабатывает.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ: ПАРАМЕТРЫ, ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ФОРМУЛЫ

Аддитивная погрешность — см. *Погрешность смещения.*

АЦП последовательного приближения — тип АЦП, во входном каскаде которого имеется матрица конденсаторов. При использовании КМОП-технологии становится возможным интегрировать такой преобразователь в кристалл микроконтроллера или микропроцессора.

Внутренний буфер — входной каскад аналого-цифрового преобразователя имеет высокий входной импеданс, что позволяет выполнить развязку источника входного сигнала и преобразователя.

Время выборки — интервал времени, необходимый для осуществления выборки входного напряжения. Отсчитывается с момента появления команды выборки, после чего конденсатор выборки начинает заряжаться. В некоторых преобразователях имеется возможность осуществления выборки при появлении напряжения на соответствующем выводе. В современных КМОП-преобразователях

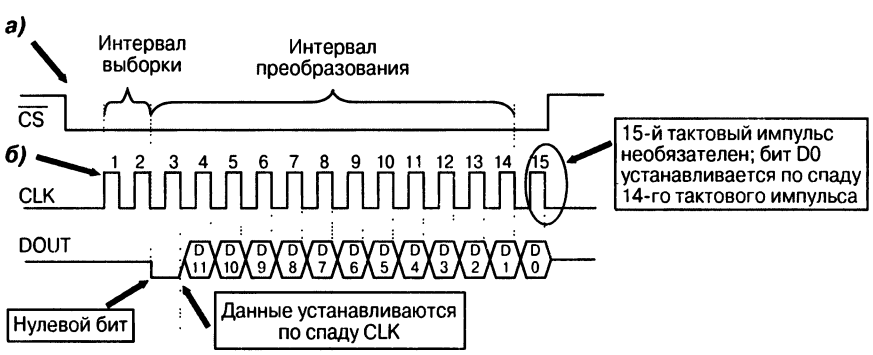


Рис. А.1. При переходе сигнала $\overline{CS}$ на НИЗКИЙ уровень (*а*) включается преобразователь и начинается выборка сигнала. Выборка заканчивается по спаду 2-го строба CLK (*б*), размыкающего ключ, через который напряжение входного сигнала поступает на конденсатор, после чего начинается преобразование сигнала.

последовательного приближения процесс выборки начинается по перепаду тактового импульса, непосредственно следующего за установкой сигнала $\overline{CS}$ (Chip Select) в НИЗКИЙ уровень (это справедливо для SPI-интерфейсов, **Рис. А.1**). Для приведённого на **Рис. А.1** примера измерить время, через которое начинается выборка, практически невозможно.

Время преобразования — интервал времени после выборки сигнала в АЦП последовательного приближения, который необходим для выполнения одного преобразования.

Время установления сигнала (для сигма-дельта АЦП) — время установления сигнала на выходе цифрового фильтра в сигма-дельта-преобразователе. Параметр представляет собой число, равное порядку цифрового фильтра.

Выходной цифровой код — вычисляется по формуле $2^n \times V_{IN}/V_{FS}$, где n — количество битов, V_{IN} — входное аналоговое напряжение, V_{FS} — диапазон полной шкалы входного напряжения АЦП.

Гармонические сигналы в паузе — причиной появления гармонических сигналов является, как правило, взаимодействие сигма-дельта-модулятора 2-го порядка АЦП и цифрового фильтра 3-го порядка. Они наблюдаются в том случае, когда входное напряжение близко к напряжению смещения преобразователя. Как следует из названия, гармонические сигналы проявляются в виде частотных составляющих в выходном сигнале при выполнении повторяющихся преобразований с постоянной скоростью передачи данных.

Диапазон полной шкалы (FS) входного сигнала — входной сигнал АЦП является аналоговым, и его размах определяется опорным напряжением, поданным на вывод напряжения смещения преобразователя. Во многих случаях диапазон полной шкалы равен опорному напряжению, измеренному относительно земли, а в некоторых — может равняться удвоенному значению этого напряжения. За дополнительной информацией следует обращаться к технической документации на преобразователь.

Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR) — разность (в дБ) между амплитудой входного сигнала на основной частоте и амплитудой максимальной паразитной составляющей на диаграмме БПФ. Дополнительная информация находится в Приложении Б (БПФ).

Дифференциальная нелинейность (DNL) — величина максимального отклонения ширины кода от идеальной, равной значению 1 LSB ($FS/2^n$). Для определения DNL можно вычислить разность между всеми парами точек перехода на передаточной функции (характеристике преобразования). На **Рис. А.2** идеальная передаточная функция показана жирной линией, а реальная передаточная функция с DNL — пунктиром.

Дифференциальный вход — аналого-цифровой преобразователь имеет два входных вывода для одного канала. Напряжения сигналов, поступающих на эти выводы, вычитаются, в результате чего преобразователь обрабатывает только один сигнал, давая на выходе один цифровой сигнал после каждого преобразования.

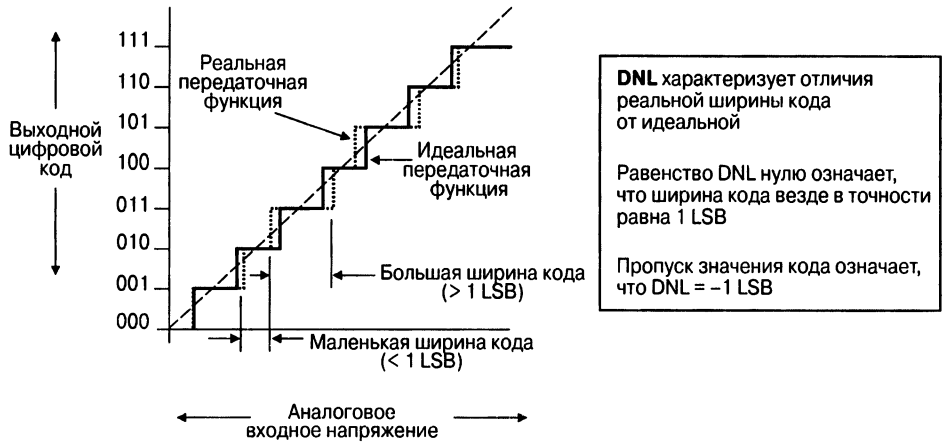


Рис. А.2. Дифференциальная нелинейность (DNL) показывает разность между идеальной шириной кода и реально измеренной.

Дополнительный код — см. **Табл. А.1**.

Таблица А.1. **Дополнительный код**

Среднее значение [В]	Цифровой код
0.875 FS (7/8 FS)	0111
0.75 FS (6/8 FS)	0110
0.625 FS (5/8 FS)	0101
0.5 FS (4/8 FS)	0100
0.375 FS (3/8 FS)	0011
0.25 FS (2/8 FS)	0010
0.125 FS (1/8 FS)	0001
0	0000
–0.125 FS (–1/8 FS)	1111
–0.25 FS (–2/8 FS)	1110
–0.375 FS (–3/8 FS)	1101
–0.5 FS (–4/8 FS)	1100
–0.625 FS (–5/8 FS)	1011
–0.75 FS (–6/8 FS)	1010
–0.875 FS (–7/8 FS)	1001
–1 FS	1000

В дополнительном коде (называемым также побитовым дополнением до двух) нулевое аналоговое напряжение представлено кодом 0000. Значение положительного напряжения полной шкалы за вычетом напряжения, соответствующего 1 LSB, представлено кодом 0111, а значение отрицательного напряжения полной шкалы представлено кодом 1000.

Интегральная нелинейность (INL) — максимальное отклонение точки перехода реальной передаточной функции от соответствующей точки идеальной передаточной функции при нулевых аддитивной и мультипликативной погрешностях (**Рис. А.3**).

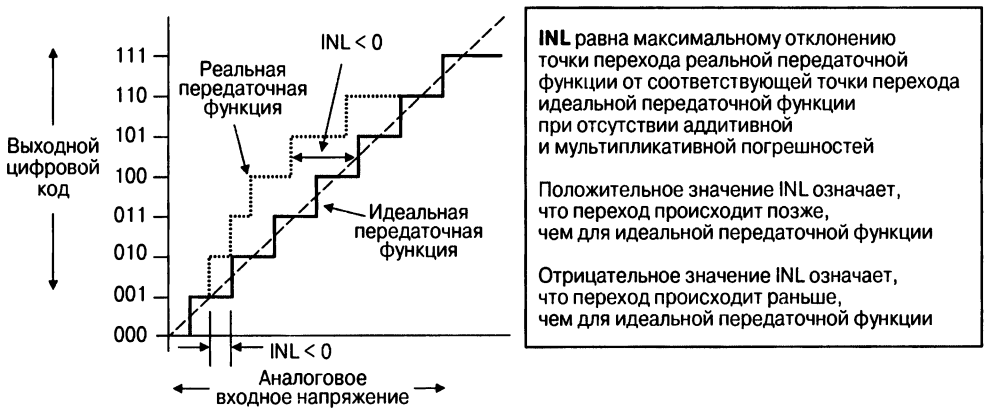


Рис. А.3. Интегральная нелинейность является обобщённым значением погрешностей дифференциальных нелинейностей и равна максимальному отклонению от идеальной передаточной функции АЦП.

Младший значащий бит (LSB) — представляет наименьшее напряжение аналогового сигнала на входе АЦП, приводящее к смене выходного кода. Также означает крайний правый бит в цифровой двоичной последовательности.

Монотонность — означает, что любому увеличению (уменьшению) уровня аналогового напряжения на входе АЦП соответствует либо постоянство, либо увеличение (уменьшение) значения цифрового кода на выходе преобразователя. Монотонность ещё не означает, что не будет пропущенных кодов (**Рис. А.4**).

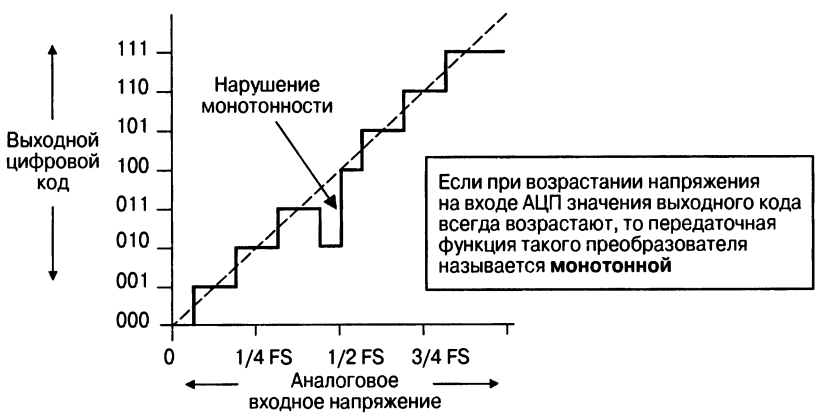


Рис. А.4. Эта характеристика не является монотонной, поскольку существует диапазон напряжений, в котором при возрастании аналогового входного напряжения значение цифрового кода уменьшается.

Мультипликативная погрешность (погрешность полной шкалы) — разность между углом наклона графика идеальной передаточной функции в диапазоне между нулем и напряжением полной шкалы и углом наклона графика реальной переда-

точной функции. Для измерения этой погрешности необходимо исключить из рассмотрения аддитивную погрешность (см. **Рис. А.5**).

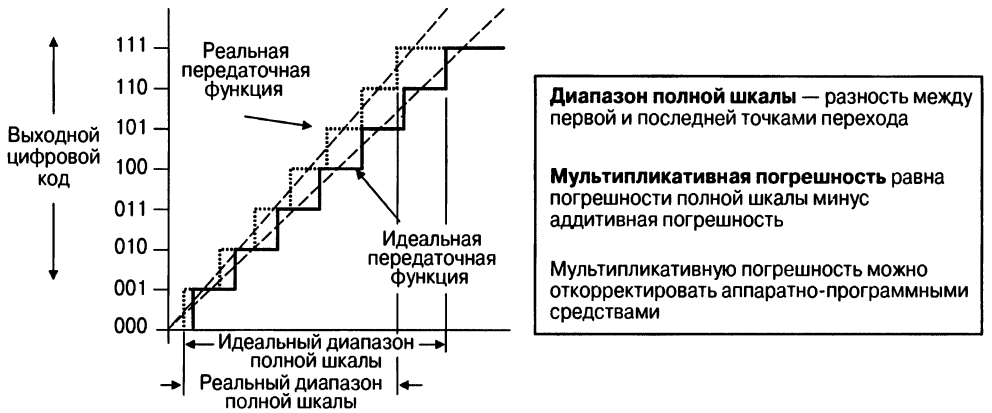


Рис. А.5. Мультипликативная погрешность представляет собой разность между наклоном идеальной и реальной передаточных функций при аддитивной погрешности, равной нулю.

Несимметричные входы — схема включения АЦП, при которой напряжение сигнала подаётся на один вход и отсчитывается относительно земли.

Общая нескорректированная погрешность — суммарное значение аддитивной и мультипликативной погрешностей вместе с интегральной нелинейностью.

Опорное напряжение — напряжение (обозначается как V_{REF}), определяющее диапазон входного сигнала V_{IN} и величину младшего значащего бита (LSB). В зависимости от типа преобразователя, V_{IN} может быть равным как V_{REF}, так и его удвоенному значению ($2V_{REF}$), а значение LSB может быть равно либо $V_{REF}/2^n$, либо $2V_{REF}/2^n$ соответственно (здесь n — разрядность преобразователя).

Ослабление сигнала аддитивной помехи — ослабление сигнала (помехи) определённой частоты в процессе преобразования.

Ослабление синфазного сигнала (CMR) — степень ослабления синфазных сигналов постоянного или переменного тока дифференциальным входным каскадом.

Отношение сигнал/шум (SNR) — расчётный параметр, определяющий отношение мощности сигнала к мощности шума. Идеальное значение SNR преобразователя равно $6.02n + 1.76$ дБ. Дополнительная информация находится в Приложении Б (БПФ).

Отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD, или SNR+D) — расчётный параметр, вычисленный на основе отношения сигнал/шум и полного коэффициента гармоник (THD). Параметр SINAD представляет собой отношение среднеквадратического значения амплитуды основной частоты входного сигнала к среднеквадратическому значению суммы остальных составляющих спектра частот, лежащих ниже половины частоты дискретизации (за исключением частоты 0 Гц для сигнала постоянного тока). Теоретическое минимальное значение SINAD равно SNR или $6.02n + 1.76$ дБ. Дополнительная информация находится в Приложении Б (БПФ).

Отсутствие пропущенных кодов — означает, что при возрастании (уменьшении) уровня аналогового сигнала на входе преобразователя цифровой код на выходе АЦП будет всегда возрастать (убывать). Передаточная функция такого преобразователя является монотонной.

Передаточная функция (характеристика преобразования) идеального аналого-цифрового преобразователя — взаимно однозначное соответствие аналогового входного сигнала и выходного *n*-битного цифрового кода при нулевых аддитивной и мультипликативной погрешностях и при отсутствии дифференциальной и интегральной нелинейностей (**Рис. А.6**).

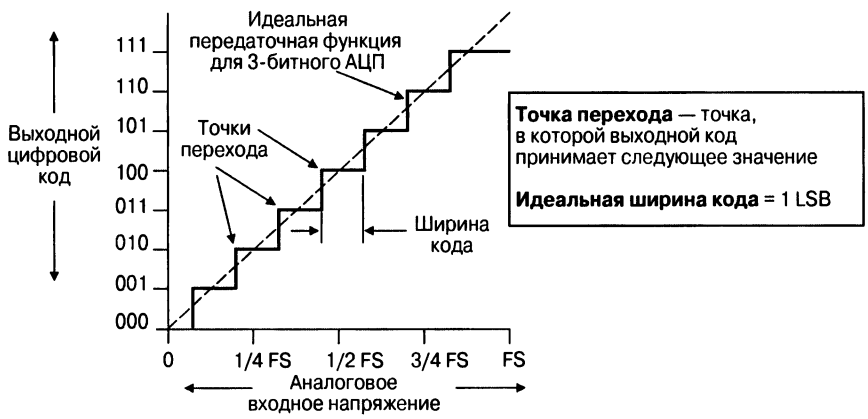


Рис. А.6. Для идеальной передаточной функции аддитивная и мультипликативная погрешности равны 0, также как и погрешности, вызванные дифференциальной и интегральной нелинейностью.

Погрешность смещения (аддитивная) — разность между первой измеренной точкой перехода реальной передаточной функции и первой точкой перехода идеальной передаточной функции (**Рис. А.7**).

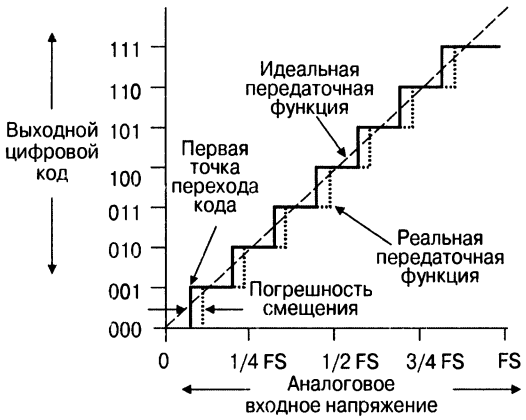
Полный коэффициент гармоник (THD) — отношение среднеквадратического значения суммы мощностей гармонических составляющих сигнала к мощности сигнала на входе. Дополнительная информация находится в Приложении Б (БПФ).

Прямой двоичный код — представление двоичных чисел, имеющих нулевые значения битов при минимально возможном входном напряжении и возрастающих до единиц во всех битах при напряжении полной шкалы на входе АЦП (см. **Табл. А.2**). Такое представление чисел используется при работе с однополярными напряжениями.

Разрешение — количество битов на выходе АЦП после преобразования.

Разрядность преобразователя (*n*) — количество выходных битов преобразователя, дающих 2^n кодовых комбинаций.

Режим однополярного входного сигнала (несимметричный вход) — при работе в таком режиме входной сигнал может быть только положительным.



Погрешность смещения вычисляется как разность между первыми точками перехода кода реальной и идеальной передаточных функций

Погрешности смещения можно откорректировать аппаратно-программными средствами

Рис. А.7. Погрешность смещения представляет собой разность между первыми точками перехода кода идеальной и реальной передаточных функций.

Таблица А.2. **Прямой двоичный код**

Среднее аналоговое напряжение [В]	Цифровой код
0.9375 FS (15/16 FS)	1111
0.875 FS (14/16 FS)	1110
0.8125 FS (13/16 FS)	1101
0.75 FS (12/16 FS)	1100
0.6875 FS (11/16 FS)	1011
0.625 FS (10/16 FS)	1010
0.5625 FS (9/16 FS)	1001
0.5 FS (8/16 FS)	1000
0.4375 FS (7/16 FS)	0111
0.375 FS (6/16 FS)	0110
0.3125 FS (5/16 FS)	0101
0.25 FS (4/16 FS)	0100
0.75 FS (3/16 FS)	0011
0.1875 FS (2/16 FS)	0010
0.0625 FS (1/16 FS)	0001
0	0000

При использовании прямого двоичного кода (другое название — униполярный двоичный код) нулевому напряжению соответствует цифровой код 0000. Входное напряжение, равное максимальному значению минус 1 LSB представлено кодом 1111. С помощью прямого двоичного кода нельзя представить напряжение полной шкалы преобразователя.

Режим биполярного входного сигнала (несимметричный или дифференциальный) — способ подключения входного сигнала при использовании двух входных выводов (положительного и отрицательного) преобразователя, позволяющий обрабатывать как положительные, так и отрицательные напряжения на входах. В такой конфигурации напряжение на отрицательном входе равно разности напряжений между двумя входными выводами, а напряжение на любом из выводов не может выходить за пределы напряжения любой из шин питания.

Сигма-дельта-преобразователь (Σ-Δ) — однобитная система выборки сигнала. При использовании такой системы поток битов поступает на цифровой фильтр, в котором с полученными данными выполняются математические операции. В большинстве промышленных преобразователей цифровой фильтр выполнен как фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр).

Скорость передачи данных — интервал времени между началом преобразования и появлением сигнала на выходе сигма-дельта АЦП.

Скорость преобразования — величина, обратная времени, которое необходимо АЦП для выборки, обработки, оцифровки сигнала и подготовки к следующему преобразованию.

Среднее значение собственных шумов — расчётное среднеквадратическое значение шума, учитывающее разрядность (количество битов) преобразователя и количество выборок.

Старший значащий бит (MSB) — обычно крайний левый бит в цифровой двоичной последовательности.

Точка перехода — аналоговое входное напряжение, при котором выходной цифровой код преобразователя переходит к следующему значению.

Устройство выборки и хранения — переключаемый входной каскад АЦП, в котором выполняется запоминание и хранение входного сигнала в течение короткого интервала времени.

Цифровой интерфейс (SPI™) — трёх- или четырёхпроводный интерфейс. АЦП, подключённый к такому интерфейсу, работает в режиме ведомого. Интерфейс I^2C является двухпроводным стандартным интерфейсом, разработанным фирмой Philips.

Частота выборки (частота преобразования) — скорость, с которой преобразователь может выполнять преобразования. Обычно измеряется в количестве выборок за секунду или в Гц.

Ширина кода — разность напряжения между двумя точками перехода. Ширина кода в идеальном случае равна 1 LSB (см. **Рис. А.6**).

Шум квантования (шум дискретизации) — шум, который создаётся аналого-цифровым преобразователем в результате представления аналогового сигнала в виде отдельных дискретных значений. Разность напряжений, при которой происходит изменение выходного кода на единицу, равна значению младшего значащего бита (LSB) преобразователя. Шум квантования АЦП определяет максимальное значение отношения сигнал/шум (SNR), которое равно

$$SNR_{IDEAL} = 6.02n + 1.76 \text{ дБ}.$$

Эффективное число битов (ENOB) — отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD) измеряется в децибелах, а единицей измерения ENOB является бит. Переход от SINAD к ENOB выполняется с помощью формулы:

$$ENOB = (SINAD - 1.76)/6.02.$$

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

БЫСТРОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ

Быстрое преобразование Фурье (БПФ) применяется для оценки характеристик систем оцифровки данных в частотной области. Теория этого преобразования довольно сложна, но практическое применение самого метода затруднений не вызывает. В основе преобразования Фурье лежит предположение о том, что сигнал любой формы можно представить в виде суммы некоторого числа синусоидальных сигналов с определёнными амплитудами, частотами и начальными фазами.

Например, последовательность прямоугольных импульсов (меандр) можно представить суммой синусоидальных сигналов $\sin(x) + {}^1/_3 \sin(3x) + {}^1/_5 \sin(5x) + {}^1/_7 \sin(7x)$. Добавляя каждый раз к основной синусоиде $\sin(x)$ гармоники из указанной последовательности, можно приблизить форму полученного сигнала к прямоугольной (**Рис. Б.1**).

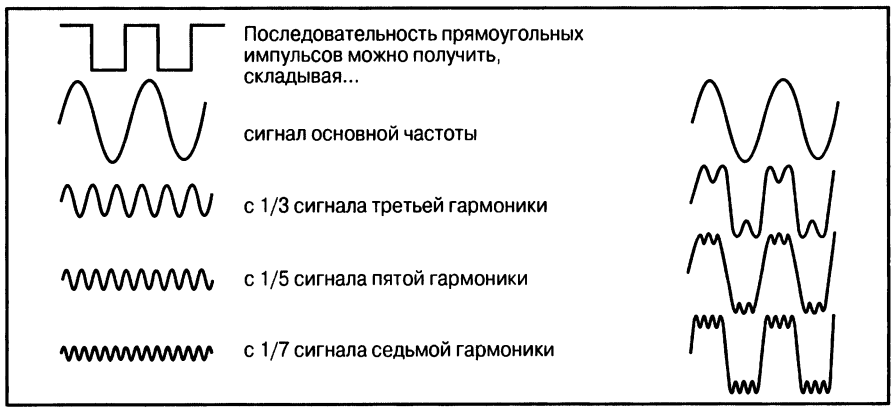


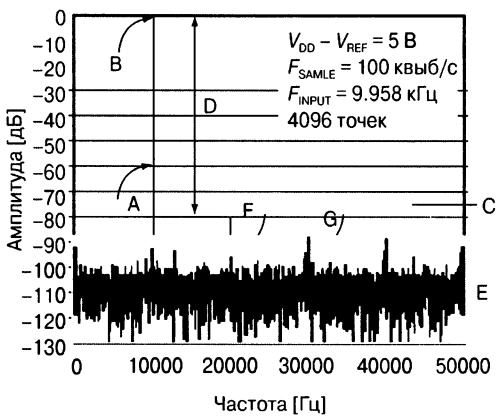
Рис. Б.1. Импульсный сигнал можно получить путём сложения синусоидального колебания основной частоты с нечётными гармониками этого колебания.

Б.1. Анализ графика БПФ

Для построения графика БПФ необходимо в течение некоторого времени собрать большое число выборок цифрового кода на выходе АЦП. Как правило,

производители АЦП при определении характеристик для технической документации подают на вход преобразователя аналоговый сигнал одной частоты с амплитудой полной шкалы; такие условия позволяют исследовать полный динамический диапазон преобразователя. Затем полученные данные преобразуются в график, один из которых показан на **Рис. Б.2**.

Частотная шкала такого графика всегда берётся линейной от нуля до половины частоты Найквиста. Для БПФ-анализа частота Найквиста выбирается равной частоте преобразования.



A — амплитуда основной частоты сигнала
B — величина сигнала на 0.5 дБ ниже максимального значения диапазона
C — отношение сигнал/шум = 72 дБ
D — динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих = 78.5 дБ
E — среднее значение уровня шумов = −107 дБ
F — амплитуда первой гармоники = −79 дБ
G — амплитуда второй гармоники = −89 дБ

Рис. Б.2. Среди основных результатов графика БПФ следует выделить основной входной сигнал (A), величину сигнала по отношению к напряжению полной шкалы (B), отношение сигнал/шум (C), динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (D), и средний уровень шумов (E).

По оси амплитуд значения изменяются от нуля вниз до соответствующих отрицательных значений, которые зависят от разрядности преобразователя и количества выборок, используемых для построения графика БПФ. Если аналоговый сигнал на входе АЦП преобразуется в цифровой код, равный диапазону полной шкалы, то на графике эта точка будет соответствовать 0 дБ. Для сигналов с амплитудами, меньшими диапазона полной шкалы, можно получить их цифровой код по формулам:

$$D_{OUT} = (2^n - 1) \times 10^{(\text{Амплитуда}/20)},$$

$$V_{OUT\ RTI} = D_{OUT} \times FSR / 2^n,$$

где D_{OUT} — десятичное представление цифрового кода, округленное до ближайшего целого. Амплитуда берётся из графика БПФ (в дБ),

$V_{OUT\ RTI}$ — приведённое ко входу АЦП напряжение, соответствующее цифровому коду на выходе преобразователя. Это напряжение должно соответствовать величине аналогового входного напряжения V_{IN},

n — разрядность АЦП,

FSR — диапазон полной шкалы аналогового входного сигнала (в вольтах).

Особый интерес на графике БПФ представляют пять элементов, отмеченных на **Рис. Б.2**, которые дают подробную информацию о характеристиках системы.

Б.2. Основная частота входного сигнала

Для построения графика БПФ (**Рис. Б.2**) берётся выходной сигнал 12-битного АЦП последовательного приближения с частотой выборки 75 кГц и тактовой частотой 1.2 МГц. Частота аналогового входного сигнала равна 36 кГц (**Рис. Б.2А**). Для построения графика БПФ было выбрано 4096 12-разрядных двоичных чисел.

Б.3. Размах входного сигнала

Из **Рис. Б.2** видно, что наибольшая амплитуда (А) соответствует основной частоте входного сигнала, который затем преобразуется в соответствующий цифровой код на выходе преобразователя. В данном случае этот цифровой код будет максимально приближаться к значению, соответствующему напряжению полной шкалы входного сигнала. Амплитуда основной частоты сигнала на **Рис. Б.2** составляет 0.5 дБ, или 94.4% от максимального значения (В) выходного сигнала преобразователя. В данном случае границы допустимых значений для преобразователя не превышены, поэтому сигнал не ограничивается. Если бы это случилось, то на графике БПФ факт искажения сигнала проявился бы в виде пиков на частотах, отличных от основной.

Б.4. Отношение сигнал/шум

Эффективным методом оценки уровня шумов в схеме с АЦП является определение отношения сигнал/шум (С). Отношение сигнал/шум (SNR) является расчётной величиной и равно отношению мощности сигнала к мощности шума. Теоретически достижимый предел SNR равен $6.02n + 1.76$ дБ, где n — число битов. Идеальный 12-битный АЦП должен иметь значение SNR, равное 74 дБ. На БПФ-диаграмме показаны все выбросы напряжения и минимальный уровень шумов.

$$\text{SNR} = \text{Мощность сигнала (rms)} / \text{Мощность шума (rms)} =$$

$$= (\text{LSB} \times 2^{n-1}/\sqrt{2}) / (\text{LSB} \times \sqrt{12}) = 6.02n + 1.76 \text{ дБ}.$$

При расчёте SNR по БПФ-диаграмме принимаются во внимание все источники шумов, которые включают шум квантования АЦП, внутренний шум преобразователя, шум источника опорного напряжения, дифференциальную нелинейность АЦП и шум предварительного усилителя.

Б.5. Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих

Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (D), определяет уровень искажений в системе. Эта характеристика определяется разно-

стью (в дБ) между максимальной амплитудой напряжения сигнала основной частоты и амплитудой максимальной паразитной составляющей.

Составляющие, обусловленные нелинейностью АЦП, будут проявляться как сигналы с частотами, кратными основной частоте сигнала с коэффициентом b, например $A\sin(bx)$, но это только в том случае, если они не являются результатом наложения спектров. Если паразитные составляющие возникают из-за наложения спектров, то их частота определяется формулой:

$$f_{\text{interference}} = \pm(Kf_{\text{sample}} - f_{\text{aliased}}),$$

где $f_{\text{interference}}$ — рассчитанные частоты возможных высокочастотных помех,
K — положительное целое число,
f_{sample} — частота дискретизации аналого-цифрового преобразователя,
f_{aliased} — частота сигнала, вызванного наложением спектров, который определяется из БПФ-диаграммы.

Вообще говоря, паразитные составляющие на гармониках основного сигнала обусловлены погрешностями самого преобразователя, а случайные по частоте составляющие вызваны либо другими устройствами, либо внешними источниками шумов.

Если паразитные составляющие создаются самим АЦП, то, вероятнее всего, это вызвано интегральной нелинейностью, хотя такие же составляющие могут создаваться и предварительным усилителем сигнала. Частоты таких составляющих не связаны с основной частотой и их нельзя вычислить по приведённой выше формуле. Если их источником является усилитель, то это может привести к возникновению переходных искажений, невозможности сформировать сигнал для АЦП или к ограничению полосы пропускания. Такое же влияние может оказать и наведённая помеха, которая попадает из других частей схемы, например из цифровых генераторов частоты, или сети электропитания.

Б.6. Среднее значение собственных шумов

Среднее значение собственных шумов (Е) на **Рис. Б.2** определяется комбинацией числа битов и количества точек на графике БПФ. Эта характеристика не связана с параметрами АЦП. Независимо от разрядности преобразователя, необходимо выбрать такое число выборок, чтобы средний уровень шумов был ниже уровня любого выброса.

$$\text{Средний уровень шумов БПФ (в дБ)} = 6.02n + 1.76\ \text{дБ} + 10\log(3\times M/(\pi\times \text{ENBW})),$$

где M — количество точек на диаграмме БПФ,
ENBW — эквивалентная шумовая полоса весовой функции (см. раздел Б.9),
n — разрядность преобразователя.

Разумное значение числа выборок БПФ-анализа для 12-битного АЦП равно 4096.

Б.7. Другие характеристики, получаемые в результате выполнения БПФ

Имеются ещё две интересные характеристики, которые получают в результате выполнения БПФ-анализа: полный коэффициент гармоник (THD) и отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD). Полный коэффициент гармоник вычисляется как отношение среднеквадратического значения суммы мощностей гармонических составляющих (выбросов) к мощности входного сигнала.

$$THD_{rms} = 20\log(\sqrt{((10^{2nd\ HAR/20})^2 + (10^{3hd\ HAR/20})^2 + (10^{4th\ HAR/20})^2 + ...)}).$$

Значительную долю в THD занимают погрешности, обусловленные нелинейностью АЦП. Большинство производителей определяет значение THD по вкладу первых девяти гармоник.

Отношение сигнал/(шум + искажения) можно вычислить при помощи формулы, в которую входят значения SNR и THD:

$$SINAD = -20\log(\sqrt{10^{-SNR/10} + 10^{+THD/10}}).$$

Б.8. Точность результатов БПФ

БПФ-анализ является весьма эффективным инструментальным средством. Взяв достаточное количество выборок, с помощью БПФ можно получить довольно надёжные оценочные характеристики. Точность результатов в битах зависит от количества выборок. Приведённая далее формула даёт хорошие результаты БПФ-анализа при правильном выборе весовой функции (см. раздел Б.9):

- Точность БПФ (дБ) = ± 4 дБ / ($n\sqrt{K}$).
- Точность БПФ (%) = $\pm 10^{(4/(20n\sqrt{K}))} - 1) \times 100\%$,

где n — разрядность, K — число выборок, собранных для БПФ.

По этой формуле можно определить, сколько выборок нужно взять для оценки шумовых параметров схемы. Например, если взять 256 выборок в схеме с 12-битным АЦП, то можно ожидать точности результатов БПФ-анализа на уровне 0.021 дБ или 0.24%. Точность хорошего 12-битного преобразователя составляет $1/2^{12}$ или 0.024%, т.е. в 10 раз выше. Это свидетельствует лишь о том, что 256 выборок недостаточно для качественной оценки уровня шумов. Более подходящим значением для количества выборок может быть 4096, что даёт точность оценки БПФ 0.06%. Обратите внимание, что наличие квадратного корня в формулах для вычисления точности не даёт резкого возрастания точности с ростом числа выборок.

Б.9. Весовые (оконные) функции[1)]

Окно Блэкмена—Харриса — окно колоколообразной формы. Обычно используется при гармоническом анализе непрерывных во времени сигналов. Весовая

[1)] Весовые функции, которые называют также окнами, применяют для ограничения спектра при выполнении БПФ. Перед реализацией БПФ выборки сигнала умножаются на весовую функцию, которая должна спадать к краям набора выборок. Существует целый ряд стандартных весовых функций (окон). — *Примеч. ред.*

функция спадает до нуля на краях диапазона. Амплитудный спектр окна Блэкмена-Харриса имеет более широкий главный лепесток по сравнению с другими типами окон. Лепесток, соседний с главным, имеет меньшую амплитуду. По мере удаления лепестков от главного, их амплитуды уменьшаются.

Окно Хемминга — окно колоколообразной формы. Обычно используется при гармоническом анализе непрерывных во времени сигналов. Весовая функция спадает к краям диапазона, но не до нуля. Амплитудный спектр имеет более низкий уровень бокового лепестка, примыкающего к главному лепестку, по сравнению с окном Хеннинга.

Окно Хеннинга — окно колоколообразной формы. Обычно используется при гармоническом анализе непрерывных во времени сигналов. Весовая функция спадает до нуля на краях диапазона. В амплитудном спектре боковые лепестки, начиная со второго, меньше, чем при использовании окна Хемминга.

Прямоугольное окно — обычно используется при анализе импульсных характеристик. Применение этой весовой функции эквивалентно умножению каждой выборки на единицу. Даёт наилучшее разрешение по частоте с наиболее узким основным лепестком. Точность измерения амплитуды падает, если в интервал анализа при БПФ попадает не целое число периодов сигнала.

ПРИЛОЖЕНИЕ B

ПАРАМЕТРЫ, ОПРЕДЕЛЕНИЯ И РАСЧЁТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Бета (β) — коэффициент обратной связи в системе с замкнутой цепью обратной связи. Для простых систем значение 1/β представляет собой коэффициент усиления входного сигнала, поданного на неинвертирующий вход, при замкнутой цепи обратной связи. Кроме того, через β обозначается и коэффициент усиления тока базы биполярного транзистора, описывающий связь между токами коллектора, эмиттера и базы. Для биполярных транзисторов $I_E = I_C + I_B$ и $I_E = (1 + \beta) \times I_B$.

Время установления — время, необходимое для установки напряжения на выходе до указанного уровня от максимального (в %) при подаче на вход импульсного сигнала.

Входное напряжение смещения (V_{OS}) — постоянное дифференциальное входное напряжение, которое даёт нулевое напряжение на выходе ОУ.

Входное сопротивление и ёмкость для дифференциального входного сигнала (Z_{DIFF}, C_{DIFF}, R_{DIFF}) — эффективное сопротивление и ёмкость между входами ОУ (см. **Рис. B.1**).

Входное сопротивление и ёмкость для синфазного входного сигнала (Z_{CM}, C_{CM-}, R_{CM-}, C_{CM+}, R_{CM+}) — эффективное сопротивление и ёмкость между каждым входом ОУ и землёй (см. **Рис. B.2**).

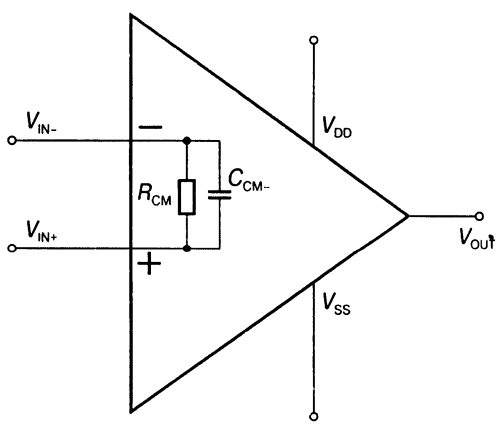


Рис. B.1. Дифференциальный входной импеданс определяется сопротивлением и ёмкостью между входами ОУ.

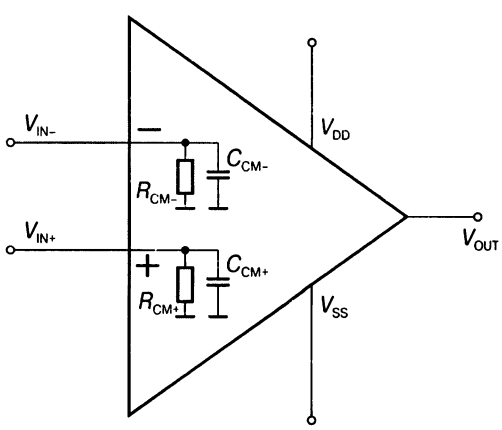


Рис. B.2. Входное сопротивление и ёмкость для синфазного сигнала измеряются на каждом входе операционного усилителя относительно земли.

Входной ток сдвига (I_{OS}) — разность токов смещения на входах ОУ ($I_{IN+} - I_{IN-}$).

Входной ток смещения (I_{IN-} и I_{IN+}) — втекающий или вытекающий ток на инвертирующем (V_{IN-}) или неинвертирующем (V_{IN+}) выводе ОУ. Источниками тока смещения являются транзисторы входного каскада, затвор полевого транзистора или область полупроводникового элемента с накоплением заряда.

Входной шум — шум, возникающий во входном каскаде ОУ. Входной шум определяется в фиксированной полосе частот. Как правило, в спецификациях ОУ приводят спектральную плотность входного напряжения шумов, спектральную плотность входного тока шумов и размах входного напряжения шумов от пика до пика.

Выходное сопротивление — выходное сопротивление ОУ при отсутствии ОС. Выходное сопротивление с ОС определяется приблизительно как выходное сопротивление при разомкнутой цепи ОС, делённое на $1 + \beta A_{0L}$.

Диапазон входных напряжений (V_{IN}) — диапазон напряжений на входе, при которых ОУ работает в линейной области амплитудной характеристики в схеме с разомкнутой цепью ОС.

Диапазон выходных напряжений (V_{OUT}) — см. *Размах выходного напряжения.*

Диапазон рабочих температур — диапазон температур, в котором может функционировать операционный усилитель. При этом следует обратить внимание, что не все параметры, приведённые в спецификации для конкретной нормированной температуры (диапазона), будут сохранять свои значения во всём диапазоне рабочих температур. См. также *Нормированный диапазон температур.*

Диапазон температур хранения устройства — максимальный диапазон температур, при котором допускается хранение устройства на складе. При выходе температуры за границы указанного диапазона возможно повреждение устройства.

Запас по фазе — значение фазы сигнала в схеме с разомкнутой цепью ОС, измеренной в точке пересечения амплитудной характеристикой уровня 0 дБ плюс 180°, по отношению к неинвертирующему входу ОУ. Теоретически, запас по фазе больше нуля градусов свидетельствует об устойчивости системы. На практике запас по фазе должен быть равен или превышать 45°.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала (CMRR) — отношение изменения напряжения синфазного сигнала к результирующему изменению напряжения смещения:

$$\mathrm{CMRR} = 20\log(\Delta V_{CM} / \Delta V_{OS})\ [\text{дБ}].$$

Коэффициент подавления нестабильности напряжения питания (PSRR) — отношение изменения напряжения питания к результирующему изменению напряжения смещения:

$$\mathrm{PSRR} = 20\log(\Delta V_{POWER\ SUPPLY}/\Delta V_{OS}).$$

Коэффициент подавления нестабильности напряжения питания уменьшается с ростом частоты.

Коэффициент усиления ОУ при разомкнутой цепи ОС (A_{OL}) — значение коэффициента усиления схемы с ОУ при разомкнутой цепи ОС уменьшается с ростом частоты. Коэффициент усиления определяется по формуле

$$A_{OL} = 20\log(\Delta V_{OUT}/\Delta V_{OS}).$$

Единицами измерения коэффициента усиления при разомкнутой цепи ОС являются дБ или В/В.

Напряжение питания — допустимый диапазон питающего напряжения между положительным и отрицательным значениями напряжения.

Нормированный диапазон температур — диапазон температур, в котором гарантируется соответствие параметров операционного усилителя значениям, указанным в спецификации.

Полоса пропускания — дипазон частот, в котором коэффициент усиления ОУ без ОС уменьшается не более чем на 3 дБ (или в 0.707 раза) относительно его значения для постоянного тока. Ограничения для этого параметра связаны со скоростью нарастания выходного напряжения. При возрастании частоты сигнала искажения наступают при меньших амплитудах (**Рис. В.3**).

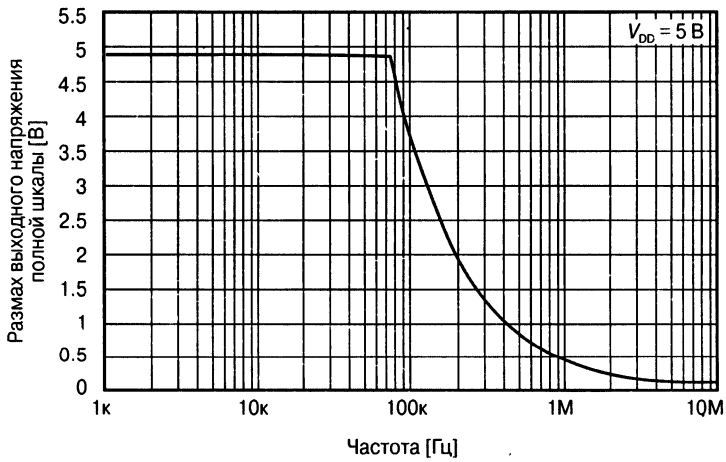


Рис. В.3. Полоса пропускания данного ОУ равна приблизительно 75 кГц.

Потребляемый ток от источника питания (I_{DD})— см. *Ток покоя*.

Предельные условия эксплуатации — граничные значения условий, при которых операционный усилитель может функционировать без повреждения. Параметры усилителя, указанные в технической документации, не гарантируются, если эти условия не соблюдаются.

Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания (GBWP) — коэффициент, представляющий собой произведение коэффициента усиления ОУ при разомкнутой цепи ОС (В/В) на значение частоты, где начинается спад амплитудно-частотной характеристики со скоростью 20 дБ/дек. Для устойчивой работы усилителя с коэффициентом усиления, равным 1, частота, на которой амплитудная характеристика схемы с разомкнутой ОС пересекает уровень 0 дБ, должна быть числено равна GBWP.

Размах выходного напряжения (V_{OUT}) — минимальное и максимальное напряжения на выходе ОУ при указанных параметрах нагрузки.

Синфазное входное напряжение — напряжение, которое подаётся одновременно на оба входа ОУ — инвертирующий и неинвертирующий.

Скорость нарастания выходного напряжения (SR) — максимальная скорость изменения выходного напряжения.

Спектральная плотность напряжения (тока) шума на входе — плотность распределения напряжения (тока) шума в спектре частот, измеряется в В/$\sqrt{\text{Гц}}$ или А/$\sqrt{\text{Гц}}$ (см. **Рис. В.4**).

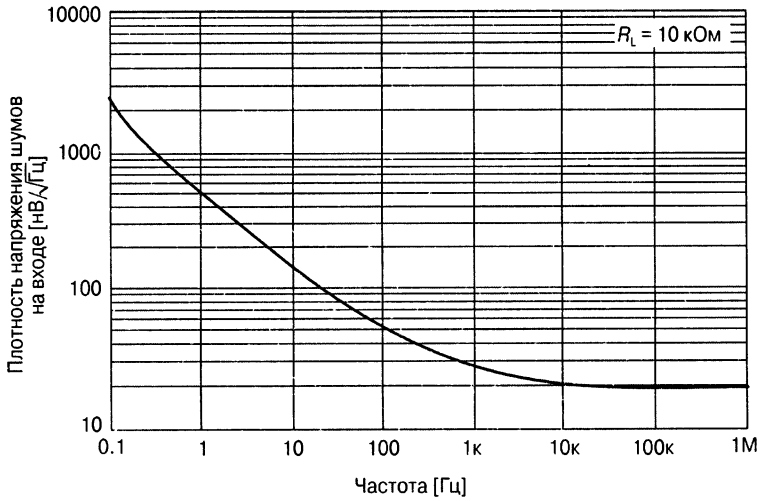


Рис. В.4. Графическое представление зависимости плотности напряжения шумов на входе ОУ от частоты.

Температурный дрейф входного напряжения смещения (V_{OS}/TEMP) — скорость изменения входного напряжения смещения при изменении температуры.

Температурный дрейф входного тока сдвига (I_{OS}/TEMP) — скорость изменения входного разностного тока от температуры.

Ток короткого замыкания (I_{SC}) — определяет максимальный ток при замыкании выхода ОУ на источник питания.

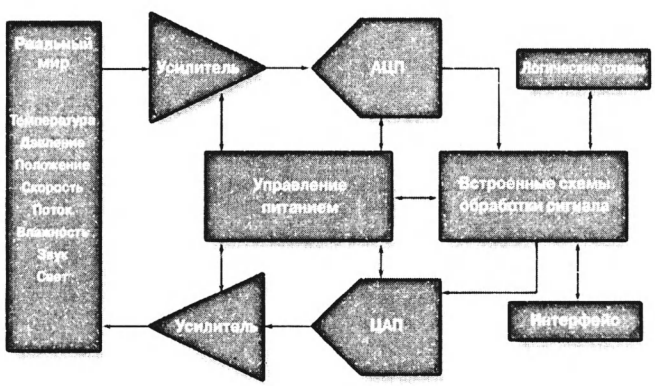
Ток покоя (I_{DD}) — величина тока, вытекающего из положительного источника питания или втекающего в отрицательный источник питания при отсутствии нагрузки на выходе усилителя.

Частота единичного усиления — определяет полосу частот от 0 Гц (постоянный ток) до частоты, на которой амплитудная характеристика системы с разомкнутой цепью ОС пересекает уровень 0 дБ.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

ПРОДУКЦИЯ КОМПАНИИ TEXAS INSTRUMENTS

Преимущества схемы обработки сигнала, построенной на компонентах компании Texas Instruments

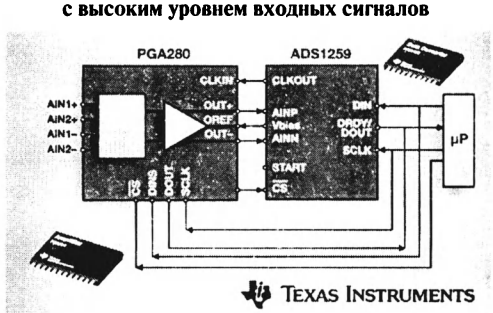


Источник: Databeans, April 2008; Forward Concepts, February 2008.

PGA280 + ADS1259 — промышленная система сбора данных с универсальным входом, построенная всего на двух ИС

- Промышленное полностью монолитное решение, обеспечивающее диапазон входного напряжения от единиц мВ до 20 В, позволяет сократить количество используемых микросхем и размеры печатной платы
- Прецизионная малошумящая (20 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$) система сбора данных с низким температурным дрейфом (0.17 мкВ/°С) и высокой точностью (линейность 2 ppm) на двух согласованных микросхемах значительно упрощает разработку и сокращает время выхода продукции на рынок

Высокоточное промышленное решение с высоким уровнем входных сигналов



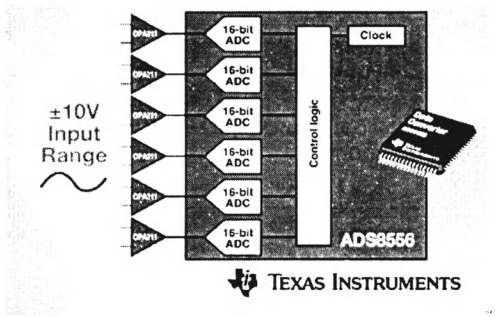
Применение:

- Программируемые логические системы управления
- Управление промышленными процессами
- Промышленные системы сбора данных

ADS8556 — самый быстрый (800 KSPS) АЦП ПП с высоковольтными входами, осуществляющий одновременную дискретизацию сигналов по 6 каналам

- Истинно биполярные входы с программируемым выбором рабочего диапазона упрощают подключение к АЦП различных датчиков и иных источников входных сигналов
- Лучшее в своём классе отношение сигнал/шум (93 дБ) повышает разрешение при дискретизации сигналов с большим динамическим диапазоном
- Совместимость по выводам 12- и 14-битных вариантов АЦП обеспечивает простой способ увеличения/уменьшения разрешения в последующих разработках
- АЦП ADS8556 в корпусе LQFP-64 совместим по выводам с АЦП AD7656, что позволяет использовать его как улучшенную замену AD7656
- Значение потребляемой мощности составляет 90 мВ, что более чем на 30% ниже, чем у AD7656 и позволяет сократить размеры теплоотвода на печатной плате

Высокопроизводительный АЦП одновременной дискретизации



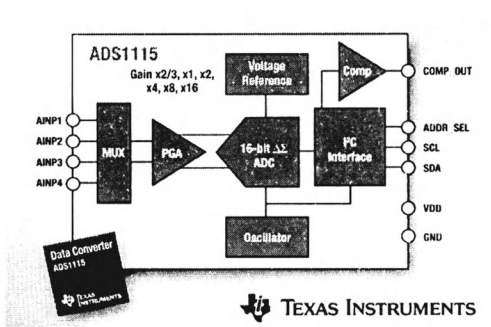
Применение:

- Замкнутые системы управления сервоприводом
- Робототехника
- Управление трёхфазными электродвигателями
- Системы защиты и управления качеством энергии

Семейство ADS1115 — самые миниатюрные 16-битные аналого-цифровые преобразователи

- Габариты RUG-корпуса (2.0x1.5x0.4 мм) на 70% меньше габаритов корпуса ближайшего конкурента, что позволяет уменьшить размеры печатной платы
- Наличие в микросхемах семейства встроенного генератора, источника опорного напряжения, программируемой логической матрицы (PGA), компаратора и 4-канального входного мультиплексора обеспечивает возможность масштабирования решений, сокращает число внешних компонентов и упрощает разработку
- Частота дискретизации составляет до 860 SPS, что в 14 раз выше, чем у ближайших конкурентов при тех же требованиях к получаемым результатам

Самые миниатюрные 16-битные АЦП



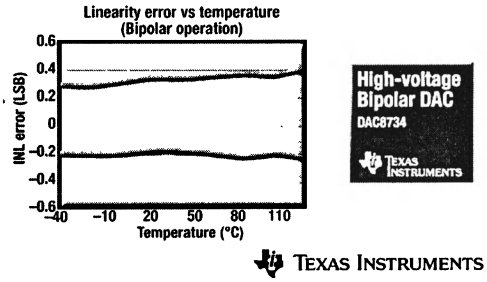
Применение:

- Схемы контроля батарей
- Портативные измерительные приборы
- Управление промышленными процессами

DAC8734 — 4-канальный 16-битный ЦАП с самым широким диапазоном рабочих напряжений

- Диапазон выходных напряжений составляет ±16 В, что уменьшает необходимость во внешнем усилителе и минимизирует число внешних элементов, позволяя сократить размеры печатной платы
- Самый широкий диапазон рабочих температур –40...+105°С делает микросхему идеальным выбором для приложений, работающих в жёстких условиях
- Высочайшая начальная точность обеспечивает меньшее время калибровки по сравнению с аналогами-конкурентами
- Наличие 12-битных (DAC7716) и 14-битных (DAC8234) вариантов ЦАП позволяют гибко наращивать/снижать возможности систем, упрощая разработку

16-битный высоковольтный биполярный ЦАП с самым низким температурным дрейфом

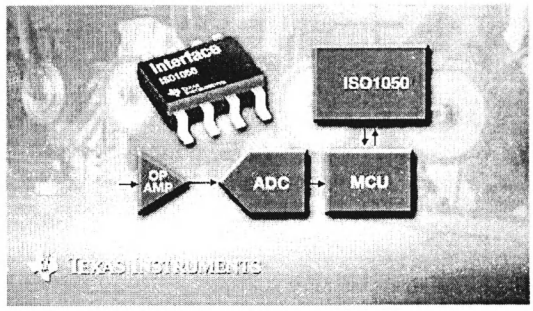


Применение:
- Управление промышленными процессами
- Автоматическое испытательное оборудование
- Измерительные приборы

ISO1050 — первый промышленный 5-вольтовый изолированный CAN-трансивер

- Сочетание в одном чипе CAN и гальванической развязки позволяет упростить конструкцию печатной платы и сократить количество требуемых компонентов
- Время распространения сигнала снижено на 34%, поэтому инженеры могут использовать более длинные кабели, чем в случае применения иных распространенных изолированных интерфейсов CAN
- Широкий корпус позволяет уменьшить размеры плат почти на 30% в высоковольтных приложениях, где требуется минимальный изоляционный зазор
- Энергопотребление на системном уровне снижено на 38% по сравнению с изолирующими схемами на оптронах

Первый промышленный изолированный CAN-трансивер

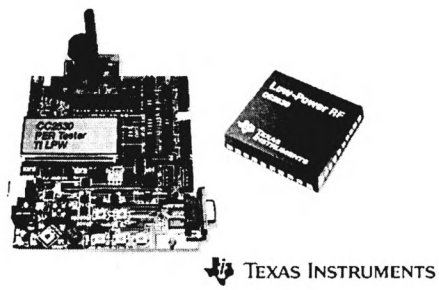


Применение:
- Промышленная автоматизация
- Управление электродвигателями
- Медицинское оборудование

CC2530 — самая полная промышленная 2.4-ГГц радиочастотная система-на-кристалле для стандарта IEEE 802.15.4

- 256 Кбайт встроенной флэш-памяти, что почти в два раза больше, чем у ближайшего конкурента, позволяет обеспечить поддержку разным сетевым протоколам (Zigbee Pro, RF4CE, SimpliciTI)
- Увеличение дальности действия до 400 м (по прямой видимости), что в 2 раза больше по сравнению с предыдущим поколением, снижает стоимость систем
- Потребляемый ток на 25% ниже по сравнению с ближайшим конкурентом, что увеличивает продолжительность работы систем с питанием от батарей
- Превосходная избирательность и помехозащищенность позволяют работать на частоте, находящейся в 8 раз ближе к частоте источника помех, что улучшает рабочие характеристики сети и снижает стоимость её развертывания

2.4-ГГц система-на-кристалле для IEEE 802.15.4, ZigBee® и RF4CE



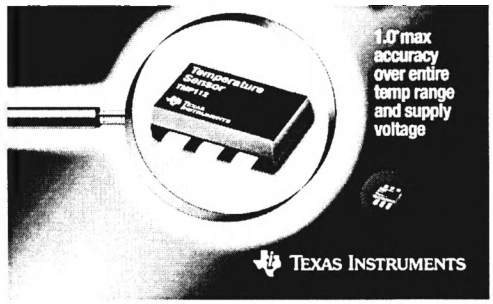
Применение:

- Бытовые и коммерческие системы домашней автоматизации
- Промышленные системы мониторинга и управления
- Системы слежения за материальными ценностями
- Сетевые датчики

TMP112 — высокоточный (1°C) цифровой датчик температуры с самым низким энергопотреблением

- Ток покоя датчика (10 мкА) на 90% меньше, чем у ближайшего конкурента, что увеличивает срок службы батарей
- Точность в расширенном диапазоне температур (от –40 до +125°C) не менее 1°C, что почти в два раза лучше точности ближайшего конкурента. Это способствует улучшению характеристик систем контроля температуры и систем с обратной связью по температуре
- Датчик в корпусе SOT563 на 68% меньше ближайшего корпусного датчика-конкурента, что позволяет уменьшить размеры печатных плат и снизить стоимость систем

Локальный цифровой датчик температуры в корпусе Tiny SOT563



Применение:

- Компьютеры: серверы, настольные компьютеры, ноутбуки
- Управление термостатами
- Источники питания: системы регулировки температуры

Инструментарий разработчика схем на ОУ

- SPICE-модели — у новых ОУ будут SPICE-модели
  - Обычно мы создаем модели только для одноканальных версий
  - Для многоканальных версий используйте несколько одноканальных моделей
- TINA™ Models — мощная и простая в использовании программа симуляции схем
  - У каждого нового ОУ будет своя модель TINA
  - Для многоканальных версий используйте несколько одноканальных моделей
  - Специализированные модели TINA
- FilterPro™ — программа проектирования активных фильтров
  - Разработка фильтров нижних и верхних частот на операционных усилителях с обратной связью по напряжению
- Смонтированные оценочные модули — потребитель может провести лабораторную оценку параметров
- Оценочные модули без установленных микросхем позволяют протестировать несколько разных микросхем для одного и того же приложения
- Демонстрационные платы обеспечивают более комплексное решение
  - Различные микросхемы обработки сигнала, реализующие конкретные приложения или функции

Инструмент быстрого поиска

Amplifier Quick Search

For best results, enter 3 search values in any of the fields below.

Voltage

Total Supply Voltage = V

Offset Voltage <= uV

Voltage Noise <= nV/rtHZ

Rail-Rail = ☐ In ☐ Out

Current

Iq per channel <= uA

Input Bias Current <= pA

High Output Current = --

Speed

Bandwidth >= kHz

Slew Rate >= V/us

Search

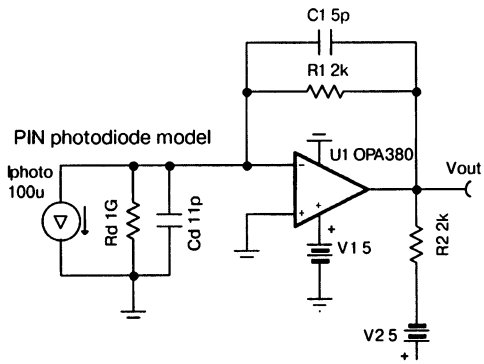
Ключевые параметры помогут найти именно тот усилитель, который требуется в вашем приложении

Три главных параметра, сужающих область поиска в случае классических высокоскоростных ОУ

Доступен на ESP:
TI ESP Home >
Analog & Mixed Signal >
Amplifiers & Linear >
Amplifier Quick Search

SPICE-модели PA- и HSP-усилителей

- Самая широкая номенклатура предлагаемой продукции (свыше 1000 моделей операционных усилителей) и более 43000 заказчиков
- PSPICE-модели:
  - на сегодняшний день доступно свыше 700 таблиц соединений
  - в 2009 году добавлено свыше 50 новых моделей
- Модели TINA-TI:
  - более 300 эталонных моделей/разработок
  - в 2009 году добавлено свыше 50 новых моделей
- Специализированные модели:
  - специализированные модели TINA
  - свыше 100 различных моделей для более чем 20 приложений: сюда входят самые разнообразные приложения — от предварительного аудиоусилителя до симулятора резистивного датчика температуры



Таблицы выбора приборов

Отображает микросхемы, которые подходят для вашего устройства

Выбор высокоскоростных усилителей для испытательного и измерительного оборудования

Device	Description	ATE	Data Acquisition Card	Digital Voltmeter	Machine Vision & Inspection	Network Analyzer	Oscilloscope Channels	Active Probe	Signal Generator / ARB	Spectrum Analyzer	Wireless Tester
5-6V											
THS4504	CFB Single Ended 50-Hz unity gain stable	X	X			X				X	X
THS4508	FDA G=+2 SR 6400V/µs 2000MHz BW very low distortion & negative supply	X	X		X	X				X	X
THS4509	FDA G=+2 SR 6600V/µs 2000MHz BW very low distortion & negative supply	X	X		X	X				X	X
THS4511	FDA G=1 stable SR 4500V/µs 1600MHz BW wide voltage range includes negative supply	X	X		X	X				X	X
THS4513	FDA G=1 stable SR 6100V/µs 1600MHz BW wide voltage range includ										
THS4520	FDA G=1 stable										
10V											
BUFF602	Wideband Buffer										
OPA4872	High Speed Video										
OPA656	CFB FET input u										
OPA657	CFB FET input m										
OPA690/691/692/693	CFB 1/2/3 ch opa										
OPA691/692/693/694	CFB 1/2/3 ch opa 2100V/µs										
OPA690/691	CFB with fixed G=										
OPA694/695/696/697	CFB unity gain st 1500V/µs SR										
OPA698	CFB unity gain st 1100V/µs SR										
OPA847	CFB with very high 950V/µs										
OPA275	High Speed Video										
THS4271	VFB GBWP=400										
30V											
THS3001	CFB G=1/2/5 BW										
THS3091	CFB G=1/2/5/10										
THS4031	CFB G=1/2/5 BW										
THS4130/1	FDA without w/o SI 52V/µs										

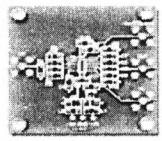
Выбор высокоскоростных усилителей для проводных линий связи

Device	Description	ADSL Repeater/Extender	ADSL2+ CO	ADSL2+ CPE	VDSL2 CO +21dBm	VDSL2 CO +14.5dBm	VDSL2 CPE	PowerLine Modem P_C	Powerline Modem Receiver	PowerLine E-Metering
12V System										
OPA653	Very Low Power, with Disable								X	
OPA2613	Dual, Wideband, High Output Current, with Current Limit			X				X		X
OPA2614	Dual, High Gain Bandwidth, High Output Current, with Current Limit			X				X		X
OPA2674	Dual, Wideband, High Output Current, with Current Limit			X	X	X	X	X		X
OPA2677	Dual, Wideband, High Output Current			X	X	X	X	X		
OPA2683	Dual, Very Low Power, with Disable	X								
OPA2684	Dual, Low Power, with Disable	X								
THS6062/3	275 mA, ±12V ADSL CPE Line Driver, w/disable			X				X		X
24V System										
THS6042/3	350 mA, ±12V ADSL CPE Line Driver			X				X		X
THS6132	High Efficiency Class G ADSL Line Driver		X							
THS6182	Low Power Dissipation ADSL Line Driver		X							X
THS6184	xDSL Line Driver		X							

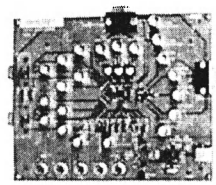
Оценочные модули и макетные платы

- Полностью смонтированные оценочные модули (EVM)
  - Имеются для большинства приборов серии THSxxxx и некоторых INA, DRV, PGA. Приобрести EVM можно через TI eStore
  - Ожидаются оценочные модули для ОУ серий OPA5xx
- Макетные и демонстрационные платы без установленных микросхем
  - Доступны для приборов OPAxx, TLVxx, BUFxx, OTAxx и VCA8xx. При заказе через eStore эти платы можно получить БЕСПЛАТНО (до 5 шт.). Стоимость заказа последующих плат — $5 за штуку.
  - Ожидаются оценочные модули с DIP-адаптером для ОУ серий OPA

Макетная плата

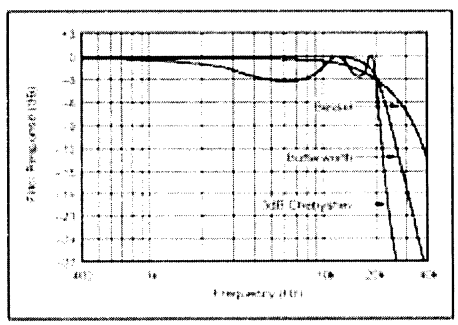


Смонтированный модуль

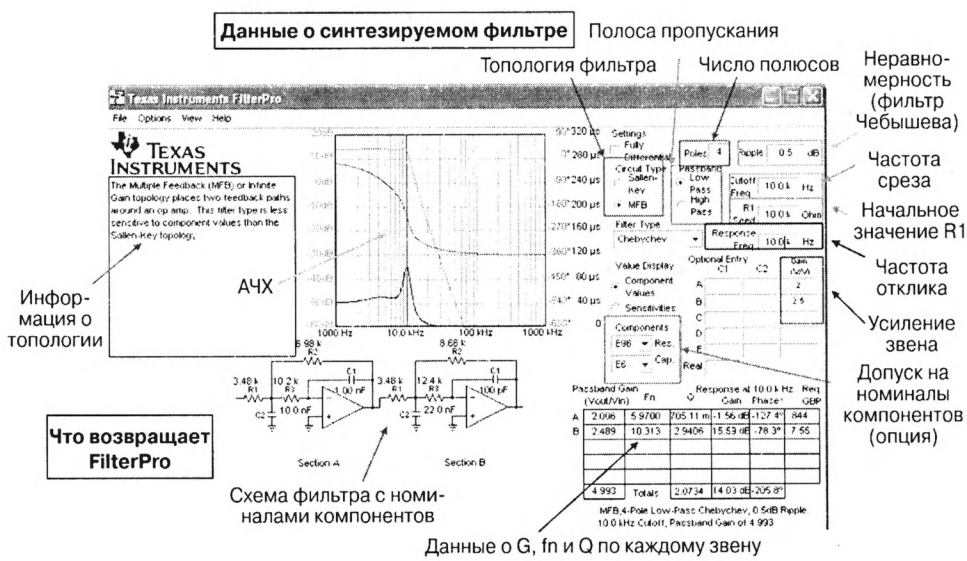


FilterPro

- Инструмент синтеза многозвенных активных фильтров нижних и верхних частот
- Поддержка фильтров от 2-го до 10-го порядков, фильтров с несколькими обратными связями (MFB) и фильтров Саллена-Кея
- Руководство пользователя
- Бесплатно загружаемое ПО с сайта *http://ti.com/filterpro*
- Включает:
  - фильтры Бесселя
  - фильтры Баттерворта
  - фильтры Чебышева
  - линейно-фазовые фильтры

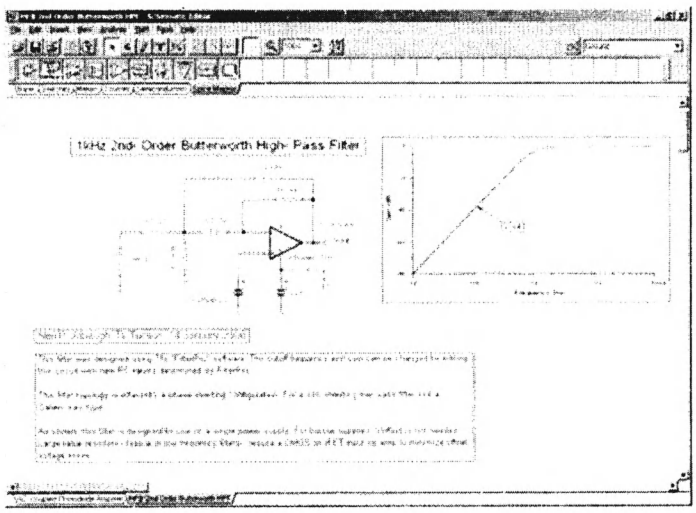


Рабочий лист FilterPro



TINA Spice

Программа TINA -TI



- Бесплатная загрузка TINA TI с сайта *http://ti.com/tina-ti*
- Интуитивно понятный редактор схем
- Макромодели от TI инсталлированы и готовы к использованию
- Примеры схем тестирования для каждой макромодели
- Свыше 150 схем применения
- Простые в использовании виртуальные инструменты
- Неограниченное число узлов и макромоделей в схеме
- Анализ по постоянному току, по переменному току, расчёт шумов, расчёт переходных характеристик и анализ Фурье
- Последующая обработка результатов
- Простое копирование/вставка метафайлов схем и графиков
- Улучшенная сходимость при симуляции импульсных источников питания

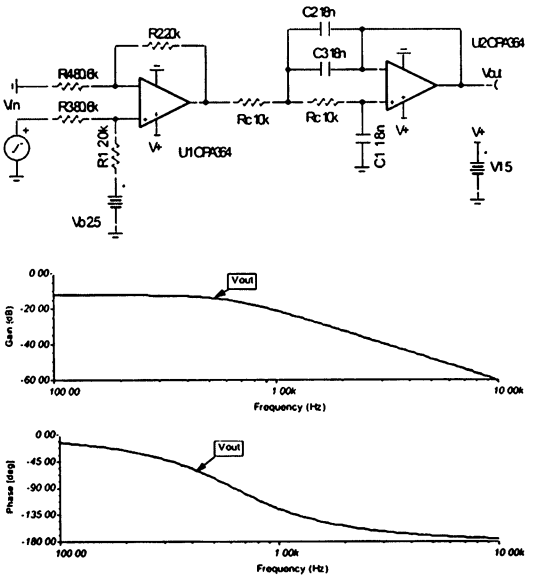
Пример использования программы TINA-TI

Этот двухполюсный ФНЧ Баттерворта (Саллена-Ки) настраивается изменением сопротивления цифровых 10-кОм потенциометров R_c. Частота настраивается простым изменением сопротивлений потенциометров на одну и ту же величину.

Частоты, на которых усиление падает на 3 дБ, показаны ниже на графиках АЧХ. Номиналы резисторов для промежуточных частот среза могут быть получены интерполяцией от этих значений.

Приведенный фильтр предназначен для работы от однополярного источника питания +5 В. Диапазон входного сигнала ±10 В, выходной диапазон – от 0 до +5 В.

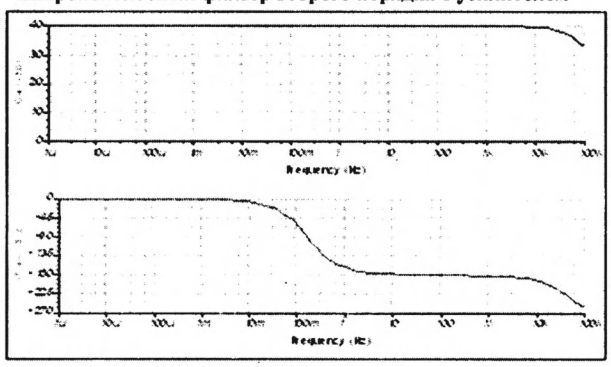
Настраиваемый ФНЧ (650...3000 Гц)

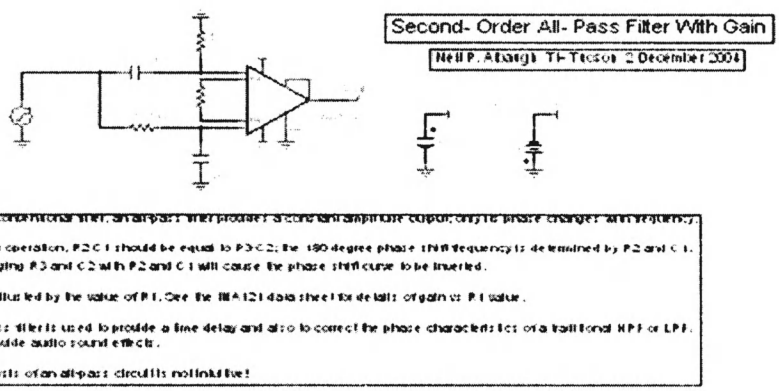


Схемы применения TINA Spice

- Моделирование схем от ёмкостных компенсаторов нагрузки до резистивных датчиков температуры
- Бесплатная загрузка:
  - содержит название и описание схемы
  - схемы применения TINA-TI
- Осциллограммы входных и выходных сигналов

Широкополосный фильтр второго порядка с усилителем

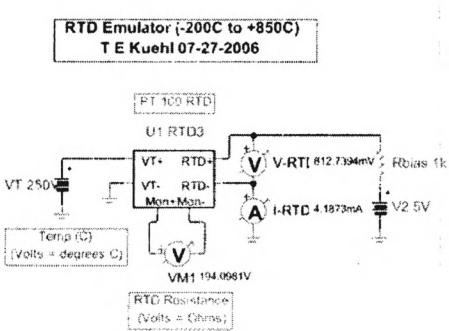




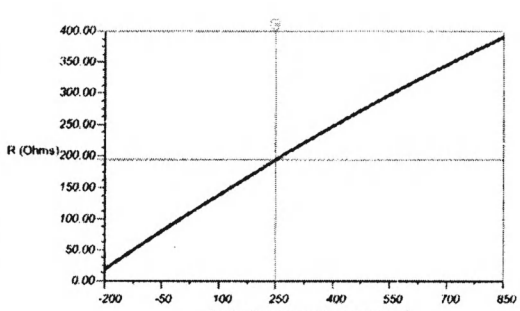
Пример применения — точный эмулятор резистивного датчика температуры Pt100 для TINA TI

Отклик на изменение температуры, смоделированный эмулятором резистивного датчика температуры Pt100.

Эмулятор резистивного датчика температуры (от –200 до +850°C)



Зависимость сопротивления резистивного датчика от температуры



ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

A-Z

.OPTION (.OP) statement, SPICE — *189-191*
β — *168-175, 342*
CAN-шина — *16-18*
GMIN — *191*
IGBT — *100-102*
MOSFET — *82, 100-103, 195, 229, 263*
SPICE-моделирование — *180-185, 253-254, 260, 307*

А

автоматическая трассировка — *289-290*
активный фильтр — *85, 109, 120-122, 154, 319*
алкалиновая (щелочная) батарея — *224*
анализ устойчивости — *164-165, 171*
аналоговая земля (AGND) — *287-294*
аналоговый фильтр — *16-17, 23, 66, 86-87, 92-93, 95, 107-118, 120*
АЦП
- аддитивная погрешность — *44, 49, 52-55, 67, 160, 328, 333*
- анализ погрешностей — *217*
- время установления — *75-76*
- диапазон входного сигнала — *41-43*
- диапазон полной шкалы (FSR) — *41*
- мультипликативная погрешность — *44, 49, 53-55, 67, 331*
- отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD) — *50, 332*
- отношение сигнал/шум (SNR) — *48, 50, 69, 261, 332*
- повторяемость — *49, 52*
- разрешающая способность — *47-50, 71, 74, 202, 204-205, 207, 216*
- скорость преобразования — *47-48, 335*
- точность — *47-49, 52-54, 58, 61-62, 68, 74, 80-81, 238*
- эффективное число битов — *50, 52, 335*

АЦП последовательного приближения — *22, 48, 55, 59, 88, 90-98, 286, 320, 328*
АЧХ шума при замкнутой цепи обратной связи — *258*

Б

белый шум — *27*
биполярные транзисторы — *100*
биполярный входной сигнал, режим подключения — *334*
биполярный усилитель — *134*
БИХ-фильтр — *109*
буферный усилитель — *121, 135-137, 153, 163, 231- 232, 281*
быстрое преобразование Фурье (БПФ) — *204, 303, 310-314, 329, 336-341*

В

внутренний буфер — *328*
временная область — *310, 311*
время выборки — *328*
время преобразования — *47, 216, 329*
время установления — *75-76, 112, 176, 329, 342*
вторичный источник питания (аккумулятор) — *224-225*
входная ёмкость усилителя — *165*
входное напряжение смещения — *342*
входное сопротивление и ёмкость для дифференциального входного сигнала — *257, 342*
входное сопротивление и ёмкость для синфазного входного сигнала — *257, 343*
входной каскад ОУ — *148-149, 151-152, 159-160, 164, 177*
входной ток сдвига — *343*
входной ток смещения — *343*
входной шум — *343*

выбросы напряжения — *112, 114, 116-118, 131, 134, 176-178*
выходное сопротивление — *343*
выходной каскад — *100, 102, 104, 135, 136, 148, 158-160, 177-178, 184*
выходной цифровой код — *329*

Г

гармонические сигналы в паузе — *329*
генератор подкачки заряда — *233-238, 245, 250, 262, 265*
гистерезис — *208-209*
гистограмма — *51, 246, 248, 297, 298, 302, 305, 308-311, 316, 318*

Д

датчик давления — *17-18, 84, 93-94, 219, 248, 295, 306-309, 318, 324*
датчик температуры — *15, 19, 80-84*
датчик Холла — *99-100, 103*
двигатель переменного тока — *99-104*
двухслойная печатная плата — *289, 293, 301*
демоплата — *305*
диаграмма Боде — *165-167, 170-171, 175, 178*
диапазон входных напряжений — *149-150, 213, 218, 343*
диапазон полной шкалы (FS) — *41-47, 53, 61, 329, 332*
диапазон рабочих температур — *343*
диапазон температур хранения — *343*
динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR) — *329, 337-339, 343*
дифференциальная нелинейность — *44, 50, 53, 55, 329*
дифференциальный вход — *41-43, 329, 342*
дифференциальный усилитель — *38, 65, 140-141, 143-144*
дополнительный код — *43-45, 330*
дорожки питания — *301, 325*

З

зависимые источники — *194, 196*
задержка распространения сигнала — *111-112, 131, 176, 208*
запас по фазе — *165-167, 171, 172, 344*
запуск — *239-242*
звездообразная топология — *294, 295*
земляная дорожка (шина) — *146, 230, 234, 268, 290, 293-294, 296-297, 315*
земляной слой — *146, 268, 275-276, 278, 288, 290, 293-294, 296-301, 315, 324, 326*

И

идеальный операционный усилитель — *133*
изменение напряжения смещения на входе — *149, 153-154, 156*
измерение электрической мощности — *22*
импульсный преобразователь напряжения — *226-229, 233-238, 263*
инвертирующий усилитель — *139, 205*
инструментальный усилитель — *26-28, 85, 87, 96, 143-145, 151, 154, 198, 247, 249, 253-254, 266-267, 272, 306-307, 313, 318*
интегральная нелинейность (INL) — *44, 53, 55, 330-331*
интегральный датчик температуры — *82-83*
искажения выходного сигнала — *157, 158-160*
искажения типа «ступенька», вносимые входным каскадом — *160*
источник постоянного тока — *88-89, 92-93, 125, 186*

К

КИХ-фильтр — *26, 28, 70, 72, 76, 109, 335*
КМОП-усилитель — *134-135, 137, 143, 146*
компаратор — *56-57, 68-69, 74, 156, 200, 207-222*
компаратор двухпороговый — *200, 209-210*
коэффициент заполнения импульсов — *201-202, 228*
коэффициент ослабления синфазного сигнала — *160-161, 163-164, 195, 198, 344*
коэффициент подавления нестабильности напряжения питания (PSRR) — *161-164, 198, 344*
коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи — *23, 133, 157, 161, 163-170, 195, 206, 260-261, 344*
КПД — *103, 224, 226-227, 229-230, 233-238, 262*

Л

литий — *224*
литий-ионный (Li-Ion) аккумулятор — *224-226*
литий-полимерный (Li-Poly) аккумулятор — *224-225*

М

макетная плата — *180, 185, 315*
макромодель — *180-184, 189-198*
макромодель Александера—Боуэрса — *192*
макромодель Бойла—Педерсона — *196*
максимально плоский — *113, 116*
младший значащий бит (LSB) — *22, 43,44, 49, 52-53, 58, 66, 91, 331, 335*
модели транзисторов — *184-185, 193-194*
модель на уровне транзистора — *193-196*
монотонность — *331*
мост Уитстона — *26, 42, 84, 94*
мостовой датчик — *94, 96, 307, 309*
мультиметр — *303-305*
мультиплексор — *38, 74-75, 85, 114, 127-129, 177, 318*
мультипликативная погрешность (погрешность полной шкалы) — *44, 49, 53-55, 67, 331-332*

Н

Найквист — *107-108, 118, 337*
напряжение питания — *344*
напряжение смещения — *90, 125, 132, 141-142, 144, 148-149, 151-156, 160-163, 195, 198, 207-208, 282, 342*
напряжение шумов на входе — *91, 198, 248, 251, 255-256*
независимые источники — *194*
неинвертирующий усилитель — *138*
несимметричный вход — *41, 46, 332-333*
никель-кадмиевый (NiCd) аккумулятор — *224-225*
никель-металл-гидридный (NiMH) аккумулятор — *224-225*
номинальная ёмкость батареи — *224*
нормальное распределение — *28, 50-52, 245-248*

О

обратный ток по шине земли — *278, 289-290, 293-295, 298, 301*
общая нескорректированная погрешность — *332*
ограничение шума — *68, 71*
окно Блэкмена—Харриса — *340*
окно Хемминга — *341*
окно Хеннинга — *341*
опорное напряжение — *75, 141, 206-207, 266, 332*
оптопара — *100, 104-105*
ослабление сигнала аддитивной помехи — *332*
ослабление синфазного сигнала — *332*
основная частота сигнала — *336-339*
осциллограф — *182, 285, 303-304, 310, 312-313, 323*
отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD или SNR+D) — *49, 50, 335, 340*
отношение сигнал/шум — *48-50, 69, 71, 126, 261, 332, 335, 337-338*
отсутствие пропущенных кодов — *333*

П

паразитная ёмкость — *32-35, 165, 173-175, 181-182, 188, 253, 257, 279, 282*
пассивный фильтр — *60, 86, 99, 109, 120-122, 319*
первичный источник питания — *224*
передаточная функция идеального аналого-цифрового преобразователя — *333*
передатчик интерфейса RS-232 — *325*
переходная область фильтра — *72, 91, 110-111, 113-115, 118, 120, 125-127*
пик-фактор — *246, 251*
плавающий источник тока — *144, 187*
плата
- ёмкость — *279-280*
- индуктивность — *285, 294*
- сопротивление — *299*
плотность энергии — *224-225*
повторитель напряжения — *121, 135-136, 153*
повторяемость результатов — *49*
погрешность полной шкалы — см. *мультипликативная погрешность*
погрешность смещения (аддитивная) — *44, 49, 52-55, 67, 333-334*
полевой транзистор — *82, 227, 231-232*
полный коэффициент гармоник (THD) — *332-333, 340*
полоса затухания фильтра — *110, 114, 116-117*
полоса пропускания — *344*
полоса пропускания фильтра — *110-111, 114-116, 124, 130*
полюс — *24, 86-87, 98, 110-114, 120-123, 127, 166-168, 170-172, 205, 258*
понижающий импульсный преобразователь — *227-229, 233-236, 262-264*
порты ввода/вывода — *19, 74, 200, 202-203, 212, 222, 237-238, 242-243, 285*
постоянная Больцмана — *250-251*
потребляемый ток от источника питания — *344*

преобразователь напряжения с подкачкой заряда — *226-230, 234-238, 243, 262, 265*
преобразователь ток—напряжение — *38, 98, 134-135, 192, 321*
приведённый к выходу уровень шумов — *254, 259-260*
приведённый ко входу уровень шумов — *254, 256, 259, 260*
произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания (GBWP) — *23, 25, 124, 134, 344*
процессор цифровой обработки сигналов — *100-101*
прямой двоичный код — *41, 43, 333-334*
прямоугольное окно — *341*
псевдо-дифференциальный вход — *41*
пульсации — *108, 110, 114-116, 118, 121, 126-127, 204-205, 249, 272*

Р

рабочая точка по постоянному току — *189-190*
разводка схем с АЦП последовательного приближения — *286-288*
разводка схем с сигма-дельта АЦП — *288-290*
развязывающий конденсатор — *136, 249-250, 267-275, 299-300, 306-307, 309-310, 315, 324,326*
размах выходного напряжения — *345*
размах напряжения шумов — *246, 264*
размах сигнала — *337-338*
размещение компонентов — *275, 278, 296, 315, 322*
разрешение АЦП — *47-50, 60, 70-71, 74, 91, 96, 216-217, 274, 286-289, 296, 320, 333*
разрешение ЦАП — *202, 207*
разрядность преобразователя — *333*
резистивный температурный датчик (РТД) — *80-83, 87-93, 125-126, 145, 187*

С

светодиодный индикатор — *329*
сенсорный экран — *81-82, 84*
сетевой адаптер электропитания — *247, 249, 265, 270, 272, 306, 310, 312, 324*
сигма-дельта АЦП — *22, 40, 47-48, 63-68, 70-77, 84-87, 91-93, 96, 98-99, 105, 207, 212-215, 217, 219-221, 288, 319-320, 329, 335*
система с замкнутой цепью ОС — *165, 169, 171-172, 174, 176*
скважность — *202*
скорость нарастания выходного напряжения — *23-25, 111-112, 124, 133, 157, 176, 198, 345*
скорость передачи данных — *48, 70, 73, 76, 93, 105, 335*
скорость преобразования — *47-48, 85, 91, 335*
слой питания — *276, 296-297, 299, 322*
случайный шум — *245-246, 266, 308, 310-311*
спектральная плотность входного шума — *345*
среднее значение — *245-246, 259*
среднеквадратическое значение — *50-52, 246, 251, 255-256, 322, 333, 335, 340*
средний уровень собственных шумов — *337, 339*
стабилизатор с низким падением напряжения (LDO) — *226-227, 230-236, 262-266*
стабильность результатов АЦП — *49*
стандартное отклонение — *245-246*
старший значащий бит (MSB) — *335*
статистика шума — *50-51*
суммирующий усилитель — *135, 141-142*
схема измерения сигнала тензодатчика — *295-296, 307, 312, 324-327*

Т

таймер — *19-22, 200, 210-212, 214, 232*
температурный датчик — *15, 19, 80-84*
температурный дрейф входного напряжения смещения — *162, 346*
термистор — *80-82, 87, 125*
термистор с отрицательным коэффициентом сопротивления (NTC) — *19-21, 211-212*
термопара — *80-83*
типы аппроксимации — *16, 72, 91, 109, 112*
типы батарей — *224-226*
ток короткого замыкания — *346*
точка перехода — *335*

У

униполярный прямой двоичный код — *44, 334*
управление электроприводом — *79, 82, 99-105*
усилитель
- входная ёмкость — *165-166*
- входной каскад — *148-154, 159-160, 164, 177*
- выходной каскад — *148, 158-159*
- искажения выходного сигнала — *157-158*
- подводные камни при проектировании — *146*

усилитель напряжения, управляемый током — *33, 97, 191-192, 194*
усилитель тока фотодиода — *159-160*

устойчивость ОУ — *24, 98, 136-137, 147, 164-165, 168-175*
устройство выборки и хранения — *55, 86, 102, 335*

Ф

фазовый сдвиг — *23, 24, 27, 101, 166-167, 171-178*
ферритовое кольцо (бусина) — *249, 265, 271-273*
фильтр Баттерворта — *109-116, 126-130*
фильтр Бесселя — *109-110, 112-118, 126, 128, 129*
фильтр верхних частот (ФВЧ) — *107, 109, 120, 267*
фильтр на переключаемых конденсаторах — *86*
фильтр нижних частот (ФНЧ) — *70-71, 73, 85-86, 89-90, 92, 95, 97, 107-111, 113-118, 120-131, 154, 204, 205, 207, 249, 250, 300-301*
фильтр с комбинированной обратной связью — *123*
фильтр Саллена-Кея — *86, 123-125, 154*
фильтр Чебышева — *109-110, 112, 114-116, 126-129*
фильтр шумов источника питания — *271*
фильтр шумоподавления — *38, 70*
фильтр, устраняющий эффект наложения спектров — *66, 91-92, 99, 105, 111, 120, 125-128, 130-131, 159-160, 249, 300, 306, 318*
фильтрация шумов источника питания — *267, 271*
фотодатчик — *33, 34, 82, 97-98*
фотодиод — *33, 96-98, 130, 142, 143, 159, 160, 192, 193*

Ц

ЦАП
- разрешение — *202, 204-205, 207*
- точность — *202, 205, 207*

цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) — *58, 201-202, 204, 206-207, 213, 281, 283, 284, 286*
цифровой интерфейс — *335*
цифровой потенциометр — *252, 280-285*
цифровой фильтр (децимации, КИХ, БИХ) — *26, 28, 64-66, 68-73, 75, 76, 107-109, 320-321*

Ч

частота единичного усиления — *346*
частота излома — *120, 204-206, 258, 321*
частота среза — *24, 25, 36, 109-111, 114, 115, 120-121, 124-128*
частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) — *264*

Ш

шины питания — *29, 132-133, 137, 146, 150-158, 249-250, 267, 268, 273, 275-279*
ширина кода — *329, 330, 333*
широкополосный шум — *255, 259*
широтно-импульсная модуляция (ШИМ) — *264*
широтно-импульсный модулятор (ШИМ) — *100-104, 200-205, 207, 228-229*
шум — *23, 27-29, 32, 37-38, 42, 44, 47-51, 319, 321-324, 326-327, 332, 335, 338*
шум $1/f$ — *252, 25-256, 259-260*
шум источника питания — *265, 269-272*
шум квантования — *50, 69, 108, 261, 262, 335, 338*
шум компонентов — *245, 250*
шум проводимости — *244, 245, 265-267, 322*
шумы операционного усилителя — *254-261*
шумы резистора — *251-254*

Э

электромагнитные помехи — *226, 229, 235, 236, 244, 245, 248, 249, 264, 265, 276, 277, 280, 284, 285, 289, 293, 296, 299, 322, 325*
эффект наложения спектров — *111*
эффективная разрешающая способность (ER) — *49, 50, 52*
эффективное число битов (ENOB) — 49, 50, 52, 335

Книги Издательского дома «Додэка-XXI» можно заказать в торгово-издательском холдинге «АЛЬЯНС-КНИГА» наложенным платежом, выслав открытку или письмо по почтовому адресу: **123242, Москва, а/я 20**
или по электронномуадресу: **orders@alians-kniga.ru**.

При оформлении заказа следует указать адрес (полностью), по которому должны быть высланы книги; фамилию, имя и отчество получателя. Желательно также указать свой телефон и электронный адрес.

Эти книги вы можете заказать и в Internet-магазине: **www.alians-kniga.ru**.

Оптовые закупки:

тел. **(495) 258-91-94, 258-91-95**;
e-mail: **books@alians-kniga.ru**.

Бонни Бэйкер

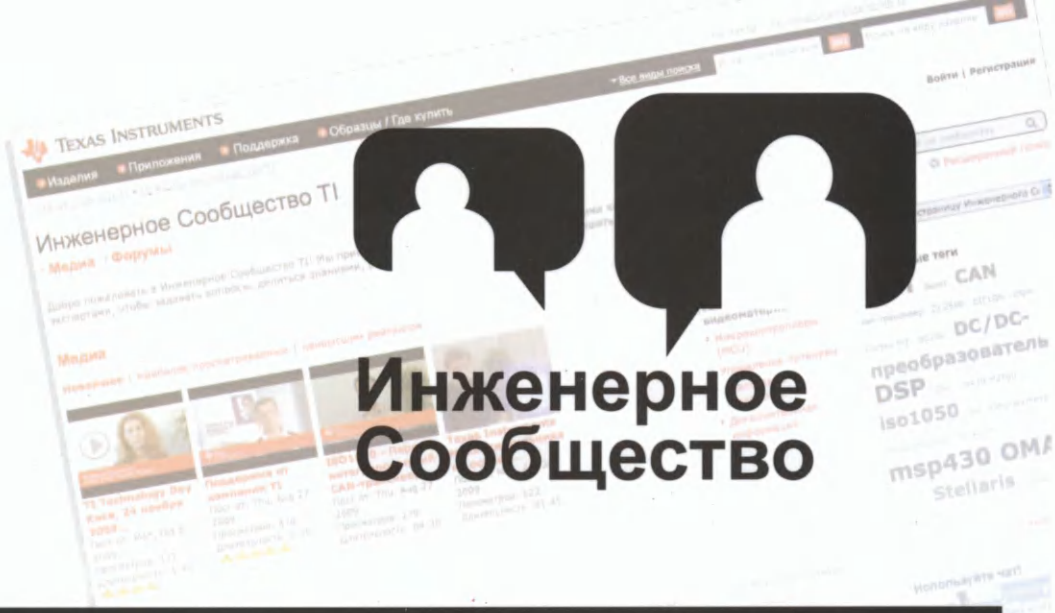
Что нужно знать цифровому разработчику об аналоговой электронике

Главный редактор *В. М. Халикеев*
Ответственный редактор *Т. Е. Брод*
Верстальщик *А. Ю. Анненков*
Графики *А. Н. Коптюк, А. Ю. Анненков*

Подписано в печать 13.01.2010. Формат 70x100/16. Бумага офсетная.
Гарнитура «NewtonC». Печать офсетная.
Объем 22,5 п. л. Усл. п. л. 29,2.
Тираж 2 000 экз. Код BDZ. Заказ № 2129

Издательский дом «Додэка-XXI»
ОКП 95 3000
105318 Москва, а/я 70
Тел./факс: (495) 366-04-56, 366-11-55
E-mail: red@dodeca.ru

Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО «Щербинская типография»
117623 Москва, ул. Типографская, д.10



Инженерное Сообщество

Texas Instruments

- Находите ответы на Ваши вопросы в нужное для Вас время.
- Воспользуйтесь знаниями других пользователей и экспертов TI.

Присоединяйтесь сегодня!

e2e.ti.com/ru

Оригинальное название
«A Baker's Dozen. Real Analog solutions for Digital Designers»
Издано по договору с Elsevier Ltd.

ELSEVIER

ISBN 978-5-94120-170-9

9 785941 201709