

В. Б. Топильский

МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ



ИЗДАТЕЛЬСТВО

БИНОМ

В. Б. Топильский

МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Допущено

Учебно-методическим объединением вузов
по университетскому политехническому образованию
в качестве учебного пособия для студентов,
обучающихся по направлению 2301000
«Информатика и вычислительная техника»

2-е издание (электронное)



Москва
БИНОМ. Лаборатория знаний
2013

УДК 681.518+621.38
ББК 32.965
Т58

Топильский В. Б.

Т58 Микроэлектронные измерительные преобразователи [Электронный ресурс] : учебное пособие / В. Б. Топильский. — 2-е изд. (эл.). — М. : БИНОМ. Лаборатория знаний, 2013. — 493 с. : ил.

ISBN 978-5-9963-1469-0

В учебном пособии рассмотрен комплекс вопросов, связанных с аналоговой и аналого-цифровой схемотехникой информационно-измерительных систем (ИИС) и систем управления. Подробно описаны компоненты таких систем (микроэлектронные сенсоры, усилители сигналов, аналого-цифровые преобразователи и устройства отображения информации). Приведены схемы включения элементов ИИС и систем сбора данных (ССД), анализ их погрешностей, программы схемотехнического моделирования элементов ССД в пакете Multisim фирмы National Instruments.

Студентам и аспирантам, обучающимся по направлению «Информатика и вычислительная техника», преподавателям соответствующих дисциплин, практическим специалистам, занимающимся разработкой и эксплуатацией ИИС различного назначения.

УДК 681.518+621.38
ББК 32.965

По вопросам приобретения обращаться:
«БИНОМ. Лаборатория знаний»
Телефон: (499) 157-5272
e-mail: binom@Lbz.ru, <http://www.Lbz.ru>

ISBN 978-5-9963-1469-0

© БИНОМ. Лаборатория
знаний, 2012

Оглавление

Предисловие	7
Введение	9
Список основных сокращений	13
Глава 1. Общие сведения о датчиках физических величин и измерительных схемах	17
1.1. Классификация датчиков	17
1.2. Генераторные датчики сигналов	18
1.2.1. Датчики напряжения	19
1.2.2. Датчики тока	22
1.2.3. Датчики заряда	24
1.3. Параметрические датчики сигналов	28
1.3.1. Последовательные цепи и делители напряжения	29
1.3.2. Мостовые измерительные схемы	32
1.3.3. Мосты переменного тока	43
1.3.4. Подключение датчиков к измерительным схемам	47
1.3.5. Термокомпенсация резистивного моста	52
1.3.6. Аналоговый интерфейс «токовая петля»	56
1.4. Датчики с импульсным выходом	61
Глава 2. Усилители сигналов сенсоров	65
2.1. Параметры интегральных операционных усилителей ...	65
2.2. Классификация интегральных операционных усилителей	76
2.3. Анализ погрешностей усилителей	80
2.3.1. Методы анализа усилителей	80
2.3.2. Структура погрешностей усилителей	87

2.4. Разновидности специализированных ОУ	92
2.4.1. Измерительные усилители	92
2.4.2. Усилители с модуляцией и демодуляцией сигнала	100
2.4.3. Двухканальные ОУ	104
2.4.4. Усилители с периодической компенсацией дрейфа нуля (ПКД-усилители)	107
2.4.5. Программируемые ОУ	114
2.4.6. Токоразностные ОУ (усилители Нортонa)	117
2.4.7. Изолирующие ОУ	125
2.5. Однополярное питание ОУ	129
2.6. Шумы усилительных схем	138
Глава 3. Датчики физических величин	148
3.1. Оптоэлектронные датчики	148
3.1.1. Фоторезисторы	151
3.1.2. Фотодиоды	159
3.1.3. Фоточувствительные приборы с зарядовой связью	169
3.1.4. Аналоговые координатно-чувствительные фотоприемники	182
3.1.5. Пироэлектрические фотоприемники	186
3.1.6. Полупроводниковые ИК-излучатели	191
3.1.7. Полупроводниковые лазеры	200
3.2. Датчики температуры	204
3.2.1. Металлические термометры сопротивлений	206
3.2.2. Терморезисторы	210
3.2.3. Термопары	218
3.2.4. Полупроводниковые датчики температуры	226
3.3. Датчики деформации и смещения	232
3.3.1. Металлические тензодатчики	232
3.3.2. Полупроводниковые тензодатчики	236
3.3.3. Пьезоэлектрические датчики	244
3.3.4. Емкостные датчики	254
3.4. Датчики магнитного поля	266
3.4.1. Датчики на эффекте Холла	266
3.4.2. Магниторезисторы	272
3.5. Ультразвуковые датчики	279

Глава 4. Устройства отображения информации (УОИ)	293
4.1. Классификация и характеристики УОИ	293
4.2. Светоиндикаторные диоды (СИД)	298
4.3. Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ)	309
4.4. Газоразрядные индикаторы	314
4.5. Электролюминесцентные индикаторы (ЭЛИ)	319
Глава 5. Системы сбора данных (ССД) измерительных преобразователей	323
5.1. Общие сведения об интегральных ССД.	323
5.1.1. Архитектура ССД.	323
5.1.2. Процессы дискретизации функций	325
5.1.2.1. Квантование во времени.	325
5.1.2.2. Квантование по уровню	333
5.1.2.3. Влияние погрешности квантования на полную погрешность преобразования	337
5.1.3. Основные характеристики ЦАП/АЦП	340
5.1.3.1. Статические параметры ЦАП/АЦП	340
5.1.3.2. Динамические параметры ЦАП/АЦП.	343
5.1.4. Подключение датчиков к ССД	344
5.2. Цифро-аналоговые преобразователи	357
5.2.1. Параллельный ЦАП с весовыми резисторами	357
5.2.2. Параллельный ЦАП на матрице $R-2R$	359
5.2.3. Параллельные ЦАП с токовыми ключами	363
5.2.4. Сегментированные резистивные ЦАП	366
5.2.5. ЦАП на коммутируемых конденсаторах.	370
5.2.6. Биполярные ЦАП	373
5.3. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)	377
5.3.1. Классификация АЦП	377
5.3.2. Быстродействующие АЦП	378
5.3.2.1. Параллельные АЦП	378
5.3.2.2. Конвейерные АЦП	382
5.3.3. Неинтегрирующие АЦП уравнивания	387
5.3.3.1. АЦП развертывающего уравнивания	388
5.3.3.2. АЦП следящего уравнивания	390
5.3.3.3. АЦП поразрядного уравнивания	392
5.3.3.4. Оценка характеристик АЦП уравнивания	395
5.3.4. Интегрирующие АЦП	398
5.3.4.1. АЦП двухтактного интегрирования	398

5.3.4.2. АЦП с промежуточным преобразованием в частоту (АЦП-ППЧ)	403
5.3.4.3. Сигма-дельта АЦП	411
5.4. Функциональные устройства ЦАП-АЦП	422
5.4.1. Источники опорных напряжений	422
5.4.1.1. Стабилитронные ИОН	422
5.4.1.2. ИОН на биполярных транзисторах (bandgap)	428
5.4.1.3. Источники опорного напряжения на униполярных транзисторах (ХФЕТ)	432
5.4.2. Аналоговые устройства выборки и хранения	435
Приложения	443
Приложение 1. Моделирование измерительных усилителей.	443
П1.1. Моделирование ИОУ на одном ОУ	443
П1.2. Моделирование ИОУ на двух ОУ	449
П1.3. Моделирование ИОУ на трех ОУ	452
Приложение 2. Моделирование МДМ-усилителей	454
Приложение 3. Моделирование усилителей с периодической компенсацией дрейфа нуля	460
П3.1. Исследование работы схемы одноканального ПҚД-усилителя.	460
П3.2. Исследование работы схемы двухканального ПҚД-усилителя	463
Приложение 4. Моделирование интегрального тензомоста	466
П4.1. Моделирование температурной чувствительности тензомоста	467
П4.2. Методика и пример расчета параметров модели.	470
Приложение 5. Моделирование интегральных емкостных датчиков	473
П5.1. Однополярный емкостной датчик	474
П5.2. Дифференциальный емкостной датчик	476
Приложение 6. Краткое руководство пользователя Multisim	484
П6.1. Основы работы с программой Multisim	484
П6.2. Использование измерительных инструментов	487
Список литературы.	492

Предисловие

Одним из основных направлений развития науки и техники является создание и повсеместное внедрение информационно-измерительных и управляющих систем (ИУС). Неотъемлемой частью таких систем являются многоканальные системы сбора данных (ССД) от датчиков, которые содержат как аналоговую, так и цифровую часть. Аналоговая часть включает предусилители, устройства согласования, коммутаторы, АЦП, источники опорных напряжений и другие аналоговые устройства.

Интегрирование аналоговой и цифровой частей ССД на одном кристалле привело к созданию аналого-цифровых микропроцессоров, содержащих встроенные ЦАП/АЦП и некоторые дополнительные аналоговые функциональные устройства. По оценкам экспертов эта отрасль развивается опережающими темпами по сравнению с другими секторами электроники. Создание микроэлектронных мультисенсорных систем некоторыми авторами рассматривается в качестве третьей промышленной революции вслед за машинно-энергетической и информационно-компьютерной. Для эффективного проектирования и эксплуатации ИУС необходимо овладеть знаниями в области современной аналоговой схемотехники измерительных преобразователей.

Цель учебного пособия — изложить основные вопросы аналоговой схемотехники микроэлектронных измерительных преобразователей и ССД в компактной и доступной форме и в какой-то мере восполнить дефицит современной учебной технической литературы по данной тематике. Приведено большое количество примеров с инженерным уровнем детализации расчетов.

Необходимо подчеркнуть, что в ИУС требования к быстродействию АЦП/ЦАП значительно снижены по сравнению с медийными приложениями и системами связи, однако требования к точности, надежности более высоки. Поэтому АЦП/ЦАП и периферия ССД рассматриваются в основном под этим специфическим углом зрения.

Все большее значение при разработке электронных устройств приобретает компьютерное моделирование. Поэтому в приложении рассмотрены вопросы моделирования измерительных преобразователей

в пакете Multisim фирмы National Instruments, любезно предоставленном автору российским представительством этой фирмы.

Автор считает своим приятным долгом выразить признательность своему коллеге, доценту К. К. Недопекину, за ряд предоставленных материалов и обсуждение некоторых разделов пособия и инженеру Г. К. Штыкову за помощь в моделировании схем. Чтобы не перегружать списка литературы, в нем оставлены только обобщающие издания, дополняющие материалы пособия.

Хотя пособие в первую очередь ориентировано на подготовку бакалавров и инженеров по специальности 230101 «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети» направления 230100 «Информатика и вычислительная техника», специализирующихся в области разработки различных информационно-измерительных и управляющих систем. Пособие может быть рекомендовано и при изучении смежных дисциплин в области промышленной автоматизации, робототехники, приборостроения, электротехники и радиоэлектроники по следующим специальностям:

- 230102 «Автоматизированные системы обработки информации и управления»;
- 200100 «Приборостроение»;
- 200106 «Информационно-измерительная техника и технологии»;
- 210106 «Промышленная электроника»;
- 210107 «Электронное машиностроение»;
- 220201 «Управление и информатика в технических системах»;
- 220402 «Роботы и робототехнические системы»;
- 210100 «Электроника и нанoeлектроника»;
- 220301 «Автоматизация технологических процессов и производств»;
- 200401 «Биотехнические и медицинские аппараты и системы»;
- 210108 «Микросистемная техника».

Эти сигналы через интерфейс вводятся в процессор или ПЭВМ с необходимой периферией (дисплей, клавиатура и т.д.), обрабатываются по определенным алгоритмам, документируются и выдаются в удобном виде пользователю (оператору) с помощью устройств отображения информации (УОИ). В автономных или специализированных измерительных приборах вместо ПЭВМ могут применяться более дешевые контроллеры с автономными устройствами отображения информации: ЖК-индикаторы, газоразрядные панели и т. д.

Если эту структуру дополнить цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП) и исполнительными устройствами, то она становится информационной управляющей системой (ИУС), которая управляет объектом по цепи обратной связи (ОС) согласно заданному алгоритму. Такая структура характерна, например, для большинства автоматизированных систем управления технологическими процессами в микроэлектронике и робототехнике.

В сложных технических ИУС для обеспечения высокой надежности применяют большое количество датчиков для контроля физических величин. Например, в отечественной космической системе «Буря» использовалось около 3000 датчиков. В других изделиях авиационной и космической техники количество датчиков колеблется от 250 до 2000. Комплексное автоматизированное оборудование для производства интегральных микросхем по КМОП-технологии с проектными нормами в 0,5 мкм фирмы Applied Materials содержит около 1000 датчиков непосредственно в технологическом процессе и около 600 в инженерном оборудовании, обеспечивающем процессы очистки газов, воздуха, подготовки воды, терморегулирование, бесперебойное питание и т. п. В химическом производстве количество датчиков и измерительных преобразователей составляет десятки тысяч.

Датчики и измерительные преобразователи, преобразующие неэлектрические физические величины в электрические сигналы, стали важнейшими элементами ИИС и ИУС. Во многих случаях это сложные устройства, созданные с применением сигнальных процессоров. Именно они и УОИ в значительной степени определяют качество и стоимость ИИС и систем управления. Особенно перспективны по метрологическим и эксплуатационным характеристикам измерительные преобразователи и УОИ, созданные по технологии микроэлектроники и микроэлектромеханических систем.

Спрос на датчики и измерительные преобразователи непрерывно растет и ежегодно увеличивается на 10÷25%. Еще большие темпы роста зафиксированы в области УОИ (до 40%), где уже внедрены сверхъяркие светодиоды на органических полимерах. В ближайшие годы наибольшие темпы роста потребления датчиков прогно-

зируются в автомобилестроении, кораблестроении, строительстве, аэрокосмической и технологических отраслях промышленности, военном деле.

Прогресс в области ИУС в настоящее время и в ближайшем будущем связан в основном с достижениями микроэлектроники, которая позволяет создавать на традиционных принципах преобразования (тензорезистивном, пьезоэлектрическом, гальваноманнитном, фотоэлектрическом и др.) миниатюрные и надежные интеллектуальные измерительные преобразователи низкой стоимости. При этом точность измерений возрастает до 0,1% при эксплуатации в экстремальных условиях. Например, уже к настоящему времени по программе «Электронный нос» за рубежом созданы химические сенсоры, чувствительность которых возросла на несколько порядков, что позволяет оперативно и достоверно определять наличие взрывчатых веществ, наркотиков и т. д.

В более отдаленном будущем все большее влияние окажут разрабатываемые методы построения датчиков, основанные на ранее редко используемых физических принципах (например, магнитооптическом, волоконно-оптическом), а также на применении высокотемпературной сверхпроводимости, новых материалов (редкоземельных, композитных и высокотемпературных полупроводников, например карбида кремния) и перспективных технологиях, в первую очередь на технологии микроэлектромеханических систем и нанотехнологиях.

Заметим, что эффективность ИУС, оснащенных современными микроэлектронными преобразователями с применением цифровой обработки сигналов, резко возрастает. Сошлемся на опубликованную информацию, что новейшая многоцелевая атомная подводная лодка четвертого поколения (АПЛ) «Сивулф» имеет пост управления шумностью, который позволяет не только снижать шумность, но и в целях дезинформации изменять «акустический портрет» АПЛ. Информация в пост поступает от 600 датчиков, установленных на АПЛ. В результате поисковая скорость АПЛ возросла с 5–7 узлов до 20–25 узлов.

Законодателями мод и крупнейшими изготовителями ССД являются американские фирмы. В 2007 г. Analog Devices принадлежало 47% рынка, Texas Instruments — 19%, Maxim — 10%, меньшие доли имели National Semiconductor, Linear Technology и др. Например, в каталоге фирмы Maxim к началу 2009 г. значится 440 типов АЦП, 294 типа ЦАП, 124 типа цифровых потенциометров, 479 типов усилителей и компараторов, 503 типа аналоговых мультиплексоров и коммутаторов сигналов и т. д. Каждый день фирма анонсирует новую микросхему. Разобраться в этом море информации для грамотного построения систем управления невозможно без знания основ аналоговой и аналого-цифровой схемотехники.

Из приведенной обобщенной структурной схемы ИУС (см. рис. В1) становится ясно, что для ее проектирования или грамотной эксплуатации необходимо, помимо прочего, иметь современные представления о первичных датчиках физических величин (сенсорах), способах их подключения к устройствам усиления и нормализации сигналов, аналого-цифровых преобразователях и устройствах отображения информации. Изучению именно этих вопросов посвящено пособие «Микроэлектронные измерительные преобразователи».

Список основных сокращений

Σ - Δ АЦП	— сигма-дельта АЦП
A/D	— analog/digital (аналого-цифровой)
AC	— alternative current (сигнал переменного тока)
ADSP	— analog-to digital-signal-processor (аналого-цифровой сигнальный процессор)
CM	— comparator (компаратор, блок сравнения)
CMRR	— common rejection ratio (коэффициент ослабления синфазного сигнала)
CT	— counter (счетчик)
D/A	— digital/analog (цифро-аналоговый)
DAS	— data acquisition system (система сбора данных)
DC	— direct current (сигнал постоянного тока)
DC/AC	— интегральный преобразователь (конвертор) постоянного тока в переменный
DNL	— differential nonlinearity (дифференциальная нелинейность)
DSP	— digital-signal-processor (цифровой сигнальный процессор)
ENOB	— effective number of bit (количество эффективных разрядов)
FET	— полевой транзистор
GND	— ground (шина заземления)
HBT	— биполярный транзистор
I/O	— input/output (вход/выход)
INL	— integral nonlinearity (интегральная нелинейность)
JFET	— полевой транзистор с управляющим <i>p-n-переходом</i>
LF	— low frequency (низкая частота)
LP	— low pass (низкая частота, фильтр низких частот)
MCPS	— Mega Cycle Per Second (мегациклы в секунду)
MDAC	— умножающий ЦАП

MOS	— МОП-транзистор со структурой металл–окисел–полупроводник
MSB	— старший значащий разряд
PC	— personal computer (персональный компьютер)
ppm	— part per million (10^{-6}), например 0,5 ppm/°C
RG	— register (регистр)
S/N	— signal to noise (отношение сигнал/шум)
SAR	— successive approximation register (регистр последовательных приближений)
SHA	— sample hold amplifier (усилитель выборки и хранения)
SNR	— signal noise ratio (отношение сигнал/шум)
VFC	— voltage-to frequency converter (преобразователь напряжение/частота)
WB	— wide band (широкополосный)
XFET	— eXtra implantation junction Field Effect Transistor (полевой транзистор с дополнительной ионной имплантацией)
АЦП (ADC)	— аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
Би-МОП	— комбинированная биполярная/МОП-технология или прибор
БПТ	— биполярные транзисторы
БПЭ	— биморфный пьезоэлемент
ВАХ	— вольт-амперная характеристика
ГИП	— газоиндикаторная панель
ГИС	— гибридная интегральная схема
ГРИ	— газоразрядный индикатор
Д	— первичный датчик (сенсор)
ЕМР (LSB)	— единица младшего разряда
ЖКИ	— жидкокристаллический индикатор
ЗУ	— запоминающее устройство
ИИС	— информационно-измерительная система
ИМС	— интегральная микросхема
ИОН	— источник опорного напряжения
ИУС	— информационно-управляющая система
КВИП (PSRR)	— коэффициент влияния источника питания
КДТ	— кремниевый датчик температуры
КЗ	— режим короткого замыкания
КООС (CMRR)	— коэффициент ослабления синфазного сигнала

КПД	— коэффициент полезного действия
ЛАЧХ	— логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
ЛФД	— лавинный фотодиод
МДМ	— усилитель с модуляцией и демодуляцией
МЗР (LSB)	— младший значащий разряд
МОП (МДП)	— прибор, технология «металл–оксид (диэлектрик)–полупроводник»
МР	— магниторезистор
ООС	— отрицательная обратная связь
ОпС	— операционная схема
ОС	— обратная связь
ОУ	— операционный усилитель
ПДТ	— полупроводниковый датчик температуры
ПЗС	— прибор с зарядовой связью
ПКД	— усилитель с периодической компенсацией дрейфа нуля (усилитель со стабилизацией прерыванием)
ПНЧ	— преобразователь «напряжение–частота»
ПОС	— положительная обратная связь
ПОУ	— программируемый операционный усилитель
ПР	— пьезорезистор
ПФ	— полосовой фильтр
ПХ	— передаточная характеристика
ПЭ	— пьезоэлемент
ПЭВМ	— персональная электронная вычислительная машина
РПП	— регистр последовательных приближений
СВХ	— схема выборки и хранения
СЗР (MSB)	— старший значащий разряд
СИД	— светоиндикаторный диод
ССД (DAS)	— система сбора данных
ТК	— температурный коэффициент
ТКС	— температурный коэффициент сопротивления
ТКН	— температурный коэффициент напряжения
ТКТ	— температурный коэффициент тока
ТОУ	— токоразностный ОУ (усилитель Нортон)
ТП	— термopара
ТПТ	— тонкопленочный транзистор
ТР	— тензорезистор
ТТЛ	— транзисторно-транзисторная логика

УВХ	— устройства выборки и хранения сигнала
УОИ	— устройство отображения информации
ФВЧ	— фильтр высоких частот
ФД	— фотодиод
ФНЧ	— фильтр низких частот
ФПЗС	— фоточувствительный прибор с зарядовой связью
ФР	— фоторезистор
ФТ	— фототранзистор
ФЧХ	— фазо-частотная характеристика
ХХ	— режим холостого хода
ХЭ	— холловский элемент
ЦАП (DAS)	— цифро-аналоговый преобразователь
ЧИМ	— частотно-импульсная модуляция
ЧЭ	— чувствительный элемент
ЭВМ	— электронная вычислительная машина
ЭЛИ	— электролюминесцентный индикатор
ЭЛТ	— электронно-лучевая трубка

Глава 1

Общие сведения о датчиках физических величин и измерительных схемах

1.1. Классификация датчиков

Основой любой ИИС и ИУС являются первичные датчики (сенсоры). Обычно они преобразуют входные физические величины (температуру, давление, влажность, освещенность, магнитный поток, ускорение и т. д.) в пропорциональный электрический выходной сигнал. Датчики делятся на две большие группы: генераторные и параметрические (рис. 1.1).

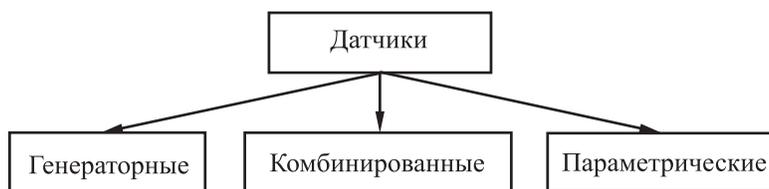


Рис. 1.1. Укрупненная классификация датчиков физических величин

В *генераторных* датчиках измеряемая величина вызывает генерацию электрического сигнала — тока, напряжения, заряда, частоты (I, U, q, f) и т. д. Они являются *активными* датчиками. Наиболее часто в активных датчиках используются термоэлектрический эффект, пьезоэффект, фотоэффект, эффект электромагнитной индукции и т. д.

В *параметрических* датчиках изменяются параметры электрических, магнитных, оптических цепей — сопротивления, индуктивности, емкости, пропускания света (R, L, C, τ) и т. д. Они являются *пассивными* (т. е. позволяют косвенно судить о физической величине путем включения такого датчика в электрическую цепь) и нуждаются в подведении питания. В пассивных датчиках наиболее часто используется эффект изменения активного сопротивления (терморезистивный, фоторезистивный, магниторезистивный эффекты), изменение диэлектрической проницаемости, изменение пропускания света в волокне и т. д.

Комбинированные датчики занимают промежуточное положение. В комбинированных датчиках для получения результата используется целая цепь последовательных преобразований. Например, датчики давления могут работать по схеме: давление → деформация мембраны → изменение сопротивления тензодатчика, закрепленного на мембране → изменение выходного электрического сигнала мостовой схемы.

В последнее время в обиход введены понятия «интеллектуальные» и «интегрированные» датчики. Такие датчики оснащаются встроенными микропроцессорами (сигнальными процессорами), которые работают по достаточно сложным алгоритмам. В результате измерительные приборы получают многие дополнительные функциональные возможности, такие как фильтрация сигналов, коррекция, обнаружение отказов, линеаризация передаточной характеристики, реконфигурация измерительной схемы и т. п. Тем не менее основой и этих приборов являются первичные датчики (сенсоры), знание основ функционирования которых является необходимым условием грамотного применения датчиков в инженерной практике.

1.2. Генераторные датчики сигналов

Первичные генераторные датчики сами по себе являются маломощными устройствами и генерируют сигналы в следующих диапазонах:

- напряжение (U): $10^{-6} \div 10^{-10}$ В;
- ток (I): $10^{-6} \div 10^{-15}$ А;
- заряд (q): $10^{-6} \div 10^{-12}$ Кл.

При подключении датчиков к измерительным цепям приходится решать множество проблем:

- выбор схемы подключения;
- усиление сигналов;
- согласование датчиков с нагрузкой для обеспечения оптимальной чувствительности и линейности;
- подавление сигналов помех;
- коррекция нелинейности передаточной характеристики;
- учет или компенсация дестабилизирующих факторов (температуры, давления, паразитных термоэлектрических эффектов и т. п.).

При анализе схем подключения датчик удобно заменять своей эквивалентной схемой. По виду эквивалентной схемы различают три классических случая подключения различных типов генераторных датчиков:

- 1) датчик напряжения;
- 2) датчик тока;
- 3) датчик заряда.

1.2.1. Датчики напряжения

Эквивалентная схема датчика напряжения (Д) представляется в виде последовательного соединения источника напряжения U_c с выходным сопротивлением R_c (рис. 1.2, а). Заметим, что в общем случае выходное сопротивление датчика и сопротивление нагрузки несут комплексный характер. Однако, если это не оговаривается особо, будем считать, что в рассматриваемой частотной области они несут омический характер. В такой схеме $U_{\text{вых}} = U_c R_n / (R_n + R_c)$ и, в принципе, связь между U_c и $U_{\text{вых}}$ является нелинейной, так как чувствительность датчика зависит от изменения нагрузки (рис. 1.2, б). При $R_n \gg R_c$ (режим ХХ) достигается линеаризация передаточной характеристики, т. е. $U_{\text{вых}} = U_c$.

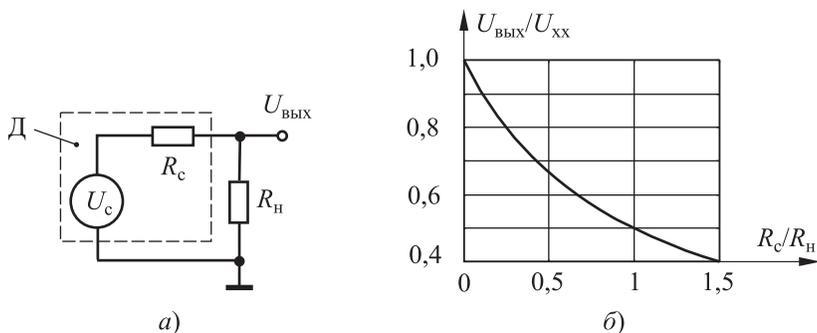


Рис. 1.2. Датчик напряжения: а — эквивалентная схема; б — зависимость относительного выходного напряжения датчика от сопротивления нагрузки

Для обеспечения условия линеаризации передаточной характеристики ($R_n \gg R_c$) и низкого выходного сопротивления схемы, как правило, используется буфер на операционном усилителе (ОУ) в режиме повторителя напряжения (рис. 1.3).

На рис. 1.3 также показаны эквивалентные входные цепи ОУ.

Как известно, в таком включении входное сопротивление ОУ в области низких частот составляет очень большую величину $R_{\text{вх}} \cong r_g K_0 \beta$, где r_g — дифференциальное входное сопротивление ОУ; K_0 — коэффициент усиления разомкнутого ОУ; β — коэффициент передачи цепи обратной связи (ОС). В данном случае имеем 100% -ю ОС, т. е. $\beta = 1$ и $R_{\text{вх}} \rightarrow r_g K_0$. Заметим, что иногда резистор $R_{\text{ос}} = R_c$ вводят для уменьшения напряжения смещения нуля ОУ ($U_{\text{см0}}$) от входных токов ОУ.

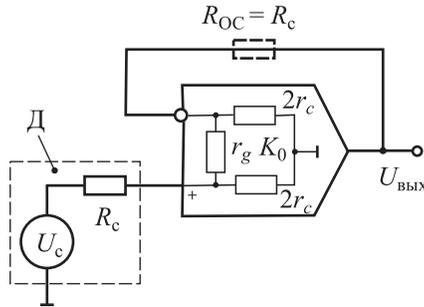


Рис. 1.3. Подключение датчика напряжения через повторитель на ОУ

Например, при биполярной технологии $r_g \approx 10^4$ Ом, $K_0 = 10^5 \div 10^6$, следовательно, $R_{вх}$ должно быть по расчету не менее $(10^9 \div 10^{10})$ Ом. На самом деле реализовать входное сопротивление по формуле $R_{вх} = K_0 \beta r_g$ невозможно по причине того, что в биполярном дифференциальном усилителе r_g шунтируется синфазным сопротивлением ОУ $r_c > (10^6 \div 10^7)$ Ом (см. рис. 1.3). Для униполярных технологий (МОП, КМОП), где $r_c \geq 10^{10}$ Ом, входное сопротивление достигает астрономических величин: $r_g \geq (10^9 \div 10^{10})$ Ом.

Во многих случаях измерения сигналов датчиков U_c проходят на фоне большой синфазной составляющей E_c (помехи). Для ее подавления применяется дифференциальное включение ОУ (рис. 1.4).

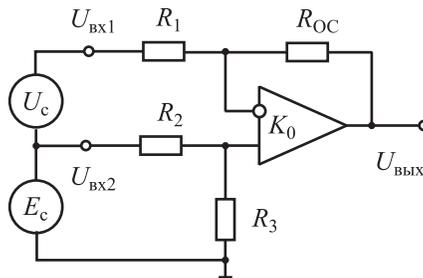


Рис. 1.4. Дифференциальное включение ОУ

В этом случае выходной сигнал датчика U_c прикладывается между дифференциальными входами ОУ. Для того чтобы обеспечить равенство коэффициентов передачи по обоим входам, необходимо, как известно, выполнение условий: $R_{OC}/R_1 = R_3/R_2$. В частности, при полной симметрии схемы должны выполняться известные соотношения:

$$\begin{cases} R_{OC} = R_3, \\ R_1 = R_2, \\ m_1 = \frac{R_{OC}}{R_1} = m_2 = \frac{R_3}{R_2} = m, \\ U_{\text{ВЫХ}} = (+) \frac{R_{OC}}{R_1} (U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}) = mU_c. \end{cases}$$

Например, при $U_c = 1,0$ мВ, $E_c = 5,0$ В, $U_{\text{ВЫХ}} = 0,1$ В, т. е. в идеальном случае синфазная составляющая в сигналах $U_{\text{ВХ1}}$ и $U_{\text{ВХ2}}$ должна подавляться. Однако по нескольким причинам этого не происходит и ослабленный синфазный сигнал «просачивается» на выход усилителя. Это «просачивание» в схемах характеризуется коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС), который обычно задается в логарифмическом масштабе:

$$\text{КОСС} = 20 \lg \frac{K_d}{K_c},$$

где K_d — дифференциальный коэффициент усиления; K_c — коэффициент усиления синфазного сигнала.

Реально K_c дифференциальной схемы пропорционален относительной погрешности коэффициентов передачи по входам $\delta(m) = (m_1 - m_2)/m$, откуда

$$\text{КОСС} \approx 20 \lg \frac{K_d}{2\delta(m)}.$$

К тому же входное сопротивление схемы определяется не параметрами дифференциального ОУ, а параметрами резисторов, поэтому реализовать потенциально большое входное сопротивление ОУ не удастся.

Проблема повышения $R_{\text{ВХ}}$ решена в составных дифференциальных каскадах путем введения определенной избыточности. Например, при фиксированном коэффициенте усиления используют схему на двух ОУ (рис. 1.5), где ОУ A_1 и A_2 работают в режиме неинвертирующих усилителей с большими входными сопротивлениями

$$R_{\text{ВХ1}} \cong r_d K_0 \beta_1 = r_d K_0 (R_1 / (R_1 + R_2)),$$

$$R_{\text{ВХ2}} \cong r_d K_0 \beta_2 = r_d K_0 (R_3 / (R_{OC} + R_3)),$$

где K_0 — усиление ОУ в области низких частот.

При выполнении условия $R_1/R_2 = R_{OC}/R_3 = m$

$$U_{\text{ВЫХ}} = (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}})(m + 1) \approx (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}})m.$$

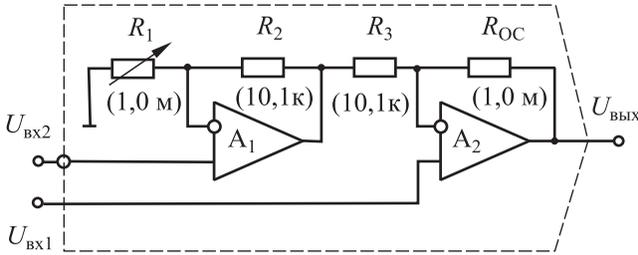


Рис. 1.5. Составной дифференциальный усилитель

Если $m = 99$, то общий коэффициент усиления составит стандартную величину $K = 100$ (см. рис. 1.5). При этом, как и в предыдущей схеме, КОСС будет определяться резисторными цепочками и составит

$$\text{КОСС} = 20 \lg \left(\frac{m}{1 - (R_2 R_{OC} / (R_3 R_1))} \right) = 20 \lg \frac{m}{2\delta(m)}.$$

Нетрудно показать, что при допуске на резисторы в 0,1% $\text{КОСС} \geq 90$ дБ. Для дальнейшего увеличения КОСС один из резисторов, например R_1 , может выполняться подстраиваемым. Стабильность отношений $R_1/R_2 = R_{OC}/R_3 = m$, а следовательно, и стабильность общего коэффициента усиления во всем температурном диапазоне сравнительно просто обеспечивает микроэлектронная технология. Более подробно схемотехника дифференциальных усилителей рассмотрена в п. 2.4.1.

1.2.2. Датчики тока

Датчик тока при анализе заменяется эквивалентной схемой в виде параллельного соединения идеального источника тока I_c ($R_{\text{вых}} \rightarrow \infty$) и резистора R_c , характеризующего выходное сопротивление датчика (рис. 1.6). В этом случае: $I_H = I_c R_c / (R_H + R_c)$, и передаточная характеристика нелинейна. Линеаризация наступает при выполнении условия $R_H \ll R_c$, когда $I_H = I_c$. Но при этом $U_{\text{вых}} \rightarrow 0$ и измерить сигнал на выходе затруднительно.

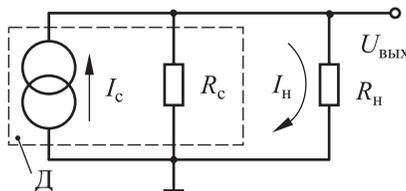


Рис. 1.6. Эквивалентная схема датчика тока

Для увеличения амплитуды сигнала на выходе применяются ОУ в режиме преобразования «ток–напряжение» (рис. 1.7).

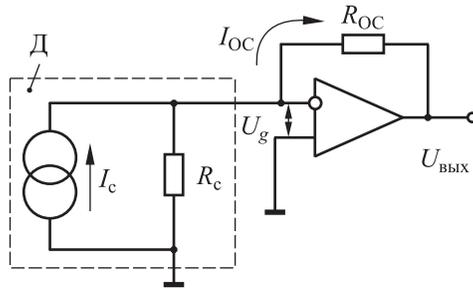


Рис. 1.7. Подключение датчика тока к ОУ

В этой схеме имеется 100% -я параллельная обратная связь по напряжению ($\beta = 1$) и $R_{вх} = r_g / (K_0 \beta)$, т. е. $R_{вх} \rightarrow 0$, $U_g = 0$ (условие виртуального нуля или квазинуля) и $I_{oc} = I_c$. Таким образом, в преобразователе «ток–напряжение» обеспечивается режим короткозамкнутой нагрузки. Следовательно, $U_{вых} = I_{oc} R_{oc}$ и коэффициент передачи

$$W = U_{вых} / I_c = R_{oc} \text{ (Ом)}.$$

Обратите внимание, что коэффициент передачи в этой схеме размерен. Допустим $I_c = 1 \text{ мкА}$, $W = R_{oc} = 1 \text{ МОм}$, тогда $U_{вых} = 1 \text{ В}$.

Во многих случаях, для того чтобы увеличить коэффициент передачи без чрезмерного увеличения R_{oc} , в цепь обратной связи ОУ включается Т-мост (рис. 1.8).

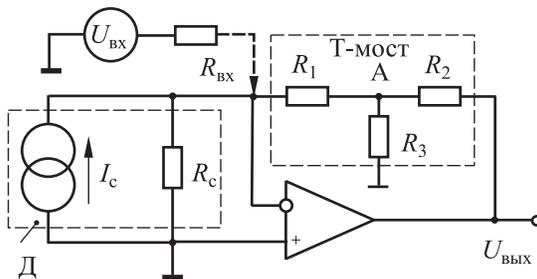


Рис. 1.8. Увеличение коэффициента передачи с помощью Т-моста

Для точки А можно составить систему уравнений

$$U_A = I_c R_1 = I_3 R_3,$$

$$I_2 = I_c - I_3,$$

$$U_{вых} = U_A - I_2 R_2.$$

Решая ее, можно показать, что при использовании Т-моста коэффициент передачи равен

$$W = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_c} = \left(R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} \right). \quad (1.1)$$

Допустим $R_1 = R_2 = 10$ кОм, $R_3 = 0,1$ кОм, тогда $K \approx 10^6$ Ом. Следовательно, включение Т-моста с указанными номиналами равносильно тому, что мы ставим в цепь обратной связи ОУ мегаомный (!) резистор. Однако последняя схема имеет более высокое напряжение смещения нуля, поэтому для нее требуется и более качественный ОУ.

В случае усиления напряжения (штриховая цепь на рис. 1.8) $I_c = U_{\text{ВХ}}/R_{\text{ВХ}}$, и тогда и с учетом (1.1) коэффициент передачи по напряжению равен

$$W = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{R_{\text{ВХ}}} \left(R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} \right).$$

1.2.3. Датчики заряда

Многие измерительные датчики (пьезодатчики, фотодатчики, емкостные акселерометры и др.) работают на принципе преобразования входной величины в электрический заряд и должны регистрировать очень маленькие заряды на уровне единиц пикокулон. Например, в фотодатчике скачок тока в 10 мкА и длительностью в 100 нс создает заряд $q = \Delta I \Delta t = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-9} = 10^{-12}$ Кл. Эквивалентная схема емкостного микрофона, например, может быть представлена в виде последовательного соединения источника постоянного тока E и переменного конденсатора C_1 (рис. 1.9, а). При изменении емкости C_1 на величину ΔC_1 через нее переносится заряд

$$q_c = \Delta C_1 E.$$

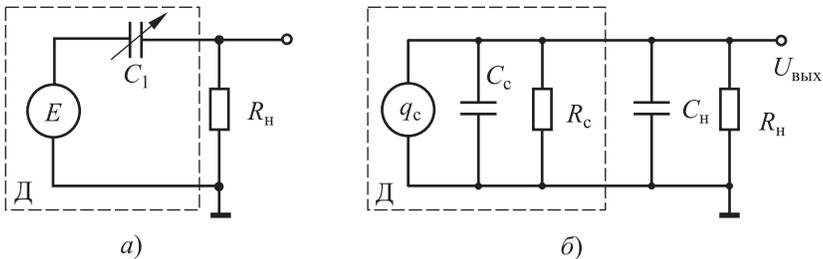


Рис. 1.9. Емкостной датчик заряда:
а — эквивалентная схема; б — расчетная схема

В измерительных системах исходят из того, что датчики заряда (например, пьезоэлементы) являются маломощными устройствами, в которых при расчете приходится учитывать не только сопротивление нагрузки R_H , но и внутренний импеданс источника сигнала $R_c \parallel C_c$ и емкость нагрузки C_H , включая емкость соединительной линии (рис. 1.9, б). Тогда

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{q_c}{C_{\text{ЭКВ}}} \frac{p\tau_{\text{ЭКВ}}}{(1 + p\tau_{\text{ЭКВ}})},$$

где $\tau_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}}$; $C_{\text{ЭКВ}} = C_H + C_c$; $R_{\text{ЭКВ}} = R_H \parallel R_c$. Таким образом, в данном случае схема представляет собой фильтр высоких частот (ФВЧ) с нижней частотой среза $f_H = 1/(2\pi\tau_{\text{ЭКВ}})$. И хотя при соответствующем выборе $\tau_{\text{ЭКВ}}$ частота f_H может быть достаточно малой (например, при $R_{\text{ЭКВ}} = 1$ ГОм, $C_{\text{ЭКВ}} = 50$ пФ имеем $f_H \approx 3$ Гц), датчик заряда принципиально не может работать на постоянном токе, т. е. является динамическим датчиком.

Для того чтобы уменьшить f_H и не «подгрузить» датчик заряда, его подключают к схеме с очень большим сопротивлением нагрузки R_H (режим ХХ). В области средних частот ($f > f_H$) имеем

$$U_{\text{ВЫХ}} = q_c / C_{\text{ЭКВ}},$$

т. е. выходной сигнал пропорционален заряду датчика.

Практически условие $R_H \rightarrow \infty$ выполняется с помощью операционных схем с высоким входным сопротивлением. В качестве таких схем используются МОП-операционники в режиме повторителя или в режиме неинвертирующего усилителя напряжения (рис. 1.10). Входные токи выбираемых для этих целей ОУ должны быть очень малы (в настоящее время выпускаются ОУ с $I_{\text{ВХ}} = 1$ нА ÷ 60 фА, $R_{\text{ВХ}} > 10^{14}$ Ом). Такие усилители носят специальное название *электронетрических усилителей*.

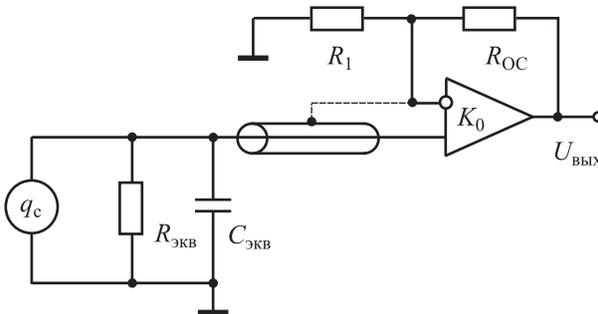


Рис. 1.10. Подключение датчика заряда к неинвертирующему ОУ

Высокоомные цепи крайне чувствительны к помехам, поэтому линии связи экранируют, и $C_{\text{н}}$ в основном определяется емкостью экрана на $C_{\text{экв}} \approx C_{\text{н}} \approx C_{\text{эк}}$. Типичная величина погонной емкости экрана составляет 50 пФ/м. Для снижения влияния экрана его соединяют со сравнительно низкоимпедансной точкой схемы, имеющей тот же потенциал, что и входной провод (см. рис. 1.10). Поскольку разность потенциалов между входами ОУ стремится к нулю, то динамическая входная емкость схемы $C_{\text{нд}}$ уменьшается в $K\beta$ раз:

$$C_{\text{нд}} = \frac{C_{\text{экв}}}{1 + K\beta},$$

где $\beta = R_1/(R_1 + R_{\text{ОС}})$ — коэффициент передачи по цепи обратной связи (ОС) усилителя. При этом выходной сигнал будет определяться выражением

$$U_{\text{вых}} = \frac{q_c}{C_{\text{экв}}} \frac{p\tau_{\text{экв}}}{(1 + p\tau_{\text{экв}})} \left(1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} \right),$$

где $C_{\text{экв}} = C_c + C_{\text{нд}}$.

Усилитель напряжения практически не нагружает датчик, и его целесообразно применять, когда для датчика необходимо обеспечить режим ХХ. Однако в схеме усилителя напряжения на рис. 1.10 выходной сигнал принципиально зависит от емкости нагрузки $C_{\text{н}}$, в которую входит емкость соединительного провода между датчиком и нагрузкой. А это значит, что любое перемещение проводов меняет емкость нагрузки на величину $\delta C_{\text{н}}$ и вызывает так называемое шумовое напряжение. Относительное изменение выходного сигнала при этом составляет $\delta U_{\text{вых}} = \delta C_1$. Чтобы избавиться от этого недостатка применяют схему преобразователя «заряд–напряжение» на интеграторе тока (рис. 1.11).

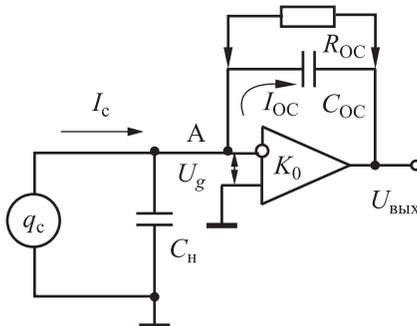


Рис. 1.11. Подключение датчика заряда к интегратору тока

В интеграторе тока $U_g \rightarrow 0$ и по переменному току $R_{\text{вх}} \rightarrow 0$. Таким образом, источник заряда q_c разряжается на виртуальный нуль операционного усилителя током $I_c = dq_c/dt$. В результате на выходе операционной схемы (с учетом того, что $I_c = I_{\text{OC}}$)

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{C_{\text{OC}}} \int I_{\text{OC}} dt = \frac{1}{C_{\text{OC}}} \int \frac{dq_c}{dt} dt = \frac{q_c}{C_{\text{OC}}}.$$

Как видим, выходное напряжение схемы не зависит от емкости нагрузки $C_{\text{н}}$, а коэффициент передачи составит

$$W = \frac{U_{\text{вых}}}{q_c} = \frac{1}{C_{\text{OC}}} \left(\frac{\text{В}}{\text{Кл}} \right).$$

Например, при $C_{\text{OC}} = 200$ пФ $W = 5$ мВ/пКл. Однако применять интегратор тока в чистом виде невозможно, так как одновременно происходит интегрирование входных токов смещения ОУ и усилитель «сваливается» в насыщение за счет входных токов смещения в соответствии с выражением

$$U_{\text{вых}} = \frac{q_c}{C_{\text{OC}}} \int_0^T I_{\text{вх}} dt,$$

где $I_{\text{вх}}$ — входной ток ОУ.

Для предотвращения этого явления в цепь ОС усилителя ставится высокоомный резистор R_{OC} (рис. 1.12), и схема превращается в фильтр высоких частот (ФВЧ) с передаточной функцией

$$W = \frac{U_{\text{вых}}}{q_c} = \frac{1}{C_{\text{OC}}} \frac{p\tau_{\text{OC}}}{(1 + p\tau_{\text{OC}})},$$

и нижней частотой среза $f_{\text{н}} = 1/(2\pi\tau_{\text{OC}})$, где $\tau_{\text{OC}} = R_{\text{OC}}C_{\text{OC}}$.

Например, при $R_{\text{OC}} = 100$ МОм, $C_{\text{OC}} = 200$ пФ, $I_{\text{вх}} = 1$ нА имеем $f_{\text{н}} = 1/(2\pi \cdot 10^2 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-12}) \approx 8$ Гц, $U_{\text{вых}0} = 0,1$ В.

Чтобы не использовать слишком малые номиналы емкостей, для повышения коэффициента преобразования в цепи ОС используют емкостной Т-мост (см. рис. 1.12), для которого в области средних частот

$$U_{\text{вых}} = \frac{q_c}{C_{\text{OC}}} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right).$$

Интеграторы тока часто используются для измерения сверхмалых токов в преобразователях «ток–напряжение» (рис. 1.13). Здесь ключ SA обеспечивает нулевые начальные условия. При времени интегрирования T

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{C_{\text{ОС}}} \int_0^T I_{\text{ВХ}} dt = \frac{I_{\text{ВХ}} T}{C_{\text{ОС}}},$$

т. е. меняется по интегральному закону. Соответственно коэффициент передачи

$$W = U_{\text{ВЫХ}}/I_{\text{ВХ}} = T/C_{\text{ОС}} [\text{Ом}].$$

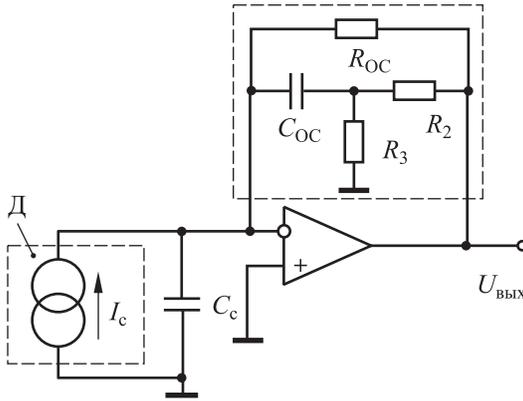


Рис. 1.12. Интегратор тока с емкостным мостом

Пример. Если время интегрирования $T = 10$ с и $C_{\text{ОС}} = 100$ пФ, то $W = 100$ ГОм. Интегратор тока с такими параметрами эквивалентен преобразователю «ток–напряжение» с резистором $R_{\text{ОС}} = 100$ ГОм.

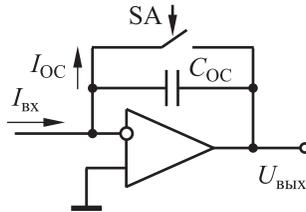


Рис. 1.13. Схема измерения сверхмалых токов

1.3. Параметрические датчики сигналов

В качестве параметрических датчиков наиболее часто используются резистивные датчики: фоторезисторы, терморезисторы, магниторезисторы и т. д., т. е. датчики, у которых измеряемым параметром является сопротивление резистора.

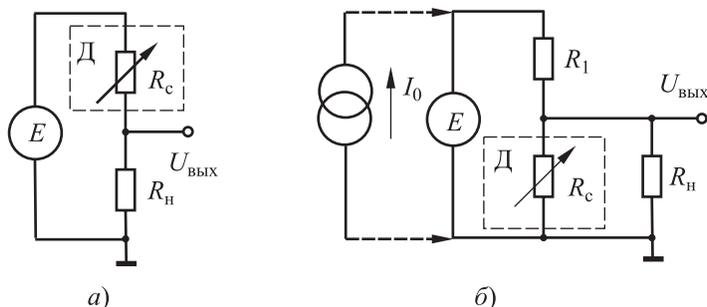


Рис. 1.14. Подключение параметрических датчиков: *а* — последовательная цепь; *б* — делитель напряжения

При подключении резистивных датчиков используются три вида цепей:

- 1) последовательная цепь — датчик (Д) подключен последовательно с напряжением запитки E и сопротивлением нагрузки R_n (рис. 1.14, *а*);
- 2) делитель напряжения — датчик (Д) подключен параллельно нагрузке (рис. 1.14, *б*);
- 3) мостовые схемы.

1.3.1. Последовательные цепи и делители напряжения

В двух первых случаях, как нетрудно показать, имеет место нелинейная связь между R_c и $U_{\text{вых}}$. В частности, для делителя напряжения при запитке схемы ЭДС E

$$U_{\text{вых}} = ER_c R_n / (R_c R_n + R_1 (R_c + R_n)).$$

Даже в режиме холостого хода ($R_n \gg R_c$) передаточная характеристика остается нелинейной:

$$U_{\text{вых}} = E \frac{R_c}{R_c + R_1}.$$

Как обычно, желательно иметь эту зависимость линейной для уменьшения числа дополнительных преобразований и обеспечения постоянной чувствительности датчика во всем диапазоне преобразуемой величины. Такое возможно или при работе датчика на малом участке передаточной характеристики или при запитке схемы от источника тока I . В последнем случае при $R_n \gg R_c$ имеем $U_{\text{вых}} = IR_c$.

Однако среди делителей напряжения, несмотря на указанные недостатки, есть несколько частных схем, которые широко используются на практике. Одной из них является *потенциометрическая схема*, в которой используется дифференциальный резистивный датчик (рис. 1.15).

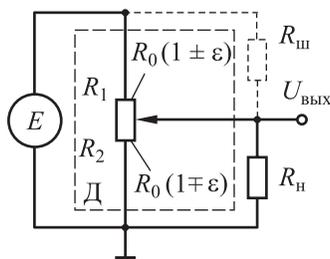


Рис. 1.15. Потенциометрический датчик

В дифференциальном датчике верхнее R_1 и нижнее R_2 плечи изменяются по дифференциальному закону, т. е. $R_1 = R_0(1 \pm \varepsilon)$ и $R_2 = R_0(1 \mp \varepsilon)$, где $\varepsilon = \Delta R/R_0$ — относительное изменение сопротивления датчика; R_0 — номинальное сопротивление плеча датчика. Можно показать, что для потенциометрического датчика

$$U_{\text{ВЫХ}} = E \frac{1 + \varepsilon}{2 + \frac{R_0}{R_H}(1 - \varepsilon^2)}$$

В режиме ХХ ($R_H \gg R_0$) зависимость линейна: $U_{\text{ВЫХ}} = 0,5 E(1 + \varepsilon)$. На рис. 1.16 приводятся передаточные характеристики потенциометрической схемы при различных соотношениях между R_H и R_0 .

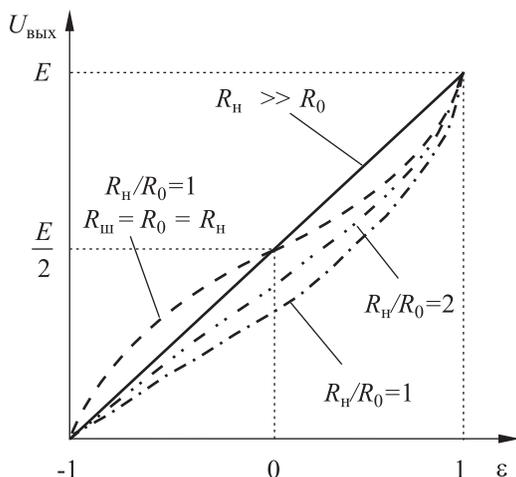


Рис. 1.16. Передаточные характеристики потенциометрической схемы

Для того чтобы «располовинить» погрешность потенциометрической схемы, параллельно R_1 включают шунт $R_{\text{ш}} = R_0$ (см. рис. 1.15). Потенциометрическая схема имеет несколько распространенных на

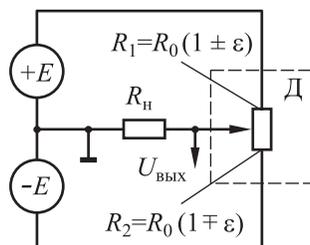


Рис. 1.17. Симметричная запитка потенциметрического датчика

практике вариантов, в частности, когда запитка осуществляется симметричным напряжением $\pm E$ (рис. 1.17). В этом случае передаточная характеристика определяется как

$$U_{\text{ВЫХ}} = E \frac{2\varepsilon}{2 + \frac{R_0}{R_H}(1 - \varepsilon^2)}$$

В режиме XX $U_{\text{ВЫХ}} = E\varepsilon$ и характеристика линейна.

Условие симметричной запитки достаточно просто осуществить при запитке датчиков переменным током (рис. 1.18) с помощью трансформатора (Тр). В этой схеме при равенстве витков вторичных обмоток трансформатора симметрирование выполняется автоматически. Технически это сводится к тому, что вторичная обмотка трансформатора наматывается бифилярным проводом. Заметим, что рассмотренный датчик на переменном токе принципиально не имеет аддитивных погрешностей.

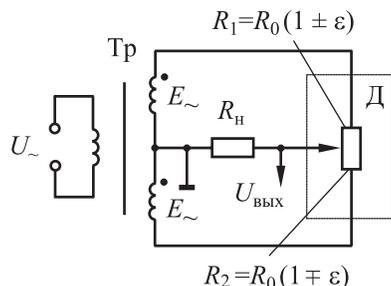


Рис. 1.18. Трансформаторная запитка потенциметрического датчика

В настоящее время точное симметрирование при запитке потенциметрического датчика легко осуществить и с помощью электронных схем, например, с помощью знакоинверторов на ОУ. На рис. 1.19 знакоинверторы реализованы на ОУ A_1 и A_2 . Когда ключ SA

замкнут, коэффициент передачи ОУ равен -1 . Когда ключ разомкнут, коэффициент передачи равен $+1$. Если управлять знакоинверторами A_1, A_2 в противофазе, то меандры на выходах A_1 и A_2 также будут меняться в противофазе. Однако в схеме рис. 1.19, как и в любой схеме с активными элементами, появляется аддитивная погрешность, вызываемая напряжением смещения нуля ОУ.

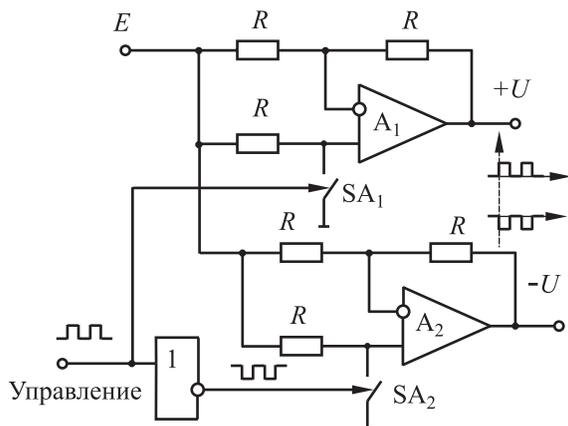


Рис. 1.19. Формирование импульсного напряжения запитки на знакоинверторах

Общим недостатком потенциметрических схем (за исключением схем с симметричной запиткой) является ненулевой выходной сигнал при $\varepsilon = 0$. Этот факт трактуется как измерение малого приращения полезного сигнала на фоне большой синфазной помехи. Поэтому требование к подавлению синфазного сигнала в потенциметрических схемах повышено. Чтобы исключить этот недостаток применяют мостовые измерительные схемы.

1.3.2. Мостовые измерительные схемы

В мостовых измерительных схемах устраняется главный недостаток большинства измерительных цепей с делителями напряжения — наличие ненулевого выходного сигнала $U_{\text{вых}0}$ при $\varepsilon = 0$. Например, в простой потенциметрической схеме $U_{\text{вых}0} = 0,5 E$. Схемы с симметричным питанием и тем более схемы, работающие на переменном токе, лишены этого недостатка, однако они значительно сложнее схем на постоянном токе. Более того, многие датчики не работают на переменном токе, и их нельзя включать в измерительные схемы переменного тока.

Мостовая измерительная схема (рис. 1.20) имеет два плеча — измерительное, в которое включен параметрический датчик R_1 , и опорное

с резисторами R_3, R_4 . При запитке моста напряжением (рис. 1.20, а) на одну диагональ моста подается напряжение E , а с другой, на сопро- тивлении нагрузки R_H — снимается выходной сигнал.

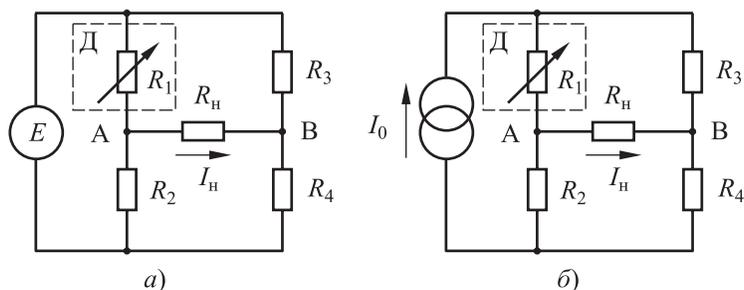


Рис. 1.20. Простой мост (мост Уитстона):
а — при запитке напряжением; б — при запитке током

Если мост сбалансирован, то $U_{\text{вых}} = U_{AB} = 0$. Любая разбалансировка моста вызывает появление $\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{AB}$, что эквивалентно маленькому приращению выходного сигнала на фоне нулевого синфазного сигнала. Если к такой схеме применить методы анализа электрических цепей, например, метод контурных токов, метод узловых потенциалов, метод эквивалентного генератора и т. д., то можно показать, что

$$I_H = E \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_H (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)}. \quad (1.2)$$

При запитке мостовой схемы от источника тока I_0 (рис. 1.20, б)

$$I_H = I_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_H (R_1 + R_2 + R_3 + R_4) + (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

В режиме холостого хода (XX), когда $R_H \gg R_j$, выражение (1.2) упрощается:

$$I_H = E \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_H (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}, \quad (1.3a)$$

$$U_H = E \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}. \quad (1.36)$$

Выражения (1.3) являются основными при расчете мостовых схем, запитанных напряжением, что наиболее часто встречается на практике. При этом по умолчанию полагают, что условие XX ($R_H \gg R_j$) выполняется, поскольку при современном уровне развития аналоговой схемотехники выполнить его не представляет особого труда.

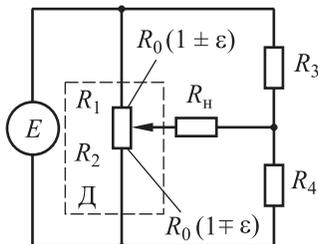


Рис. 1.21. Полумостовая схема

Существуют разные виды мостов. В рассмотренном «простом» мосте (мост Уитстона) датчик «Д» включен только в одно плечо (см. рис. 1.20). В полумосте (рис. 1.21) в смежные плечи моста включается дифференциальный датчик, а в полном мосте (рис. 1.22, а) в оба плеча моста включаются два дифференциальных датчика, например два круговых потенциометра. Условное представление полного моста приведено на рис. 1.22, б.

Заметим, что если сигнал в диагонали моста равен нулю, то такой мост называется *сбалансированным*. Условие балансировки моста может быть получено из выражения (1.3а)

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 . \quad (1.4)$$

Это условие на практике может выполняться в нескольких случаях. Во-первых, когда

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0, \quad (1.4a)$$

где R_0 — номинальное значение, что соответствует полной симметрии моста (поэтому такой мост называется *симметричным*).

Во-вторых, это условие выполняется при

$$R_1 = R_3 \neq R_2 = R_4, \quad (1.4б)$$

что соответствует *несимметричному* мосту. Момент баланса регистрируется нуль-органом, включаемым в измерительную диагональ

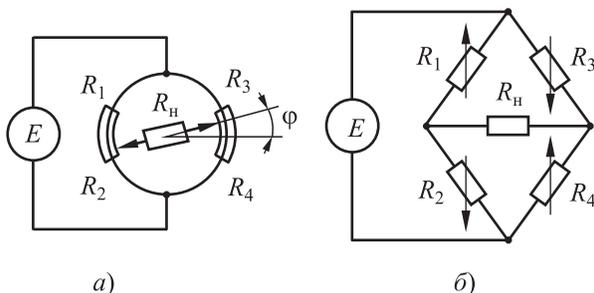


Рис. 1.22. Полная мостовая схема: а — схема на двух круговых потенциометрах; б — условное обозначение

моста. Важным обстоятельством является то, что условие балансировки не зависит ни от внутреннего сопротивления источника питания, ни от сопротивления нагрузки. Из условий балансировки (1.4) следует, что сопротивление датчика можно определить как

$$R_x = R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4}. \quad (1.5)$$

Формула (1.5) называется *рабочей формулой моста* и широко используется для точного измерения сопротивлений. В этом случае опорное плечо фиксировано (резисторы R_3 и R_4 заранее известны), а R_2 подбирается из магазина сопротивлений таким образом, чтобы сбалансировать мост. Относительная погрешность измерения сопротивления, как следует из (1.5), составляет

$$\delta R_x = \delta R_1 = \delta R_2 + \delta R_3 - \delta R_4$$

и может приближаться к сотым и тысячным долям процента.

При автоматической балансировке мостов достигается более высокая точность, так как исключается субъективный фактор при настройке моста. Обычно современные сбалансированные автоматические мосты применяются с использованием операционных усилителей. Одна из возможных схем автоматической балансировки моста Уитстона приведена на рис. 1.23, где ОУ включен в диагональ моста, а датчик — в цепь обратной связи ОУ.

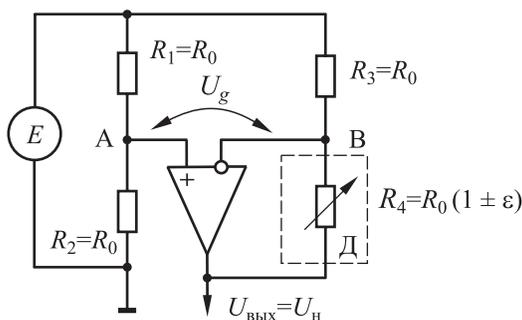


Рис. 1.23. Мостовая схема с автобалансировкой

В такой схеме автоматически поддерживается $U_{AB} \cong 0$, так как дифференциальная разность $U_d \rightarrow 0$. При этом

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_A K_+ - E K_- = \frac{E}{2} \left(\frac{R_0(1 \pm \varepsilon)}{R_0} + 1 \right) - \frac{E R_0(1 \pm \varepsilon)}{R_0} = \\ &= \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \cdot \frac{R_0(1 \pm \varepsilon)}{R_0} = \frac{E}{2} \left(1 - \frac{R_0(1 \pm \varepsilon)}{R_0} \right) = \mp \frac{E}{2} \varepsilon, \end{aligned}$$

где K_+ и K_- — коэффициенты усиления ОУ по неинвертирующему и инвертирующему входу ОУ соответственно. Заметим, что в данной схеме никаких требований к величине $R_{\text{н}}$ не выставляется. Более того, чувствительность схемы удвоена, а выходной сигнал схемы не содержит синфазной составляющей, что позволяет подавать его в последующем на недифференциальный вход измерительной схемы.

В рассмотренной схеме (см. рис. 1.23) датчик включен в цепь ОС ОУ и является «плавающим», т. е. изолирован от земли. При использовании заземленного датчика часто применяют схему, изображенную на рис. 1.24.

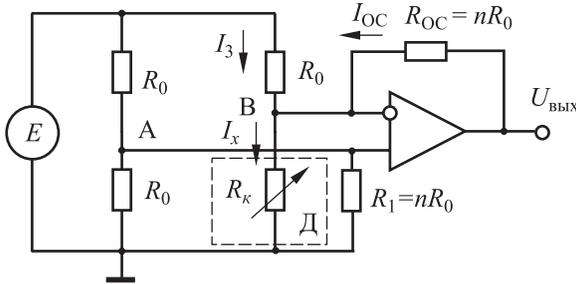


Рис. 1.24. Схема моста с автобалансировкой и заземленным датчиком

Для точки В условие баланса запишется в виде

$$I_3 - I_x + I_{\text{OC}} = 0,$$

$$\frac{E - U_B}{R_0} - \frac{U_B}{R_x} + \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_B}{R_{\text{OC}}} = 0. \quad (1.6)$$

С учетом того, что

$$U_B = U_A = E \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R_0 + R_{\text{ЭКВ}}} \text{ и } R_{\text{ЭКВ}} = R_0 \parallel R_1 = R_0 \frac{n}{n+1},$$

получим

$$U_B = E \frac{n}{2n+1}. \quad (1.7)$$

Подставляя (1.7) в (1.6) и решая относительно $U_{\text{ВЫХ}}$ с учетом $R_x = R_0(1 + \varepsilon)$, получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = -E \frac{n}{1+2n} \cdot \frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}.$$

При $\varepsilon \ll 1$ передаточная характеристика измерительного моста линейна и

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx -E \frac{n}{1+2n} \varepsilon.$$

Для режима ХХ в нагрузке выходное напряжение в диагонали моста определяется очевидным соотношением

$$U_{\text{ВЫХ}} = E \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right).$$

Воспользуемся основной формулой теории чувствительности для оценки влияния ΔR_j на выходное напряжение:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \sum_{j=1}^4 \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial R_j} \Delta R_j. \quad (1.8)$$

Вычисляя частные производные (функции чувствительности), находим

$$\begin{aligned} \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial R_1} &= E \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2}, & \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial R_2} &= -E \frac{R_1}{(R_1 + R_2)^2}, \\ \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial R_3} &= -E \frac{R_4}{(R_3 + R_4)^2}, & \frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial R_4} &= E \frac{R_3}{(R_3 + R_4)^2}. \end{aligned}$$

Подставляя найденные значения в формулу (1.8), получим

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = E \left(\frac{R_2 \Delta R_1 - R_1 \Delta R_2}{(R_1 + R_2)^2} - \frac{R_4 \Delta R_3 - R_3 \Delta R_4}{(R_3 + R_4)^2} \right). \quad (1.9)$$

Как следует из формулы (1.9), если разбалансировать только одно плечо, например, положить $R_1 = R_0 (1 + \varepsilon)$, что соответствует мосту Уитстона, то

$$\Delta U_{\text{ВЫХ1}} = E \frac{\varepsilon}{4} \cdot \frac{1}{1 + \varepsilon/2 + \varepsilon^2/4}.$$

В инженерной практике с точностью до величин второго порядка малости в расчетах для моста Уитстона принимают

$$\Delta U_{\text{ВЫХ2}} = E \frac{\varepsilon}{4} \cdot \frac{1}{1 + \varepsilon/2}. \quad (1.10)$$

Таким образом, передаточная характеристика моста Уитстона в общем случае нелинейна, а в ограниченном диапазоне, где $\varepsilon \ll 1$, ее можно полагать передаточную характеристику квазилинейной, т. е.

$$\Delta U_{\text{вых3}} \approx E \frac{\varepsilon}{4}.$$

Нормированные передаточные характеристики моста Уитстона при различных аппроксимациях и соответствующие им отклонения от линейности Δ_1 и Δ_2 приведены на рис. 1.25. Из анализа этих характеристик можно сделать вывод, что мост Уитстона имеет удовлетворительную линейность, когда $|\varepsilon| < 0,1$. Аналогично из формулы (1.9) можно вычислить зависимости для выходного напряжения полумоста ($R_1 = R_0(1 + \varepsilon)$, $R_2 = R_0(1 - \varepsilon)$, $R_3 = R_4 = R_0$) и полного моста ($R_1 = R_4 = R_0(1 + \varepsilon)$, $R_2 = R_3 = R_0(1 - \varepsilon)$).

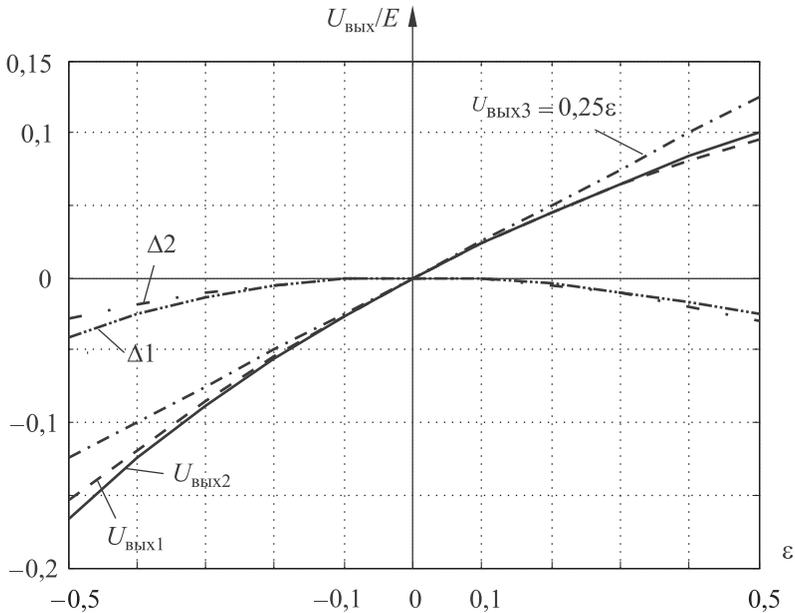


Рис. 1.25. Нормированные передаточные характеристики моста Уитстона (U_1 , U_2) и соответствующие им погрешности нелинейности (Δ_1 , Δ_2)

Приведем сводку инженерных соотношений, которые используются при анализе и расчете мостов (предполагается, что $R_H \gg R_j$). Напомним, что измерительные мосты могут запитываться как током, так и напряжением (так называемые *мосты тока* и *мосты напряжения*) и передаточные характеристики у них могут несколько отличаться.

1. Простой мост. При запитке моста напряжением (E)

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{4} E \varepsilon \left(\frac{1}{1 + \varepsilon/2} \right),$$

где ε — относительное изменение сопротивления.

Вывод: в простом мосте связь между $U_{\text{вых}}$ и ε нелинейна. Абсолютная Δ и относительная δ нелинейности моста определяются выражениями

$$\Delta = 0,25\varepsilon \left[\frac{1}{1 + \varepsilon/2} - 1 \right], \quad \delta = \frac{1}{1 + \varepsilon/2} - 1.$$

Например, при $\varepsilon \leq 0,1$ имеем $|\delta| < 0,05$. Если мост запитывается источником тока (I), то нелинейность уменьшается:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{4} R_0 I \varepsilon \left(\frac{1}{1 + \varepsilon/4} \right).$$

2. В полумосте при запитке напряжением (E) и током (I) соответственно

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} E \varepsilon,$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} I R_0 \varepsilon.$$

3. В полном мосте аналогично:

$$\text{при запитке } E U_{\text{вых}} = E \varepsilon,$$

$$\text{при запитке } I U_{\text{вых}} = I R_0 \varepsilon.$$

Как видим, и в полумосте и в полном мосте передаточная характеристика линейна при $\varepsilon \ll 1$. Кроме того, чувствительность схем возрастает. Например, полный мост в 4 раза чувствительней простого моста и в 2 раза чувствительней полумоста.

Заметим, что в окрестностях точки баланса, когда $R_j \approx R_0$, из формулы (1.3б) получим соотношение

$$\Delta U_{\text{вых}} = E \frac{\Delta R_1 - \Delta R_2 - \Delta R_3 + \Delta R_4}{4R_0}, \quad (1.11)$$

из которого следует, что идентичные (коррелированные) изменения номиналов в смежных плечах моста не приводят к разбалансу. Выражение (1.11) используется для построения схем компенсации влияния соединительных проводов в высокоточных низкоомных датчиках (см. разд. 1.3.4).

В случае, если условие $R_H \gg R_j$ не выполняется, приведенные соотношения должны корректироваться. Фактическое выходное напряжение $U'_{\text{ВЫХ}}$ на нагрузке может быть найдено из соотношения

$$\frac{U'_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R_H}},$$

где $R_{\text{ЭКВ}} = R_2 || R_3 + R_1 || R_4$.

Например, в полумосте при запитке напряжением

$$U'_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{2} E \varepsilon \frac{1}{1 + \frac{1}{a} \left(1 - \frac{\varepsilon^2}{2} \right)}, \text{ где } a = \frac{R_H}{R_0}.$$

Из последнего выражения следует, что отклонение от линейности является величиной второго порядка малости относительно ε .

Очевидно, что баланс может быть достигнут как в *симметричном* (равноплечем), так и в *несимметричном* неравноплечем мосте. При этом изменяется чувствительность и нелинейность схемы. Чтобы убедиться в этом, достаточно в формуле (1.3) положить $R_1/R_2 = M$ и $\Delta R_1 = \varepsilon R$. Тогда для простого моста при $R_H \gg R_j$

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{M}{(M+1)^2} E \varepsilon \frac{1}{1 + \frac{\varepsilon}{M+1}} \approx E \alpha \varepsilon,$$

где $\alpha = M/(M+1)^2$ — чувствительность моста.

Хотя нелинейность при $M > 1$ и будет уменьшаться, одновременно будет уменьшаться и чувствительность α . Из графика нормированной чувствительности неравноплечего моста (рис. 1.26) видно, что если мост неравноплечий (например $R_1 \ll R_2$ или $R_1 \gg R_2$), то чувствительность моста при балансе существенно уменьшается. Для получения высокой чувствительности импедансы плеч измерительного моста должны быть *соизмеримы*.

Как правило, мост Уитстона используется для измерения резисторов в диапазоне $(1 \div 10^8)$ Ом. Нижний предел ограничивается влиянием сопротивления соединительных проводов, контактов и паразитными термоЭДС. Верхний предел определяется токами утечки высокоомных цепей, к которым для повышения чувствительности приходится подводить большое напряжение запитки.

Точность определения номиналов резисторов с помощью мостовых схем зависит от чувствительности нуля-органа, фиксирующего момент баланса, стабильности и точности образцовых резисторов,

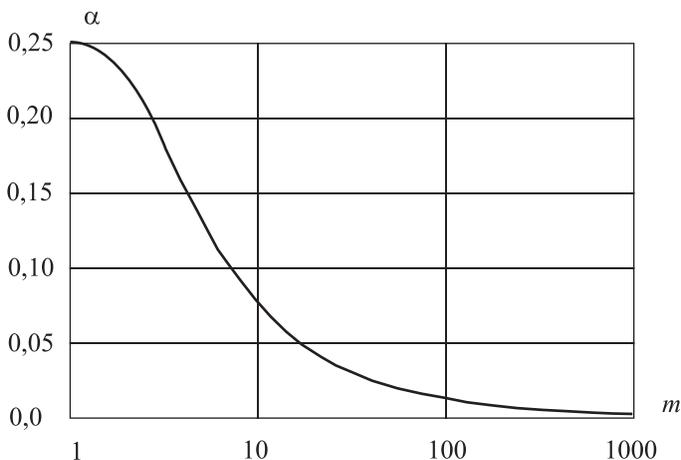


Рис. 1.26. Нормированная чувствительность неравноплечего моста

а в ряде случаев — от сопротивления соединительных проводов, контактов и от паразитных термоЭДС.

В промышленных мостах магазины сопротивлений изготавливают из высокостабильного манганина (ТКС $< 10^{-3}\%$ $^{\circ}\text{C}^{-1}$, временной дрейф $< 10^{-3}\%$ /год), а сопротивления устанавливаются, например, с помощью декадных переключателей в диапазонах от 1 Ом до 10 кОм. В этом случае можно перекрыть диапазон измерения в девять порядков. Для устранения влияния паразитной термоЭДС на результат измерения R_x вычисляют по двум замерам с разной полярностью источника питания. В последующих разделах рассматриваются и вопросы компенсации сопротивления соединительных проводов.

Мост Уитстона трудно использовать для измерения малых сопротивлений (менее 1 Ом), так как по крайней мере два сопротивления моста будут низкоимпедансными и значительные погрешности могут возникнуть из-за сопротивлений соединительных проводов.

Эти трудности преодолеваются в двойном мосте, или мосте Томсона (рис. 1.27), где в стандартный мост включено дополнительное плечо R_5-R_6 . Плечи R_3-R_4 и R_5-R_6 являются высокоомными, а плечо R_1-r-R_2 — низкоомным. Распределенное сопротивление соединительного проводника представлено резистором r , $R_1 = R_x$ — измеряемое сопротивление, R_2 — образцовое сопротивление такого же порядка, что и R_x .

Для обеспечения необходимой чувствительности источник питания с помощью значительного тока I_0 должен создавать падение напряжения E порядка единиц вольт. Таким образом в схеме

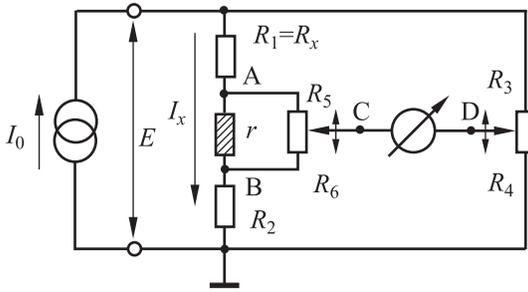


Рис. 1.27. Двойной мост Томсона

$U_A \neq U_B$, а потенциалы в узлах С и D измерительной диагонали определяются выражениями

$$U_D = E \frac{R_4}{R_3 + R_4},$$

$$U_C = (U_A - U_B) \frac{R_6}{R_5 + R_6} + I_x R_2.$$

Полагая, что $(R_5 + R_6) \gg r$, $(R_3 + R_4) \gg (R_x + r + R_2)$, можно записать

$$U_A - U_B = r I_x,$$

$$I_x = E \frac{1}{R_x + r + R_2}.$$

Приравняв потенциалы в точках С и D с учетом последних выражений, получим

$$R_x = \frac{r(R_3 R_6 - R_4 R_5)}{R_4(R_5 + R_6)} + R_2 \frac{R_3}{R_4}.$$

Если в процессе балансировки моста выдерживать условие $(R_3 R_6 = R_4 R_5)$, то

$$R_x = R_2 \frac{R_3}{R_4}.$$

Следовательно, двойной мост позволяет компенсировать сопротивление соединительного провода r , не прибегая к использованию слишком низкоомных резисторов в плечах моста. Точность двойного моста составляет около 0,05% в диапазоне от 10^{-4} Ом до 1 Ом. Очевидно, что мост Томсона обладает определенной универсальностью, поскольку с его помощью можно измерять сопротивление резисторов большего номинала.

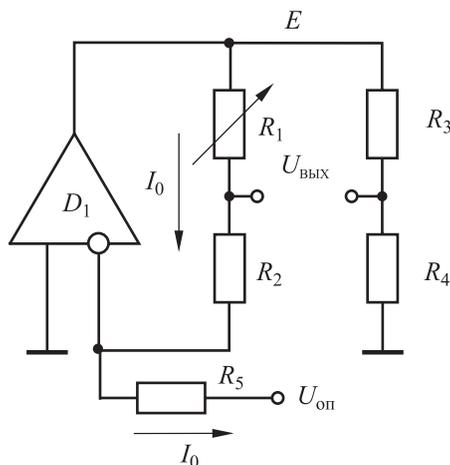


Рис. 1.28. Модифицированная схема моста Уитстона

Особенно эффективны мостовые измерительные схемы с использованием ОУ. На рисунке 1.28 приведена модифицированная схема моста Уитстона, в которой измерительное плечо моста ($R_1 - R_2$) с датчиком R_1 включено в цепь отрицательной обратной связи ОУ D_1 . Измерительное плечо запитывается стабильным током $I_0 = U_{\text{оп}}/R_5$, следовательно, напряжение запитки моста составит

$$E = \frac{U_{\text{оп}}(R_1 + R_2)}{R_5}.$$

Подставляя значение питания E в основную формулу моста (1.36) и учитывая, что $R_1 = R_0(1 + \varepsilon)$, $R_2 = R_3 = R_4 = R_0$, получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{оп}}R_0}{2R_5}\varepsilon.$$

Как видим, схема имеет удвоенную чувствительность и линейную передаточную характеристику во всем диапазоне изменения ε .

1.3.3. Мосты переменного тока

Помимо мостов постоянного тока для измерений применяются и мосты переменного тока. Простейшей разновидностью моста переменного тока является рассмотренная ранее (см. п. 1.3.1) потенциометрическая схема с симметричным питанием.

Мосты переменного тока могут работать с датчиками, которые имеют реактивное выходное сопротивление (импеданс), например

с индуктивными датчиками. Точностные характеристики мостов переменного тока выше, чем мостов постоянного тока, поскольку в них отсутствуют напряжение смещения нуля и паразитные термо-ЭДС. Однако мосты переменного тока намного сложнее, так как требуют детектирования и фильтрации выходного сигнала.

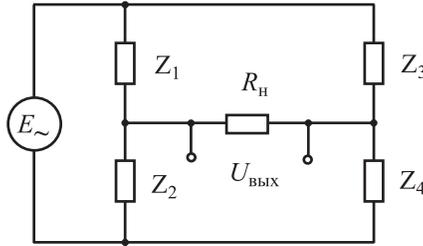


Рис. 1.29. Обобщенная схема моста переменного тока

В общем случае все плечи моста переменного тока (рис. 1.29) являются комплексными величинами, и условие балансировки моста может быть представлено в виде

$$\bar{Z}_1 \bar{Z}_4 = \bar{Z}_2 \bar{Z}_3, \quad (1.12)$$

где $\bar{Z}_k = Z_k e^{j\varphi_k}$. Условие балансировки моста (1.12) должно одновременно выполняться как для модулей Z_k , так и для фаз φ_k :

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3,$$

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3.$$

Это означает, что в схеме балансировки моста должно быть как минимум два регулировочных элемента. Если мост используется для измерения индуктивности L_x с активным сопротивлением обмотки R_x (рис. 1.30), то условие балансировки будет выглядеть следующим образом:

$$(R_x + j\omega L_x) \left(\frac{1}{1/R_4 + j\omega C_4} \right) = R_2 R_3.$$

Разделение действительных и мнимых частей уравнения позволяет найти величины R_x, L_x :

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4}, \quad L_x = C_4 R_2 R_3.$$

В полученные выражения не входит частота, поэтому мост может быть уравновешен не только при синусоидальной, но и при любой другой форме питающего напряжения.

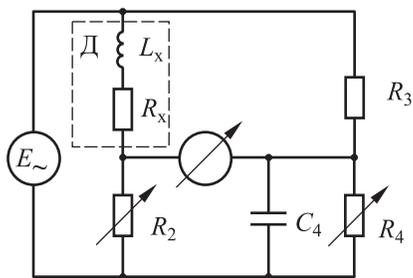


Рис. 1.30. Схема измерения индуктивности

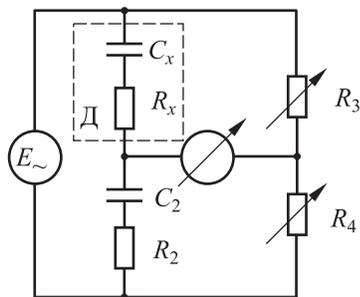


Рис. 1.31. Схема измерения емкости

Аналогичная схема (рис. 1.31) используется и для измерения емкости C_x , имеющей сопротивление потерь R_x :

$$C_x = C_3 R_4 / R_2, \quad R_x = R_2 R_3 / R_4.$$

Очевидно, что помимо ручной возможна и автоматическая балансировка. В любом случае при выборе схемы необходимо учитывать вопросы сходимости процесса балансировки. Например, резисторы R_2 и R_{33} (см. рис. 1.30) входят как в выражение для определения L_x , так и в выражение для определения R_x , что приводит к взаимовлиянию и усложняет процесс сходимости. Аналогичное замечание можно сделать относительно R_2 и R_4 (см. рис. 1.31).

Наиболее часто измерения проводятся на частотах 100 Гц и 1 кГц, поскольку на более высоких частотах возрастают потери. Часто мосты для измерения R_x , L_x , C_x совмещают в одном универсальном RLC -измерительном мосте, оснащают микропроцессорами для осуществления автоматической балансировки и цифровыми индикаторами. Точность автоматического измерения для универсальных портативных RLC -мостов составляет около 0,5%, а для лабораторных приборов — на порядок выше.

При балансировке моста переменного тока напряжение в его диагонали не достигает нулевого уровня. Это связано с тем, что в выходных сигналах всегда присутствуют высшие гармоники, которые генерируются различными нелинейными элементами схем. В результате передаточная характеристика по напряжению имеет достаточно пологий минимум (рис. 1.32, а), что не позволяет осуществить точное уравновешивание. Кроме того, невозможно определить и знак рассогласования.

Избавиться от этих недостатков позволяет применение в качестве нуль-индикаторов регистраторов фазы выходного сигнала, поскольку в мосте переменного тока в момент баланса фаза выходного сигнала поворачивается на 180° (рис. 1.32, б). Поэтому в мостах переменного

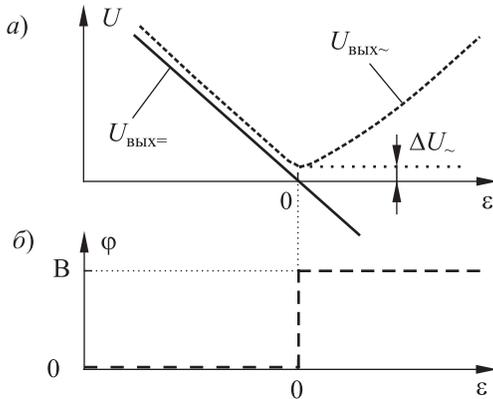


Рис. 1.32. Изменение сигналов при балансировке моста переменного тока: *a* — по амплитуде; *б* — по фазе

го тока нуль-индикатор должен фиксировать поворот фазы, а не нуль выходного напряжения. Обычно в качестве нуль-индикатора используется фазочувствительный выпрямитель (ФЧВ), который содержит (рис. 1.33) схему умножения и фильтр низких частот (ФНЧ).

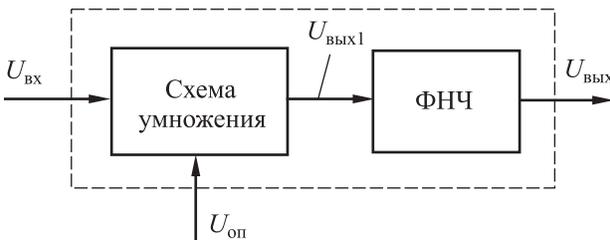


Рис. 1.33. Структурная схема ФЧВ

Схема умножения перемножает входной сигнал $U_{\text{ВХ}} = U_1 \varepsilon \sin \omega t$ и опорный сигнал $U_{\text{оп}} = U_0 \sin \omega t$ одной и той же частоты. В результате несложных тригонометрических преобразований можно показать, что выходной сигнал схемы умножения $U_{\text{ВЫХ1}} = k\varepsilon(1 - \cos 2\omega t)$, где k — коэффициент пропорциональности.

Из полученной формулы видно, что в выходном сигнале имеется постоянная составляющая, пропорциональная $k\varepsilon$, и переменная составляющая $k\varepsilon \cos 2\omega t$ с частотой 2ω , которая отфильтровывается ФНЧ. В результате на выходе имеем сигнал постоянного тока $U_{\text{ВЫХ}} = k\varepsilon$, пропорциональный отношению сопротивления плеча моста ε . Точка достижения баланса моста переменного тока может в данном случае с высокой точностью фиксироваться обычным нуль-индикатором на постоянном токе.

1.3.4. Подключение датчиков к измерительным схемам

Подключение датчиков к измерительной системе является непростым делом и сопровождается возникновением ряда паразитных эффектов, искажающих результат измерений. Во многих случаях сенсор и измерительная схема или усилитель территориально удалены друг от друга. В этом случае на информационный сигнал будут влиять характеристики (параметры) соединительной линии. Паразитные воздействия на процесс передачи сигнала датчика можно разделить на три группы:

- 1) воздействия через кондуктивные связи;
- 2) воздействия через «земли»;
- 3) электромагнитные наводки.

Наиболее экономичные схемы двухпроводного подсоединения незаземленных генераторных и параметрических датчиков представлены на рис. 1.34. Здесь $R_{\text{л}}$ — сопротивление линии, $R_{\text{ут}}$ — сопротивление утечки линии (в общем случае это комплексные величины $Z_{\text{л}}$ и $Z_{\text{ут}}$).

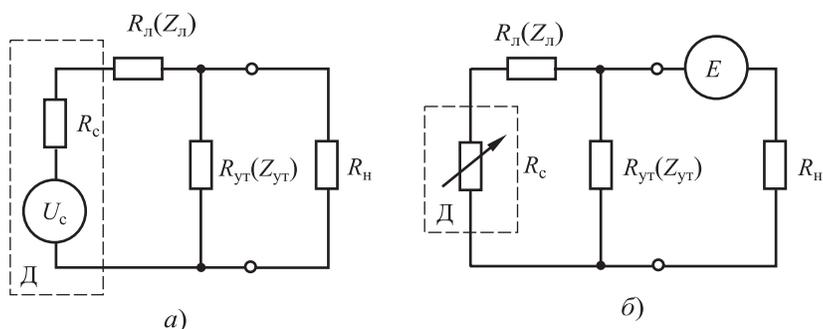


Рис. 1.34. Эквивалентная двухпроводная схема подключения генераторного (а) и параметрического (б) датчика

Для уменьшения влияния $R_{\text{л}}(Z_{\text{л}})$ в генераторных датчиках достаточно увеличить сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ (режим ХХ). В низкоомных параметрических датчиках такой же эффект можно получить при четырехзажимном (четырепроводном) соединении (рис. 1.35). В этом случае ток запитки I_0 подводится к зажимам 1 и 2, а сигнал снимается с сигнальных зажимов 3 и 4. Поскольку токи в цепи запитки и в информационной цепи отличаются на несколько порядков ($I_0 \gg I_{\text{н}}$), то и падение напряжения на $R_{\text{пз}}$ и $R_{\text{п4}}$ в этом случае невелико. Следовательно, сигнальные цепи не следует использовать для запитки параметрических датчиков.

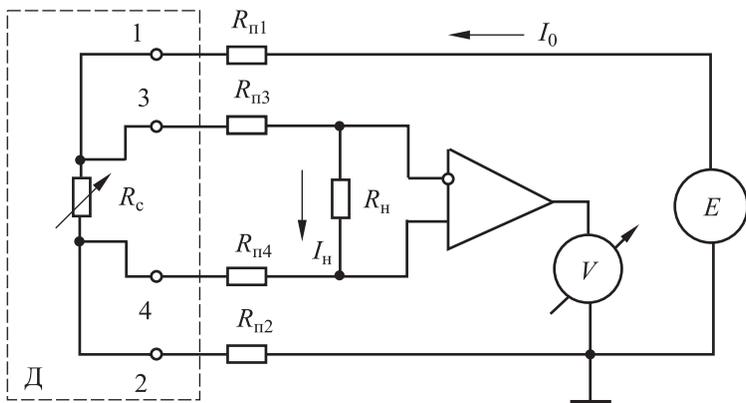


Рис. 1.35. Четырехзажимное подключение параметрического датчика

Влияние $R_{\text{yt}}(Z_{\text{yt}})$ особенно сильно проявляется в высокоомных цепях, т. е. когда сравнительно высокоомный датчик нагружен на высокоомное сопротивление нагрузки R_{H} . Уменьшение влияния $R_{\text{yt}}(Z_{\text{yt}})$ достигается эквипотенциальной защитой. Поскольку основным измерительным средством являются ОУ (в том числе и в качестве предусилителей), то основным средством борьбы с токами утечки является эквипотенциальная защита входов ОУ с помощью так называемых «охранных колец» (рис. 1.36). Для этого сигнальный конец окружают кольцом или экраном, который соединяют с низкоимпедансной точкой схемы, имеющей потенциал, максимально близкий к потенциалу входного сигнала. Токи утечки в этом случае не попадают на входы ОУ, и их влияние снижается в реальных условиях на несколько порядков.

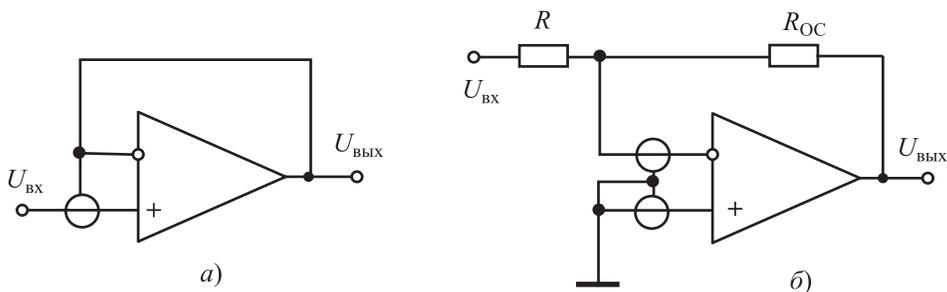


Рис. 1.36. Охранные кольца в ОУ: а — повторитель напряжения; б — инвертирующий усилитель

В случае подключения территориально удаленного низкоомного резистивного датчика к мостовой измерительной схеме необходимо принимать меры по компенсации изменения сопротивления соединительных проводов.

Наиболее распространены *трехпроводная* (более экономичная) и *четырёхпроводная* (более помехоустойчивая) схемы подключения.

В основе их работы лежит уравнение, которое связывает $\Delta U_{\text{н}}$ с ΔR_j (справедливо только для малых приращений ΔR_j с точностью до величин второго порядка малости):

$$\Delta U_{\text{н}} = \frac{E}{4} \frac{\Delta R_1 - \Delta R_2 - \Delta R_3 + \Delta R_4}{R_0}. \quad (1.13)$$

Уравнение (1.13) отражает важное свойство моста — синфазное изменение сопротивлений в смежных плечах моста не приводит к разбалансировке. Допустим, резистивный датчик D , включенный в плечо R_2 , удален от измерительной системы и соединен с мостом с помощью проводов $R_{\text{п1}}$ и $R_{\text{п2}}$ (рис. 1.37, а). Распределенные сопротивления проводов на рис. 1.37, а условно показаны сосредоточенными. Чтобы скомпенсировать сопротивление этих проводов, последовательно с сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$ добавим третий проводник $R_{\text{пн}}$. Как видно из схемы, $R_{\text{п1}}$ включается последовательно с R_1 , $R_{\text{п2}}$ — последовательно с R_2 , а $R_{\text{пн}}$ включается в нагрузку. Следовательно, влияние $R_{\text{п1}}$ и $R_{\text{п2}}$ компенсируется, так как падения напряжения на них имеют разные знаки. А поскольку $R_{\text{н}} \gg R_{\text{пн}}$, то результат ($U_{\text{вых}}$) практически не меняется, незначительно изменится лишь масштаб преобразования.

В другом варианте трехпроводного соединения третий провод ($R_{\text{пE}}$) включается не в цепь нагрузки, а в цепь источника питания E (рис. 1.37, б). В этом случае влияние $R_{\text{п2}}$ и $R_{\text{п4}}$ компенсируется, а $R_{\text{пE}}$ включается последовательно с низкоомным источником E , не нарушая баланса, но несколько изменяя чувствительность.

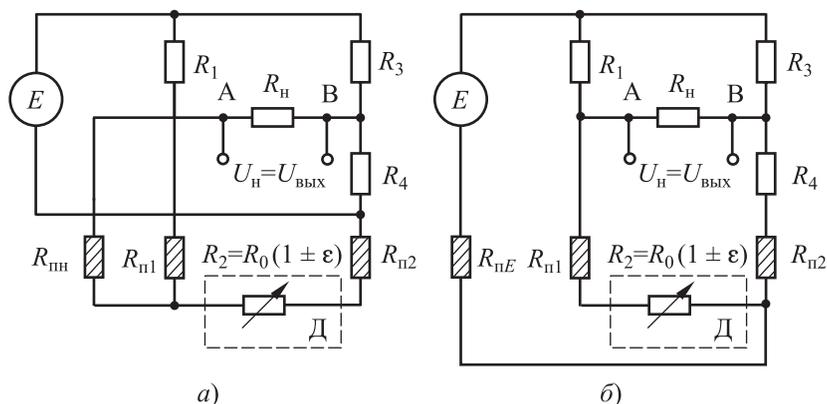


Рис. 1.37. Трехпроводная схема подключения датчика:
 а — включение 3-го провода в цепь нагрузки;
 б — включение 3-го провода в цепь источника питания

Если на дополнительный третий провод наводится помеха, то в первом случае (высокоомная нагрузка) она будет суммироваться с выходным сигналом, создавая дополнительную погрешность, а во втором ее влияние будет незначительно.

Однако схема трехпроводного соединения несимметрична и не свободна от наводок, более помехоустойчива четырехпроводная схема (рис. 1.38). В этой схеме используются две витые пары, которые подавляют синфазные наводки и помехи. Так как одна пара проводов (левая) включена последовательно с R_2 , а другая (правая) прокладывается в зону расположения датчика и входит в плечо R_4 , то, как следует из уравнения (1.13), сопротивления проводов витых пар также компенсируют друг друга. При этом масштаб преобразования не изменяется. Возможны и другие схемы подключения удаленных датчиков к мостовым схемам.

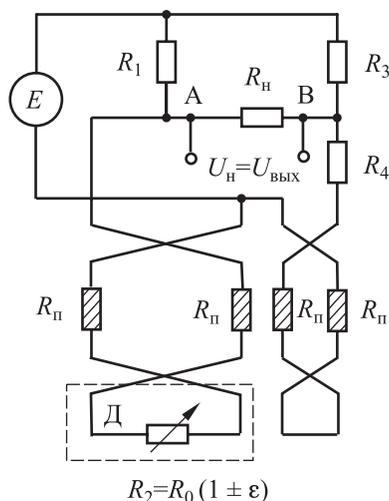


Рис. 1.38. Четырехпроводная схема подключения датчика

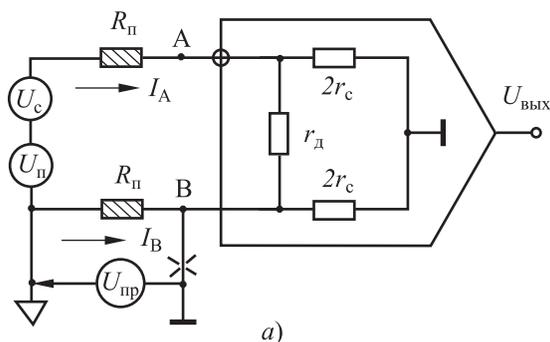
Выходной сигнал датчика может быть также искажен за счет помех от блуждающих токов. По характеру проявления эти помехи делятся на две большие группы:

- 1) поперечные помехи или помехи нормального вида;
- 2) продольные помехи или помехи общего вида.

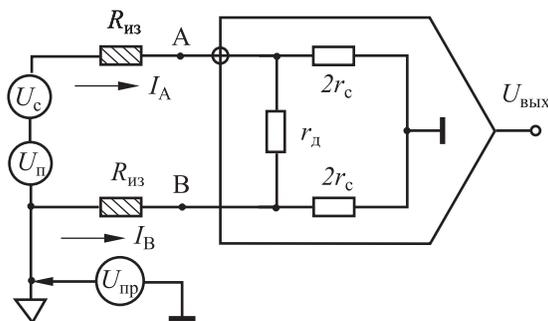
Рассмотрим распространенный случай корпусированного источника сигнала и заземленного усилителя (рис. 1.39). Поперечные помехи $U_{\text{п}}$ действуют между входами усилителя. Именно поперечные помехи, например наводка от промышленной сети 50 Гц, вызывают появление погрешностей, так как они включаются последовательно

с сигналом U_c и проявляются как полезный сигнал. Поперечные помехи подавляются экранированием и компенсацией с помощью витых пар — ослабление помех составляет $80 \div 100$ дБ.

Продольные помехи $U_{пр}$ опасны тем, что они могут трансформироваться в поперечные. Например, за счет блуждающих токов «земля» датчика может отличаться от «земли» усилителя на величину $U_{пр}$, которая в этом случае играет роль синфазной помехи. То, что «земли» датчика и усилителя не являются эквипотенциальными точками, порождает неравенство токов во входных цепях усилителя ($I_A \neq I_B$) и возникновение поперечной помехи (см. рис. 1.39, а).



а)



б)

Рис. 1.39. Подключение корпусированного датчика к удаленному усилителю: а — преобразование продольной помехи в поперечную при неправильном заземлении; б — дифференциальная обработка сигнала и введение гальванической развязки

В случае устранения заземления в точке В синфазная помеха $U_{пр}$ «заземляется» через высокоомное синфазное входное сопротивление r_c усилителя. При этом уменьшается абсолютная величина входных токов, они становятся симметричными и в значительной степени подавляются дифференциальным усилителем. В максимальной сте-

пени продольные помехи подавляются в схемах с гальванической развязкой (не менее 160 дБ) за счет введения очень большого сопротивления изоляции $R_{из}$ между неэквипотенциальными «землями» (см. рис. 1.39, б).

В общем случае при малом уровне входных сигналов для уменьшения влияния электромагнитных помех помимо повсеместного использования витых пар необходим целый комплекс мер: экранирование, грамотное заземление, дифференциальная обработка сигналов датчиков и гальваническая развязка. Более подробно эти и некоторые другие вопросы повышения помехоустойчивости рассматриваются в последующих разделах и в курсах, посвященных конструированию радиоэлектронной аппаратуры.

1.3.5. Термокомпенсация резистивного моста

В общем случае относительное изменение номинала резистора моста $\varepsilon = \Delta R/R_0$ зависит не только от входной физической величины x (давления, силы, ускорения и т. д.), но и от ряда дестабилизирующих факторов. Важнейшим из них является температура, так как при изменении температуры изменяется удельное сопротивление материала и механические напряжения, т. е.

$$\varepsilon = \varepsilon(x, T).$$

Рассмотрим полную мостовую интегральную схему, в которой изменение температур действует синфазно на резисторы моста:

$$R_1 = R_0(1 + \varepsilon + \varepsilon_T), \quad R_2 = R_0(1 - \varepsilon + \varepsilon_T),$$

$$R_3 = R_0(1 - \varepsilon + \varepsilon_T), \quad R_4 = R_0(1 + \varepsilon + \varepsilon_T),$$

где $\varepsilon_T = \gamma \Delta T$; $\Delta T = T - T_0$; $\gamma = \Delta R/(\Delta T R_0)$ — температурный коэффициент сопротивления (ТКС) резистора R_0 моста. Подставляя указанные значения резисторов в основное уравнение моста и проводя преобразования, получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = E\varepsilon \frac{1}{1 + \varepsilon_T} = E\varepsilon \frac{1}{1 + \gamma \Delta T}, \quad (1.14)$$

$$\frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial \varepsilon} = E \frac{1}{1 + \gamma \Delta T},$$

$$\frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial T} = E\varepsilon \frac{\gamma}{(1 + \gamma \Delta T)^2}.$$

Как видим, чувствительность моста (крутизна передаточной характеристики) зависит от температуры. При $\varepsilon_T > 0$ чувствительность моста падает, т. е. мост характеризуется отрицательным температурным коэффициентом чувствительности (ТКЧ), а при $\varepsilon_T < 0$ ТКЧ будет положительным. При этом линейность передаточной характеристики не нарушается.

Особенно актуальна проблема температурной чувствительности полупроводниковых тензодатчиков. Заметим, что по определению

$$\text{ТКЧ} = \frac{\Delta U}{U(T_0)\Delta T} = \beta.$$

На рисунке 1.40 приводятся рассчитанные по формуле (1.14) передаточные характеристики кремниевого интегрального тензомоста с типичными характеристиками ($\gamma = 0,25\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $R_0 = 500 \text{ Ом}$, $E = 5 \text{ В}$), иллюстрирующие значительный ТКЧ измерительного моста ($\beta \approx \approx -(0,2 \div 0,3)\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$).

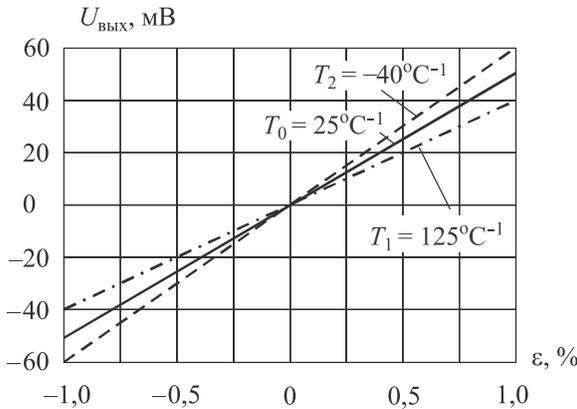


Рис. 1.40. Температурная чувствительность тензомоста:
 $E = 5 \text{ В}$, $\gamma = 0,25\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $R_0 = 500 \text{ Ом}$

Распространенным вариантом компенсации ТКЧ моста является последовательное включение с мостом (рис. 1.41) компенсирующего термозависимого резистора (термистора) $R_c(T)$.

В этом случае напряжение питания моста будет определяться выражением

$$V = E \frac{R(T)}{R_c(T) + R(T)}, \quad (1.15)$$

где $R(T) = R_0(1 + \gamma\Delta T)$ — эквивалентное сопротивление моста.

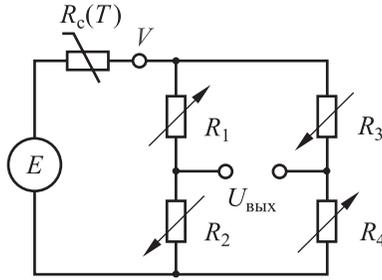


Рис. 1.41. Термокомпенсация моста терморезистором

Подставляя (1.15) в (1.14), с учетом квазилинейности изменения резистора получим $R_c(T) = R_{c0}(1 + \alpha \Delta T)$ и

$$U_{\text{ВЫХ}} = E\varepsilon \frac{1}{1 + (R_{c0}/R_0)(1 + \alpha \Delta T) + \gamma \Delta T}. \quad (1.16)$$

Чувствительность моста к входному воздействию определяется выражением

$$\frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial \varepsilon} = E \frac{1}{1 + (R_{c0}/R_0)(1 + \alpha \Delta T) + \gamma \Delta T}, \quad (1.17)$$

а температурная чувствительность моста с последовательным резистором R_c определяется как

$$\frac{\partial U_{\text{ВЫХ}}}{\partial T} = -E\varepsilon \frac{(R_{c0}/R_0)\alpha + \gamma}{[1 + (R_{c0}/R_0)(1 + \alpha \Delta T) + \gamma \Delta T]^2}. \quad (1.18)$$

Приравнявая (1.18) к нулю, получаем условие термокомпенсации моста

$$R_{c0} = -\frac{\gamma}{\alpha} R_0. \quad (1.19)$$

Условие (1.19) имеет физический смысл, если α и γ имеют противоположные знаки. Например, для кремниевого тензомоста, где резисторы имеют положительный ТКС, в качестве термокомпенсатора подходят терморезисторы, имеющие отрицательный ТКС. На рисунке 1.42 приводится передаточная характеристика термокомпенсированного моста (кривая 1) с $\gamma = 0,25\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $R_0 = 500 \text{ Ом}$, $E = 5 \text{ В}$, $\alpha = -1\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ и расчетным значением $R_{c0} = 125 \text{ Ом}$.

Некоторым недостатком термокомпенсации с помощью терморезистора является снижение чувствительности мостовой схемы. При работе в ограниченном температурном диапазоне для уменьшения ТКЧ часто в качестве R_c устанавливают сравнительно высокоомный

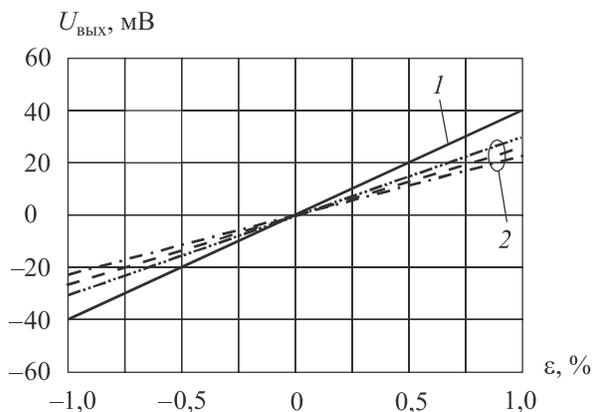


Рис. 1.42. Передаточная характеристика термокомпенсированного тензоэлемента: 1 — $R_c = 125 \text{ Ом}$, $\alpha = -1\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$; 2 — $R_c = 500 \text{ Ом}$, $\alpha = 0$

резистор постоянного номинала с низким ТКС ($|\alpha| \ll |\gamma|$). При этом исходят из того, что хотя чувствительность моста в этом случае падает обратно пропорционально R_{c0} , ТКЧ моста уменьшается обратно пропорционально квадрату R_{c0} . Однако в этом простейшем случае происходит лишь частичная термокомпенсация ТКЧ (кривые 2 на рис. 1.42).

Реально сопротивления резисторов в плечах моста, как и их температурные коэффициенты, никогда не бывают строго идентичны, что вызывает, например, разбаланс моста даже при нулевом входном воздействии. Поэтому на практике для обеспечения высокой точности и взаимозаменяемости в схемы измерительных мостов вводят дополнительные нормирующие резисторы (рис. 1.43), которые подстраивают в процессе настройки датчика.

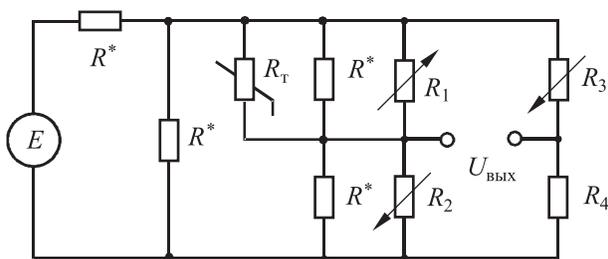


Рис. 1.43. Вариант термокомпенсации тензоэлемента с помощью терморезистора и нормирующих резисторов (Motorola)

Рассмотренные методы компенсации термочувствительности моста являются *пассивными*. Точность их ограничена разбросом R_0 , α , γ . Радикальным способом улучшения термостабильности тензоэлемента

является *активный* метод, когда тензомост включается в цепь обратной связи ОУ (рис. 1.44). В этом случае $I_{OC} = I_{BX} = \text{const}$ и не зависит от температуры, а величина напряжения V с помощью следящей системы на ОУ D1 регулируется таким образом, чтобы компенсировать синфазное изменение номиналов плеч моста.

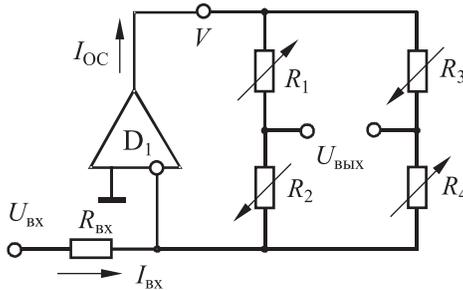


Рис. 1.44. Активный способ компенсации термочувствительности тензомоста

Действительно, как следует из (1.14),

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ВЫХ}} &= V(T)\varepsilon_x \frac{1}{1 + \gamma\Delta T} = I_{OC} R_j(T)\varepsilon_x \frac{1}{1 + \gamma\Delta T} = \\
 &= I_{\text{ВХ}} R_o(1 + \gamma\Delta T)\varepsilon_x \frac{1}{1 + \gamma\Delta T} = U_{\text{ВХ}}\varepsilon_x \frac{R_o}{R_{\text{ВХ}}}.
 \end{aligned}$$

Эта схема обладает наилучшей чувствительностью и стабильностью, но отличается большей сложностью.

1.3.6. Аналоговый интерфейс «токовая петля»

Наиболее радикальным способом компенсации сопротивления проводов является использование предусилителей. В этом случае сопротивление проводов из результата практически исключается, так как возрастает соотношение «сигнал/шум» в линии и нагрузке. Параметрические датчики, снабженные предусилителем, становятся фактически генераторными датчиками. При этом в линию можно передавать как напряжение, так и ток. Однако в качестве промышленного стандарта выбран ток, изменяющийся в пределах 4÷20 мА при однополярном входном сигнале, который позволяет отображать весь динамический диапазон изменения сигнала. При этом ток 4 мА в линии соответствует нулевому входному сигналу, а 20 мА — максимальному. При биполярном входном сигнале за нулевую точку принимается значение 12 мА с диапазоном ±8 мА изменения тока нагрузки.

В схеме связь между датчиком и нагрузкой осуществляется с помощью двухпроводной линии, к которой на передающем конце подключается формирователь «напряжение–ток», а на приемном — источник питания и нагрузка (рис. 1.45). Таким образом формируется интерфейс «токовая петля», состоящий из датчика, передатчика, источника питания и сопротивления нагрузки.

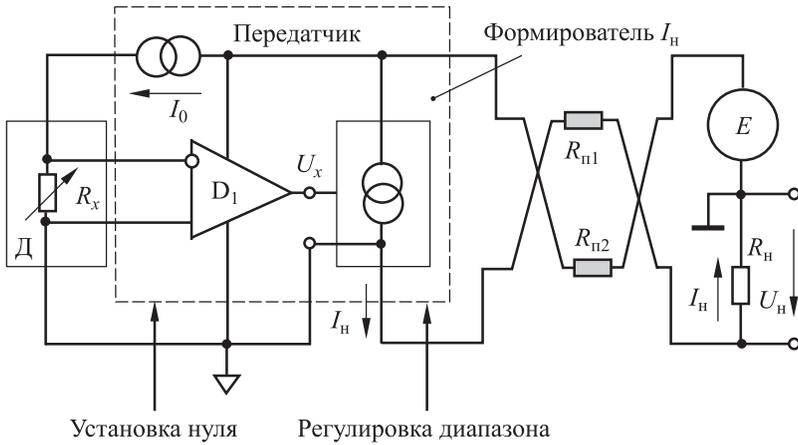


Рис. 1.45. Архитектура интерфейса «токовая петля»

При изменении U_x изменяется и ток I_x , что приводит к модуляции тока нагрузки I_n в пределах $4 \div 20$ мА. Поскольку минимальный ток в цепи нагрузки составляет 4 мА, то его хватает для поддержания работы передатчика и запитки датчика. Разумеется, в схеме должны быть предусмотрены регулировки для установки начальной и конечной точек диапазона изменения тока.

Простейший формирователь интерфейса «токовая петля» содержит усилитель D_1 с выходным транзистором VT_1 и внутренний стабилизатор опорного напряжения $U_{оп}$ (рис. 1.46). Усилитель D_1 охвачен комбинированной (отрицательной и положительной) ОС с превалированием отрицательной ОС, что наряду с однополярной запиткой обеспечивает устойчивость формирователя. Опорное напряжение $U_{оп}$ также используется для запитки датчика и предусилителя. Резистор R_1 обеспечивает крутизну передаточной характеристики, R_2 — смещение, R_5 служит датчиком тока.

Для упрощения анализа формирователя положим, что цепь смещения отсутствует ($I_2 = 0$). Тогда (с учетом того, что $U_g \rightarrow 0$, $I_x = I_1 = I_3$ и $I_1 = U_x/R_1$) из уравнения баланса на входе ОУ $I_3 R_3 = I_5 R_5$ получим

$$I_3 = I_5 \frac{R_5}{R_3}; \quad I_5 = \frac{R_3}{R_1 R_5} U_x. \quad (1.20)$$

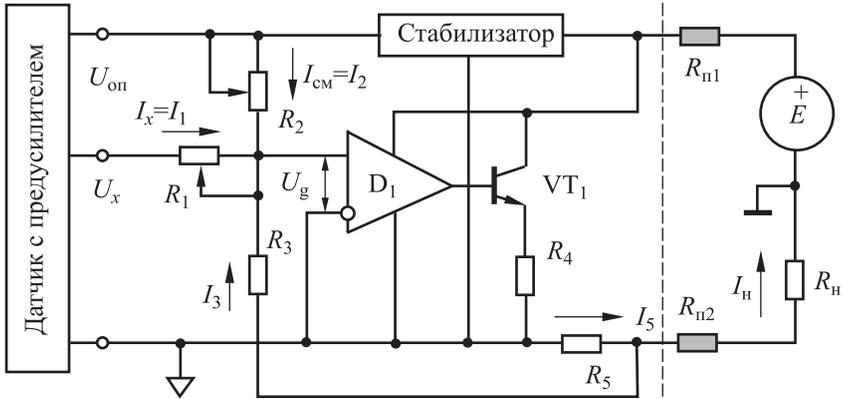


Рис. 1.46. Формирователь тока нагрузки

Так как $I_H = I_5 + I_3$, с учетом (1.20) имеем

$$I_H = \frac{R_3}{R_1 R_5} \left(1 + \frac{R_5}{R_3} \right) U_x.$$

Если выбрать $R_5 \ll R_3$, то

$$I_H = \frac{R_3}{R_1 R_5} U_x \quad (1.21)$$

и крутизна передаточной характеристики по входу U_x составит

$$S_x = \frac{\Delta(I_H)}{\Delta(U_x)} = \frac{R_3}{R_1 R_5}. \quad (1.22)$$

Аналогично (1.22) крутизна по цепи смещения составит

$$S_{оп} = \frac{\Delta(I_H)}{U_{оп}} = \frac{R_3}{R_2 R_5}. \quad (1.23)$$

Начальная точка передаточной характеристики может быть получена из уравнения

$$I_{H \min} = U_{оп} S_{оп} + U_{x \min} S_x. \quad (1.24)$$

Таким образом, формирователь рассчитан на двухпроводное подключение к «токовой петле» и автономно обеспечивает себя и датчик электропитанием.

Пример. Рассчитать номиналы элементов формирователя интерфейса «токовая петля» $4\div 20$ мА, если $U_x = 0,5\div 4,5$ В, $U_{оп} = 2,5$ В.

1. Задаемся значениями $R_5 = 25$ Ом и $R_3 = 2,5$ кОм ($R_5 \ll R_3$).

2. Поскольку $\Delta I_n = 16$ мА, $\Delta U_x = 4$ В, то согласно (1.22) требуется $S_x = 4$ мА/В и

$$R_1 = \frac{R_3}{S_x R_5} = \frac{2,5 \cdot 10^3}{4 \cdot 10^{-3} \cdot 25} = 25 \cdot 10^3 = 25 \text{ кОм.}$$

3. Начальная точка передаточной характеристики определяется уравнением (1.24):

$$I_{n \min} = U_{оп} S_{оп} + U_{x \min} S_x = U_{оп} \frac{R_3}{R_2 R_5} + U_{x \min} S_x.$$

Отсюда

$$R_2 = U_{оп} \frac{R_3}{R_5 (I_{n \min} + U_{x \min} S_x)} = 2,5 \frac{2,5 \cdot 10^3}{25(4 \cdot 10^{-3} - 0,5 \cdot 4 \cdot 10^{-3})} = 125 \cdot 10^3 = 125 \text{ кОм.}$$

Номинал резистора R_4 выбирается из условия работы усилителя D_1 и транзистора VT_1 в линейной области.

Достоинство «токовой петли» состоит в том, что величина тока в линии не зависит от R_n и, следовательно, от ее длины. По подобной схеме построены интегральные формирователи тока XTR 115–117 фирмы Texas Instruments.

«Токовая петля» формирует на нагрузке смещенную передаточную характеристику, тогда как в большинстве случаев желательно, чтобы она проходила через нуль шкалы с необходимой крутизной (рис. 1.47, а). В связи с этим на приемном конце передаточную характеристику калибруют. Это можно сделать, например, с помощью дифференциального усилителя, приведенного на рис. 1.47, б.

Для дифференциального усилителя

$$U_{вых} = (U_n - U_{оп}) m, \quad (1.25)$$

где $m = R_3/R_1 = R_4/R_2$ — коэффициент передачи дифференциального сигнала ОУ; $R_2 + R_4 = R_n$, $U_n = I_n R_n$ — падение напряжения на сопротивлении нагрузки.

Так как $U_{вых \min} = (I_{n \min} R_n - U_{оп}) m = 0$, то

$$U_{оп} = I_{n \min} R_n. \quad (1.26)$$

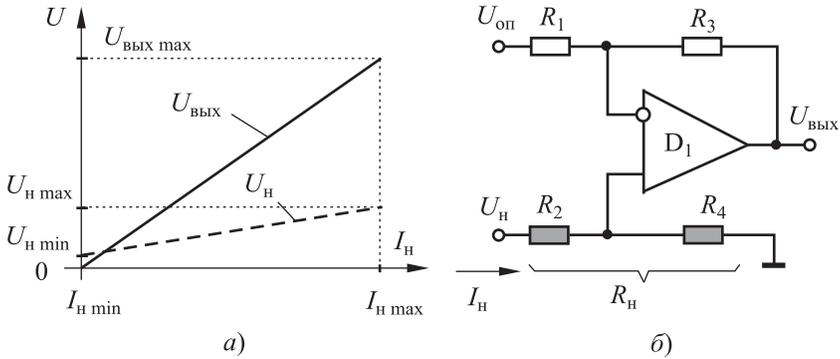


Рис. 1.47. Приемник токовой петли:

a — передаточные характеристики; *б* — принципиальная схема

Для конечной точки желаемой передаточной характеристики $U_{\text{ВЫХ max}} = (I_{\text{H max}} R_{\text{H}} - U_{\text{ОП}})m = 0$, следовательно,

$$m = \frac{U_{\text{ВЫХ max}}}{(I_{\text{H max}} R_{\text{H}} - U_{\text{ОП}})}. \quad (1.27)$$

Очевидно, что

$$R_2 = \frac{R_{\text{H}}}{(1+m)}; \quad R_4 = R_{\text{H}} - R_2. \quad (1.28)$$

Пример. Рассчитать параметры приемника по схеме рис. 1.47, *б* при $I_{\text{H}} = (4 \div 20)$ мА; $R_{\text{H}} = 100$ Ом; $U_{\text{ВЫХ}} = (0 \div 5)$ В.

Из (1.26) находим

$$U_{\text{ОП}} = I_{\text{H min}} R_{\text{H}} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0,4 \text{ В.}$$

Из (1.27) находим

$$m = \frac{U_{\text{ВЫХ max}}}{(I_{\text{H max}} R_{\text{H}} - U_{\text{ОП}})} = \frac{5}{20 \cdot 10^{-3} \cdot 100 - 0,4} = 3,125.$$

Из (1.28) находим

$$R_2 = \frac{R_{\text{H}}}{(1+m)} = \frac{100}{(1+3,125)} = 24,2 \text{ Ом}; \quad R_4 = 75,8 \text{ Ом.}$$

Номиналы резисторов R_3 и R_1 следует выбирать достаточно низкоомными, чтобы, с одной стороны, исключить дополнительное смещение ОУ по входу, а с другой не перегружать $U_{\text{ОП}}$. Например, можно выбрать $R_1 = 242$ Ом, $R_3 = 758$ Ом.

По близкой к рисунку 1.47, б схеме построен интегральный токовый приемник RCV420 фирмы Texas Instruments.

Дополнительный положительный эффект при применении интерфейса «токовая петля» заключается в простом определении обрыва линии, когда ток в линии менее 4 мА.

1.4. Датчики с импульсным выходом

Выходной сигнал датчика является аналоговым сигналом постоянного или переменного тока. При передаче по измерительным линиям аналогового сигнала датчика во многих случаях трудно обеспечить его помехозащищенность. Например, при передаче аналогового сигнала термопары с динамическим диапазоном в 10 мВ и разрешающей способностью в 0,1% (что соответствует десяти двоичным разрядам), уровень помех должен быть значительно меньше единицы МЗР, т. е. 10 мкВ, что трудно обеспечить в реальных измерительных системах. Датчики со встроенными АЦП и цифровым выходом обладают значительно большей помехозащищенностью при передаче измерительной информации по каналам связи, но требуют значительных аппаратных затрат. Более экономным является преобразование аналогового сигнала датчика в унитарный код с применением импульсных генераторов, которые строятся на основе интеграторов и компараторов.

Простейший релаксационный импульсный генератор (рис. 1.48) построен на инвертирующем интеграторе D_1 и неинвертирующем триггере Шмитта D_2 . Триггер Шмитта, охваченный ПОС с помощью резистивного делителя R_2-R_3 , может находиться в одном из двух устойчивых состояний ($\pm U_H$) и имеет два симметричных порога срабатывания $U_{\Pi} = \pm U_H R_2/R_3$, где $\pm U_H$ — напряжения насыщения ОУ. Когда выходное напряжение интегратора достигает порога срабатывания триггера, напряжение на выходе компаратора скачком меняет свой знак и начинается интегрирование в противоположном направлении.

Период интегрирования $T = T_1 + T_2 = 2T_1$ равен удвоенному времени интегрирования между пороговыми напряжениями и может быть найден из уравнения

$$-U_{\Pi} + \frac{1}{\tau_1} \int_0^{T_1} U_H dt = U_{\Pi}.$$

Отсюда следует, что

$$T = \frac{1}{f} = 4\tau_1\gamma, \quad (1.29)$$

где $\gamma = U_{\Pi}/U_H = R_2/R_3$, $\tau_1 = R_1C_1$.

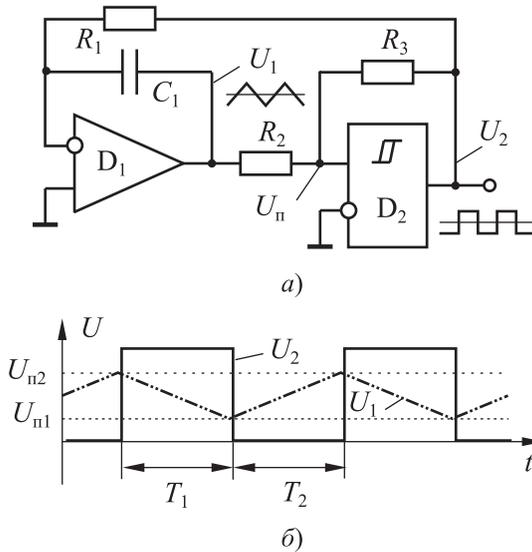


Рис. 1.48. Релаксационный генератор колебаний:
а — функциональная схема; *б* — временная диаграмма

Подключая параметрический датчик (емкость или конденсатор) во времязадающие цепи импульсного генератора, можно осуществить модуляцию по линейному закону периода или частоты импульсного выходного сигнала генератора. Крутизна передаточной характеристики может быть легко определена из уравнения (1.29). Например, если резистивный датчик включить в цепь R_3 , то крутизна передаточной характеристики составит $\partial f / \partial R_3 = 1 / (4\tau_1 R_2)$. В дальнейшем можно измерить частоту с помощью частотомера или таймера. Причем, если период таймера выбирать кратным периоду помехи, то она будет подавлена. Это свойство особенно ценно для систем промышленной автоматики при измерении низкоуровневых сигналов, где требуется подавить сетевую помеху в 50 Гц.

В том случае, если сенсор имеет выход по напряжению (току), как это имеет место, например, в мостовых схемах, то выходной сигнал аналогового датчика подают на вход преобразователя «напряжение–частота» (ПНЧ) или преобразователя «ток–частота» (ПТЧ). Эти преобразователи также используют интегрирование входных сигналов, т. е. строятся с использованием интеграторов и компараторов.

Наиболее распространены простые и экономичные ПНЧ средней точности на интеграторах со сбросом и с фиксированной длительностью выходных импульсов (рис. 1.49).

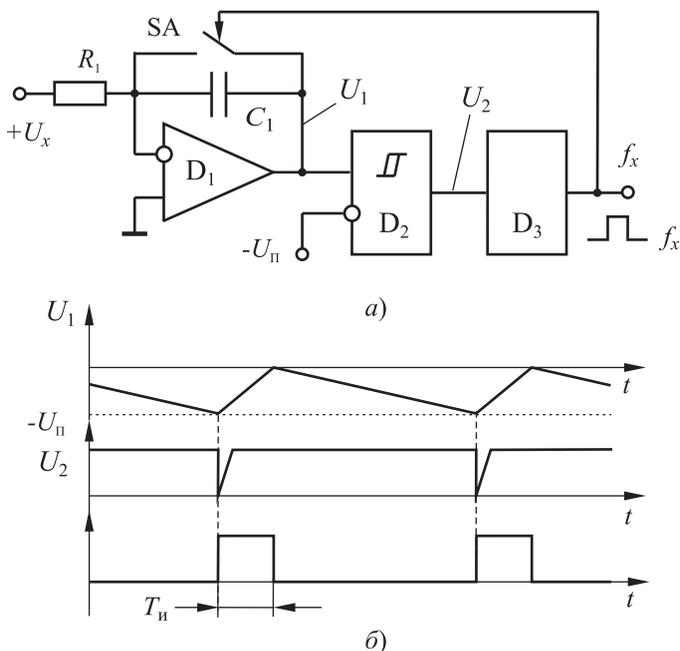


Рис. 1.49. ПНЧ на интеграторе со сбросом: *а* — функциональная схема; *б* — временная диаграмма

Помимо интегратора D_1 и компаратора D_2 схема содержит одновибратор D_3 и аналоговый ключ SA . При интегрировании входного напряжения U_x и срабатывании компаратора D_2 одновибратор D_3 генерирует импульс фиксированной длительности T_{Π} , достаточной для разряда емкости C_1 с помощью ключа SA . Легко показать, что в этом случае

$$f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{1}{\tau_1 U_{\Pi}} U_x.$$

Таким образом, данный ПНЧ осуществляет линейное преобразование напряжения в частоту, т. е. частотно-импульсную модуляцию (ЧИМ) входного аналогового сигнала. Некоторым недостатком этой схемы является сравнительно большое «мертвое» время, необходимое для разряда конденсатора, что вызывает отклонение передаточной характеристики ПНЧ от линейности в области высоких частот.

Другим вариантом ПНЧ является схема со знакоинвертором (ЗИ), который собран на D_1 и изменяет полярность напряжения на входе интегратора D_2 в зависимости от положения ключа SA_1 (рис. 1.50). Синхронно с этим с помощью ключа SA_2 изменяется и порог срабатывания инвертирующего триггера Шмитта D_3 (от нуля до $U_{\Pi} = U_{\Pi} R_2 / R_3$).

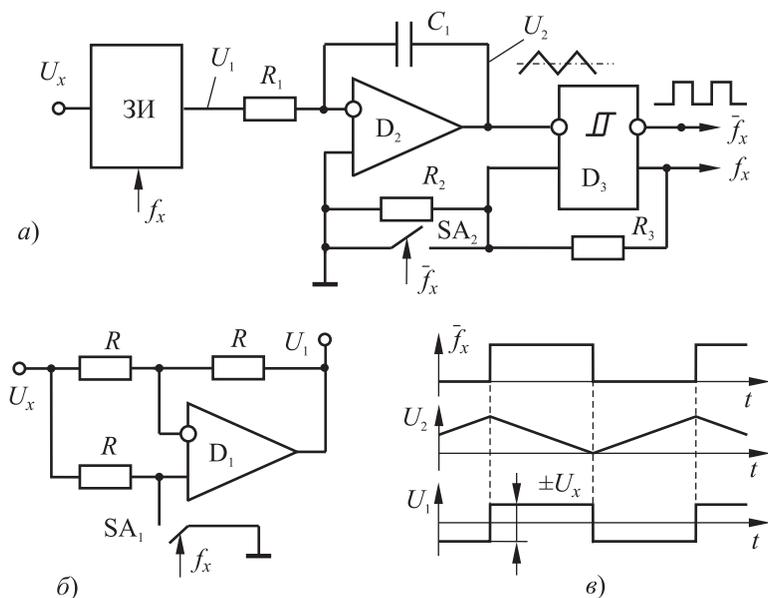


Рис. 1.50. ПНЧ со знакоинвертором на входе: *а* — функциональная схема ПНЧ; *б* — функциональная схема знакоинвертора; *в* — временная диаграмма

Приравнявая напряжение на выходе интегратора напряжению порога, можно показать, что

$$f_x = \frac{1}{\tau_1 U_H} \cdot \frac{R_3}{R_2} U_x.$$

Схема на рис. 1.50 обладает хорошей линейностью, но в знакоинверторе требуется ОУ с повышенным быстродействием и хорошим ослаблением синфазного сигнала. Поскольку в рассмотренных схемах передаточная характеристика зависит от емкости C_1 , то для обеспечения высокой линейности в ПНЧ следует применять стабильные конденсаторы с малыми токами утечки и малой абсорбцией.

Более высокими характеристиками обладают ПНЧ с уравниванием заряда, которые рассмотрены в п. 5.3.4.2.

Глава 2

Усилители сигналов сенсоров

Глава посвящена рассмотрению специализированных усилителей, в качестве которых используются интегральные операционные усилители (ОУ). Однако в разделах 2.1–2.3 приводятся общие инженерные сведения по ОУ. Подготовленный читатель может эти разделы пропустить.

2.1. Параметры интегральных операционных усилителей

Усилители предназначены для нормализации сигналов, т. е. усиления сигналов датчиков по амплитуде (мощности) и согласования с нагрузкой. В настоящее время повсеместно в качестве усилителей используются дифференциальные ОУ.

Под ОУ понимают усилитель постоянного тока, выполненный по интегральной технологии и предназначенный для выполнения масштабирования (усиления) и других математических и логических функций (дифференцирования, интегрирования, сравнения и т. д.). Если свойства обыкновенного усилителя определяются его внутренним устройством, то ОУ проектируется таким образом, что его свойства определяются внешней обратной связью. Для этого ОУ выполняется с большим коэффициентом усиления по постоянному току.

Операционный усилитель является основой множества других схем: компараторов, выпрямителей, фильтров, источников питания, функциональных преобразователей, ЦАП-АЦП и т. д. Иными словами, ОУ является базовым элементом измерительной и аналоговой схемотехники. Операционный усилитель имеет два дифференциальных входа («и» — инвертирующий и «н» — неинвертирующий) и один-два выхода (второй выход — инверсный). Варианты условного обозначения ОУ приведены на рис. 2.1.

Операционный усилитель, как известно, имеет многокаскадную структуру (рис. 2.2) с входным дифференциальным усилителем (ДУ), усилителем амплитуды (УА), выходным усилителем мощности (УМ) и изготавливается в основном по двум технологиям: биполярной

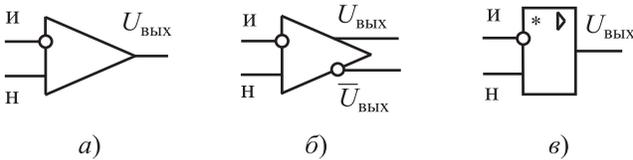


Рис. 2.1. Условное обозначение ОУ: *a, б* — обозначения в технической литературе; *в* — обозначения по ГОСТ

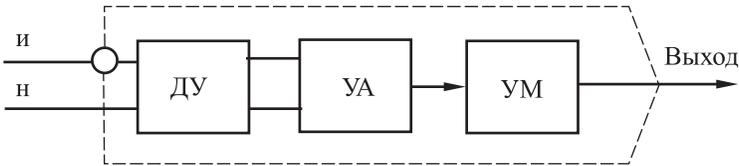


Рис. 2.2. Структура ОУ

(рис. 2.3, *a*) и униполярной, или МОП-технологии (рис. 2.3, *б*). Вид технологии и схематехника в решающей степени определяют параметры ОУ.

Дифференциальный каскад, определяющий главные характеристики ОУ, по существу, представляет собой интегральную полумостовую схему с токовой запиткой, рассмотренную в главе 1. Это обуславливает его принципиальную устойчивость и нечувствительность

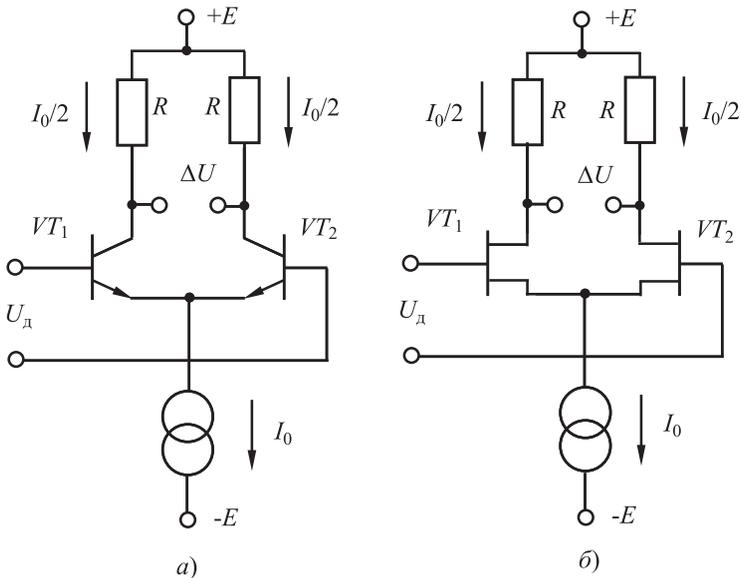


Рис. 2.3. Входной дифференциальный каскад: *a* — на биполярных транзисторах; *б* — на униполярных транзисторах

к различным синфазным дестабилизирующим факторам (температуре, питанию, технологии). Коэффициент усиления дифференциального каскада

$$K_d = \Delta U / U_d = RS,$$

где R — сопротивление нагрузки; S — крутизна транзисторов.

Для биполярного транзистора $S = I_0 / (4\phi_T)$; $\phi_T = kT/q$, где ϕ_T — тепловой потенциал; k — постоянная Больцмана; T — температура; q — заряд электрона. При $T = 300$ °К, $I_0 = 10$ мкА имеем $\phi_T \approx 26$ мВ, $S \approx 0,2$ мА/В. Крутизна униполярных транзисторов определяется крутизной стоко-затворной характеристики (типичные величины $S = (0,1 \div 10)$ мА/В).

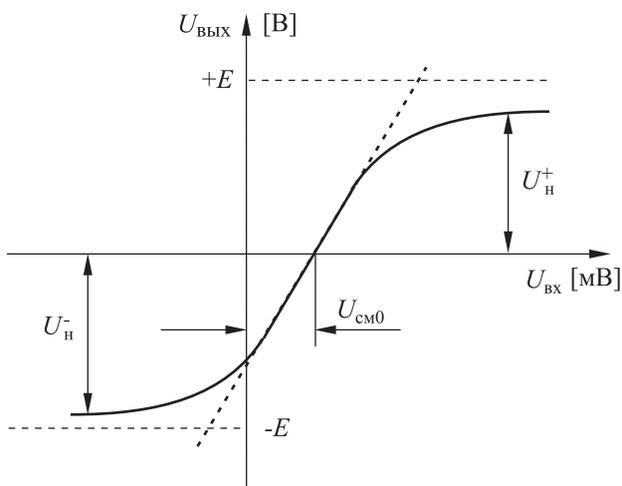


Рис. 2.4. Передаточная характеристика ОУ

Электрические свойства ОУ характеризуются примерно 30 параметрами. Важнейшие из них приводятся в технических условиях (ТУ) и справочных листах на микросхемы. В большинстве инженерных расчетов используются порядка 10–15 параметров. Некоторые параметры ОУ могут быть определены из анализа его *статической передаточной характеристики* (рис. 2.4), имеющей три области: линейную, нелинейную и область насыщения.

Параметры, определяемые из передаточной характеристики

1. Динамический диапазон по выходу, соответствующий максимальному размаху выходного сигнала $U_{\text{ВЫХ М}} = U_{\text{Н}}^+ - U_{\text{Н}}^-$ при напряжении питания $\pm E$. Типичное отношение $U_{\text{ВЫХ М}} / E = (0,7 \div 0,8)$ при $E = \pm(5 \div 15)$ В. Здесь и далее будут приводиться типичные параметры наиболее распространенных ОУ широкого применения.

2. Дифференциальный коэффициент усиления (K_d), характеризующий наклон на линейном участке, $K_d = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}}$. Типичный $K_d \approx 10^5 \div 10^4$.

3. Напряжение смещения нуля ($U_{\text{см0}}$) характеризует асимметрию входного дифференциального каскада. Типичное значение $U_{\text{см0}} \approx 10^{-4} \div 10^{-3}$ В. Смещение нуля ОУ наглядно проявляется в схеме разомкнутого ОУ с нулевым входным сигналом (рис. 2.5). При $U_{\text{см0}} > 1$ мВ расчетное значение $U_{\text{ВЫХ}} = \pm K_d U_{\text{см0}} > \pm 100$ В, а это значит, что ОУ «свалится» в насыщение.

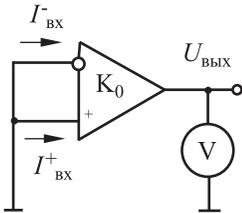


Рис. 2.5. Проявление $U_{\text{см0}}$

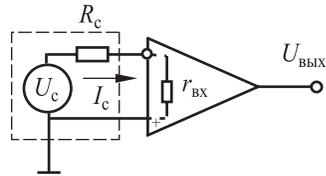


Рис. 2.6. К вопросу о $r_{\text{ВХ}}$

Входные характеристики ОУ. Входной дифференциальный каскад определяет входные характеристики ОУ, к которым относятся следующие.

4. Средний входной ток (входной ток смещения) ОУ $I_{\text{ср}} = 0,5(I_{\text{ВХ}}^+ + I_{\text{ВХ}}^-)$. Для биполярных ОУ типичная величина $I_{\text{ср}} \approx 10^{-6} \div 10^{-8}$ А, для униполярных — $I_{\text{ср}}$ при нормальных температурах значительно меньше (пикоамперы).

5. Разность входных токов (ток сдвига) $\Delta I_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}}^+ - I_{\text{ВХ}}^-$ характеризует асимметрию ОУ по входу, а следовательно, его качество и уровень технологии. Типичная величина $\Delta I_{\text{ВХ}} = 0,2 \div 0,5 I_{\text{ср}}$.

6. Входное сопротивление $r_{\text{ВХ}}$ дифференциальному сигналу источника U_c с конечным выходным сопротивлением источника R_c (рис. 2.6). Для биполярных ОУ $r_{\text{ВХ}} \approx 10^4 \div 10^6$ Ом, для униполярных ОУ $r_{\text{ВХ}} > 10^7 \div 10^8$ Ом.

7. Входное сопротивление синфазному сигналу r_c (рис. 2.7). Для биполярных ОУ $r_c > 10^7 \div 10^8$ Ом, для униполярных — $r_c > 10^9$ Ом. Независимо от технологии $r_c \gg r_{\text{ВХ}}$.

8. Выходное сопротивление усилителя $R_{\text{ВЫХ0}}$ (см. рис. 2.7) определяется структурой выходных каскадов; в исходном (разомкнутом) состоянии типичное значение $R_{\text{ВЫХ0}} \approx 10^4 \div 10^3$ Ом.

9. Коэффициент передачи синфазного сигнала $K_c = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / E_c$ (см. рис. 2.7) имеет конечное, отличное от нуля значение. В технических условиях на ОУ обычно приводится не величина K_c , а коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) в логарифмической форме:

$$\text{КОСС} = 20 \lg(K_d / K_c).$$

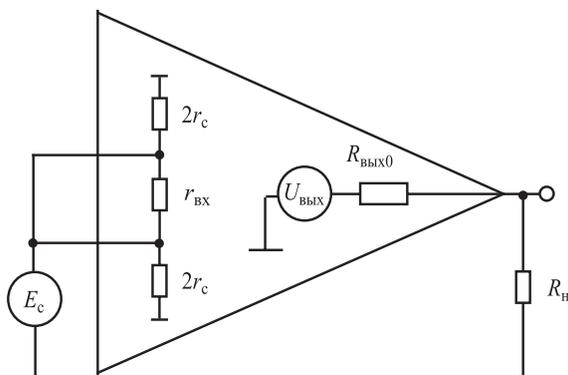


Рис. 2.7. Входные и выходные цепи ОУ

Типичное значение КОСС = 70÷100 дБ. Этот параметр характеризует асимметрию входного каскада, а следовательно, способность ОУ подавлять синфазные помехи.

Зависимость параметров ОУ от температуры

Многие из перечисленных параметров ОУ (входные токи, входные сопротивления, коэффициент передачи по постоянному току, напряжение смещения нуля и т. д.) в сильной степени зависят от температуры, напряжения питания и других дестабилизирующих факторов.

1. Величина K_d в температурном диапазоне ΔT может изменяться в 3–5 раз. Например, если в ТУ указано, что $K_d \geq 10^5$, то реально K_d может изменяться в диапазоне $(1 \div 5) \cdot 10^5$.

2. Изменение величины $U_{см0}$ с изменением температуры аппроксимируется линейной зависимостью

$$U_{см0}(T) = U_{см0} + ТК(U_{см0}) \cdot \Delta T,$$

где $ТК(U_{см0}) = \Delta U_{см0} / \Delta T$ — температурный коэффициент напряжения $U_{см0}$. Типичная величина $ТК(U_{см0}) = \pm(0,5 \div 20)$ мкВ/°С. Например, если $\Delta T = 50$ °С, то при $ТК(U_{см0}) = 20$ мкВ/°С дополнительное изменение $\Delta(U_{см0}) = \pm 1$ мВ.

3. Аналогичную температурную зависимость имеет $\Delta I_{вх}$. Типичное значение $ТК(\Delta I_{вх}) = 1 \div 100$ нА/°С.

Зависимость параметров ОУ от напряжения питания

Изменение напряжения питания ΔE наиболее значительно влияет на $U_{см0}$. Это влияние в инженерных расчетах аппроксимируется линейной зависимостью

$$U_{см0}(E) = U_{см0} + КВИП \cdot \Delta E,$$

где $K_{ВИП} = \Delta U_{см0} / \Delta E$ — коэффициент влияния источников питания на $U_{см0}$.

Типичные величины $K_{ВИП} \approx 50 \div 150$ мкВ/В. Например, если $E = \pm(15 \text{ В} \pm 10\%)$, и $K_{ВИП} = 100$ мкВ/В, то $\Delta U_{см0}(E) = \pm 1,5 \cdot 100 \times 10^{-6} = \pm 0,15$ мВ.

Величина $K_{ВИП}$ в сильной степени увеличивается с частотой, что требует дополнительной фильтрации импульсных помех по цепям питания. Обычно это достигается установкой керамических конденсаторов на шины питания в непосредственной близости от микросхем ОУ.

Средний временной дрейф $U_{см0}$

Этот параметр характеризует долговременную стабильность, нормируется только для прецизионных ОУ и составляет единицы микровольт в месяц.

Из обобщения рассмотренных параметров ОУ может быть составлена его эквивалентная схема, которая отражает основные статические параметры ОУ и систему его погрешностей (рис. 2.8). Эквивалентная схема включает выходной идеальный усилитель A_2 с усилением по постоянному току $K_{д} = K_0$ и выходным сопротивлением $R_{вых0}$, входные цепи с сопротивлениями $r_{д} = r_{вх}$, $r_{с}$ и токами $I_{вх}^{\pm}$, цепи формирования погрешностей с источником $U_{см0}$, источником $K_{ВИП}$ и цепь передачи синфазного сигнала на идеальном усилителе A_1 .

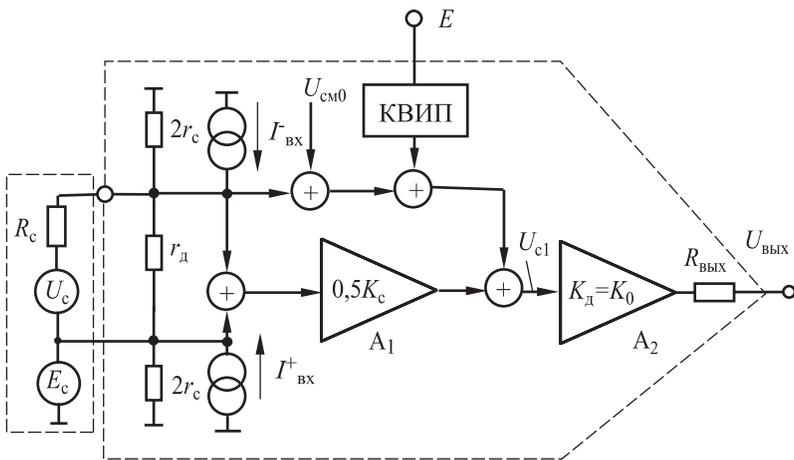


Рис. 2.8. Эквивалентная схема ОУ по постоянному току

Таким образом, на входе выходного каскада A_2 присутствует и усиливается сигнал

$$U_{с1} = U_c + U_{см0} + (K_{ВИП} \cdot \Delta E) + I_{вх} R_c + E_c K_c, \quad (2.1)$$

где только U_c — полезный сигнал, а все остальные члены выражения отражают погрешности ОУ, R_c — выходное сопротивление источника сигнала (по умолчанию $R_c \ll r_d = r_{вх}, r_c$).

Условия эксплуатации

Технические характеристики ОУ, записанные в ТУ, гарантируются лишь при соблюдении оговоренных условий эксплуатации. Важнейшими из эксплуатационных параметров являются следующие.

1. Рабочий температурный диапазон окружающей среды $T_{окр}$. По температурному диапазону различают три основные категории операционных усилителей с индексами С, I, М (США):

С — коммерческая аппаратура, $T_{окр} = -10 \div +55$ °С.

I — промышленная аппаратура, $T_{окр} = -40 \div +85$ °С.

М — военная аппаратура, $T_{окр} = -55 \div +125$ °С.

Примерно такие же температурные диапазоны существуют и в России.

2. Температурный диапазон хранения $T_{хр}$. Обычно $T_{хр} > T_{окр}$ ($T_{хр\max} < 150$ °С).

3. Предельно допустимые входные напряжения: дифференциальное $U_{д\max}$ и синфазное $E_{с\max}$. Обычно эти величины не превышают напряжения питания ОУ.

4. Максимальной ток нагрузки $I_{н\max}$. Типичные величины $I_{н\max} = 10 \div 20$ мА.

5. Максимально допустимая температура кристалла ($T_{кр\max} \leq 150$ °С для кремния) определяется по формуле

$$T_{кр} = T_{окр} + (R_{\theta 1} + R_{\theta 2})P, \quad (2.2)$$

где $T_{окр}$ — температура окружающей среды; $R_{\theta 1}$ — тепловое сопротивление «кристалл–корпус»; $R_{\theta 2}$ — тепловое сопротивление «корпус–окружающая среда»; P — потребляемая мощность. Второй член выражения (2.2) характеризует температуру перегрева кристалла относительно окружающей среды. Значения тепловых сопротивлений зависят от конструктивного исполнения приборов и устройств, в частности от наличия теплоотвода.

6. Интенсивность отказов λ (1/час) в соответствии с законом Аррениуса экспоненциально зависит от температуры кристалла:

$$\lambda = \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right),$$

где E_a — энергия активации (константа для данного материала); $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана.

Диапазон энергии активации составляет 0,3÷1,3 эВ. Если известна интенсивность отказов λ_1 при температуре T_1 , то интенсивность

отказов при температуре T_2 рассчитывается по формуле

$$\lambda_2 = \lambda_1 \exp \left[\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \right].$$

Можно подсчитать, что при типичном значении $E_a = 0,5$ эВ (1 эВ = $1,602 \cdot 10^{-19}$ Дж) и изменении температуры от 25 до 75 °С интенсивность отказов возрастает более чем в 10 раз. По этой причине температуру ОУ и других электронных схем надо поддерживать на минимально низком уровне.

7. Допустимые механические нагрузки (вибрация, удары, ускорения, акустический шум и др.) определяются соответствующими нормами.

Динамические свойства ОУ

Все параметры ОУ в той или иной степени зависят от частоты входного сигнала. Различают два режима работы ОУ.

1. Режим малого сигнала, когда все каскады операционного усилителя работают в линейной области.

2. Режим большого сигнала, когда некоторые каскады уходят в насыщение и работают на пределе своих возможностей. Этому режиму соответствует, например, работа ОУ в режиме компаратора, когда весь ток источника I_0 переключается в одно из плеч дифкаскада и заряжает емкость нагрузки C_n . При этом скорость нарастания напряжения на емкости будет ограничиваться величиной $|dU/dt| \leq I_0/C_n$.

В простейшем случае ОУ в линейной области моделируется в виде звена первого порядка (рис. 2.9), т. е. представляется в виде последовательно включенных идеального (безынерционного) ОУ и RC -цепочки, где R характеризует выходное сопротивление ОУ, а C — паразитные емкости внутри операционного усилителя.

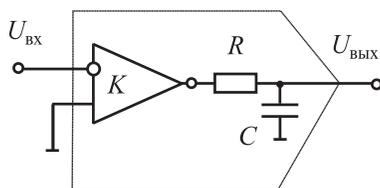


Рис. 2.9. Динамическая модель ОУ в области малого сигнала

Эта схема соответствует фильтру низких частот (ФНЧ) с передаточной функцией

$$W = K \frac{1}{1 + p\tau},$$

где $\tau = RC$, $p = j\omega$.

Представляя передаточную функцию в комплексном виде и разделяя действительную a_1 и мнимую a_2 части, можно найти амплитудно-частотную (АЧХ) и фазо-частотную (ФЧХ) характеристики звена:

$$|W| = \sqrt{a_1^2 + a_2^2} = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{cp})^2}}, \quad (2.3)$$

$$\varphi = \arctg \frac{a_2}{a_1} = -\arctg(\omega/\omega_{cp}),$$

где $\omega_{cp} = 1/\tau$ — частота среза, на которой модуль коэффициента передачи уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ), а фаза достигает значения -45° (рис. 2.10). За частотой среза АЧХ убывает с наклоном -20 дБ/дек, а фаза достигает значения -90° . На этой же диаграмме отмечена f_T — частота единичного усиления. Она характеризует предельные частотные возможности по усилению ОУ. Типичная величина $f_T = 1 \div 100$ МГц.

Несмотря на простоту выражений (2.3), их использование при большем числе звеньев становится неудобным. Поэтому на практике широкое распространение получили аппроксимации модуля и фазы в выражении (2.3) в виде асимптотических диаграмм Боде. В этом случае АЧХ в логарифмическом масштабе аппроксимируется двумя асимптотами

$$|W| = \begin{cases} K & \text{при } f \leq f_{cp}, \\ K_0 - 20 \lg(f/f_{cp}) & \text{при } f > f_{cp}. \end{cases}$$

При этом на частоте среза погрешность достигает значения 3 дБ. Одна из возможных аппроксимаций ФЧХ тремя участками описывается выражениями

$$\varphi = \begin{cases} 0^\circ & \text{при } f \leq 0,1f_{cp}, \\ -45^\circ (1 + \lg(f/f_{cp})) & \text{при } 0,1f_{cp} < f < 10f_{cp}, \\ -90^\circ & \text{при } f \geq f_{cp}. \end{cases}$$

Наклон среднего участка составляет $-45^\circ/\text{дек}$, а наибольшее отклонение — $\pm 6^\circ$. Эти ошибки аппроксимации незначительны для широкополосных устройств (хотя и недопустимы для узкополосных усилителей, работающих вблизи резонансных частот), но позволяют сравнительно просто оценивать усиление и набег фаз в многокаскадных усилителях. На рисунке 2.11 приводятся диаграммы Боде для двухкаскадного ОУ (звена второго порядка) с разными частотами среза каскадов.

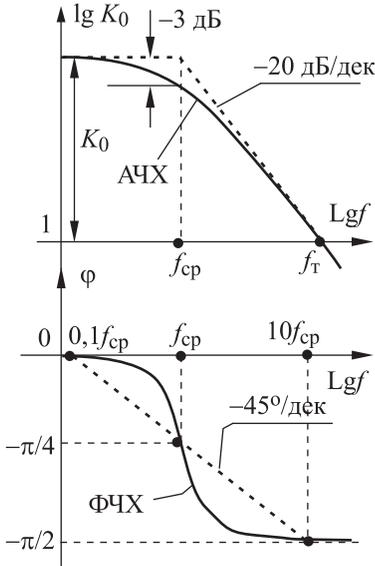


Рис. 2.10. Диаграммы Боде для звена 1-го порядка

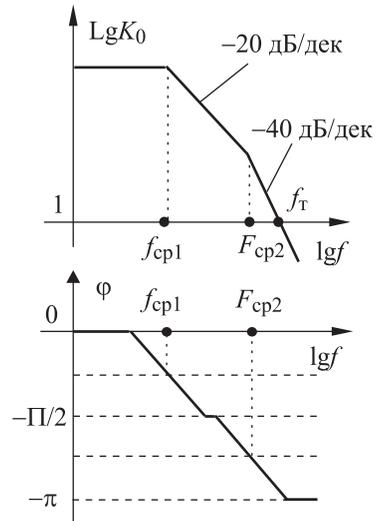


Рис. 2.11. Диаграммы Боде для звена 2-го порядка

В области большого сигнала используется понятие *крутизны* $\rho = |dU/dt|_{\max}$, характеризующей максимальную скорость изменения выходного сигнала при подаче на вход ОУ ступенчатого сигнала U_c . Крутизна определяется на линейном участке переходной характеристики (рис. 2.12) как $\rho = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta t$. Типичная величина $\rho \approx 1 \div 50 \text{ В/мкс}$.

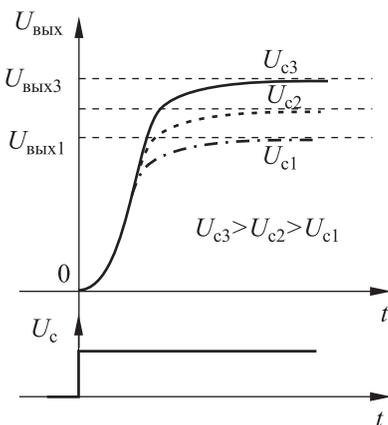


Рис. 2.12. Переходные характеристики ОУ при разных амплитудах входных сигналов

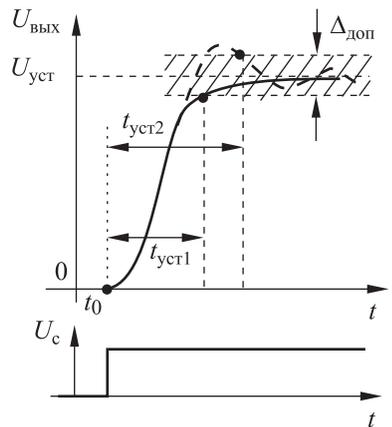


Рис. 2.13. К определению времени установления ОУ при различных переходных

Между областями большого и малого сигналов существует простая связь. Пусть на входе и выходе ОУ присутствует гармонический сигнал $U_{\text{вых}} = U_0 \sin \omega t$. Тогда максимальная крутизна сигнала составляет $(dU_{\text{вых}}/dt)_{\text{max}} = U_0 \omega$ и не может превысить крутизну усилителя, т. е.

$$U_0 \omega \leq \rho. \quad (2.4)$$

Так как $\omega = 2\pi f$, то неравенство (2.4) может быть записано в виде

$$U_0 2\pi f \leq \rho. \quad (2.5)$$

Неравенства (2.4) и (2.5) позволяют установить связь между амплитудой сигнала, при которой сигнал передается на данной частоте без искажения, и крутизной ОУ, а также определить так называемую мощностную полосу f_p пропускания ОУ, в которой реализуется полный динамический диапазон ОУ по выходу ($f_p \leq \rho/(2\pi U_n)$).

Пример. Определить мощностную полосу и амплитуду неискаженной передачи сигнала для ОУ с параметрами: $U_n = \pm 10$ В, $f_T = 1$ МГц и $\rho = 1$ В/мкс, если частота входного сигнала $f = 100$ кГц.

Из (2.5) находим $U_0 < \rho/2\pi f \approx 1,6$ В и $f_p \leq \rho/(2\pi U_n) \approx 16$ кГц.

Таким образом, хотя ОУ имеет диапазон сигнала по выходу ± 10 В и полосу пропускания в 1 МГц, крутизна ограничивает амплитуду неискаженной передачи сигнала на частоте в 100 кГц на уровне 1,6 В, а мощностная полоса составляет всего 16 кГц!

Вторым параметром, характеризующим быстродействие ОУ в режиме большого сигнала, является время установления выходного сигнала.

Время установления ($t_{\text{уст}}$) выходного сигнала — максимальное время, за которое выходной сигнал гарантированно входит в так называемую «трубку» допустимых отклонений $\Delta_{\text{доп}}$ от установившегося значения $U_{\text{уст}}$ (рис. 2.13). Время установления зависит от значения $\Delta_{\text{доп}}$ и характера переходного процесса. Для экспоненциального переходного процесса, соответствующего звену первого порядка,

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{уст}}(1 - e^{-t/\tau}),$$

$$t_{\text{уст}} = \tau \ln(1/\delta),$$

где τ — постоянная времени; δ — относительная погрешность установления выходного сигнала.

Для $\delta = 0,1\%$ типичное значение $t_{\text{уст}} \approx 0,1 \div 5$ мкс. Этот параметр особенно важен для техники ЦАП/АЦП.

Время установления (крутизна ОУ) в общем случае обратно пропорционально частоте единичного усиления f_T . В инженерной прак-

тике полезно также пользоваться приближенным соотношением для оценки времени установления по уровню $0,9U_{\text{вых.уст}}$:

$$t_{\text{уст}} = \tau \ln\left(\frac{1}{0,1}\right) \approx 2,3\tau = \frac{2,3}{2\pi f_{\text{ср}}}.$$

Минимальное время установления будет соответствовать единичному усилению, что достигается при $f_{\text{ср}} = f_T$:

$$t_{\text{уст min}} \approx \frac{2,3}{2\pi f_T} \approx \frac{0,3}{f_T}.$$

2.2. Классификация интегральных операционных усилителей

В любой измерительной системе необходимо проводить усиление, нормализацию (приведение к необходимому диапазону измерения) и преобразование сигналов сенсоров. Эти функции в настоящее время реализуются на базе интегральных операционных усилителей (ОУ). Иными словами, ОУ являются основой любой измерительной системы, и от технических характеристик ОУ во многом зависит достижение конечных результатов. В настоящее время выпускаются сотни различных ОУ, грамотное применение которых в измерительной технике основывается как на знании их характеристик, так и разработанной классификации.

Любая классификация основывается на системе выбранных критериев и является в этом плане субъективной. Тем не менее есть ряд более или менее общепринятых устоявшихся критериев для классификации ОУ.

Критерий 1 — технологический критерий. По технологии изготовления ОУ делятся на биполярные, МОП (униполярные) и Би-МОП (комбинированные).

Знание технологии позволяет в значительной мере прогнозировать ожидаемые технические характеристики ОУ. Например, биполярные ОУ в настоящее время обладают лучшими характеристиками по постоянному току (меньшее напряжение смещения нуля и температурные коэффициенты), более высоким быстродействием, менее подвержены влиянию статического электричества и более предсказуемы. В то же время МОП-ОУ обладают большим входным сопротивлением и минимальными входными токами (до 10 фА) в области нулевых частот и при нормальных температурах, меньшими шумами. В Би-МОП ОУ пытаются объединить достоинства тех и других. Однако многие отличия не носят фундаментального характера. Например,

использование супер-бета транзисторов во входных каскадах биполярных ОУ позволило на несколько порядков уменьшить входные токи и увеличить входные сопротивления.

Критерий 2 — область применения ОУ. По этому критерию различают ОУ широкого применения, быстродействующие ОУ, прецизионные ОУ, специализированные ОУ.

Операционные усилители *широкого применения*, составляющие большую часть выпускаемой номенклатуры, обладают средними техническими характеристиками, защитой от короткого замыкания по выходу и, как правило, встроенной коррекцией частотной характеристики, что обеспечивает устойчивость во всех условиях эксплуатации. Типичные параметры ОУ широкого применения: $U_{\text{см0}} = 1 \div 5$ мВ, $\text{ТК}(U_{\text{см0}}) = 5 \div 20$ мкВ/°С; $I_{\text{вх}} = 0,1 \div 2$ мкА; $\Delta I_{\text{вх}} \cong 0,5 I_{\text{вх}}$; $f_T < 1 \div 10$ МГц (частота единичного усиления); $\rho \leq 10$ В/мкс (крутизна). Характеристики типичных ОУ широкого применения приведены в таблице 2.1.

Быстродействующие ОУ оптимизированы по частотным характеристикам, обычно за счет ухудшения характеристик постоянного тока. Типичные параметры быстродействующих ОУ: $\rho > 30$ В/мкс (достигает 200÷500 В/мкс), $f_T > 10$ МГц (достигает 300÷600 МГц), $T_{\text{уст}} < 1$ мкс (время установления с точностью до 0,1%).

Прецизионные ОУ — оптимизированы по постоянному току. Типичные параметры прецизионных ОУ: $U_{\text{см0}} < 0,25$ мВ, $\text{ТК}(U_{\text{см0}}) < < 1$ мкВ/°С, $f_T < 1$ МГц, $I_{\text{вх}} < 10$ нА.

Специализированные ОУ составляют самую многочисленную группу в номенклатуре ОУ. В измерительной технике наиболее распространены следующие.

1. МДМ-усилители — усилители с модуляцией и демодуляцией сигналов, обладают непревзойденными характеристиками по постоянному току ($U_{\text{см0}}$ не более 10 мкВ) при небольшой полосе пропускания (менее 1 кГц).

2. Двухканальные ОУ — более широкополосные, чем МДМ-усилители, с хорошими характеристиками по постоянному току.

3. ПКД-усилители — усилители с периодической компенсацией дрейфа нуля обладают средним быстродействием и отличными характеристиками по постоянному току. В настоящее время это наиболее перспективный и бурно развивающийся тип сверхпрецизионных ОУ.

4. Измерительные или инструментальные усилители — характеризуются большим входным сопротивлением и большим коэффициентом ослабления синфазного сигнала ($R_{\text{вх}} > 100 \div 1000$ МОм, КОСС > 100 дБ).

5. Программируемые ОУ — характеристики ОУ могут перестраиваться в диапазоне от быстродействующих до прецизионных с помощью внешней цепи.

6. Токоразностные ОУ, или усилители Нортонa — усиливается токовый сигнал, а не сигнал напряжения. Эти усилители с однополярным питанием существенно проще классических ОУ, допускают большую степень интеграции и, как правило, на них реализуются активные RC-фильтры (ARC-фильтры).

7. Малошумящие ОУ — нормируются напряжением и ток шума ($U_{\text{ш}}, I_{\text{ш}}$), например, на частоте 1 кГц $U_{\text{ш}} < 10 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. В зарядо-чувствительных усилителях шум нормируется в электронвольтах, например в ОУ 1432УП1 $U_{\text{ш}} < 275 \text{ эВ}$.

8. Изолирующие ОУ — ОУ с гальванической развязкой между входом и выходом, с сопротивлением изоляции вход/выход не менее 1 МОм и пробивным напряжением не менее 1 кВ.

9. Усилители с однополярным и батарейным питанием для переносной аппаратуры. В них исключается так называемый триггерный эффект (защелкивание ОУ), характерный для ранних биполярных ОУ.

10. Усилители «real to real» — усилители с расширенным входным/выходным диапазоном, приближающимся к напряжению питания.

11. Микроомощные ОУ, в которых нормируется ток потребления ($I_{\text{п}} < 1 \text{ мА}$), а в ряде случаев предусмотрен режим работы с пониженным потреблением (так называемый режим «Sleep»). В настоящее время появились ОУ с потреблением на уровне микроампер, которые годами могут работать от обычной батарейки. Остальные параметры микроомощных ОУ обычно являются посредственными.

12. Усилители с мощным выходом — ток нагрузки $I_{\text{н}} > 50 \text{ мА}$. Такие усилители могут непосредственно управлять исполнительными устройствами.

13. Усилители с высоковольтным выходом ($U_{\text{вых}} > 30 \text{ В}$).

Среди других типов специализированных ОУ отметим также:

- усилители с автоматической регулировкой усиления (АРУ);
- усилители с переменным во времени коэффициентом усиления;
- логарифмические усилители;
- сверхскоростные усилители радиочастотного диапазона;
- усилители для работы в области криогенных температур;
- радиационно-стойкие ОУ и т. п.

Применение специализированных ОУ позволяет создавать наиболее эффективную измерительную аппаратуру. По этой причине основное внимание при дальнейшем рассмотрении будет уделено именно специализированным ОУ.

Таблица 2.1

Основные параметры ОУ широкого применения

Модель ОУ / (Аналог)	Коэффициент усиления, В/мВ	Напряжение $U_{см0}$, мВ	TR $U_{см0}$, мкВ/с	КОСС / КВИП, дБ	Входной ток / разность входных токов, нА	Входное сопротивление, МОм	Частота единичного усиления, МГц	Крутизна, В/мкс	Напряжение питания, В	Ток потребления, мА	Максим. ток нагрузки, мА	Примечание
140УД6 (МС1456)	50	6	20	80/74	50/10	2	1	2,5	$\pm(5-18)$	2,8	5	
140УД7 (А741)	45	4,5	50	70/76	220/55	0,4	0,8	0,3	$\pm(5-18)$	3	3,2	
140УД8 (ТL081)	50	20	50	64	0,2/0,15	1000	1	5	$\pm(5-18)$	5	5	ПТ на входе
140УД23 (LF155)	45	5	—	85/85	0,1/0,02	1000	1	30	$\pm(5-18)$	5	5	ПТ на входе
140УД20 (А747)	50	5	—	70/76	200/50	30	0,55	0,3	$\pm(5-18)$	0,4	8	Сдвоенный
153УД6 (LM101)	50	2	15	80/88	75/10	1,5	—	0,5	$\pm(5-18)$	3		Внешняя коррекция
1418УД4 (LF147)	25	7,5	10	76/80	1/0,5	3000	2,5	10	$\pm(5-16,5)$	11	20	4 ОУ в корпусе
LF441	25	5	—	70	0,1/-	35	4	15	$\pm(5-18)$	0,25	4	ПТ на входе
AD642	100	3,5	—	76	35 пА/-	10 ¹³	1	10	$\pm(5-18)$	2,8		Сдвоенный
AD820	1000	0,1	—	80	0,02/-	—	1,8	3	$\pm(1,5-18)$	0,6	15	ПТ на входе
LF444	50	1,0	10	70	100	—	0,6	0,6	$\pm(4-18)$	0,25	1,5	4-х канальный
AD713	150	1,5	15	76	0,15	—	4,0	13	$\pm(4-18)$	12,5	25	4-х канальный

2.3. Анализ погрешностей усилителей

В настоящее время усиление и нормализация сигналов сенсоров осуществляется преимущественно на интегральных ОУ, дополненных входными цепями и цепями обратной связи (ОС). В усилительных каскадах, как правило, используется отрицательная ОС (ООС), а в генераторах и компараторах — положительная ОС (ПОС). Введение ОС трансформирует многие характеристики ОУ (статические и динамические). В общем случае элементы этих цепей являются частотно-зависимыми, но в усилительных каскадах датчиков, в основном, используются резисторы.

2.3.1. Методы анализа усилителей

В зависимости от выводов, на которые подается входной сигнал, различают три классические операционные схемы: инвертирующую (рис. 2.14, а), неинвертирующую (рис. 2.14, б) и дифференциальную (рис. 2.15).

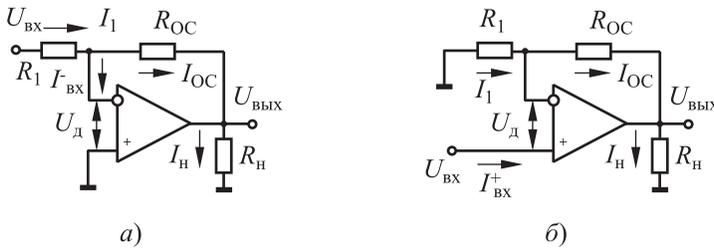


Рис. 2.14. Инвертирующий ОУ (а) и неинвертирующий ОУ (б)

При анализе усилительных каскадов схем могут использоваться различные подходы.

1. Инженерный подход

Основан на концепции идеального операционного усилителя ($R_{ВХ} \rightarrow \infty$, $R_{ВЫХ} \rightarrow 0$, $K \rightarrow \infty$, $f_T \rightarrow \infty$, $I_{ВХ} \rightarrow 0$), которая резко упрощает анализ схем на ОУ. В частности, при таком подходе, с учетом того, что максимальное значение на выходе $|U_H| \leq |E|$, имеем

$$U_D = U_H/K \rightarrow 0.$$

Последнее условие часто трактуется как виртуальный нуль или «квазинуль» инвертирующего входа ОУ в схеме на рис. 2.14, а. Если учесть, что в *инвертирующей* схеме входной ток $I_{ВХ} \rightarrow 0$, $I_1 = I_{OC}$, $U_{ВХ}/R_1 = U_{ВЫХ}/R_{OC}$,

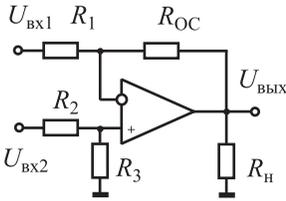


Рис. 2.15. Дифференциальный ОУ

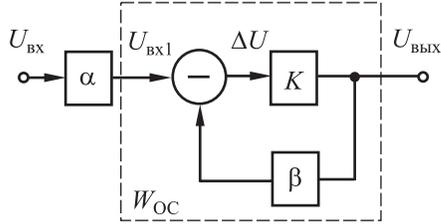


Рис. 2.16. Структура ОУ с цепями ОС

то коэффициент передачи $W_{и}$ составит

$$W_{и} = U_{ВЫХ} / U_{ВХ} = -R_{ОС} / R_1 \quad (2.6)$$

Для *неинвертирующей* схемы с учетом $U_{д} \rightarrow 0$ имеем

$$U_{ВХ} / R_1 = (U_{ВЫХ} - U_{ВХ}) / R_{ОС}, \quad (2.7)$$

$$W_{и} = 1 + R_{ОС} / R_1.$$

Наконец, для *дифференциальной* схемы (см. рис. 2.15), используя принцип суперпозиции с учетом делителя $R_2 - R_3$ на неинвертирующем входе, имеем

$$U_{ВЫХ} = -U_{ВХ1} W_{и} + U_{ВХ2} W_{и} R_3 / (R_3 + R_2). \quad (2.8)$$

В частности, если $R_{ОС} / R_1 = R_3 / R_2 = W_{д}$, имеем

$$U_{ВЫХ} = (U_{ВХ2} - U_{ВХ1}) W_{д} = (U_{ВХ2} - U_{ВХ1}) R_{ОС} / R_1. \quad (2.9)$$

Концепция идеального ОУ справедлива и для ОУ с конечным коэффициентом усиления и следует из того, что, увеличивая K , можно сделать напряжение на входе и входной ток сколь угодно малыми, чтобы ими пренебречь.

2. Кибернетический подход

Основан на теории автоматического управления, когда операционная схема рассматривается как система с ООС (рис. 2.16). Здесь приняты следующие обозначения: α — коэффициент передачи входной цепи; β — коэффициент передачи обратной цепи; K — собственный коэффициент передачи ОУ, $W_{ОС}$ — коэффициент передачи участка цепи, охваченной ОС. С учетом обозначений на схеме рис. 2.16 можно записать систему уравнений

$$U'_{ВХ1} = \alpha U_{ВХ},$$

$$U_{ВЫХ} = K \Delta U,$$

$$\Delta U = U'_{ВХ1} - U_{ВЫХ} \beta.$$

Проведя несложные преобразования, получим известную формулу, определяющую коэффициент передачи такой структуры

$$W = \alpha \frac{K}{1 + K\beta}. \quad (2.10)$$

В реальных условиях петлевое усиление $K\beta \gg 1$, следовательно,

$$W = \alpha / \beta. \quad (2.11)$$

Из формулы (2.11) следует фундаментальный вывод, что коэффициент передачи операционной схемы при большом петлевом усилении $K\beta$ практически не зависит от стабильности собственного коэффициента передачи ОУ, а определяется цепями прямой и обратной связи. Иными словами, операционная схема при большом петлевом усилении становится инвариантной к изменению коэффициента передачи собственно ОУ. Это позволяет строить операционные схемы со стабильными коэффициентами передачи на чрезвычайно нестабильных ОУ. Применяя кибернетический подход с учетом эквивалентной схемы п. 2.1, получим следующие соотношения.

Для *инвертирующего* включения ОУ: $\alpha_{\text{н}} = R_{\text{OC}} / (R + R_{\text{OC}})$; $\beta_{\text{н}} = R_1 / (R_1 + R_{\text{OC}})$, откуда

$$W_u = -\alpha_{\text{н}} / \beta_{\text{н}} = -R_{\text{OC}} / R_1.$$

Параметры *неинвертирующего* включения ОУ: $\alpha_{\text{н}} = 1$ (весь сигнал сразу прикладывается по входу); $\beta_{\text{н}} = R_1 / (R + R_{\text{OC}})$, следовательно,

$$W_{\text{н}} = \frac{\alpha_{\text{н}}}{\beta_{\text{н}}} = 1 + \frac{R_{\text{OC}}}{R_1}.$$

Для *дифференциального* включения ОУ при симметричных плечах ($R_1 = R_2$, $R_{\text{OC}} = R_3$) на основании принципа суперпозиции, справедливое для линейных схем, —

$$|W_{\text{н}}| = |W_{\text{и}}| = R_{\text{OC}} / R_1,$$

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}) R_{\text{OC}} / R_1.$$

Подчеркнем, что результаты, полученные на основании кибернетического подхода, полностью совпадают с результатами, полученными ранее на основании концепции идеального ОУ.

Введение ООС не только изменяет коэффициент усиления, но и трансформирует частотные свойства ОУ — расширяет полосу пропускания, уменьшает фазовые искажения (см. диаграммы Боде на рис. 2.17), поскольку при уменьшении коэффициента усиления значительно увеличивается частота среза ($f_{\text{ср1}} \gg f_{\text{ср}}$).

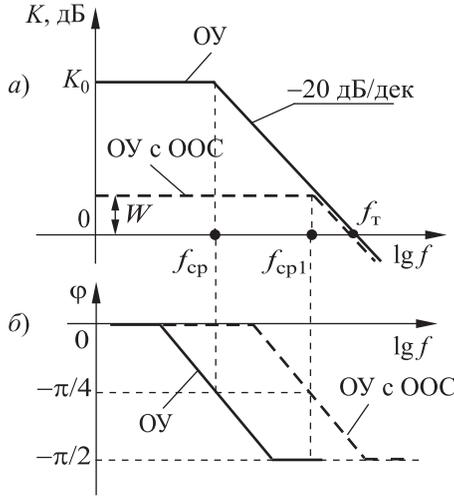


Рис. 2.17. Трансформация частотных свойств ОУ при введении ОС

Аналитически трансформацию диаграмм Боде можно оценить, если в схеме на рис. 2.16 принять для ОУ

$$K = K(p) = K_0 / (1 + p\tau),$$

где $\tau = 1 / (2\pi f_{cp})$; K_0 — усиление в области низких частот; f_{cp} — частота среза ОУ. После несложного преобразования формулы (2.10) получим

$$W_{OC} = \alpha \frac{K(p)}{1 + K(p)\beta} = \frac{W_0}{1 + \tau_{OC} p}, \quad (2.12)$$

где $W_0 = \alpha K_0 / (1 + K_0\beta)$ — статический коэффициент передачи; $\tau_{OC} = \tau / (1 + K_0\beta)$ — постоянная времени усилителя с ОС.

Таким образом рабочая полоса частот усилителя расширилась, так как $\omega_{cp1} = 1 / \tau_{OC} \approx K_0\beta\omega_{cp} \gg \omega_{cp}$.

Аналогично можно показать, что в области $\omega < \omega_{cp}$ фазовые искажения также уменьшаются в $K_0\beta$ раз в соответствии с уравнением

$$\operatorname{tg}\varphi_{OC} = \frac{\operatorname{tg}\varphi}{1 + K_0\beta}.$$

Заметим, что если в прямой цепи и цепи ОС применять частотно-зависимые звенья, т. е. $\alpha = \alpha(p)$, $\beta = \beta(p)$, то могут быть реализованы активные RC-фильтры (ARC-фильтры).

3. Системотехнический подход

В этом случае свойства схем, в основном их входных и выходных цепей (импедансов), определяются по виду ОС. Различные способы получения сигнала ОС и введения его во входную цепь позволяют получить четыре разновидности схем с ОС, причем выходные импедансы зависят только от способа формирования сигнала ОС, а входные — только от способа введения сигнала ОС во входную цепь.

Виды ОС по входу (способы подачи сигнала ОС во входную цепь):

а) *последовательная связь* (см. рис. 2.14, б) приводит к увеличению входного дифференциального сопротивления ОУ примерно в $K\beta$ раз, но с ограничениями, вызванными наличием во входных цепях ОУ шунтирующего синфазного сопротивления r_c , т. е.

$$R_{\text{вх}} \approx r_d K\beta / \alpha < r_c ;$$

б) *параллельная связь* (см. рис. 2.14, а) вызывает уменьшение входного сопротивления ОУ, так как r_d шунтируется вносимым низкоомным сопротивлением ОС примерно в K раз, поэтому входное сопротивление инвертирующего усилителя $R_{\text{вх}} = R_1 + r_d / K\beta$ или практически $R_{\text{вх}} = R_1$.

Виды ОС по выходу (способы формирования сигнала ОС):

а) ОС *по току* — вызывает значительное увеличение выходного сопротивления ($R_{\text{вых}} \approx R_1 K$). Этот случай соответствует включению нагрузки в ОС, так как независимо от нагрузки $I_{\text{ос}} = I_{\text{н}} = I_1 = I_{\text{вх}} = \text{const}$;

б) ОС *по напряжению* (см. рис. 2.14, а, б и 2.15) ведет к уменьшению выходного сопротивления в $K\beta$ раз, т. е.

$$R_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}} \approx \frac{R_{\text{вых}0}}{K\beta}.$$

Для доказательства необходимо рассмотреть ряд эквивалентных схем. Составим эквивалентную схему *инвертирующего ОУ* на постоянном токе (рис. 2.18, а).

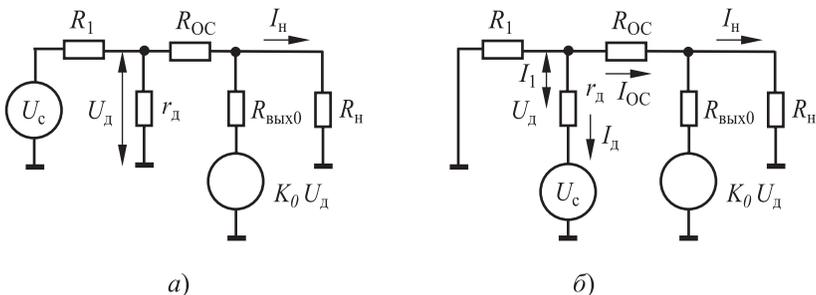


Рис. 2.18. Эквивалентная схема ОУ для определения входного и выходного импеданса: а — инвертирующего; б — неинвертирующего

По определению

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{с}}}{I_1}. \quad (2.13)$$

Используя соотношения

$$I_{\text{д}} = U_{\text{д}}/r_{\text{д}}, \quad U_{\text{д}} = -U_{\text{вых}}\beta, \quad U_{\text{вых}} = U_{\text{д}} K_0\beta,$$

определяемые эквивалентной схемой, и подставляя их в выражение (2.13), получим

$$R_{\text{вх}} = R_1 + \frac{r_{\text{д}}}{K_0\beta} \approx R_1. \quad (2.14)$$

Заметим, что речь идет исключительно о *динамическом* сопротивлении, когда изменение $I_{\text{вх}}$ мало, хотя среднее значение $I_{\text{вх}}$ может быть значительным.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ *инвертирующего ОУ* также может быть получено из рассмотрения его эквивалентной схемы. Действительно, по определению

$$R_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}} = \frac{U_{\text{xx}} - U_{\text{кз}}}{I_{\text{кз}} - I_{\text{xx}}} \cong \frac{U_{\text{xx}}}{I_{\text{кз}}}, \quad (2.15)$$

где U_{xx} , I_{xx} и $U_{\text{кз}}$, $I_{\text{кз}}$ — напряжения и токи холостого хода и короткого замыкания (КЗ) на выходе соответственно, $\Delta I_{\text{н}}$ — изменение тока в нагрузке.

С учетом того, что при КЗ обратная связь размыкается и $U_{\text{д}}$ определяется как $U_{\text{д}} = U_{\text{с}} R_{\text{ОС}} / (R_1 + R_{\text{ОС}})$, имеем

$$U_{\text{xx}} = -U_{\text{с}} R_{\text{ОС}} / R_1, \quad I_{\text{кз}} = \frac{U_{\text{д}} K_0}{R_{\text{вых0}}} = \frac{U_{\text{с}} R_{\text{ОС}} K_0}{(R_1 + R_{\text{ОС}}) R_{\text{вых0}}}.$$

Окончательно имеем:

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вых0}}}{K_0 R_{\text{ОС}} / (R_1 + R_{\text{ОС}})} = \frac{R_{\text{вых0}}}{K_0 \beta}. \quad (2.16)$$

Составим эквивалентную схему *неинвертирующего ОУ* на постоянном токе (рис. 2.18, б).

По определению

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{с}}}{I_{\text{д}}}. \quad (2.17)$$

Используя соотношения

$$U_{\text{с}} = U_{\text{д}} + U_{\text{вых}}\beta, \quad U_{\text{вых}} = U_{\text{д}} K_0, \quad I_{\text{д}} = U_{\text{д}} / r_{\text{д}}$$

и подставляя их в выражение (2.17), получим

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{д}} (1 + K_0 \beta) \approx r_{\text{д}} K_0 \beta. \quad (2.18)$$

Таким образом, входное сопротивление возросло в $K_0 \beta$ раз. Важный частный случай — повторитель напряжения ($R_1 \rightarrow \infty$, $\beta = 1$) с очень большим входным сопротивлением $R_{\text{вх}} = r_{\text{с}}$.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ неинвертирующего ОУ также может быть получено из рассмотрения его эквивалентной схемы:

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{xx}}}{I_{\text{кз}}} = \frac{R_{\text{вых0}}}{1 + K_0 \beta} \approx \frac{R_{\text{вых0}}}{K_0 \beta}. \quad (2.19)$$

Практически оно не будет отличаться от выходного сопротивления инвертирующего ОУ, что является следствием одинакового формирования сигнала ОС.

В инвертирующем и неинвертирующем ОУ (см. рис. 2.14, а и б) по резистору $R_{\text{ОС}}$ протекает ток $I_{\text{ОС}} = U_{\text{вх}}/R_1$, который не зависит от падения напряжения на резисторе $R_{\text{ОС}}$. Если в ОС вместо резистора $R_{\text{ОС}}$ подключить нагрузку, то это будет соответствовать ее запитке от источника с очень большим выходным сопротивлением. Действительно, если положить для инвертирующего ОУ (эквивалентная схема на рис. 2.18, а) $I_1 = I_{\text{ОС}} = I_{\text{н}}$ и $R_{\text{ОС}} = R_{\text{н}}$, то

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{с}} - U_{\text{д}}}{R_1}, \quad U_{\text{н}} = U_{\text{д}} + U_{\text{д}} K_0 + I_{\text{н}} R_{\text{вых0}}. \quad (2.20)$$

Отсюда получим следующее соотношение:

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} ((K_0 + 1)R_1 + R_{\text{вых0}}) - U_{\text{с}} (K_0 + 1). \quad (2.21)$$

Выходное сопротивление схемы составит

$$R_{\text{вых}} = \partial U_{\text{н}} / \partial I_{\text{н}} = (K_0 + 1)R_1 + R_{\text{вых0}} \approx K_0 R_1, \quad (2.22)$$

т. е. оно будет пропорционально коэффициенту усиления ОУ и R_1 .

В дифференциальном усилителе (см. рис. 2.15), кстати, имеют место различные виды ОС по входам и разные входные сопротивления. Анализируя виды ОС в конкретных схемах, можно быстро сделать качественное заключение о характеристиках входных и выходных цепей, не прибегая к громоздким расчетам. Систематизация разновидностей ОС приведена в табл. 2.2.

Пример. Подключение удаленной нагрузки к высокоомному датчику.

Решение состоит в использовании предусилителя с последовательной ОС по току (рис. 2.19). Схема обладает громадным входным сопротивлением ($R_{\text{вх}} = r_{\text{д}} K \beta$), а по отношению к нагрузке является источником тока ($I_{\text{н}} = U_{\text{с}}/R_1$) с выходным сопротивлением $R_{\text{вых}} = R_1 K$, что позволяет не учитывать сопротивление проводов $R_{\text{п}}$.

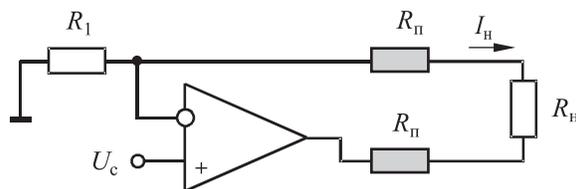


Рис. 2.19. Подключение удаленной нагрузки к ОУ

Таблица 2.2

Входные и выходные импедансы схем с ОС

Вид ОС	$R_{вх}$	$R_{вых}$
Параллельная ОС по напряжению	R_1	$R_{вых0}/K\beta$
Последовательная ОС по напряжению	$\leq r_c$	$R_{вых0}/K\beta$
Параллельная ОС по току	R_1	R_1K
Последовательная ОС по току	$\leq r_c$	R_1K

Системы автоматизированного проектирования (САПР)

Основаны на теории цепей и используются при разработке интегральных схем для точной оценки электрических характеристик. В качестве примера можно сослаться на широко распространенные программные продукты Pspice, Designlab и др. При всей привлекательности такого формального подхода получение достоверных результатов, что подтверждается мировой практикой, невозможно без овладения классическими инженерными методами анализа аналоговых схем. Кроме того, расчет схем на ОУ во многих случаях настолько прост, что его проще выполнить вручную, чем использовать машинные методы анализа.

2.3.2. Структура погрешностей усилителей

Погрешности усилительных каскадов являются сложными функциями от всех входящих в схему элементов (внутренних элементов ОУ и внешних по отношению к ОУ резисторов, конденсаторов, диодов и т. д.). В инженерной практике для простоты анализа все погрешности сводятся к 3-м типам: мультипликативной, аддитивной и функциональной. Это связано с тем, что исходные погрешности элементов усилителей зависят от разных причин и по-разному трансформируют передаточные характеристики (рис. 2.20).

ности, если $\partial f / \partial a_j = 0$, то изменение j -го параметра не вносит погрешности. В теории измерений формула (2.23) носит название *основной формулы теории чувствительности*.

Существует важный частный случай: если функция y логарифмируема, т. е. например,

$$y = a_1^{m_1} a_2^{m_2},$$

то удобно пользоваться выражением для относительных погрешностей:

$$\delta y = \frac{\Delta y}{y} = m_1 \delta(a_1) + m_2 \delta(a_2). \quad (2.24)$$

Таким образом, вид функционала диктует выбор формулы (2.23) или (2.24) для проведения анализа. В общем случае, как известно, коэффициент передачи системы с ООС

$$W = \alpha \frac{K}{1 + K\beta}.$$

После разложения в ряд Тейлора для инвертирующей схемы получим

$$\delta(W_{\text{и}}) = \delta(R_{\text{ОС}}) - \delta(R_1) + \frac{\delta(K)}{1 + K\beta}. \quad (2.25)$$

Итак, относительная мультипликативная погрешность определяется алгебраической суммой погрешностей входной цепи и цепи обратной связи и практически не зависит от стабильности коэффициента усиления ОУ, так как погрешность цепи обратной связи уменьшилась в $K\beta$ раз. Например, если $K = 10^5$, $\beta = 0,5$, $\delta K = 50\%$, то $\delta(W) = 50 / (10^5 \cdot 0,5) = 10^{-3}\%$. С учетом этого обстоятельства (при $K\beta \gg 1$) можно записать

$$\delta(W_{\text{и}}) = \delta(R_{\text{ОС}}) - \delta(R_1).$$

Например, если $R_{\text{ОС}}$ изменится на 1%, то $W_{\text{и}}$ тоже изменится на 1%. Но если погрешности резисторов коррелированы (например, резисторы выполнены в едином технологическом цикле), то погрешность коэффициента передачи будет равна нулю. Для неинвертирующей схемы справедливо аналогичное выражение:

$$\delta(W_{\text{и}}) = \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1 + R_{\text{ОС}}} [\delta(R_{\text{ОС}}) - \delta(R_1)].$$

Рассмотрим *аддитивную* погрешность усилителя, которая почти целиком определяется внутренними свойствами ОУ. Аддитивная погрешность инвертирующего ОУ (см. рис. 2.20, б) определяется выражением

$$U_{\text{вых}0} = \left(U_{\text{см}0} + I_{\text{вх}}^- \frac{R_{\text{OC}} R_1}{R_{\text{OC}} + R_1} \right) W_{\text{и}}.$$

Эту погрешность можно несколько уменьшить введением балансирующего резистора R_4 (рис. 2.21). Если $R_4 = R_{\text{OC}} \parallel R_1$, то

$$U_{\text{вых}0} = [U_{\text{см}0} + \Delta I_{\text{вх}} (R_{\text{OC}} \parallel R_1)] W_{\text{и}}.$$

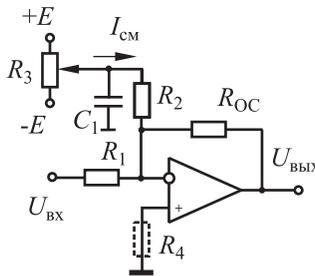


Рис. 2.21. Начальная балансировка инвертирующего ОУ

Так как $\Delta I_{\text{вх}} < I_{\text{вх}}$, то аддитивная погрешность будет уменьшена. Преобразуем последнюю формулу к виду

$$U_{\text{вых}0} = \Delta I_{\text{вх}} \left[\frac{U_{\text{см}0}}{\Delta I_{\text{вх}}} + (R_{\text{OC}} \parallel R) \right] W_{\text{и}}.$$

Первое слагаемое в скобках определяет вклад в аддитивную погрешность собственно ОУ, а второе — вклад внешних резисторов ОУ. Для минимизации аддитивной составляющей погрешности от ОУ целесообразно вводить ограничения на величины внешних резисторов, выполняя условие

$$R_{\text{экв}} = (R_{\text{OC}} \parallel R_1) \ll \frac{U_{\text{см}0}}{\Delta I_{\text{вх}}}. \quad (2.26)$$

Пример 1. Оценить величину внешних резисторов для схемы с биполярным ОУ, если $U_{\text{см}0} = 10$ мВ, $\Delta I_{\text{вх}} = 0,1$ мкА. Из формулы (2.26) найдем $R_{\text{экв}} = 10^5$ Ом.

Пример 2. Оценить величину внешних резисторов для схем с униполярными ОУ, если $U_{\text{см}0} = 10$ мВ, $\Delta I_{\text{вх}} = 0,1$ нА. Из формулы (2.26) $R_{\text{экв}} = 10^8$ Ом.

Следовательно, для усилителей с биполярным ОУ для минимизации аддитивной составляющей погрешности целесообразно выбирать сравнительно низкоомные внешние резисторы в диапазоне $R_{\text{ЭКВ}} \leq 50 \div 100$ кОм, а для схем с униполярными ОУ можно применять более высокоомные внешние резисторы.

Вообще говоря, начальное устранение аддитивной погрешности можно осуществить введением дополнительных внешних цепей смещения, включающих R_2 , R_3 и C_1 (см. рис. 2.21). В результате формируется необходимый ток смещения $I_{\text{см}}$, позволяющий «вогнать» передаточную характеристику усилителя в «ноль». Однако при прогреве схемы, старении или изменении нагрузки эта балансировка будет нарушена на величину

$$\Delta U_{\text{ВЫХО}} = [\text{ТК}(U_{\text{см0}}) + \text{ТК}(\Delta I_{\text{ВХ}})R_{\text{ЭКВ}}] \Delta T W_{\text{И}},$$

где $\text{ТК}(U_{\text{см0}})$ и $\text{ТК}(\Delta I_{\text{ВХ}})$ — температурные коэффициенты $U_{\text{см0}}$ и $\Delta I_{\text{ВХ}}$.

Например, дополнительное смещение на выходе усилителя при $\text{ТК}(U_{\text{см0}}) = 20$ мкВ/°С, $\text{ТК}(\Delta I_{\text{ВХ}}) = 0,01$ мкА/°С, $R_{\text{ЭКВ}} = 20$ кОм, $\Delta T = 50$ °С и коэффициенте передачи $W_{\text{И}} = 10$ составит $\Delta U_{\text{ВЫХО}} = (20 \cdot 10^{-6} + 10^{-8} \cdot 20 \cdot 10^3) 50 \cdot 10 \approx 0,1$ В.

Проведенный анализ показывает, что аддитивная погрешность может составлять большую величину. Это наиболее трудно устранимая погрешность, которая зачастую и определяет точность работы усилителей сигналов первичных датчиков на постоянном токе. В связи с этим устранению именно аддитивной погрешности уделяется наибольшее внимание при проектировании усилительных каскадов датчиков.

Для уменьшения погрешностей могут использоваться два подхода.

1. Технологический подход, связанный с совершенствованием технологий, ужесточением допусков на элементы схем и т. д. Этот путь требует больших одномоментных затрат и рассматривается в соответствующих технологических курсах по микроэлектронике и проектированию интегральных микросхем.

2. Структурный подход — уменьшение погрешности достигается введением некоторой избыточности в схему усилителя. Структурный подход к уменьшению аддитивной погрешности реализован, в частности, в инструментальных усилителях, МДМ-усилителях, двухканальных усилителях и ПКД-усилителях и др., которые находят повсеместное распространение. Грамотное применение подобного рода усилителей в информационно-измерительной технике требует их более детального рассмотрения.

2.4. Разновидности специализированных ОУ

2.4.1. Измерительные усилители

Во многих случаях измерение сигнала U_c проходит на фоне большой синфазной составляющей E_c , которую можно трактовать как помеху. Для ее подавления применяется дифференциальное включение усилителя (рис. 2.22).

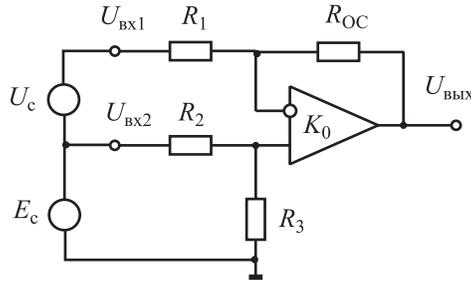


Рис. 2.22. Схема подключения дифференциального ОУ

В этом случае измеряемый сигнал U_c прикладывается между двумя входами. Для того чтобы обеспечить равенство коэффициентов передачи по обоим входам ($m_1 = m_2$), необходимо выполнение условий: $R_{OC}/R_1 = R_3/R_2$. В частности, при полной симметрии схемы:

$$\begin{cases} R_{OC} = R_3, \\ R_1 = R_2, \\ m_1 = m_2 = \frac{R_{OC}}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = m, \\ U_{\text{вых}} = (+) \frac{R_{OC}}{R_1} R_1 (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}). \end{cases}$$

С учетом того, что $U_{\text{вх1}} = U_c + E_c$, $U_{\text{вх2}} = E_c$, получим

$$U_{\text{вых}} = mU_c,$$

т. е. в идеальном случае синфазная составляющая E_c в сигналах $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ должна подавляться. Но этого не происходит по нескольким причинам.

Во-первых, сам ОУ обладает ограниченным коэффициентом ослаблением синфазного сигнала (КОСС). Напомним, что КОСС обычно задается в логарифмическом масштабе:

$$\text{КОСС} = 20 \lg \frac{K_d}{K_c},$$

где K_d — дифференциальный коэффициент усиления; K_c — коэффициент передачи синфазного сигнала.

Обычная величина КОСС (ОУ) = 70÷80 дБ, а для прецизионных ОУ — не более 100 дБ, т. е. $K_c(\text{ОУ}) < 10^{-4} \div 10^{-5}$. Кроме того, из-за ограниченной точности внешних резисторов коэффициенты передачи по входам не равны ($m_1 \neq m_2$), и, следовательно, синфазный сигнал «просачивается» на выход с большим значением, чем то, которое обеспечивает собственно ОУ. Действительно, в общем виде можно записать

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ2}}(m_1 + 1) \frac{m_2}{1 + m_2} - U_{\text{ВХ1}} m_1.$$

С учетом того что для синфазного сигнала $U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{ВХ2}} = E_c$,

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_c \frac{m_2 - m_1}{m_2 + 1} \approx E_c \frac{\Delta m}{m},$$

$$K_c(m) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_c} \approx \frac{\Delta m}{m} \approx \delta(m),$$

где $\delta(m)$ — относительная погрешность резистивных делителей. Дополнительные погрешности в величину $\delta(m)$ вносят также выходные сопротивления источников сигналов. В итоге общий КОСС составит

$$\text{КОСС} < 20 \lg \frac{K_d}{K_c(\text{ОУ}) + K_c(m)}.$$

Из последней формулы следует, что подстройкой $K_c(m)$ можно компенсировать $K_c(\text{ОУ})$ и в принципе сделать КОСС дифференциальной схемы сколь угодно большим (по крайней мере в локальной точке).

Второй недостаток дифференциального усилителя — входное сопротивление схемы определяется не параметрами дифференциального усилителя, а номиналами входных резисторов. Следовательно, реализовать большее входное сопротивление ОУ не удастся.

Третий недостаток — для изменения коэффициента передачи нужно одновременно (синфазно) и точно менять отношение $R_{\text{ОС}}/R_1 = R_3/R_2$, что практически невозможно.

Для устранения отмеченных недостатков применяются специализированные измерительные усилители (ИУ), основной задачей которых является усиление малых сигналов на фоне весьма значительных синфазных помех. Это является главным отличием измерительных усилителей от других масштабирующих усилителей.

Типичный случай, когда требуется большая величина КОСС — полная мостовая измерительная схема (см. п. 1.3.2), где небольшой

полезный сигнал $U_c = E\varepsilon$ усиливается на фоне большой синфазной составляющей $E_c = E/2$. Если нужно измерить полезный сигнал U_c с относительной погрешностью δ , то требуется выполнение условия

$$\text{КОСС} > 20 \lg \frac{E_c}{U_c \delta} = 20 \lg \frac{1}{2\varepsilon\delta}.$$

Например, при $\varepsilon = 0,1$ и $\delta = 0,1\%$ (что соответствует десяти двоичным разрядам) КОСС должен составить не менее 114 дБ.

Для повышения входного сопротивления дифференциального усилителя можно применять составной дифференциальный усилитель на двух ОУ, каждый в неинвертирующем включении (рис. 2.23). Для такого составного усилителя

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ1}}(m_2 + 1) - U_{\text{ВХ2}}(m_1 + 1)m_2,$$

где $m_2 = R_4/R_3$; $m_1 = R_2/R_1$.

В случае выполнения условия $R_{\text{ОС}}/R_3 = R_1/R_2 = m$

$$U_{\text{ВЫХ}} = (m + 1)(U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}) = \Delta U(m + 1).$$

В случае, если $m_1 \neq m_2$,

$$\text{КОСС} = 20 \lg \frac{m + 1}{1 - [1 - \delta(m)]/[1 + \delta(m)]} \approx 20 \lg \frac{m + 1}{2\delta(m)}.$$

Например, при $\delta(m) \leq 0,1\%$ и $m = 99$, что соответствует номиналам, указанным на рис. 2.23, имеем $m = 100$, КОСС > 80 дБ. При однополярном питании $U_{\text{оп}} = E/2$, а при двухполярном — $U_{\text{оп}} = 0$. Кроме того, вывод $U_{\text{оп}}$ в обоих случаях может использоваться для коррекции аддитивной погрешности. Для повышения КОСС в этой схеме один из резисторов (например, R_1) делается подстраиваемым. Однако составной дифференциальный усилитель имеет фиксированный коэффициент усиления, настраиваемый в процессе производства микросхемы.

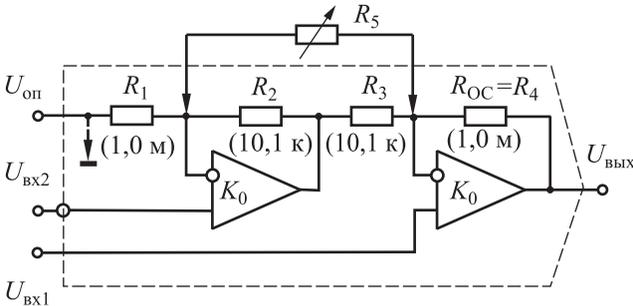


Рис. 2.23. Составной дифференциальный ОУ

Чтобы избавиться от этого недостатка в ряде случаев устанавливается дополнительный регулируемый резистор R_5 (см. рис. 2.23). Тогда

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left(m + 1 + \frac{R_1 + R_{\text{ОС}}}{R_5} \right) (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}})$$

и возможна регулировка усиления с помощью только одного резистора R_5 . Однако и в составном ОУ КОСС будет определяться все теми же четырьмя резисторами.

Главный недостаток данной схемы в том, что диапазон допустимых входных синфазных напряжений должен быть согласован с усилением, чтобы не вогнать усилитель D1 в насыщение, поскольку

$$U_{\text{ВЫХ1}} = E_c \frac{R_2}{R_1 + 1} = E_c \frac{1 + m}{m} < U_{\text{Н}},$$

где $U_{\text{Н}}$ — напряжение насыщения ОУ.

Следовательно, $E_c < U_{\text{Н}} \frac{m}{m+1}$ и зависит от усиления. Нетрудно увидеть, что при большом усилии ($m \gg 1$) $E_{c \text{ max}} \approx U_{\text{Н}}$, а при небольшом — $E_{c \text{ max}} < U_{\text{Н}}$.

Более высокий КОСС обеспечивает схема измерительного (инструментального) усилителя на трех ОУ (рис. 2.24): на входе включены повторители D1 и D2, а на выходе дифференциальный каскад D3 с коэффициентом передачи $m = R_2/R_1$. В измерительном усилителе:

1) входное сопротивление определяется повторителями D1 и D2 и поэтому очень велико по обоим входам ($R_{\text{ВХ}} \approx r_c$), тем самым исключается влияние выходных сопротивлений источников сигналов;

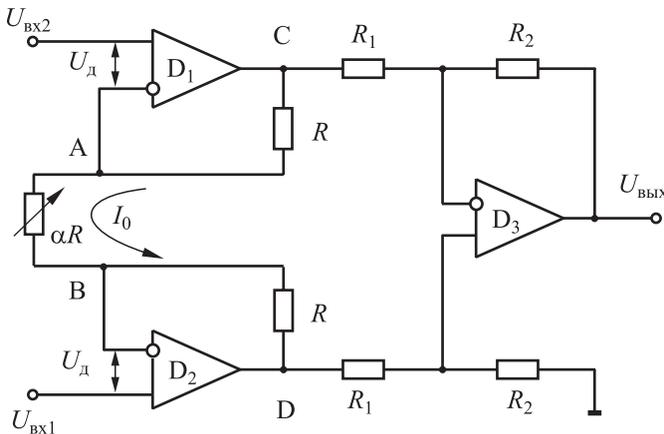


Рис. 2.24. Стандартный инструментальный ОУ

2) коэффициент подавления синфазного сигнала определяется только выходным дифференциальным каскадом на D_3 и не зависит от входных каскадов, так как коэффициент передачи синфазного сигнала для повторителей равен единице.

Проанализируем коэффициент передачи в инструментальном усилителе.

1. Учитывая, что $U_D \rightarrow 0$, имеем

$$U_A = U_{\text{вх}2}, U_B = U_{\text{вх}1}.$$

2. Соответственно потенциалы точек С и D могут быть рассчитаны исходя из того, что по ним идет один и тот же ток I_0 ($I_{\text{вх}}(\text{ОУ}) \ll I_0$). Тогда

$$\begin{cases} U_C = U_A + I_0 R, \\ U_D = U_B - I_0 R, \\ I_0 = \frac{U_A - U_B}{\alpha R}, \\ 0 \leq \alpha \leq 1. \end{cases} \quad (2.27)$$

В свою очередь,

$$U_{\text{вых}} = (U_D - U_C)m. \quad (2.28)$$

Решая (2.27) и (2.28), получим:

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2})m \left(1 + \frac{2}{\alpha} \right). \quad (2.29)$$

Таким образом, коэффициент передачи меняется одним резистором αR_1 одновременно по двум входам. При интегральном исполнении характеристики D_1 и D_2 оказываются в значительной степени коррелированными, что улучшает параметры измерительного усилителя: уменьшается суммарное напряжение смещения нуля $U_{\text{см}0}$ и шумы ОУ, стабилизируется отношение $R_3/R_2 = m$ и, в целом, увеличивается стабильность коэффициента передачи. При этом КОСС значительно возрастает:

$$\text{КОСС} \approx 20 \lg \frac{K_D}{\delta(m)} = 20 \lg \left[\left(1 + \frac{2}{\alpha} \right) \frac{m}{\delta(m)} \right].$$

Как видим, КОСС увеличивается при увеличении коэффициента передачи, но при этом также увеличивается коэффициент нелинейных искажений и уменьшается полоса пропускания.

Измерительный усилитель выпускается, в основном, в двух модификациях:

- ИУ с выносным регулировочным резистором αR (см. рис. 2.24), когда имеются выводы А и В для его подключения. Но темпе-

ратурный коэффициент сопротивления (ТКС) внутренних и внешнего резисторов оказываются разными, в результате в диапазоне температур меняется величина α и общий коэффициент передачи.

- ИУ со встроенными наборами тонкопленочных резисторов $\alpha_j R$ и выведенными точками A_j (рис. 2.25). Замыкая нужную точку делителя с помощью внешней переключки, можно реализовать стандартный набор стабильных коэффициентов усиления $K_d = 1, 10, 100, 1000$. Разумеется, при добавлении внешнего регулировочного резистора между точками A_j и В при некотором ухудшении стабильности можно реализовать любые промежуточные коэффициенты усиления. В наиболее продвинутых версиях ИУ резисторы $\alpha_j R$, а следовательно, и коэффициент усиления, можно менять плавно программным путем с помощью цифровых потенциометров, имеющих в настоящее время до 256 градаций номиналов резисторов.

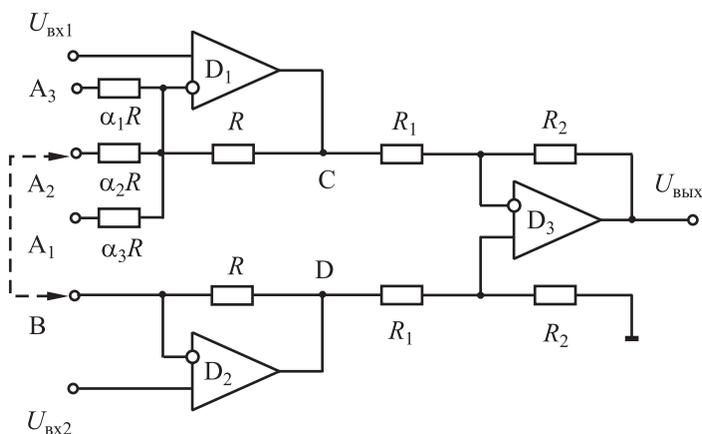


Рис. 2.25. Инструментальный усилитель со встроенным набором резисторов

Интегральные инструментальные усилители могут использоваться для тех же целей, что и ОУ широкого применения, выгодно отличаясь более высокими характеристиками при сравнимой стоимости. Усилитель незаменим при приеме слабых сигналов от удаленных датчиков, когда приходится экранировать линии связи для защиты от электромагнитных помех. Стандартное экранирование с заземлением экрана в этом случае не достаточно эффективно. Значительно более эффективно электростатическое экранирование, когда на экране с дополнительного повторителя на D_4 создается потенциал,

Таблица 2.3

Параметры интегральных инструментальных усилителей

Модель/ Фирма	Усиление	$U_{см0}$, мВ	TK($U_{см0}$), мкВ/°C	$I_{вх}$, нА	Потребность усиления ($K=10$), %	КОСС, дБ/на Гц	Полоса пропускания, кГц	Скорость Нарастания, В/мкс	$E_{нп}$, В	$I_{п}$, мА
AD 623/ Analog Device ¹	$1 \div 10^3$	0,2	2,5	25	0,35	90/0 Гц ($K=10$)	$2 (K=10^3)$	0,3	$\pm 2,5 \div \pm 6$	0,6
AD 625 ²	$1 \div 10^4$	0,05	1	15	0,05	105/0 ($K=10$) 70/60 Гц	$25 (K=10^3)$	5	$\pm 6 \div \pm 18$	5
AD 8255 ³	5	0,15	2	–	0,1($K=5$)	80/10 кГц	$900 (K=5)$	–	$\pm 1,7 \div \pm 18$	1,2
INA 116 ¹	$1 \div 10^3$	1	0,4	25 фА	0,02	106/0 ($K=100$)	$7 (K=10^3)$	0,8	$\pm 4,5 \div \pm 18$	1
INA 118 ¹	$1 \div 10^4$	0,12	20	5	0,2	110/0 ($K=10$)	$7 (K=10^3)$	0,9	$\pm 1,4 \div \pm 18$	0,4
INA 217	$1 \div 10^3$	2	20	–	0,5	70/0 ($K=1$)	$80 (K=100)$	–	$\pm 4,5 \div \pm 18$	12
MAX 4197 ^{3,4}	100	0,2	2	–	0,05 $K=100$	86/0 ($K=100$)	$3,1 (K=100)$	–	$2,7 \div 7,5$	0,1

Модель/ Фирма	Усиление	$U_{см0}$, мВ	TK($U_{см0}$), мкВ/°С	$I_{вх}$, нА	Потребность усиления ($K=10$), %	КОСС, дБ/на Гц	Полоса пропускания, кГц	Скорость Нарастания, В/мкс	$E_{п}$, В	$I_{п}$, мА
MAX 4199 ⁴	10	0,3	3	—	45	76/0 ($K=10$)	45 ($K=10$)	—	2,7÷7,5	0,06
MAX 4461 ²	1,10, 100	0,3	1,5	—	0,6	90/0 ($K=1$)	25 ($K=100$)	—	2,9÷5,2	1,4
LT 1167 ¹	$1 \div 10^4$	0,2	0,3	0,35	0,08	88/0 ($K=1$)	12 ($K=10^3$)	—	$\pm 2,3 \div \pm 18$	1,3
LT 2053 ^{4,5}	$1 \div 10^3$	0,02	0,05	—	0,01	90/0 ($K=1$)	0,2 ($K=10^3$)	—	2,7÷10	1,3
PGA 204 ⁶	$1,10, 10^2, 10^3$	0,05	5	20	0,05	110/0 ($K=100$)	1 ($K=10^3$)	0,7	$\pm 4,5 \div \pm 18$	6,5
PGA207 ⁷	1,2, 5, 10	1,5	2	—	0,05	80/0 ($K=1$)	600 ($K=10$)	—	$\pm 4,5 \div \pm 18$	13,5

Примечания. 1 — три ИОУ в корпусе; 2 — три широкополосных ИОУ в корпусе; 3 — ИОУ с фиксированным усилением; 4 — предусмотрен режим ожидания с малым энергопотреблением; 5 — ОУ типа ПЧД (3 кГц); 6 — ИОУ с программируемым усилением; 7 — широкополосный ИОУ с ПТ-входом.

совпадающий с синфазным сигналом или с помехой во входном сигнале (рис. 2.26). У современных инструментальных усилителей, как правило, имеется также вывод $U_{оп}$, который позволяет корректировать напряжение смещения нуля.

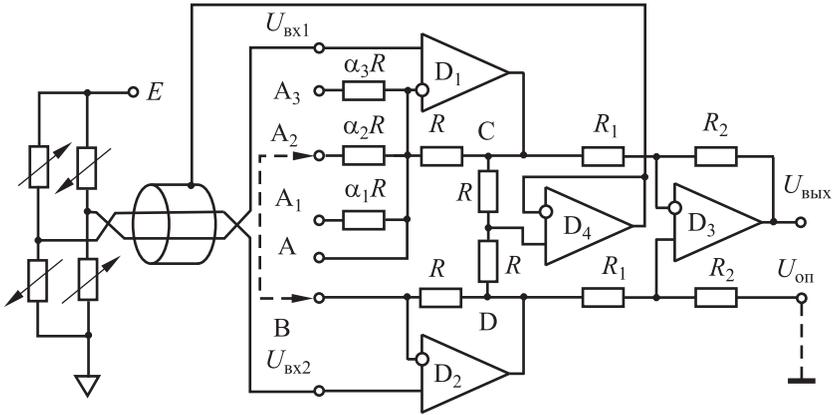


Рис. 2.26. Инструментальный усилитель со встроенными регулировочными резисторами и помехозащищенной схемой подключения к тензомосту

Типичные параметры инструментального усилителя: $R_{вх} > 10$ ГОм, $K_{ОСС} \geq 100$ дБ (на постоянном токе при усилении 100), $U_{см0} \leq 0,1$ мВ, $TK(U_{см0}) = 5 \div 10$ мкВ/°С, частота единичного усиления $f_T \geq 0,1 \div 1,0$ МГц, коэффициент нелинейных искажений (КНИ) не более 0,005% (при $K_d = 1$). При этом следует учитывать, что КОСС в значительной мере зависит от частоты сигнала и уже на частоте в 10 Гц падает на 20 дБ. По своим характеристикам лучшие современные интегральные инструментальные усилители приближаются к устройствам метрологического уровня. В таблице 2.3 приведены параметры интегральных инструментальных усилителей.

2.4.2. Усилители с модуляцией и демодуляцией сигнала

В усилителях с модуляцией и демодуляцией сигнала (МДМ-усилителях, рис. 2.27) входной сигнал $U_{вх}$ модулируется высокой частотой ω_M в модуляторе (М), усиливается по переменному току в K раз и синхронно демодулируется в демодуляторе (ДМ). Далее сигнал $U_{вых}$ пропускается через фильтр низкой частоты (ФНЧ). Разделительный конденсатор C_p отражает факт усиления сигнала по переменному току. Модулятор и демодулятор являются перемножителями входных и опорных сигналов (в качестве последних используются сигналы U_M и $U_{ДМ}$).

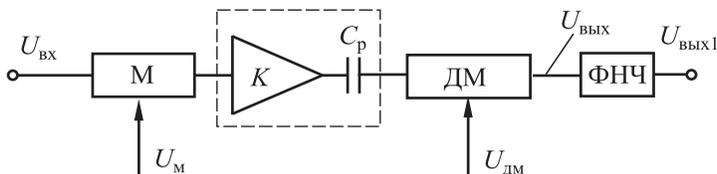


Рис. 2.27. Структура МДМ-усилителя

Если в соответствии с обозначениями рис. 2.27 положить, что

$$U_{\text{ВХ}} = \sin(\omega_1 t), U_M = \sin(\omega_M t), U_{\text{ДМ}} = (1 + \sin \omega_M t), \text{ то}$$

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_{\text{ВХ}} U_M U_{\text{ДМ}} K = K \sin(\omega_1 t) \sin(\omega_M t) (1 + \sin \omega_M t),$$

то после несложных тригонометрических преобразований имеем

$$U_{\text{ВЫХ1}} \approx \cos(\omega_1 - \omega_M) t - \cos(\omega_1 + \omega_M) t + \sin \omega_1 t - \\ - \sin(2\omega_M - \omega_1) t - \sin(2\omega_M + \omega_1) t.$$

Таким образом, в спектре выходного сигнала (рис. 2.28) имеется информационный сигнал частоты ω_1 и сигналы комбинационных частот $(\omega_M \pm \omega_1)$, $(2\omega_M \pm \omega_1)$.

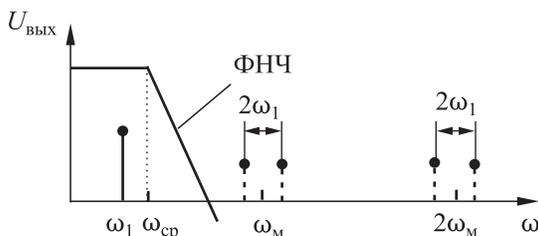


Рис. 2.28. Преобразование спектра в МДМ-усилителе

Обычно $\omega_M \gg \omega_{1\text{max}}$, и если сигнал с выхода демодулятора пропустить через ФНЧ с подходящей частотой среза при условии, что $\omega_M \gg \omega_{\text{ср}} \gg \omega_{1\text{max}}$, то $U_{\text{ВЫХ}} \approx E \sin \omega_1 t$ (т. е. входной сигнал будет перенесен на несущую частоту ω_M , усилен и восстановлен). Поскольку усиление шло на переменном токе, аддитивная составляющая погрешности ОУ будет подавлена. Как видим, МДМ-усилитель принципиально не имеет аддитивной погрешности.

В первом отечественном интегральном МДМ-усилителе 140УД13 (рис. 2.29) в качестве модулятора используются двухполюсные двухпозиционные ключи на полевых транзисторах (SA_1), а в качестве демодулятора однополюсный ключ (SA_2). В схеме имеется встроенный

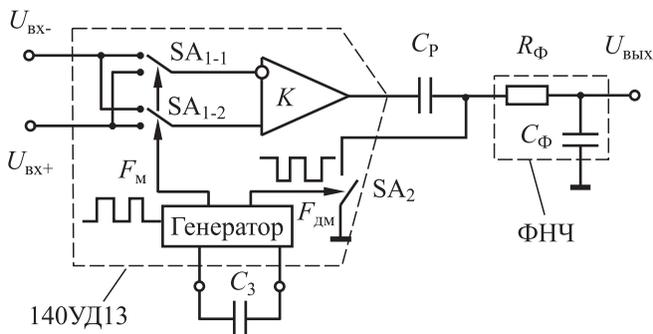


Рис. 2.29. Структура МДМ-усилителя 140УД13

импульсный генератор, частота которого устанавливается внешней задающей емкостью C_3 . К выходу МДМ на рис. 2.29 подключен простейший ФНЧ на пассивном RC -фильтре с $\omega_{\text{ср}} = 1/\tau$, где $\tau = R_{\Phi}C_{\Phi}$.

Хотя спектр выходного сигнала при применении импульсных (в виде меандров) функций модуляции и демодуляции значительно сложнее (в спектре модулятора и демодулятора имеются высшие нечетные гармоники), все комбинационные частоты будут находиться в высокочастотной области спектра и при $\omega_M \gg \omega_{1\text{max}}$ будут подавляться ФНЧ. То есть схема работает так же, как и схема с гармоническими функциями модуляции. В то же время применение импульсных модуляторов и демодуляторов значительно повышает стабильность МДМ.

Для расширения полосы пропускания МДМ-усилителя необходимо увеличивать несущую частоту ω_M . Однако при каждом такте коммутации МОП-ключей через паразитные емкости «затвор–канал» в информационный канал переносится паразитный заряд. Чем выше частота модуляции, тем больше паразитный заряд. Поэтому компромиссное решение, соответствующее современному уровню КМОП-технологии, определяет частоту коммутации на уровне 1 кГц. В результате полоса пропускания МДМ реально не превосходит 50÷100 Гц.

Вследствие переноса заряда из цепей управления реальные параметры МДМ-усилителей отличаются от идеальных. Например, для 140УД13 $U_{\text{см0}} < 20$ мкВ, $\text{ТК}(U_{\text{см0}}) < 0,5$ мкВ/°С, $\text{КОСС} > 90$ дБ, $\text{КВИП} < 10$ мкВ/В, что, впрочем, на несколько порядков лучше, чем у ОУ широкого применения. Этот усилитель — единственный в мире монолитный МДМ-усилитель.

Некоторый недостаток 140УД13 — небольшой коэффициент усиления в разомкнутом состоянии ($K < 20$). Для его устранения применяют составные ОУ, в которых в качестве первого каскада применяются МДМ-усилители с коэффициентом усиления K_1 , а в качестве

второго каскада — широкополосный усилитель с коэффициентом усиления K_2 , причем $K_2 \gg K_1$ (рис. 2.30).

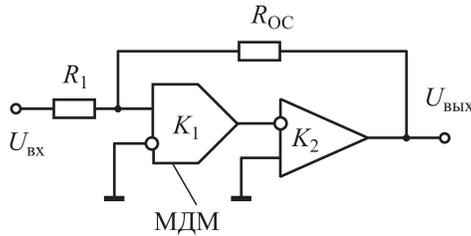


Рис. 2.30. Составной прецизионный ОУ

В составном ОУ суммарный коэффициент усиления на низких частотах $K_\Sigma = K_1 K_2$, и тогда приведенное ко входу напряжение смещения нуля составит

$$U_{\text{см}0} = \frac{U_{\text{ВЫХ}0}}{K_\Sigma} = \frac{U_{\text{см}01} K_1 K_2 + U_{\text{см}02} K_2}{K_1 K_2} = U_{\text{см}01} + \frac{U_{\text{см}02}}{K_1}.$$

Следовательно, вклад второго ОУ в аддитивную погрешность уменьшится в K_1 раз.

Составной МДМ-усилитель в разомкнутом варианте может использоваться и в качестве сверхпрецизионного компаратора. На рисунке 2.31 приводится вариант сверхпрецизионного составного усилителя, у которого каскад МДМ имеет коэффициент усиления, равный произведению $K_1 K_2$, демодулятор выполнен на цепочке R – R , а в качестве ФНЧ используется интегратор на усилителе K_3 .

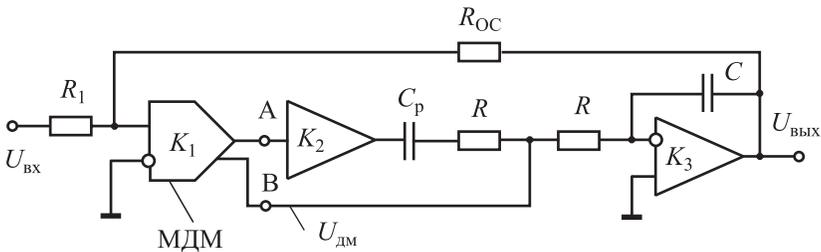


Рис. 2.31. Сверхпрецизионный ОУ с входным составным МДМ-усилителем и активным ФНЧ на интеграторе

Иными словами, наличие МДМ-усилителя позволяет строить схемы сверхпрецизионного уровня. Тем не менее основной недостаток МДМ-усилителя, связанный с низкой полосой пропускания, остается. Чтобы устранить этот недостаток, в ряде случаев применяют двухканальные ОУ.

2.4.3. Двухканальные ОУ

Двухканальные усилители (рис. 2.32) имеют высокочастотный (УВЧ) и низкочастотный (УНЧ) каналы усиления с коэффициентами усиления K_1 и K_2 соответственно, схему суммирования и широкополосный усилитель с коэффициентом усиления K_3 .

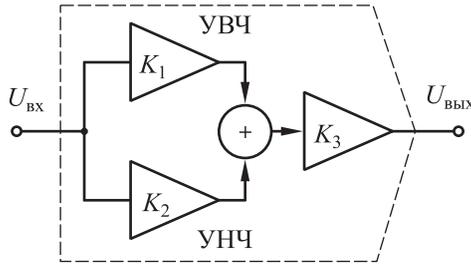


Рис. 2.32. Структура двухканального ОУ

Есть две основные модификации двухканального ОУ.

1. *Схема Гольдберга*, в которой для НЧ-области $K_1 \ll K_2$. Тогда

$$U_{\text{см}0} = \frac{U_{\text{ВЫХ}0}}{K_{\Sigma}} \approx \frac{(U_{\text{см}01}K_1 + U_{\text{см}02}K_2)K_3 + U_{\text{см}03}K_3}{K_2K_3} =$$

$$= \frac{U_{\text{см}01}K_1}{K_2} + U_{\text{см}02} + \frac{U_{\text{см}03}}{K_2}.$$

Как видим, такой двухканальный усилитель имеет пониженное $U_{\text{см}0}$, которое будет приближаться к $U_{\text{см}02}$. И если в качестве УНЧ использовать МДМ-усилитель, то получим прецизионный усилитель с расширенной полосой пропускания. Однако схема Гольдберга обладает неравномерной АЧХ, поскольку в низкочастотной области усиление пропорционально $K_{\Sigma} \approx K_2K_3$, а в высокочастотной — $K_{\Sigma} \approx K_1K_3$.

2. *Схема Баккерфильда*, в которой $K_1 \approx K_2 = K$. Аналогично предыдущему,

$$U_{\text{см}0} = \frac{U_{\text{ВЫХ}0}}{K_{\Sigma}} = U_{\text{см}01} + U_{\text{см}02} + \frac{U_{\text{см}03}}{K}.$$

В этой схеме выигрыш может быть только в случае, если усилитель K_1 сделать усилителем переменного тока и тем самым полностью устранить $U_{\text{см}01}$. Однако точно сопрячь частоты среза низкочастотного и высокочастотного каналов не удастся, поэтому и в схеме Баккерфильда АЧХ неравномерна.

Практическая реализация двухканального ОУ требует определенного схемотехнического искусства. Схема двухканального ОУ, в котором удается расширить полосу пропускания за счет введения второго канала, приведена на рис. 2.33.

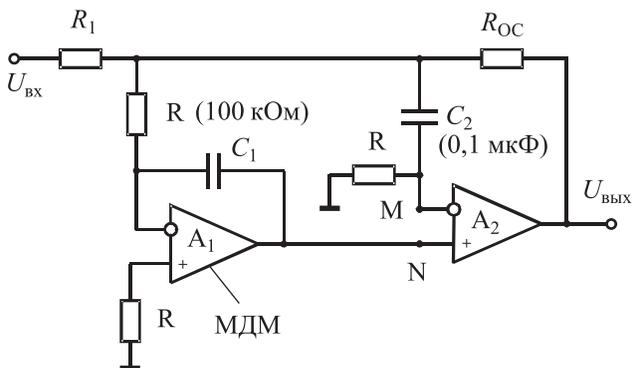


Рис. 2.33. Схема двухканального усилителя на двух ОУ

В схеме в качестве первого каскада (A_1) используется МДМ-усилитель в режиме интегратора тока. Второй каскад (A_2) — широкополосный усилитель, который усиливает сигнал как по неинвертирующему входу с выхода A_1 (по постоянному току), так и по переменному току через конденсатор C_2 .

В области низкой частоты эта схема может быть преобразована (с учетом разрыва в цепи C_2 по постоянному току) в соответствии с рис. 2.34. Следовательно, на постоянном токе напряжение смещения нуля $U_{см0}$ составит

$$U_{см0} = U_{см01} + \frac{U_{см02}}{K_1}.$$

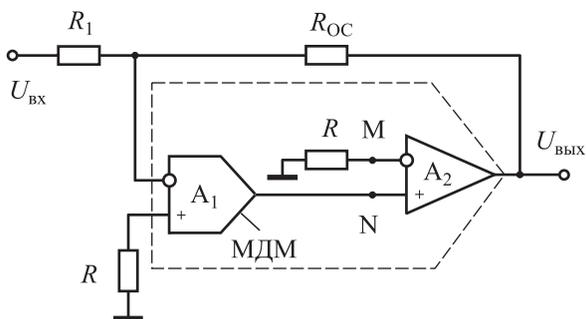


Рис. 2.34. Эквивалентная схема ОУ в области НЧ

Напротив, в области высоких частот интегратор не усиливает сигнал (из цепи A_1 сигнал не поступает), C_2 представляет собой короткозамкнутую цепь по переменному току (рис. 2.35), а полоса пропускания будет определяться полосой пропускания A_2 .

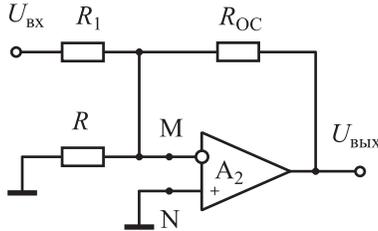


Рис. 2.35. Эквивалентная схема ОУ в области ВЧ

Сложность применения двухканальных ОУ заключается в том, что на практике не удастся точно сопрягать частоты среза низкочастотных и высокочастотных каналов, что может привести к неравномерности АЧХ (рис. 2.36).

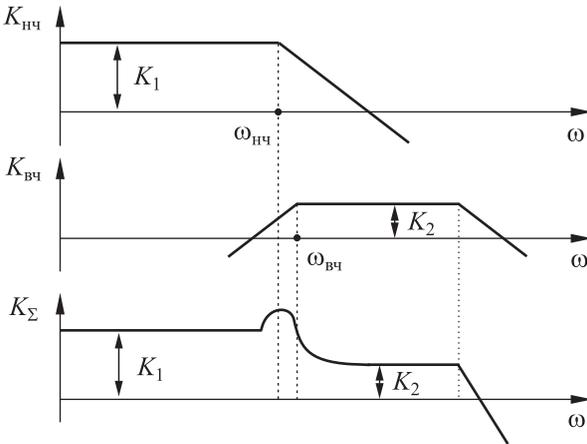


Рис. 2.36. Диаграммы Боде двух канального ОУ

В схеме рис. 2.33, например, $\omega_{нч} = 1/\tau_{нч} = 1/(RC_1K_1)$, $\omega_{вч} = 1/RC_2$. При $K_1 = 10$, $R = 100$ кОм, $C_1 = C_2 = 0,1$ мкФ имеем $\tau_{нч} = 100 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \times 10^{-6} \cdot 10 = 0,1$ с.

Необходимо также учитывать влияние высокоомных цепей смещения; например, дополнительное смещение от входного тока ОУ в 0,1 мкА на резисторе в 100 кОм составит 10 мВ. Общий недостаток двухканальных ОУ состоит в неравномерности АЧХ. Более совершенными являются схемы с периодической компенсацией дрейфа нуля (ПКД-усилители).

2.4.4. Усилители с периодической компенсацией дрейфа нуля (ПКД-усилители)

ПКД-усилители являются схемами с непосредственными связями. В работе ПКД-усилителей можно выделить два такта:

- 1) служебный такт, в течение которого схема выделяет и запоминает напряжение смещения нуля ОУ;
- 2) рабочий такт, в течение которого усиливается входной сигнал и одновременно осуществляется коррекция напряжения смещения нуля ОУ.

Для осуществления этих операций в простейшем случае в схему инвертирующего ОУ вводится дополнительная емкость C_0 и два синхронных ключа — SA_{1-1} и SA_{1-2} . Ключи коммутируются импульсами тактовой частоты f_k (рис. 2.37).

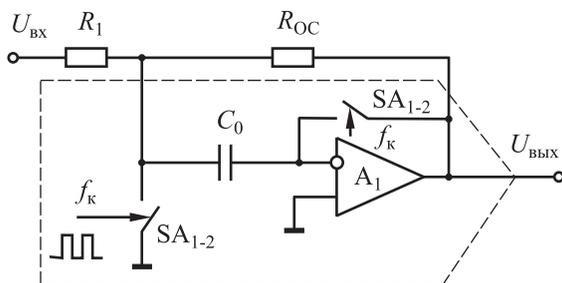


Рис. 2.37. Структура простейшего ПКД-усилителя

Когда ключи замкнуты, на емкости C_0 выделяется напряжение смещения нуля, а сигнал $U_{\text{вх}}$ не усиливается. При размыкании ключей накопленное на емкости C_0 напряжение смещения нуля ($U_{\text{см0}}$) оказывается включенным встречно с входным сигналом и вычитается из него, тем самым осуществляется периодическая оперативная коррекция $U_{\text{см0}}$. Период этой коррекции определяется периодом тактовой частоты f_k (рис. 2.38).

Простейшая схема ПКД-усилителя хорошо подходит для работы измерительных систем в многоканальном режиме, когда существуют моменты времени, в которые сигнал не передается на вход АЦП. Постоянная времени заряда емкости C_0 определяется как $\tau_3 = 2r_{\text{кЛ}}C_0$, где $r_{\text{кЛ}}$ — сопротивление ключей SA . Если δ_3 — относительная погрешность заряда емкости (установки $U_{\text{см0}}$), то при экспоненциальном характере заряда емкости C_0 длительность импульса $T_{\text{и}}$ составит:

$$T_{\text{и}} \geq \tau_3 \ln \frac{1}{\delta_3}.$$

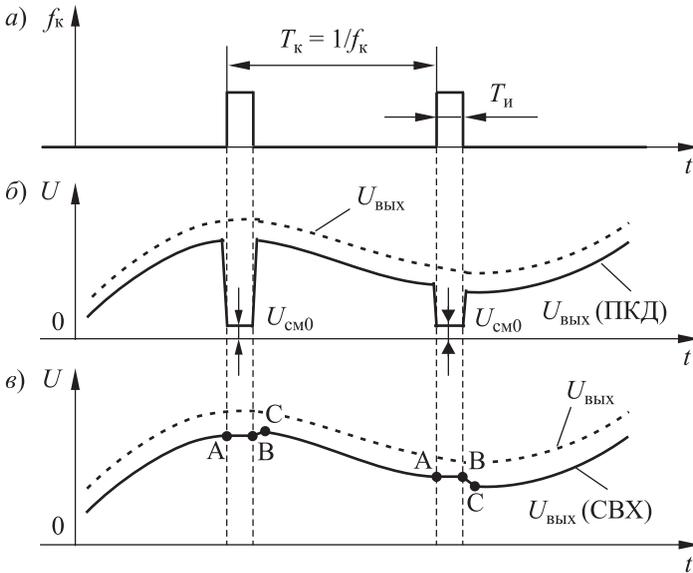


Рис. 2.38. Временные диаграммы для инвертирующего ПКД-усилителя

Пример: Для $r_{кл} = 100 \text{ Ом}$, $C_0 = 100 \text{ пФ}$, $\delta_3 = 0,1$ получим $T_n \leq 46 \text{ нс}$.

В режиме хранения $U_{см0}$ сигнал усиливается, а емкость C_0 медленно разряжается за счет паразитных токов согласно соотношению

$$\Delta U = \frac{1}{C_0} \int_0^{T_k - T_n} I_\Sigma dt \approx \frac{I_\Sigma}{C_0} T_k,$$

где I_Σ — все токи, которые разряжают конденсатор C_0 .

Задавая допустимой относительной величиной δ_p уменьшения напряжения при разряде емкости ($\Delta U_p = \delta_p U_{см0}$), получим:

$$T_k \leq \frac{C_0 \delta_p U_{см0}}{I_\Sigma}.$$

Пример: Для $I_\Sigma = 0,01 \text{ мкА}$, $\delta_p = 0,1$, $U_{см0} = 2 \text{ мВ}$ получим $T_k \leq 2 \text{ мкс}$ и, следовательно, скважность импульсов коммутации в рассмотренном примере будет не менее 40.

Таким образом, реально $T_k \gg T_n$ и в выходном сигнале будут наблюдаться лишь короткие просечки (см. рис. 2.38, б). Для того чтобы их убрать, выходной сигнал необходимо фильтровать, например, с помощью ФНЧ. Во многих случаях в качестве ФНЧ можно использо-

вать схему выборки и хранения (СВХ). Тогда усилитель будет состоять из последовательно включенных ПКД и СВХ (рис. 2.39).

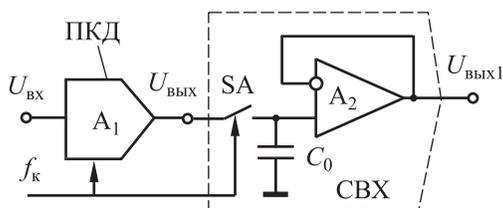


Рис. 2.39. Фильтрация просечек схемой СВХ

Классическая СВХ (см. рис. 2.39) содержит ключ SA, запоминающую емкость C_0 и буферный повторитель на A_2 . В работе такой схемы есть два этапа.

Этап 1 — выборка, когда ключ SA замыкается и выходное напряжение ПКД $U_{\text{вых}}$ запоминается на C_0 .

Этап 2 — хранение, когда ключ SA размыкается, но напряжение $U_{\text{вых}}$ продолжает поступать на выход повторителя. При этом C_0 медленно разряжается за счет паразитных токов утечки. Вид выходного сигнала показан на рис. 2.38, в. В этом случае справедливы все соотношения для заряда и разряда емкости, которые выводились ранее. СВХ благодаря свойству фильтровать синхронные импульсные помехи часто называют «идеальным» ФНЧ.

Время перехода из одного режима в другой называется *апертурным временем*. В течение апертурного времени t_A сохраняется неопределенность между временем достижения значения $U_{\text{вых1}}$ и моментом времени, к которому относится выборка, а выходной сигнал может измениться на величину $\Delta U_{\text{вых1}}$ за счет просачивания сигналов из цепи управления. Выбор номинала C_0 определяется компромиссом между величинами T_K и $T_{\text{и}}$, поскольку требования к этим величинам противоречивы. Например, в отечественной СВХ 1100СК2 при $T_K = 5$ мкс $t_A < 100$ нс, $\Delta U_{\text{вых1}} < 0,5$ мВ, $dU_{\text{вых1}}/dt < 0,2$ мВ/мкс.

Для высокоточных схем необходимо также учитывать явление диэлектрической адсорбции конденсаторов (так называемый «эффект памяти»). Лучшими свойствами обладают полистироловые и тефлоновые конденсаторы, которые при $T_K = 5$ мкс имеют погрешность на уровне $10^{-3}\%$.

Функциональная схема сверхпрецизионного ПКД-усилителя ОРА-404 приведена на рис. 2.40. Усилитель A_1 включен по схеме инвертора с фиксированным коэффициентом передачи равным 10, а A_2 — как интегратор. Когда ключи SA₁ и SA₂ находятся в положении 2, напряжение $U_{\text{см0}}$ выделяется на емкости C_0 и за счет ООС A_1

корректируется в «ноль». В противоположном положении ключей A_2 переводится в режим СВХ, а входной сигнал усиливается с коэффициентом $W = R_{OC}/R_1 = 10$.

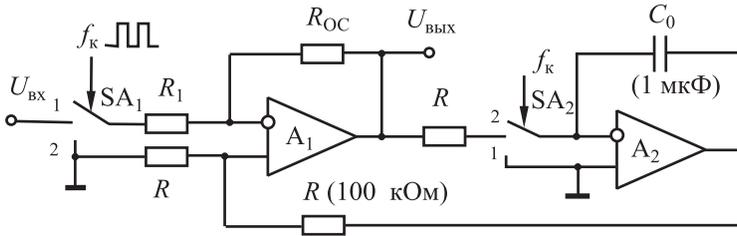


Рис. 2.40. Функциональная схема ПКД-усилителя ОРА-404

Параметры ОРА-404: $U_{см0} \leq 1$ мкВ; $TK(U_{см0}) \leq 0,05$ мкВ/°С; временной дрейф $U_{см0} \leq 1$ мкВ/сутки; постоянная времени интегратора 0,1 с, но время выхода на режим после подачи питания составляет несколько секунд.

Существуют еще более совершенные схемы широкополосных ПКД-усилителей, в которых просечки устраняются принципиально (рис. 2.41). При построении таких схем вновь используется идея двухканальности (см. п. 2.4.3). В основном канале находится широкополосный усилитель A_1 , который никогда не отключается от входа, а на усилителе A_2 реализуется канал коррекции. В работе схемы можно выделить два этапа.

Этап 1 — ключи SA находятся в первой позиции, на C_2 выделяется напряжение смещения нуля усилителя A_2 , и он корректируется в «ноль».

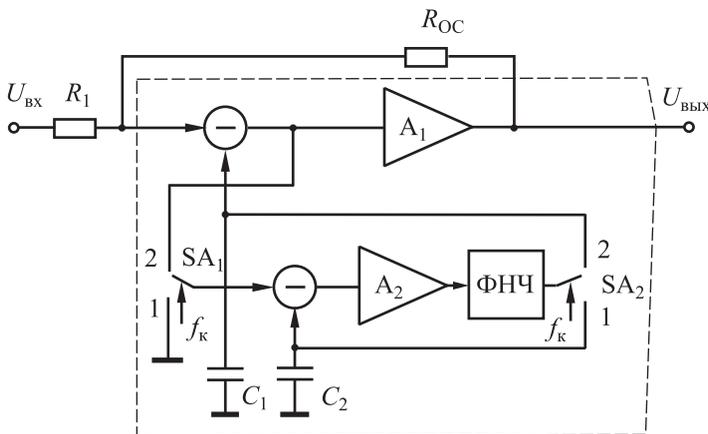


Рис. 2.41. Структура двухканального инвертирующего ПКД-усилителя

Этап 2 — ключи перебрасывается во вторую позицию, при этом ко входу усилителя A_2 оказывается приложенным напряжение смещения нуля первого ОУ и корректирующее напряжение смещения нуля A_2 . В результате на C_1 выделяется напряжение смещения нуля первого ОУ, которое скорректирует основной усилительный канал на A_1 .

Достоинство данного ПКД-усилителя — входной сигнал усиливается непрерывно, без просечек. По этой схеме разработаны сверхпрецизионные широкополосные ОУ, например отечественный ОУ 140УД24 с параметрами: $U_{см0} \leq 5$ мкВ; $TK(U_{см0}) \leq 0,05$ мкВ/°С; временной дрейф не более 100 мкВ/мес.; $I_{вх} \leq 10$ пА; КОСС ≥ 120 дБ; $\rho \geq 2$ В/мкс; $f_T \geq 0,8$ МГц; КВИП < 1 мкВ/В; $\Delta T = (-60 \div +125)^\circ\text{C}$.

Исторически сложилось, что двухканальные ПКД-усилители выпускаются по МОП-технологии, которая на настоящем этапе развития техники имеет худшие характеристики по постоянному току, чем биполярная технология. На рис. 2.42 приводятся некоторые характеристики ОУ 140УД24. Таким образом, параметры постоянного тока данного класса ОУ соответствуют сверхпрецизионным усилителям, а параметры переменного тока — усилителям широкого применения.

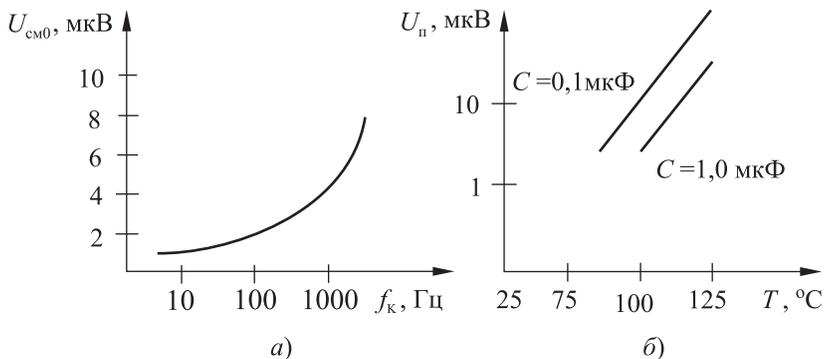


Рис. 2.42. Характеристики 140УД24: *а* — зависимость $U_{см0}$ от f_k ; *б* — зависимость напряжения пульсации $U_{п}$ от величины емкостей ОС и температуры

При применении ОУ такого класса для реализации их характеристик приходится применять некоторые конструктивные меры, в частности, так называемые токоулавливающие кольца, хорошую фильтрацию по цепям питания и т. п.

Для уменьшения влияния токов утечки (на частотах ниже 10 кГц оцениваются на уровне единиц и долей пикоампер) формируют токоулавливающие кольца (рис. 2.43), которые соединяются с низкоимпедансной точкой (землей) схемы, имеющей потенциал, близкий к потенциалу входов ОУ (так называемая эквипотенциальная защита

входных цепей). Дополнительная фильтрация импульсных помех по цепям питания путем установки керамических конденсаторов C_Φ непосредственно на ножки микросхем обусловлена существенной частотной зависимостью КВИП (уже на частоте 50 Гц КВИП увеличивается на 20%).

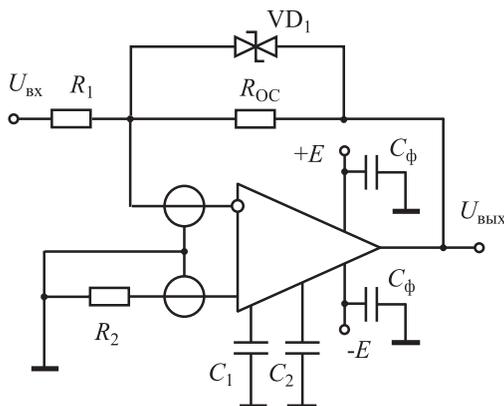


Рис. 2.43. Схема включения двухканального ПКД с токоулавливающими кольцами

Тем не менее при применении ПКД-усилителей следует учитывать их общий недостаток — повышенный уровень помех, связанный с работой коммутационных схем, и возможность появления сигналов паразитных гармоник и субгармоник коммутационной частоты f_k в выходном сигнале. Впрочем, это не вызывает особых проблем и приводит лишь к необходимости лучшей фильтрации выходного сигнала и цепей питания. В настоящее время выпускаются ПКД-усилители с пониженным уровнем коммутационного шума и встроенными конденсаторами C_1, C_2 (ISL7652, MAX430, AD8571 и др.). Для уменьшения уровня коммутационного шума в некоторых моделях частоту коммутации меняют по псевдослучайному закону, например, в ОУ MAX4238 диапазон изменения коммутационной частоты составляет 10÷15 кГц.

Второй существенный недостаток двухканальных ПКД-усилителей — это катастрофические характеристики по насыщению. Дело в том, что корректирующий НЧ-канал действует как система с полной обратной связью. В том случае если выход попадает по какой-нибудь причине в насыщение (например, при включении питания), то на входе возникает большой дифференциальный сигнал, который и усилитель A_2 «загонит» в насыщение. Выход из насыщения происходит достаточно медленно — несколько секунд. Избежать подобного развития событий можно, например, установкой двусторонних стабилитронов VD в цепь ОС (см. рис. 2.43).

Некоторые зарубежные фирмы, например National Semiconductor (США), стали выпускать чипы автоподстройки нуля ОУ D_1 , которые включаются на входе любого широкополосного или мощного ОУ D_2 с посредственными характеристиками по постоянному току (рис. 2.44). При этом аддитивная погрешность исходного ОУ уменьшается на два-три порядка. Такой подход чрезвычайно эффективен и позволяет сравнительно просто модернизировать ранее разработанную аппаратуру.

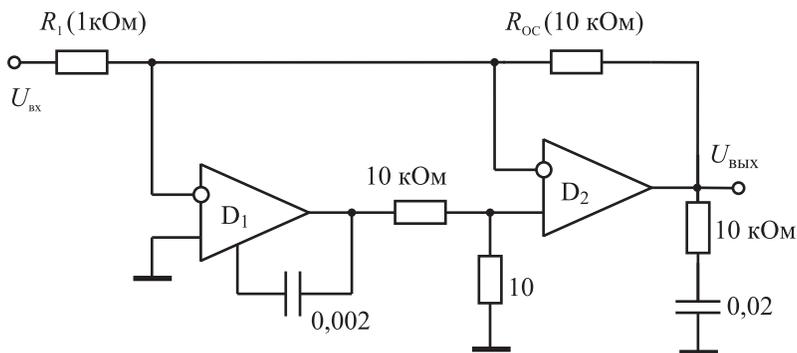


Рис. 2.44. Включение чипа коррекции 1MC669 (D_1) фирмы National Semiconductor с мощным усилителем Lm505 (D_2)

Развитие технологий микроэлектроники привело к дальнейшему усовершенствованию ПКД-ОУ. На рисунке 2.45 приведена структура дифференциального ПКД-ОУ с аналого-цифровой схемой коррекции напряжения смещения нуля. Для этого в схему дополнительно встраиваются ключи SA_1 и SA_2 и схема коррекции, состоящая из малоразрядных АЦП, ЦАП и цифрового регистра (RG). Ключи работают в противофазе. При замыкании SA_1 на выходе D_2 выделяется $U_{см0}$, которое преобразуется в код, запоминается в регистре и преобразуется с помощью ЦАП в напряжение коррекции U_k .

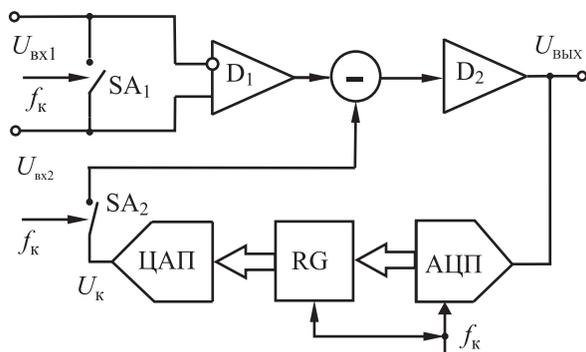


Рис. 2.45. Структура ПКД-усилителя с аналого-цифровой схемой коррекции

Поскольку в такой схеме время хранения $U_{см0}$ уже не лимитируется разрядом запоминающей емкости, то скажность импульсов f_k может быть существенно увеличена, а коммутационный шум уменьшен.

В таблице 2.4 приводятся основные параметры прецизионных и сверхпрецизионных ОУ.

2.4.5. Программируемые ОУ

Упрощенное понимание функций программируемых ОУ (ПОУ) включает:

- дискретное изменение коэффициента передачи за счет коммутации VT_1 по десятичному или двоичному закону;
- включение или выключение высокоимпедансного состояния на выходе ОУ для снижения энергопотребления;
- подключение коммутатора на входе/выходе ОУ в многоканальных усилителях, АЦП/ЦАП и т. п.

На самом деле идея ПОУ состоит в том, чтобы дать разработчику возможность перестроить внутренние характеристики ОУ под конкретное применение, т. е. чтобы оптимизировать характеристики для конкретных условий.

Обычно ОУ широкого применения представляют собой компромисс характеристик по постоянному и переменному току. Улучшение одних характеристик, как правило, ухудшает другие. Рассмотрим простейший дифференциальный каскад (рис. 2.46) на согласованной дифпаре VT_1-VT_2 . Как известно, режим работы дифкаскада зависит от тока $I_{к2} = I_+$, в частности:

$$S = I_0 / (4\phi_T); K_0 \sim I_0; I_{потр}, P \sim 1/I_0;$$

$$I_{вх}, \rho \sim I_0; r_{вх} = 4\beta\phi_T / I_0 \sim 1/I_0;$$

$$I_{шума} \sim \sqrt{I_0}; U \sim 1/\sqrt{I_0}.$$

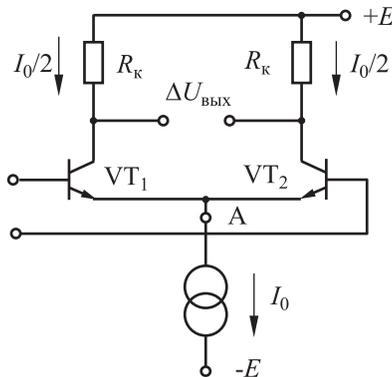


Рис. 2.46. Биполярный дифкаскад

Таблица 2.4

Основные параметры прецизионных и сверхпрецизионных ОУ

Модель ОУ/ Аналог	Напряжение $U_{см0}$, мкВ	ТК $U_{см0}$, мкВ/°С	Коэффициент усиления, В/мВ	КОСС, дБ	Входной ток, нА	Входное сопротивление, МОм	Частота единичного усиления, МГц	Крутизна, В/мкс	Спектральная плотность шума, нВ/Гц ^{0,5}	Напряжение питания, В	Ток потребления, мА	Максимальный ток нагрузки, мА	Примечание
140УД17	25	0,6		110			0,25						
К544УД12	10	0,1	300	130	2	30	0,4	0,1		5,5÷18	4,5	10	
OPА77	10	0,1		110									
140УД13	10	0,5	0,01	90	0,5	50	0,006			12±18	2		МДМ
1417УД13													
140УД21/ НА2900	70	0,6	1000	120	1	10	1	2,5		12±20	5		ПКД МОП
140УД24	5	0,05	1000	120	0,01	10	1	2,5		2,5÷8	3,5	5	ПКД МОП
ISL76500	2						2		10		2		
140УД25	30	0,6		114	40		3	1,7	5,5		4,7		
140УД26	30	0,6	1000	114	40	1	20	11	5,5	4±18	4,7		Малозумящий
OP27/37	10	0,2		126	20		8/63	8/63	3,8		5		
МАХ400	10	–	500	120	2	60	0,6	0,3		3±18	–	5	
НА5127А	10	0,2	1000	126	7	6	8,5	10	3	5±20	3,51		Ультранизкий шум
ICL7652	5	–	1000	120	1	–	0,45	0,6		2,5÷8	5		ПКД
ICL7650S	7	–	10 ⁴	140	4	–	2	2,5		2,5÷8	2		ПКД
OP177	10	0,03	5000	130	1,5	40	0,6	0,3		3±18	1,6	10	Сверхточный
LT1677	60	0,2	4000	109	20	2	7,2	2,5	3,2	3±18	1,6		Ультранизкий шум
LMC6001	350	–	500	75	25 фА	>1 ТОМ	1,3	1,5		5±15	0,75	20	Сверхнизкий $I_{вх}$
AD797	40	–	5000	114	0,9 мкА	75 КОМ	20	12,7	1,2	5±18	10,5	20	Сверхмалый шум

Примечание. AD, OP — Analog Devices, NS — National Semiconductor, DS — Dallas Semiconductor, MX — Maxim, HA — Harris Semiconductor, ISL — Intersil Inc., LMC — Linear Technology Corp.

Следовательно, управляя током I_0 , можно в достаточно широких пределах перестраивать характеристики ОУ. Подобная идея и была реализована в первом отечественном ПОУ 140УД12. Для этого в ОУ выводится наружу точка А, и I_0 задается различными способами, в простейшем случае с помощью диода VD и резистора R_1 (рис. 2.47). Подбирая резистор R_1 , переставляем ток I_0 и характеристики ОУ. Диод VD используется в качестве защиты от переплюсовки питания. Более качественные источники управляющего тока I_0 можно сформировать на эмиттерном (VT_1) и истоковом (VT_2) повторителях (см. рис. 2.47).

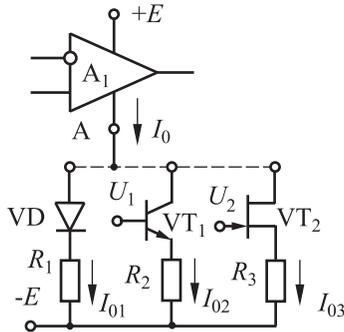


Рис. 2.47. Способы задания I_0

В таблице 2.5 приводятся характеристики ПОУ 140УД12 в двух режимах, отличающихся током I_0 и напряжением питания E .

Таблица 2.5

Характеристики ПОУ 140УД12

$E, В$ $I_0, мкА$	$K_{диф}$	$R_{вх},$ МОм	$R_{вых},$ кОм	ТК($U_{см0}$), мкВ/°С	$U_{см0}, мВ$	$\rho, В/мкс$
$E = \pm 3$ $I = 1,5$	$> 5 \cdot 10^4$	≥ 50	≤ 5	≤ 3	≤ 5	$\geq 0,08$
$E = 15$ $I = 15$	$> 10^5$	≥ 5	≤ 1	≤ 50	≤ 5	$\geq 0,8$

Применение ПОУ позволяет:

- 1) существенно уменьшить номенклатуру применяемых ОУ при построении аппаратуры;
- 2) минимизировать шумовые составляющие в выходном сигнале путем согласования $R_{вх}$ ОУ с $R_{вых}$ датчика (см. п. 2.6);
- 3) создавать схемы с уникальными характеристиками.

Для примера рассмотрим СВХ на ПОУ (рис. 2.48).

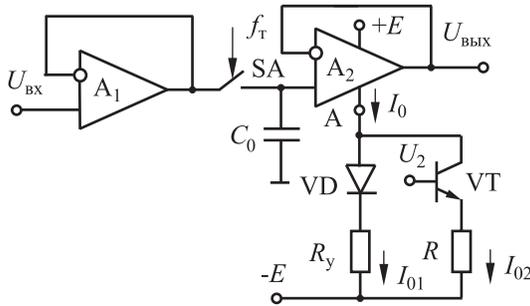


Рис. 2.48. Структура СВХ на ПОУ

На A_1 реализуется входной буфер, который развязывает вход/выход и обеспечивает быстрый заряд C_0 в режиме выборки (ключ SA — замкнут). Во время выборки также включен транзистор VT и за счет I_{02} возрастает I_0 . При этом A_2 имеет максимальное быстродействие, т. е. $U_{\text{вых}}$ на A_2 устанавливается с максимально возможной скоростью и, следовательно, режим выборки осуществляется за минимально возможное время.

В режиме хранения в ОУ ключ SA и транзистор VT размыкаются ($I_0 = I_{01}$), возрастает $R_{\text{вх}}$, уменьшается $I_{\text{вх}}$ и обеспечивается качественное хранение выбранного напряжения. Таким образом, в режиме

- 1) выборки: $I_0 = I_{01} + I_{02} \approx I_{02}$ ($I_{02} \gg I_{01}$);
- 2) хранения: $I_0 = I_{01} = I_{01\text{min}}$.

Серии микросхем, в составе которых есть ПОУ: 1032, 1401, 1407, 5005, 153.

2.4.6. Токоразностные ОУ (усилители Нортон)

Токоразностные усилители (ТОУ) спроектированы специально для однополярного питания и используются в основном для усиления сигналов переменного тока. В отличие от классических ОУ они усиливают не дифференциальную разность напряжений, а разность входных токов.

ТОУ (рис. 2.49) имеет два токовых входа: (I_- , I_+) с дифференциальной парой транзисторов VT_1 , VT_2 , включенных по схеме токового зеркала.

Следовательно, транзисторы находятся в одинаковом режиме и $I_{\text{к2}} = I_+$. Тогда в обозначениях рис. 2.49:

$$I_{\text{БЗ}} = I_- - I_{\text{к2}} = I_- - I_+ = \Delta I_{\text{вх}},$$

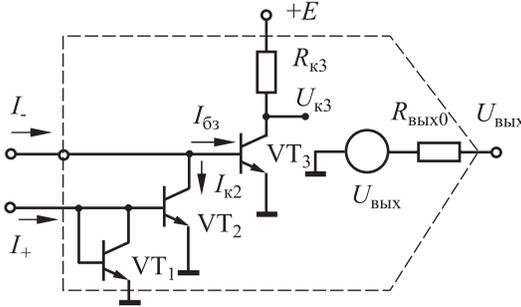


Рис. 2.49. Входные каскады ТОУ

$$\Delta U_{к3} = \Delta I_{вх} \beta R_{к},$$

$$U_{вых} = m \Delta U_{к3} = m \Delta I_{вх} \beta R_{к},$$

где m — коэффициент передачи промежуточных каскадов ОУ, β — коэффициент передачи тока базы транзистора. Таким образом, усиливается разность входных токов $\Delta I_{вх}$. Часто I_+ называют зеркальным током: $I_+ = I_3$. Условное обозначение ТОУ приведено на рис. 2.50. Этот усилитель схемотехнически проще, чем классические, следовательно, степень интеграции у него выше, а стоимость ниже. Серийные ТОУ содержат четыре ОУ в одном корпусе. Однако эти ОУ, повторим, имеют усеченные технические возможности и применяются в основном в цепях переменного тока.

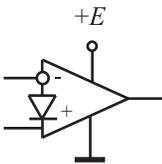


Рис. 2.50. Условное обозначение ТОУ

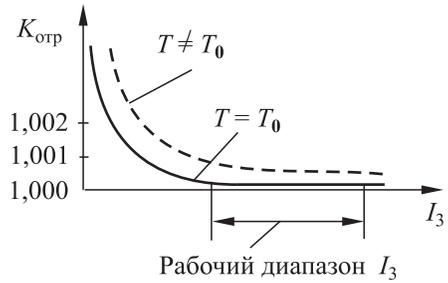


Рис. 2.51. Зависимость коэффициента отражения от режима

При построении схемы на ТОУ необходимо учитывать следующие его особенности.

1. Зависимость коэффициента отражения токового зеркала $K_{отр}$ от режима и температуры (рис. 2.51). Для простого токового зеркала $K_{отр} = I_{к2}/I_3 = \beta I_6 / ((\beta + 2) I_6) \approx 1 - 2/\beta$, и транзисторы следует выбирать с тонкой базой (у так называемых супер- β транзисторов величина β

достигает нескольких тысяч). В случае применения сложных токовых зеркал $K_{отр} \approx 1 - 2/\beta^2$ и требования к транзисторам могут быть снижены.

2. Необходимость обеспечивать режим работы входных каскадов по постоянному току.

3. Наличие на входе ТОО напряжения $U_{бэ}$. Это равносильно тому, что входные каскады всегда работают под небольшим синфазным сигналом ($\sim 0,7$ В) и, следовательно, имеют меньшую точность.

Вследствие рассмотренных причин электрические параметры ТОО по постоянному току несколько хуже, чем у классических ОУ. Типичные параметры серийных ТОО:

$$K_0 > 3 \cdot 10^4, I_3 \approx (10 \div 100) \text{ мкА}, f_T \approx (2,5 \div 3,5) \text{ МГц},$$

$$U_{см0} \approx (5 \div 10) \text{ мВ}, E = (3 \div 30) \text{ В}.$$

В основном ТОО используется как инвертирующий усилитель по переменному току (рис. 2.52). В инвертирующем включении ТОО любое приращение входного тока во входной цепи может компенсироваться только по цепи ОС, т. е.

$$\Delta I_{вх} = \Delta I_{ос},$$

$$\Delta U_{вых} = \Delta I_{ос} \cdot R_{ос},$$

$$\Delta U_{вх} = \Delta I_{вх} \cdot R_1.$$

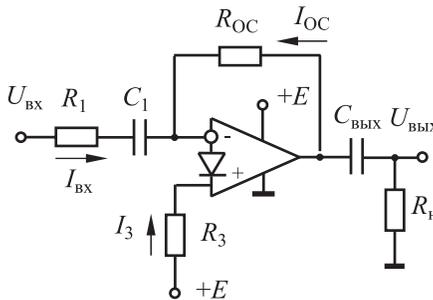


Рис. 2.52. Инвертирующее включение ТОО

Следовательно, коэффициент передачи такой схемы в полосе пропускания совпадает с классическим выражением:

$$W = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = -\frac{R_{ос}}{R_1}.$$

Режим работы входных каскадов ТОО задается зеркальным током $I_3 = (E - U_{бэ})/R_3$. Для того чтобы посчитать ток I_{OC} , необходимо задать рабочую точку выходного каскада. В большинстве случаев рабочая точка выходного каскада для обеспечения максимального динамического диапазона по выходу ($\pm E/2$) задается в середине диапазона питания: $U_{вых} = E/2$. Тогда

$$I_{OC} = \frac{U_{вых0} - U_{бэ}}{R_{OC}} = \frac{E/2 - U_{бэ}}{R_{OC}}.$$

Учитывая приведенные соотношения, получим: $R_{OC} \approx 0,5R_3$.

Пример: Рассчитать все компоненты инвертирующей схемы ТОО при $E = +5$ В, $R_H = 10$ кОм, $|W| = 20$, $f_H \geq 100$ Гц. Рекомендуемый по паспорту ТОО зеркальный ток $I_3 = 5 \div 100$ мкА.

Рассмотрим методику расчета:

1) с учетом рис. 2.51 и нагрузочной способности предыдущего каскада задается зеркальным током, например, $I_3 = 10$ мкА;

2) рассчитываем $R_3 = \frac{E - U_{бэ}}{I_3} = \frac{5 - 0,7}{10 \cdot 10^{-6}} = 430$ кОм;

3) при $U_{вых0} = E/2$ рассчитываем

$$R_{OC} = \frac{U_{вых0} - U_{бэ}}{I_3} = \frac{2,5 - 0,7}{10 \cdot 10^{-6}} = 180 \text{ кОм};$$

4) находим $R_1 = \frac{R_{OC}}{W} = \frac{180}{20} = 9,0$ кОм;

5) расчет разделительных емкостей для входной цепи

$\tau_1 = C_1 R_1 = 1/2\pi f_H$, где f_H — нижняя частота в спектре сигнала, откуда

$$C_1 > \frac{1}{2\pi f_H R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 9 \cdot 10^3} \approx 0,15 \text{ мкФ};$$

6) аналогично для выходной цепи $\tau_2 = C_H R_H > 1/2\pi f_H$ и так как $R_H \approx R_1$, получаем $C_H \approx 0,15$ мкФ.

Помимо инвертирующей схемы ТОО может использоваться и как неинвертирующий усилитель (рис. 2.53).

Как и в предыдущей схеме, если рабочая точка по выходу $U_{вых0} = E/2$, а рабочая точка по входу $I_3 = (E - U_{бэ})/R_3$, то в схеме $I_3 = I_{OC}$, $R_{OC} \approx 0,5R_3$, $\Delta U_{вх} = \Delta I_{вх} R_1$. Приращение $\Delta I_{вх}$ компенсируется по цепи ОС, следовательно, $\Delta U_{вых} = \Delta I_{OC} R_{OC} = \Delta U_{вх} / R_1$. Учитывая вышеприведенные соотношения, получаем:

$$W = R_{OC} / R_1.$$

Как видим, коэффициент усиления в неинвертирующей схеме ТОО принципиально отличается от классического варианта.

Упражнение. Нарисовать и рассчитать схему дифференциально-го включения ТОО.

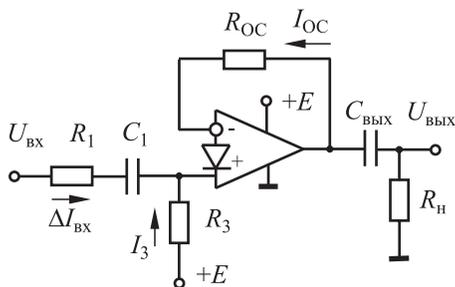


Рис. 2.53. Неинвертирующее включение ТОУ

Как известно, фильтрация является одной из базовых операций при обработке сигналов, где ТОУ с успехом используются при построении звеньев АРС-фильтров. Методы построения АРС-фильтров чрезвычайно многообразны, каждый из них имеет плюсы и минусы. Например, популярные АРС-фильтры 2-го порядка с многопетлевой ОС, а также и другие фильтры на одном ОУ не позволяют реализовать добротность больше 10 при $K_0 < 80$ дБ. При этом коэффициенты чувствительности к изменению параметров элементов оказываются достаточно большими.

С этой точки зрения предпочитают АРС-фильтры на основе метода переменных состояний. В таком фильтре (рис. 2.54) дифференциальное уравнение 2-го порядка решается на интеграторах методом понижения порядка производных.

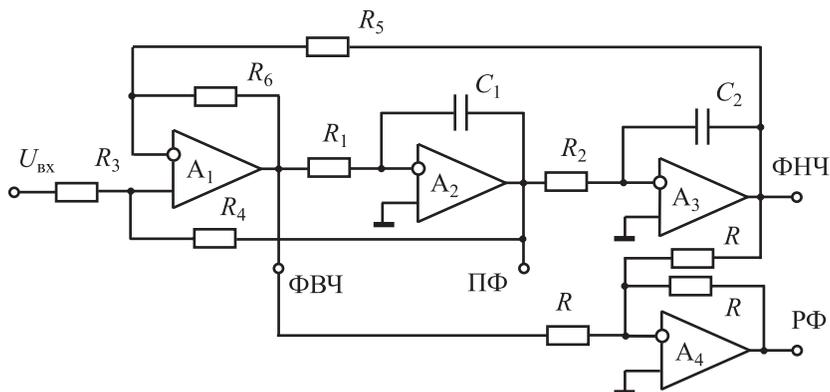


Рис. 2.54. Универсальный АРС-фильтр 2-го порядка, построенный на основе метода переменных состояний

Минимальная конфигурация АРС-фильтра 2-го порядка содержит уже три ОУ: A_1 – A_3 . Два из них работают в режиме интеграторов. Такой фильтр является универсальным звеном 2-го порядка и имеет соответственно выходы ФВЧ, ПФ (полосовой фильтр) и ФНЧ. При

добавлении A_4 может быть реализован режекторный фильтр (РЖ) или фильтр-пробка на частоте ω_0 . Резонансная частота ω_0 и добротность Q фильтра рассчитываются по формулам

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_6}{R_5} \cdot \frac{1}{\tau_1 \tau_2}}, \quad Q = \frac{1 + R_6/R_5}{1 + R_4/R_3} \sqrt{\frac{R_5}{R_6} \cdot \frac{\tau_1}{\tau_2}},$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$. Обычно в схеме $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$, $R_5 = R_6$, $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ и тогда справедливы достаточно простые соотношения:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \tau_2}} = \frac{1}{\tau}, \quad Q = \frac{2}{1 + R_4/R_3}.$$

Как видим, в данном фильтре может осуществляться независимая настройка ω_0 и Q .

Фильтры на основе метода переменных состояний широко применяются благодаря устойчивости, легкости регулировки и низкой чувствительности к изменению параметров резисторов и конденсаторов. Коэффициент чувствительности для любого элемента схемы не превышает 0,5 при невысоких требованиях к K_0 . Наравне с так называемыми биквадратными фильтрами, реализуемыми также на трех ОУ, это наиболее удачные схемы для реализации АРС-фильтров с добротностью $Q \approx 50 \div 100$. Они выпускаются в виде ИМС со всеми встроенными элементами и связями за исключением сопротивлений $R_1 = R_2$, R_3 и R_4 .

ТОУ также можно использовать для построения компараторов прямого усиления и схем согласования (рис. 2.55, а). Момент переброса компаратора ($U_{\text{пор}}$ на рис. 2.55, б) определяется, когда знак $\Delta I_{\text{вх}}$ ($\text{sign} \Delta I_{\text{вх}} = \text{sign}(I_- - I_+)$) меняется на противоположный, т. е. моменту переброса соответствует равенство

$$\Delta I_{\text{вх}} = I_3 - I_{\text{вх}} = 0.$$

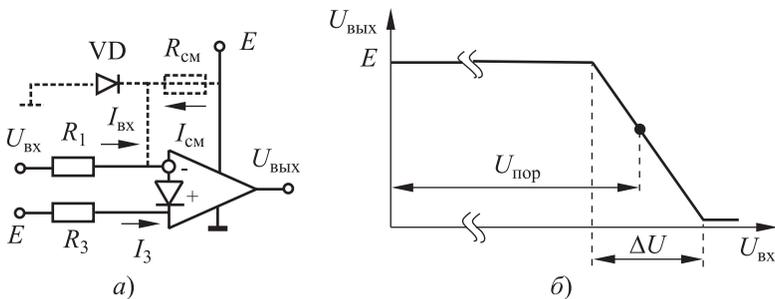


Рис. 2.55. Компаратор прямого усиления на ТОУ:

а — функциональная схема; б — передаточная характеристика

Выражая I_3 и $I_{\text{вх}}$ через параметры схемы, имеем

$$\frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}}}{R_1} = \frac{E - U_{\text{бэ}}}{R_3};$$

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{вх}} = \frac{R_1}{R_3}(E - U_{\text{бэ}}) + U_{\text{бэ}}.$$

Ширина переходной области на передаточной характеристике зависит от коэффициента усиления ТООУ K_0 и очень мала: при $K_0 = 2 \cdot 10^4$ имеем $\Delta U = E/K_0 = 0,25$ мВ.

В рассмотренной схеме входной сигнал должен быть положительным. Если необходимо работать с разнополярными входными сигналами, например, гармоническими, то вводят дополнительные цепи смещения $R_{\text{см}}$ (см. рис. 2.55). Эти цепи обеспечат возможность работы с входными сигналами отрицательной полярности с некоторыми ограничениями: напряжение на инвертирующем входе не должно падать менее 0,7 В, чтобы входные транзисторы ТООУ работали в активной области.

Кроме компараторов прямого усиления на ТООУ также может быть реализован и компаратор с петлей гистерезиса (триггер Шмитта). Для этого вводится положительная обратная связь (рис. 2.56, а).

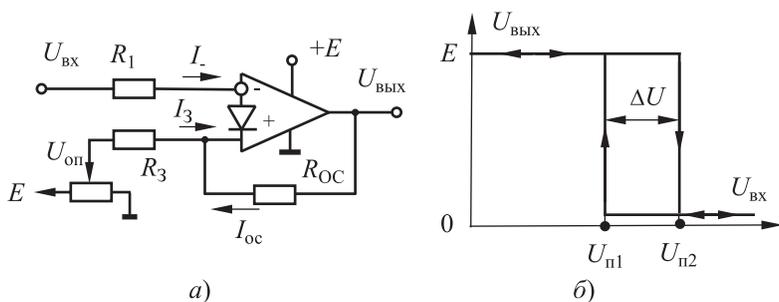


Рис. 2.56. Триггер Шмитта на ТООУ: а — функциональная схема; б — передаточная характеристика

Компаратор, как и любая схема с положительной ОС, как известно, может находиться в двух устойчивых состояниях, соответствующих логическому «0» или логической «1» ($U_{\text{ВЫХ}} = 0 \div + E$). Момент переброса компаратора определяется моментом смены знака разности входных токов ТООУ: $\text{sign}(\Delta I_{\text{вх}}) = \text{sign}(I_- - I_+)$. Из условия баланса входных токов, пренебрегая падением напряжения на база-эмиттерных переходах входных транзисторов ТООУ, имеем

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = \frac{U_{\text{оп}}}{R_3} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ОС}}}.$$

Таким образом, схема имеет два порога срабатывания $U_{п1}$ и $U_{п2}$, соответствующих различному состоянию на выходе (рис. 2.56, б). Подставляя в уравнение баланса соответствующее значение $U_{вых}$, получаем

$$U_{п1} = \frac{R_1 U_{оп}}{R_3} + \frac{R_1 E}{R_{OC}}; \quad U_{п2} = \frac{R_1 U_{оп}}{R_3}; \quad \Delta U = \frac{R_1 E}{R_{OC}}.$$

Триггер Шмитта используется для повышения помехозащищенности и устранения так называемого «дребезга» в выходных сигналах, когда во входных сигналах присутствует сигнал помехи (рис. 2.57).

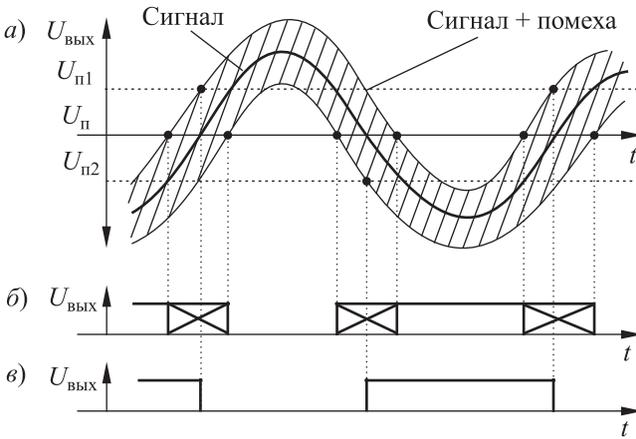


Рис. 2.57. Подавление помех триггером Шмитта: а — входные сигналы; б — выход компаратора прямого усиления; в — выход триггера Шмитта

Часто ТОУ используются в схемах согласования уровней между различными сериями логических элементов, например между ТТЛ- и МОП-сериями элементов (рис. 2.58).

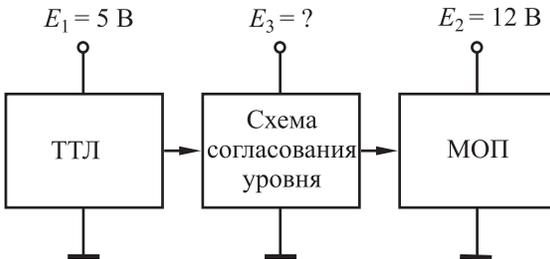


Рис. 2.58. Применение ТОУ для согласования различных серий цифровых микросхем

При расчете схемы согласования необходимо задаться «зеркальным» током ТОО, напряжением питания E_3 и порогом срабатывания компаратора (или порогом срабатывания при использовании триггера Шмитта). Очевидно, что в данном случае $E_3 = E_2$, а порог срабатывания схемы согласования должен соответствовать порогу срабатывания ТТЛ (около 1,5 В).

Упражнение. Рассчитать схему согласования МОП-ТТЛ для $E_1 = 9$ В при амплитуде помехи в 100 мВ.

В заключение отметим, что при использовании ТОО в качестве схем согласования уровней цифровых серий ИМС необходимо учитывать их сравнительно невысокое быстродействие — задержка распространения находится на уровне $0,1 \div 0,5$ мкс.

2.4.7. Изолирующие ОУ

Изолирующие ОУ применяются для гальванической развязки между схемами, имеющими различные уровни заземления, например между датчиком и схемой обработки информации (рис. 2.59), где напряжение E_c может достигать нескольких сотен и тысяч вольт и приложено к изолирующему барьеру. Применение изолирующих ОУ обязательно в медицинской аппаратуре.

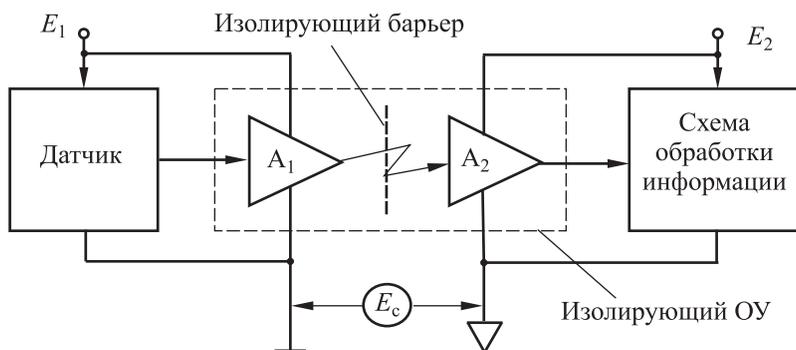


Рис. 2.59. Структура и схема подключения изолирующего ОУ

Обычно используют три типа гальванической развязки:

- 1) трансформаторную;
- 2) оптоэлектронную;
- 3) емкостную.

В наиболее точных изолирующих ОУ используют трансформаторную развязку и *трансформаторный изолирующий ОУ*. Такие усилители содержат два канала: информационный и энергетический (рис. 2.60). Информационный канал строится по схеме МДМ-усилителя и содержит входной дифусилитель A_1 , модулятор (Мод.), изоли-

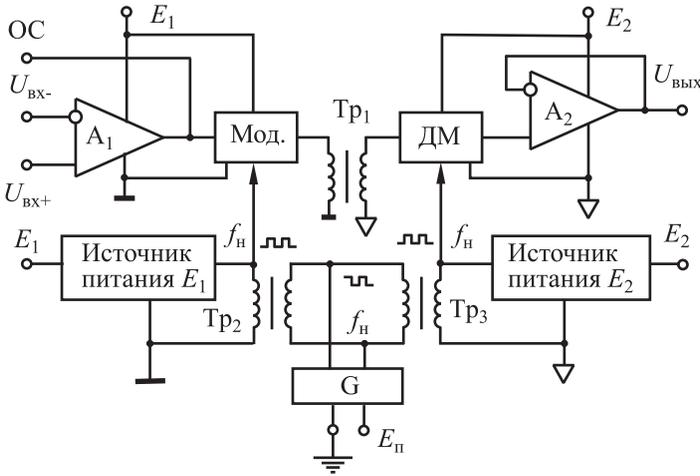


Рис. 2.60. Трансформаторный трехпортовый изолирующий ОУ

рующей импульсный трансформатор $Тр_1$, демодулятор (ДМ) и выходной буферный повторитель на A_2 . Энергетический канал может быть двухпортовым и трехпортовым.

Рассмотрим трехпортовый энергетический канал, в котором силовой источник питания E_n изолирован от входных цепей датчика и схемы обработки информации с помощью малогабаритных импульсных трансформаторов $Тр_2$ и $Тр_3$.

Импульсный генератор (G) служит для создания несущей частоты f_n . Эта же частота f_n с обмоток трансформаторов $Тр_2$ и $Тр_3$ используется для синхронной модуляции и демодуляции информационного сигнала. Блок питания E_1 , включающий выпрямитель, стабилизатор и ФНЧ (на рис. 2.60 не показаны), служит для запитки усилителя A_1 , модулятора (Мод.) и датчика. Блок питания E_2 служит для запитки A_2 , демодулятора (ДМ) и схемы обработки информации.

Полоса пропускания МДМ-ОУ обычно много меньше, чем несущая частота ($f_{\text{верх}} \ll f_n$). В свою очередь, несущая частота сверху ограничивается свойствами импульсных трансформаторов. Реально $f_n = 20 \div 100$ кГц, следовательно, полоса пропускания определяется несущей частотой и составляет $f_{\text{верх}} = 4 \div 20$ кГц.

В силу того, что импульсные трансформаторы являются точными изделиями, такие усилители являются гибридными схемами, имеют достаточно большие размеры корпусов ($50 \times 15 \times 6$ мм) и дороги. Типичные параметры гибридных изолирующих ОУ (AD202, AD215): пробивное напряжение $U_{\text{проб}} \geq 1,5 \div 3$ кВ; коэффициент нелинейных искажений $K_{\text{ни}} < 0,05\%$; температурный диапазон $\Delta T = -40 \div +85$ °С; коэффициент передачи $K = 1 \div 100$; потребляемая мощность $P = 25 \div 75$ мВт; $R_{\text{вх}} \geq 10^{12}$ Ом.

В последнее время разработаны технологии изготовления недорогих печатных трансформаторов на основе многослойных печатных плат, в которых концентрические проводники переходят из слоя в слой и служат обмотками трансформаторов. В платах имеются сквозные отверстия для установки и закрепления магнитных сердечников. В отличие от традиционных моточных изделий такие трансформаторы имеют ряд преимуществ:

- высокую технологичность и низкую стоимость;
- отсутствие каркаса;
- малые габариты и вес;
- высокое сопротивление изоляции;
- хороший теплоотвод.

Изолирующие усилители с оптоэлектрической развязкой

Такие усилители более технологичны, чем трансформаторные. Простейшая оптоэлектронная развязка между датчиком и схемой обработки информации может осуществляться с помощью оптопары «светодиод–фотодиод», «светодиод–фоторезистор» и т. п. (рис. 2.61).

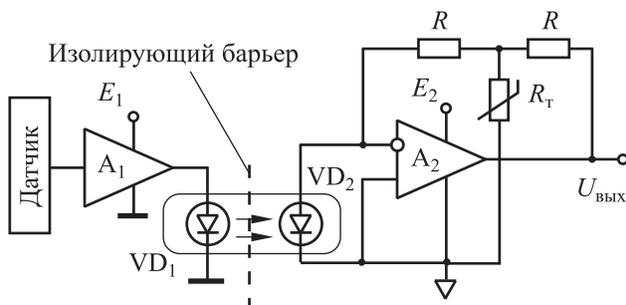


Рис. 2.61. Гальваническая развязка на диодной оптопаре

Однако такая схема в измерительных устройствах практически никогда не используется в силу того, что коэффициент передачи оптопары в сильной степени зависит от температуры. Например, коэффициент передачи оптопары «светодиод–фотодиод» в промышленном диапазоне температур меняется на десятки процентов. В лучших схемах с термокомпенсацией, например при установке терморезистора R_T в ОС ОУ, нестабильность коэффициента передачи может быть снижена только до нескольких процентов, что недостаточно для большинства измерений.

Проблему позволяет решить применение дифференциальной диодной оптопары (рис. 2.62), состоящей из одного светодиода VD_3 и двух согласованных фотодиодов VD_1 и VD_2 , причем фотодиод VD_1 включен в ОС усилителя A_1 .

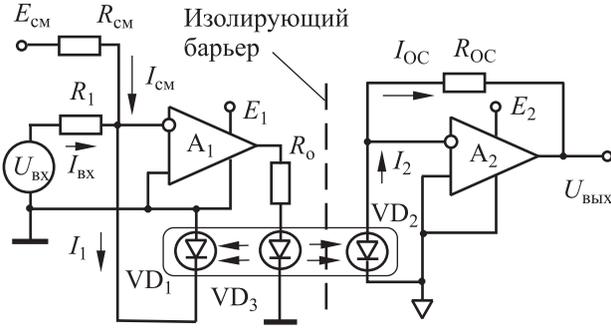


Рис. 2.62. Гальваническая развязка на дифференциальной диодной оптопаре

Дифференциальное включение оптопары позволяет компенсировать температурную зависимость коэффициента передачи оптопары. Действительно,

$$I_1 \equiv I_2, \quad I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1} = I_{\text{ОС1}} = I_1 = I_2 = I_{\text{ОС2}},$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_2 R_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1} R_{\text{ОС}}.$$

Таким образом, благодаря включению VD₁ в ОС А₁ выходной сигнал U_{ВЫХ} не зависит от коэффициента передачи оптопары, а полностью определяется стабильностью отношения R_{ОС}/R₁. Режим работы оптопары на постоянном токе задается цепью смещения E_{СМ}–R_{СМ} и токоограничивающим резистором R₀. В ОУ с оптоэлектронной развязкой не нужна несущая частота, полоса пропускания достигает 100 кГц и более при U_{проб} ≥ 1,5 кВ и коэффициенте нелинейных искажений K_{ни} ≈ 0,5÷1,0%. Недостатком схемы является ограниченный температурный диапазон (T_{max} ≈ +85 °С), лимитируемый оптопарой, и сравнительно большая потребляемая мощность.

Изолирующие ОУ с емкостной развязкой

В данных ОУ элементом гальванической развязки служит конденсатор C₁, через который в схему обработки информации поступают частотные сигналы f_x от первичного датчика (рис.2.63). Для преобразования сигналов постоянного тока датчика U_x «в частоту» в первичной цепи находится преобразователь «напряжение–частота» (ПНЧ). На приемном конце частота f_x вновь должна быть преобразована в сигнал постоянного тока. Для достаточно точного проведения этой операции применяют схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которые являются разновидностью следящей системы.

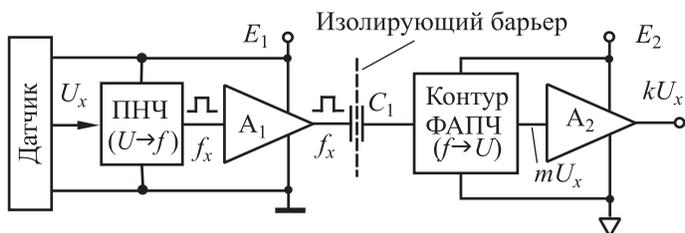


Рис. 2.63. Структура изолирующего ОУ с емкостной развязкой

Степень развязки между входом и выходом в схеме определяется пробивным напряжением конденсатора C_1 и достигает нескольких киловольт. Точность (около 0,5%), динамический диапазон по входу (около 60 дБ) и полоса пропускания определяются характеристиками ПНЧ и ФАПЧ.

Из краткого рассмотрения изолирующих ОУ с емкостной развязкой ясно, что это достаточно сложные и дорогие схемы, хотя все их компоненты имеются или могут быть выполнены в интегральном исполнении. Достоинством схемы является расширенный температурный диапазон и возможность реализации в виде ИМС. Характеристики некоторых моделей изолирующих усилителей приведены в табл. 2.6.

2.5. Однополярное питание ОУ

Существует множество практических приложений, в которых желательна работа ОУ широкого применения от однополярного питания. Примером таких схем являются схемы с батарейным питанием: автомобильная электроника, связная аппаратура, устройства, питаемые по линии, интерфейсу «токовая петля» и т. п. В классической аналоговой схемотехнике использование двух симметричных источников питания $\pm E$ объясняется тем, что их общая точка является стабильной низкоимпедансной шиной с нулевым потенциалом.

В случае применения однополярного питания для ОУ широкого применения необходимо искусственно создавать цепи смещения. Это не вызывает особых трудностей при усилении сигналов переменного тока (рис. 2.64, а), когда сигнал поступает в схему через разделительную емкость $C_{вх}$. В этом случае цепь смещения составляют из высокоомных резисторов R_2 и R_3 , чтобы не подгружать источник сигнала. Потенциал средней точки В выбирается обычно в середине диапазона выходного напряжения ($U_B = E/2$). В области низких частот A_1 работает в режиме повторителя, коэффициент передачи схемы $W = 1$ и $U_{вых0} = E/2$. В полосе пропускания сигнала, когда $X_{C_1} \ll R_1$, имеем стандартный инвертирующий усилитель с коэффициентом передачи $W = 1 + R_{OC}/R_1$.

Таблица 2.6

Характеристики изолирующих усилителей

Модель	Тип развязки	Максимальное пробивное напряжение на частоте 60 Гц, кВ	КООС на пост.токе/на 60 Гц, дБ	$U_{см0}$, мВ	ТК $U_{см0}$, мкВ/°С	Сопротивление изоляции, Ом/проходная емкость, пФ	Диапазон усиления	Нелинейность ($K=1$), %	Полоса пропускания ($K=1$), кГц/крутизна, В/мкс
AD 204	Трансформат.	0,75÷1,5	-/110	-	-	$2 \cdot 10^9/4,5$	1÷100	0,05	5/-
AD 208	Трансформат.	0,75÷1,5	120/-	0,5	1,5	-	1÷1000	0,03	4/0,1
AD 210	Трансформат.	2,5	120/-	15	10	$2 \cdot 10^9/5$	1÷100	0,012	20/-
AD 215	Трансформат.	1,5	100	0,4	2	$2 \cdot 10^9/4,5$	1÷10	0,015	120/6
ISO 100	Оптическая	0,75	146/106	-	-	$10^{12}/2,5$	-	0,07	60/-
ISO 124	Емкостная	1,5	140/-	-	-	$10^{14}/2$	1	0,01	50/-
ISO175	Емкостная	1,5	160/115	-	-	$10^{14}/6$	1÷100	0,1	60/-

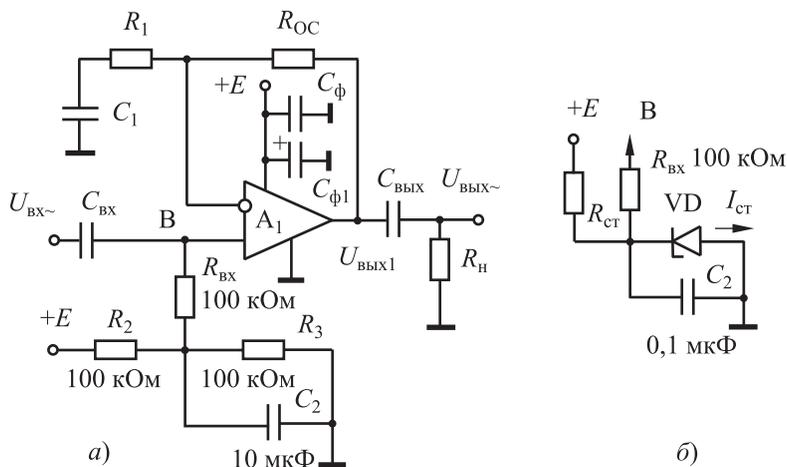


Рис. 2.64. Цепи смещения неинвертирующего усилителя:

а — с высокоомным делителем; *б* — с параметрическим стабилизатором

Такая простейшая схема обладает несколькими недостатками:

1. Свойство ОУ подавлять изменение напряжения питания ΔE оказывается бесполезным, так как любое низкочастотное изменение ΔE передается в точку В и, следовательно, на выход ОУ.

2. Если ОУ отдает в нагрузку большой ток, то на шине $+E$ возникают дополнительные пульсации, которые вновь передаются в точку В и на выход ОУ. В результате схема может перейти в возбужденное состояние, т. е. эта схема потенциально неустойчива. При ее конструировании приходится прибегать к специальным мерам (звездообразные разводки цепей питания, улучшенная фильтрация цепей питания и другие конструктивные меры), которые, впрочем, могут оказаться не очень эффективными.

3. АЧХ схемы определяется постоянными $\tau_1 = R_1 C_1$; $\tau_{ВХ} = R_{ВХ} C_{ВХ}$; $\tau_2 = 0,5 R_2 C_2$; $\tau_{ВЫХ} = R_H C_{ВЫХ}$, которые должны быть согласованы между собой. При номиналах, указанных на рис. 2.64, частота среза цепи смещения составляет около 0,3 Гц.

Более эффективно задавать напряжение смещения в точку В с помощью параметрических стабилизаторов на стабилитроне (см. рис. 2.64, б). Эта схема значительно более устойчива за счет низкого сопротивления стабилитрона (типичное динамическое сопротивление стабилитрона $r_{CT} < 100$ Ом при $I_{CT} = 3 \div 10$ мА). Но в этом случае в цепи смещения потребляется значительная мощность, так как нужно задать ток стабилизации I_{CT} , который может превышать ток потребления самого ОУ. Хотя нижняя граница полосы выбором постоянных времени входных и выходных цепей может быть снижена до единиц герц, работать на постоянном токе усилитель не сможет.

Более радикальным способом при однополярном питании является создание так называемых «расщепленных» источников питания, в которых формируется виртуальная земля для последующей симметричной запитки ОУ или схемы обработки информации. По существу, это дополнительная схема для формирования виртуальной земли, которая на рис. 2.65 обозначена значком треугольника.

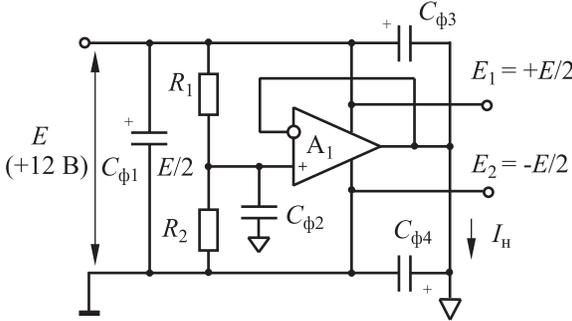


Рис. 2.65. Расщепленный источник питания на ОУ

Рабочая точка по входу и по выводу в схеме на рис. 2.65 задается высокоомным делителем R_1-R_2 . Поскольку ОУ работает в режиме повторителя, а его выход заземлен, на выходе схемы формируется симметричное питание $\pm E/2$. При этом ток, отдаваемый в нагрузку, определяется выходным каскадом A_1 . Например, в микросхеме TLF2425 (Texas Instrument) ток нагрузки составляет 20 мА в любом направлении при выходном сопротивлении 0,22 Ом и собственном потреблении в 0,25 мА.

Другой схемой формирования двуполярного питания является схема с переносом заряда (рис. 2.66, а), в которой сдвоенные однополюсные ключи SA_1 и SA_2 находятся под парафазным управлением импульсами f_k , \bar{f}_k . Когда замыкаются левые ключи (SA_{1-1} и SA_{1-2}), конденсатор C_1 заряжается до $+E$, а когда замыкаются правые ключи (SA_{2-1} и SA_{2-2}), часть заряда передается с «плавающего» конденсатора C_1 на накапливающий конденсатор C_2 и происходит переполюсовка напряжения на C_2 . За несколько тактов управляющего напряжения в режиме, близком к ХХ, емкость C_2 заряжается до напряжения $-E$. Под нагрузкой среднее выходное напряжение уменьшается и составляет

$$U_{\text{ВЫХ}} = -E + I_{\text{Н}} R_{\text{ВЫХ}},$$

где $R_{\text{ВЫХ}}$ — выходное сопротивление схемы.

В соответствии с эквивалентной схемой (рис. 2.66, б)

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{1}{f_k C_1} + 4r_{\text{кл}},$$

где $r_{\text{кл}}$ — сопротивление МОП-ключа.

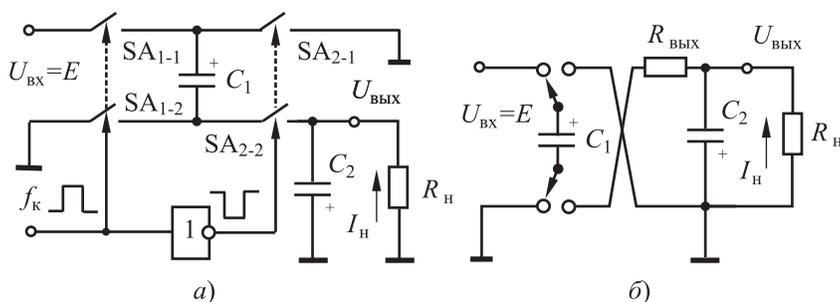


Рис. 2.66. Схема источника питания с переносом заряда (а) и эквивалентная схема (б)

При этом пульсации на выходе определяются как

$$U_{\text{п}} \approx \frac{1}{2f_k C_2}.$$

Потери на перезаряд емкостей, определяющие коэффициент полезного действия (КПД) источника, составят $P = I_H^2 R_{\text{ввых}}$.

Пример. $E = 5$ В, $f_k = 20$ кГц, $C_1 = C_2 = 10$ мкФ, $r_{\text{кл}} = 1$ Ом. Тогда

$$R_{\text{ввых}} \approx \frac{1}{f_k C_1} + 4r_{\text{кл}} = \frac{1}{20 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} + 4 \cdot 1 = 5 + 4 = 9 \approx 10 \text{ Ом}.$$

При $I_H = 10$ мА имеем $U_{\text{вых}} = -E + I_H R_{\text{ввых}} = -5 + 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \approx 4,9$ В, а амплитуда пульсаций на выходе $U_{\text{п}} \approx 1/(2f_k C_2) = 1/(2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}) \approx \approx 25$ мВ.

Достоинства схемы — простота и дешевизна, обусловленные объединением четырехканальных МОП-ключей со схемой управления в одном корпусе (например, серия 590). Недостаток схемы — ее маломощность: обычно максимальный ток нагрузки $I_H \leq 10 \div 20$ мА. Кроме того, высок уровень пульсаций и импульсных помех.

Подобные источники с переносом заряда выпускаются и в интегральном исполнении, работают с входным напряжением в диапазоне $U_{\text{вх}} = 1,5 \div 5,5$ В на частотах $20 \div 40$ кГц с КПД около 98% при токе нагрузки до 20 мА.

Для получения удвоенного положительного напряжения, что требуется в ряде случаев, можно дополнительно к основной схеме на рис. 2.66, а применять схему удвоения напряжения, включающую диоды VD_1 , VD_2 и конденсаторы C_3 , C_4 (рис. 2.67).

Когда ключи SA_2 замкнуты, то конденсатор C_3 заряжается до напряжения $U(C_3) = E - U_{\text{д}}$ по цепи « $U_{\text{вх}} - VD_1 - SA_{2-1} - \text{земля}$ ». Когда

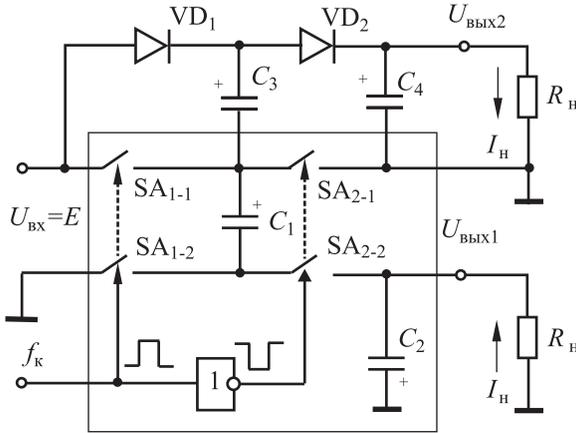
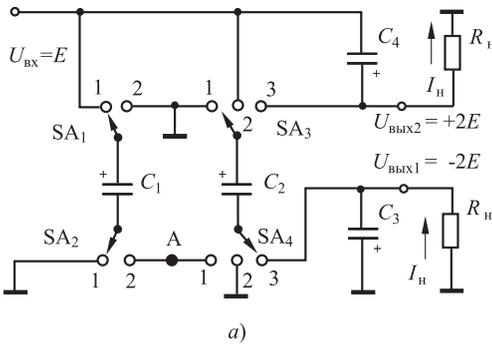


Рис. 2.67. Модификация источника питания с переносом заряда

замыкаются ключи SA₁, заряд с последовательно включенными конденсаторами C₁ и C₃ через VD₂ переносится на накопительный конденсатор C₄, а напряжение U_{ВЫХ2} составляет

$$U_{\text{ВЫХ2}} \approx E - 2U_{\text{д}}.$$

Фирма Microchip выпускает также усовершенствованную схему TSM680 двуполярного источника питания с переносом заряда и удвоенным выходным напряжением (рис. 2.68, а). В схеме используются двух- и трехпозиционные ключи с четырехтактной циклограммой работы, представленной в таблице на рис. 2.68, б.



№ Такта \ Ключ	1	2	3	4
SA ₁	2	1	2	1
SA ₂	2	1	2	1
SA ₃	2	1	2	3
SA ₄	1	3	1	2

б)

Рис. 2.68. Схема двуполярного источника питания с переносом заряда (а) и циклограмма ключей (б)

В соответствии с циклограммой на 1-м такте конденсатор C_1 , заряженный на предыдущем такте до напряжения $U_{\text{вх}} = E$, создает в точке А потенциал $U_A = -E$, в результате C_2 оказывается под напряжением $2E$. На 2-м такте заряд с C_2 передается на C_4 с переполюсовкой напряжения, а C_1 вновь подзаряжается до напряжения $U_{\text{вх}} = E$. 3-й такт аналогичен первому. Наконец, в 4-м такте заряд с C_2 передается на C_3 , но без переполюсовки напряжения, а C_1 подзаряжается до напряжения $U_{\text{вх}} = E$. Таким образом, в режиме ХХ

$$U_{\text{вых1}} \approx -2E, \quad U_{\text{вых2}} \approx 2E.$$

Схема ТСМ680 удобна для формирования двуполярного напряжения ± 5 В от одной трехвольтовой литиевой батарейки.

При использовании расщепленных источников питания и схем с переносом заряда все проблемы, связанные с цепями смещения, исключаются и, самое главное, последующие схемы могут работать на постоянном токе. По этой причине схемы с расщепленным питанием находят широкое распространение в бортовой аппаратуре.

В случае, если источники питания несимметричны, возникает разбалансировка входных дифференциальных каскадов, и, как результат, дополнительное напряжение смещения нуля. Оно может быть пересчитано через коэффициент влияния источников питания (КВИП) по формуле $\Delta U_{\text{см0}} = \text{КВИП} \cdot \Delta E$, где $\text{КВИП} = \pm 100 \div 300$ мкВ/В.

Например, при $E = \pm 5$ В, $dE = \pm 10\%$, $\text{КВИП} = 200$ мкВ/В дополнительное смещение составляет $\Delta U_{\text{см0}} = \pm 0,1$ мВ.

Однополярное питание хорошо подходит для мостовых измерительных схем. На рисунке 2.69 приведена полумостовая измерительная схема с токовой запиткой, которая нагружена на измерительный усилитель, собранный на ОУ D_2 и D_3 .

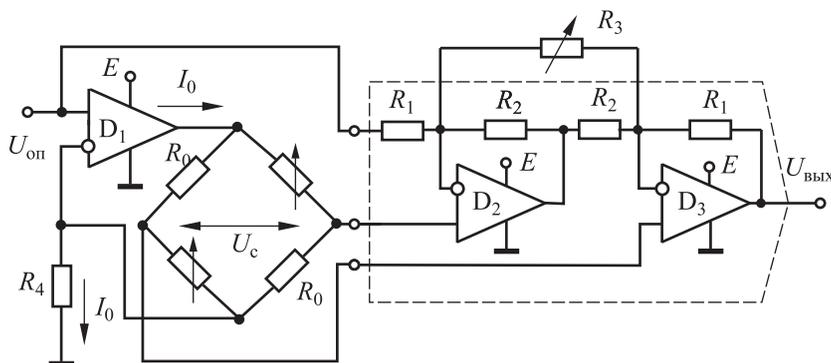


Рис. 2.69. Полумостовая измерительная схема с однополярным питанием и токовой запиткой

Полумост включен в цепь обратной связи ОУ D_1 и запитывается током $I_0 = U_{\text{оп}}/R_4$. Выходной сигнал с измерительной диагонали моста составляет

$$U_c = \frac{1}{2} I_0 R_0 \varepsilon,$$

где ε — относительное изменение резисторов моста.

В составном дифференциальном усилителе при $R_2/R_1 = m$ коэффициент усиления составит

$$W = 1 + m + 2R_1/R_3.$$

С учетом цепи смещения, в которую входят $U_{\text{оп}}$ и R_4 , получим

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} \left(1 + \frac{WR_0}{2R_4} \varepsilon \right).$$

В заключение заметим, что иногда входной сигнал бывает однополярным. Тогда можно не вводить ни цепи смещения, ни схемы расщепления питания, при этом схемы усиления чрезвычайно упрощаются. Примером такой схемы является фотометр для усиления однополярных токовых сигналов от фотодиода VD (рис. 2.70) с $U_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} R_{\text{OC}}$. Подобный фотометр, работающий на гальванометр, используется, например, в фотоэкспонометрах.

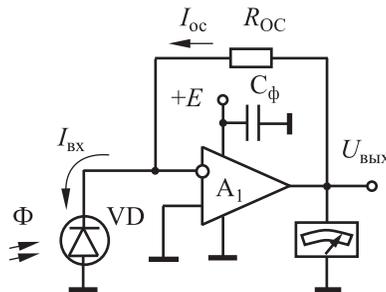


Рис. 2.70. Однополярное включение ОУ с фотодиодом

Однако напомним, что существуют ОУ, специально спроектированные для однополярного питания. Характеристики некоторых из них приводятся в табл. 2.7. К ним, в частности, относятся токоразностные усилители или усилители Нортон, рассмотренные в п. 2.4.6. Диапазон выходных напряжений ОУ с однополярным питанием обычно незначительно отличается от напряжения питания, что обозначается специальным термином «real-to-real».

Таблица 2.7

Параметры ОУ с однополярным питанием

Модель ОУ	Напряжение $U_{см0}$, мВ	ТК $U_{см0}$, мкВ/°С	Коэффициент усиления, В/мВ	КОСС, дБ	Входной ток, нА	Частота единичного усиления, МГц	Крутизна, В/мкс	Напряжение питания, В	Ток потребления, мА	Максимальный ток нагрузки, мА
AD823 ¹	0,2	2	45	76	3 пА	16	22	3÷36	5,2	16
AD8032B ¹	1,5	5	10	—	—	80	30	2,7÷12	1	15
AD8571 ²	0,001	—	200	—	10 пА	1,5	0,4	2,7÷5,5	0,85	30
OP196/ ³ 296/496	0,4	1,5	500	65	5	0,45	0,3	3÷12	0,06	4
TLC2272 ⁴	0,3	—	35	—	1 пА	2,2	3,6	4,4÷16	2	50
TLV2462 ⁵	0,1	—	200	—	4,4	5,2	1,6	2,7÷6,6	0,5	30
MAX480	0,075	—	1000	—	3	0,02	0,01	1,6÷36	0,015	5
140УД66 ⁵	—	—	0,5	—	100	—	—	3÷12	0,5	2

Примечания. 1 — быстродействующий, 2 × ОУ, «г-го-г»; 2 — ПКУД, «г-го-г»;
3 — 1 × ОУ/2 × ОУ/4 × ОУ, «г-го-г»; 4 — 2 × ОУ, «г-го-г»; 5 — «г-го-г»

2.6. Шумы усилительных схем

Смещение нуля и разность входных токов ОУ определяют предельные возможности ОУ при усилении сигналов постоянного тока, шумы же определяют разрешающую способность и чувствительность усилительных схем на переменном токе. Здесь и далее речь идет в основном о *внутренних* шумах ОУ.

Если взять, например, стандартное инвертирующее включение ОУ с достаточно большим коэффициентом передачи и нулевым входным сигналом, а выход подключить к высокочувствительному входу осциллографа (рис. 2.71, а), то на экране будет наблюдаться так называемая «шумовая полоса», ограниченная случайной низкочастотной огибающей с высокочастотным заполнением (рис. 2.71, б).

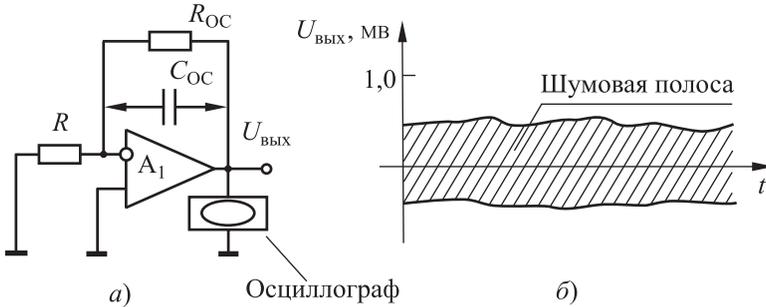


Рис. 2.71. Проявление шума ОУ: а — схема измерения шума; б — шумовая полоса на экране осциллографа

Источником шумов в электронных схемах является хаотичное движение зарядов. Обычно шум как случайный процесс характеризуется спектральной плотностью мощности шума:

$$S_{\text{ш}} = dP/df,$$

где P — мощность шума.

Спектральный анализ показывает, что шум усилителей имеет три частотные области (рис. 2.72, а):

- 1) низкочастотную область или НЧ-шум, где спектральная плотность шума убывает с частотой;
- 2) среднечастотную область или СЧ-шум, где спектральная плотность шума постоянна;
- 3) высокочастотную область или ВЧ-шум, где спектральная плотность шума с частотой возрастает.

Переход из одной области в другую характеризуется частотами сопряжения: $f_{c1} = 2 \div 10$ Гц, $f_{c2} \geq 10^7 \div 10^8$ Гц.

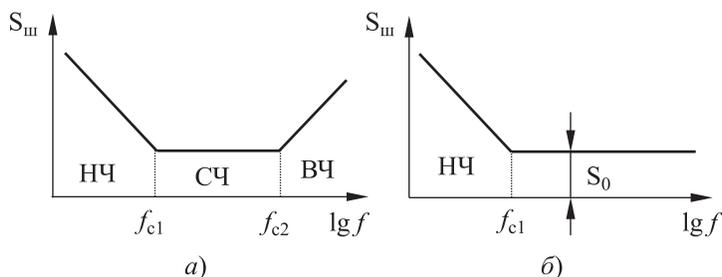


Рис. 2.72. Проявление шума ОУ: *а* — схема измерения шума; *б* — шумовая полоса на экране осциллографа

Обычно ВЧ-шум достаточно просто подавляется с помощью простейшего ФНЧ, например небольшой емкости обратной связи C_{OC} , устанавливаемой параллельно R_{OC} (см. рис. 2.71, *а*). С учетом этого обстоятельства в инженерной практике шумовой спектр характеризуется двумя областями (см. рис. 2.71, *б*).

Соответственно спектральная плотность шумов в данном случае аппроксимируется как

$$S_{ш}(f) = S_0(1 + f_{cl}/f). \quad (2.30)$$

Шум с постоянной спектральной плотностью S_0 и гауссовским распределением амплитуд носит название *белого шума*. Белый шум возникает либо под действием тепла, либо как проявление дискретной природы электричества. Шум в низкочастотной области убывает обратно пропорционально частоте и называется шумом вида $1/f$, *фликкер-шумом* или (реже) *мерцающим шумом*.

Шумы генерируются пассивными резистивными элементами и активными усилительными элементами схем, в том числе p - n -переходами. Шумы в резистивных элементах физически объясняются взаимодействием электронов с материалом проводника. Спектральная плотность шумов резистивного элемента по напряжению S_U не зависит от частоты вплоть до 10^{11} – 10^{12} Гц и определяется формулой Найквиста

$$S_u = dE_{ш}^2/df = 4kTR \text{ [В}^2/\text{Гц]} \quad \text{или} \quad E_{ш} = \sqrt{4kTR} \text{ [В}/\sqrt{\text{Гц}}],$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; R — номинал резистора. Поскольку эти шумы прямо пропорциональны абсолютной температуре T , то их называют *тепловыми шумами*, или шумами Джонсона. В этом плане тепловые шумы определяют минимально возможный шум источника сигнала с выходным сопротивлением R (при данной температуре). В другой трактовке на основании теоремы о взаимном пересчете

энергетических спектров двухполюсников шум резистивного источника рассматривается как шум источника тока с проводимостью $Y = 1/R$ и спектральной плотностью по току

$$S_I = 4kTY \text{ [A}^2/\text{Гц]}.$$

Таким образом, реальный резистор при анализе шумовых свойств может заменяться эквивалентной схемой, состоящей из идеального (нешумящего) резистора $R_{ид}$ того же номинала с последовательно включенным генератором шумового напряжения $E_{ш}$ или параллельным генератором шумового тока $I_{ш}$ (рис. 2.73).

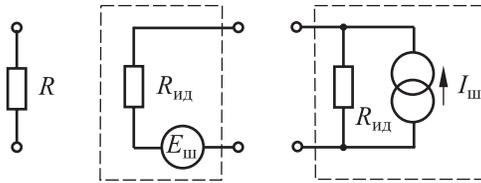


Рис. 2.73. Эквивалентные шумовые схемы резистора

Действующее (среднеквадратическое) значение шумового напряжения $\bar{E}_{ш}$ и шумового тока $\bar{I}_{ш}$ в полосе частот Δf при $T = 300$ К составляет соответственно:

$$\bar{E}_{ш} = \sqrt{4kTR \cdot \Delta f} = 0,13\sqrt{R}\sqrt{\Delta f} \text{ [нВ/Гц]},$$

$$\bar{I}_{ш} = \sqrt{4kTY \cdot \Delta f} = 0,13\sqrt{Y}\sqrt{\Delta f} \text{ [нА/Гц]}.$$

Пример. При $T = 300$ °К, $R = 10$ кОм, $\Delta f = 10$ кГц имеем

$$\bar{E}_{ш} = 0,13\sqrt{10^4 \cdot 10^4} = 0,13 \cdot 10^4 \text{ нВ} = 1,3 \text{ мкВ},$$

$$\bar{I}_{ш} = 0,13\sqrt{10^{-4} \cdot 10^4} = 0,13 \text{ нА}.$$

На первый взгляд это очень малые величины, однако надо помнить, что в современной измерительной технике приходится усиливать сигналы сравнимого уровня.

В активных элементах с p - n -переходами доминирует так называемый *дробовый шум*. Он связан с дискретной природой электричества и объясняется тем, что заряд переносится квантами, а измеряемый ток является статистической характеристикой этого процесса. Спектральная плотность такого шума неизменна в полосе до 10^8 Гц и пропорциональна протекающему току:

$$S_I = dI_{ш}^2/df = 2qI \text{ [A}^2/\text{Гц]} \text{ или } I_{ш} = \sqrt{2qI} \text{ [A}/\sqrt{\text{Гц}}],$$

где $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; I — рабочий ток.

Наиболее существенное влияние на дробовый шум оказывает ток управляющего электрода, поскольку он усиливается. Эта формула выведена в предположении некоррелированности движения зарядов, что справедливо для полупроводников. В резисторах это не совсем так, и дробовый шум значительно меньше, чем определяется последней формулой. Действующее значение дробового шума в полосе частот Δf составляет

$$\bar{I}_{\text{ш}} = \sqrt{2qI\Delta f}.$$

Пример. В p - n -переходе при $I = 1$ мА, $\Delta f = 10$ кГц дробовый шум составляет

$$\bar{I}_{\text{ш}} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{-3} \cdot 10^4} = 1,8 \text{ нА}.$$

Тепловые и дробовые шумы являются принципиально неустранимыми шумами. В отличие от них фликкер-шум является избыточным шумом. Природа его полностью не установлена, но полагают, что в полупроводниках он достаточно хорошо коррелирован с дефектами кристаллической структуры. Мощность фликкер-шума постоянна в пределах декады.

В спецификациях на ОУ обычно указывается плотность шумов в области белого шума, т. е. там, где она не зависит от частоты. А в общем случае дисперсия шумового сигнала на выходе усилителя в полосе частот от $f_{\text{н}}$ до $f_{\text{в}}$ может быть определена интегрированием спектральной плотности шума усилителя

$$\overline{E_{\text{ш}}^2} = \int_{f_{\text{н}}}^{f_{\text{в}}} S(f) |W(f)|^2 df, \quad (2.31)$$

где $W(f)$ — АЧХ усилителя. Для белого шума спектральная плотность постоянна. Тогда

$$\overline{E_{\text{ш}}^2} = S_0 \int_{f_{\text{н}}}^{f_{\text{в}}} |W(f)|^2 df.$$

Для широкополосных усилителей шумовое напряжение на основании (2.30) и (2.31) может быть определено как

$$E_{\text{ш}} = \sqrt{S_0(f_{\text{в}} - f_{\text{н}}) + S_0 f \ln(f_{\text{в}}/f_{\text{н}})}.$$

Из последней формулы следует, что для уменьшения порога чувствительности усилителей переменного тока необходимо уменьшать полосу пропускания и выбирать малошумящие ОУ.

В частном случае, когда усилитель по своим динамическим свойствам эквивалентен простейшему фильтру низких частот с постоянной $\tau = RC$, его приведенная АЧХ описывается выражением

$$|W(f)|^2 = \frac{1}{(2\pi f\tau)^2 + 1}.$$

Тогда действующее значение шума составит

$$E_{\text{ш}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{S_0}{\tau}}.$$

Этот частный случай особенно полезен при анализе шумов усилителей, потому что их АЧХ часто описывается звеном первого порядка.

В области нулевых частот шум ограничивается напряжением смещения на входе ОУ, несмотря на неограниченное возрастание спектральной плотности шума. Для характеристики фликкер-шума в спецификациях иногда указывают размах напряжения шума от пика до пика E_{p-p} в полосе 0,1÷10 Гц. Обычно в усилителях дисперсия фликкер-шума значительно больше дисперсии белого шума. Например, для прецизионного биполярного ОУ AD707 в спецификации указываются следующие шумовые параметры:

$$f_{c1} \leq 0,7 \text{ Гц}; \quad E_{\text{ш}} \leq 10 \text{ нВ} \cdot \text{Гц}^{-0,5}; \quad E_{p-p} \leq 240 \text{ нВ}.$$

Для оценки шумовых свойств усилительных схем наиболее часто пользуются понятием о генераторах эквивалентных шумов на входе ОУ. Использование этого понятия состоит в том, что реальный ОУ заменяется идеальным (не шумящим ОУ), у которого на входе действуют эквивалентные шумовые генераторы по току и напряжению (рис. 2.74). Такая модель позволяет без сложных расчетов экспериментально определить параметры шумовых генераторов $E_{\text{ш}}$ и $I_{\text{ш}}$ независимо друг от друга в режиме короткого замыкания (КЗ) и холостого хода (ХХ) на входе ОУ.

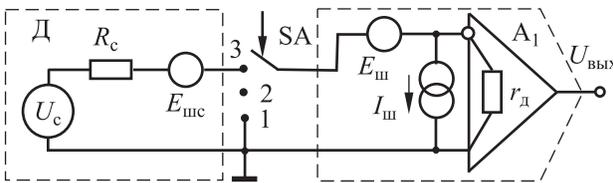


Рис. 2.74. Эквивалентная шумовая схема ОУ

В эквивалентной шумовой схеме (см. рис. 2.74) трехпозиционный ключ SA служит для демонстрации измерения отдельных шумовых составляющих. Если ключ находится в положении 1 (КЗ на входе), то

на выходе будет регистрироваться составляющая от генератора шума по напряжению $E_{ш}$. В положении 2 (XX на входе) источник шумового тока $I_{ш}$ будет проявляться на входном сопротивлении ОУ. В положении 3 будут работать три шумовых генератора — к предыдущим двум добавится шум источника сигнала $E_{шс}$ с выходным сопротивлением R_c .

Токовый источник шумов $I_{ш}$ при $r_{вх} = r_d \gg R_c$ создаст на входе дополнительное шумовое напряжение $E_{ш1}$, которое тем больше, чем больше R_c (рис. 2.75):

$$\overline{E_{ш1}} = R_c \overline{I_{ш}}.$$

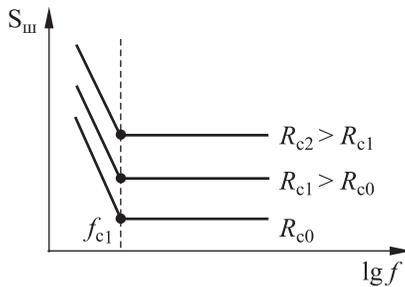


Рис. 2.75. Влияние сопротивления источника сигнала на шум ОУ

Величина сопротивления R_c , при которой вклад в шум от шумового генератора тока и шумового генератора напряжения ОУ одинаков, называется *оптимальным сопротивлением источника сигнала* $R_{c\text{opt}}$. Таким образом,

$$R_{c\text{opt}} = \overline{E_{ш}} / \overline{I_{ш}}.$$

Пример. Оценим для примера, $R_{c\text{opt}}$ типичного биполярного ОУ 140 УД5 с параметрами:

$$\left. \begin{array}{l} E_{ш} \leq 6 \text{ нВ} \cdot \text{Гц}^{-1/2} \\ I_{ш} \leq 0,6 \text{ пА} \cdot \text{Гц}^{-1/2} \end{array} \right\} \Rightarrow R_{c\text{opt}} = \frac{6 \cdot 10^{-9}}{0,6 \cdot 10^{-12}} = 10^4 \text{ Ом} = 10 \text{ кОм}.$$

Для типичного униполярного ОУ 544 УД1 (МОП):

$$\left. \begin{array}{l} E_{ш} \leq 20 \text{ нВ} \cdot \text{Гц}^{-1/2} \\ I_{ш} \leq 0,01 \text{ пА} \cdot \text{Гц}^{-1/2} \end{array} \right\} \Rightarrow R_{c\text{opt}} = \frac{20 \cdot 10^{-9}}{10^{-2} \cdot 10^{-12}} = 2 \cdot 10^6 \text{ Ом} = 2 \text{ МОм}.$$

Рассмотренный пример позволяет сделать следующий инженерный вывод: в случае применения низкоомных источников сигналов в большинстве случаев преимущество будет иметь биполярный ОУ, а при использовании высокоомных источников сигналов преимущество по шумам будет иметь униполярный ОУ. Это связано с тем, что

при $R_c < R_{c \text{ опт}}$ будет доминировать составляющая шума по напряжению, которая существенно больше у униполярных ОУ. При $R_c > R_{c \text{ опт}}$ будет доминировать токовая шумовая составляющая, которая существенно больше у биполярных ОУ. Типичные шумовые параметры ОУ, выполненных по разной технологии при нормальной температуре приведены в табл. 2.8.

Таблица 2.8

Шумовые параметры ОУ

Тип ОУ	$E_{\text{ш}}, \text{нВ/Гц}^{-0,5}$	$I_{\text{ш}}, \text{пА/Гц}^{-0,5}$
Биполярные ОУ	2÷10	10
Униполярные с ПТ на входе	10÷30	10^{-2}
Униполярные с МОП на входе	20÷70	10^{-2}

При практическом анализе шумовых свойств операционных схем необходимо учитывать все источники шумов. Возьмем, к примеру, схему неинвертирующего ОУ (рис. 2.76, а) и отобразим на ней все шумовые источники, включая внутренние генераторы шума ОУ ($E_{\text{ш}}, I_{\text{ш}}$) и дополнительные генераторы шума $E_{\text{ш1}}, E_{\text{ш2}}, E_{\text{шс}}$, обусловленные тепловыми шумами R_1, R_2 и R_c .

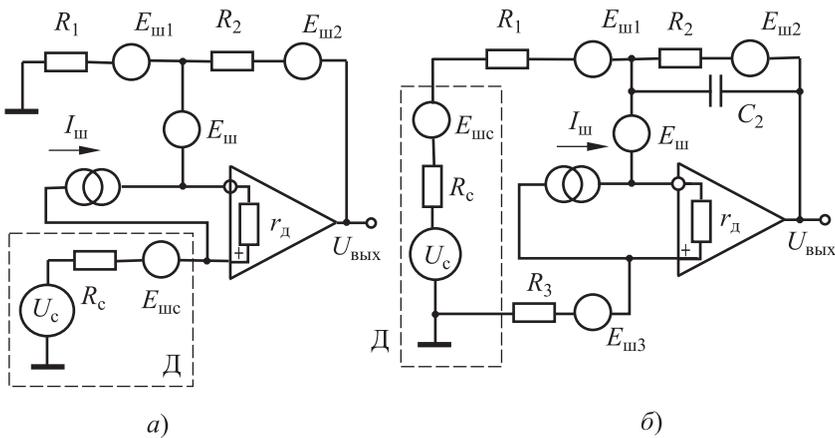


Рис. 2.76. Эквивалентные шумовые схемы неинвертирующего (а) и инвертирующего (б) ОУ

Поскольку шумовые составляющие являются случайными и некоррелированными, квадрат шумового напряжения, приведенный ко входу ОУ, составит

$$U_{\text{ш}}^2(\text{вх.}) \approx E_{\text{ш}}^2 + (I_{\text{ш}} R_c)^2 + [I_{\text{ш}} (R_1 || R_2)]^2 + E_{\text{шс}}^2 + E_{\text{ш1}}^2 + \left(E_{\text{ш2}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2.$$

Пример. Рассчитать шумовые характеристики инвертирующего ОУ (рис. 2.76, б) с параметрами $f_T = 1,0 \text{ МГц}$, $E_{\text{ш}} = 6 \text{ нВ/Гц}^{-0,5}$, $I_{\text{ш}} = 1 \text{ пА/Гц}^{-0,5}$, $r_d = 3 \text{ МОм}$, $R_1 = R_3 = 100 \text{ кОм}$, $R_2 = 1 \text{ МОм}$, $C_2 = 10 \text{ пФ}$ при $R_c = 1 \text{ кОм}$ и $T = 300 \text{ К}$ (без учета фликкер-шума).

1. Частота среза АЧХ усилителя определяется постоянной цепи ОС и составляет

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} \approx 16 \text{ кГц}.$$

Поскольку $f_{c1} \ll f_T$, то можно принять, что полоса пропускания усилителя составляет $\Delta f \approx f_{c1} = 16 \text{ кГц}$. В полосе пропускания коэффициент передачи равен $W = -R/R_1 = -10$.

2. Генераторы входного шумового тока ОУ $I_{\text{ш}}$ при указанных параметрах схемы создают на $R_1 = R_3$ некоррелированные дифференциальные шумовые напряжения, что приводит к удвоению их влияния. Таким образом, квадрат эффективного шумового напряжения на входе

$$\begin{aligned} \overline{U_{\text{ш}}^2}(\text{вх}) &\approx [E_{\text{ш}}^2 + (I_{\text{ш}}(2R_1 + R_c))^2 + E_{\text{шс}}^2 + E_{\text{ш1}}^2 + E_{\text{ш3}}^2 + E_{\text{ш2}}^2 R_1 / (R_1 + R_2)] \Delta f = \\ &= [E_{\text{ш}}^2 + (I_{\text{ш}}(2R_1 + R_2))^2 + 4kT(R_c + R_1 + R_3 + R_2 R_1 / (R_1 + R_2))] \Delta f. \end{aligned}$$

Подставляя численные значения параметров схемы и пренебрегая величинами 2-го порядка малости, получим

$$\begin{aligned} (\overline{U_{\text{ш}}})^2(\text{вх}) &\approx [36 \cdot 10^{-18} + (10^{-24} (2 \cdot 10^5))^2 + \\ &+ 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot (2 \cdot 10^5 + 10^{11} / 1,1 \cdot 10^6)] \cdot 16 \cdot 10^3 \approx \\ &\approx 77,8 \cdot 10^{-12} \text{ (В}^2\text{)} \text{ или } \overline{U_{\text{ш}}}(\text{вх}) \approx 8,8 \text{ мкВ}. \end{aligned}$$

Этот шум пересчитывается на выход как $(\overline{U_{\text{ш}}})^2(\text{вых}) = \overline{U_{\text{ш}}^2}(\text{вх})W$ или $(\overline{U_{\text{ш}}})(\text{вых}) = \overline{U_{\text{ш}}}(\text{вх})\sqrt{W} \approx 27,8 \text{ мкВ}$, причем основной вклад в шумовое напряжение по порядку величин в данном примере вносят сравнительно высокоомные резисторы $R_1 = R_3$.

Заметим, что для подавления шумов балластного резистора R_3 его следует шунтировать керамической емкостью (на рис. 2.76, б не показана).

Как следует из проведенного рассмотрения и примеров, для снижения уровня шумов необходимо снижать рабочую температуру, рабочие токи, номиналы резисторов и применять узкополосные системы усиления. При этом снижение полосы пропускания в 100 раз уменьшает уровень шума только в 10 раз.

Как отмечалось ранее, белый шум принципиально неустраним, а фликкер-шум является избыточным шумом. Радикальным способом борьбы с фликкер-шумом является применение на входе ОУ МДМ-усилителя, укрупненная схема которого приведена на рис. 2.77.

Рассмотрим преобразование спектра в таком усилителе. Допустим, входной сигнал ограничен сверху полосой частот ω_b (рис. 2.78, а). Модулятор (Мод.) переносит спектр входного сигнала на частоту мо-

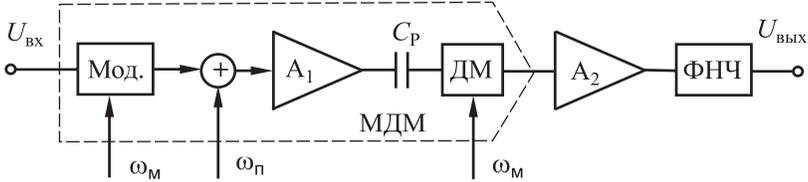


Рис. 2.77. Структура составного ОУ с МДМ-усилителем на входе

дуляции ω_m в виде полос боковых частот ($\omega_m + \omega_{вх}$, $\omega_m - \omega_{вх}$). Перенос на рис. 2.78 указан стрелочками.

На этот сигнал накладывается шум усилителя A_1 , который состоит из фликкер-шума и белого шума (рис. 2.78, б). В демодуляторе (ДМ) осуществляется дальнейший перенос спектра входного сигнала как в высокочастотную область на $2\omega_m$, так и в область нулевых частот, а шум A_1 переносится на частоту ω_m (рис. 2.78, в).

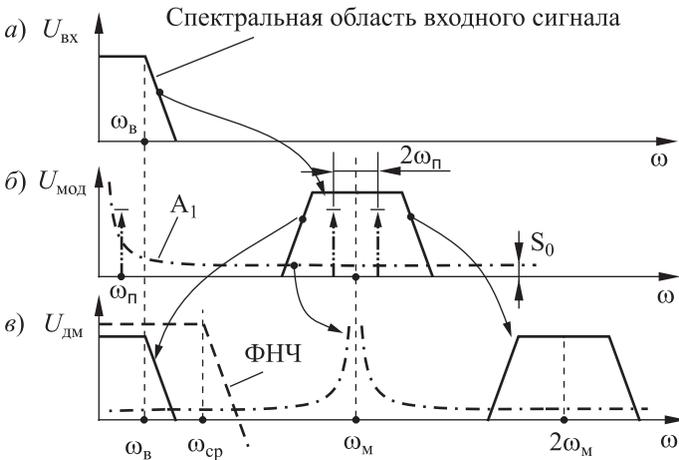


Рис. 2.78. Преобразование спектра сигнала и шума в МДМ-усилителе

Таким образом, исходя из полученного на выходе демодулятора спектра для подавления фликкер-шума A_1 можно пойти двумя путями.

1. На выходе МДМ поставить ФНЧ с необходимой частотой среза $\omega_{ср}$. Тогда ФНЧ пропустит только низкочастотную составляющую спектра и не пропустит фликкер-шум A_1 (см. рис. 2.78, в). Очевидно, при этом должно выдерживаться соотношение $\omega_m \gg \omega_{ср} > \omega_в$.

2. Поставить ФВЧ в виде разделительного конденсатора C_p на выходе A_1 и, следовательно, сразу подавить фликкер-шум от A_1 на входе ДМ.

Что касается фликкер-шума усилителя A_2 , то в такой структуре он будет ослаблен в K_1 раз, где K_1 — коэффициент усиления A_1 .

Более того, применение МДМ позволяет эффективно подавлять помехи, проникающие на вход A_1 и лежащие в полосе пропускания полезного сигнала на частоте $\omega_{\text{ш}}$, что особенно актуально для территориально удаленных датчиков. При таком приложении помех демодулятор переносит их в область высоких частот, где помехи легко отфильтровываются (рис. 2.78, б и в). Подобными особенностями подавлять помехи обладают, в частности, и мосты переменного тока. Однако при работе на переменном токе следует учитывать паразитные емкости. В частности, при использовании уравновешенных мостов переменного тока уравновешивание должно проводиться не только по активной, но и по реактивной составляющей.

Вывод. МДМ- и ПҚД-усилители подавляют не только аддитивную составляющую погрешности, о чем говорилось ранее, но и фликкер-шум ОУ, и низкочастотные помехи.

Порог чувствительности МДМ-усилителя практически определяется только дисперсией шума модулятора и приведенной ко входу дисперсией белого шума усилителя A_1 . Вторая составляющая обычно преобладает, поэтому

$$\overline{U_{\text{ш}}} \approx [S_0(f_{\text{в}} - f_{\text{н}})]^{0,5},$$

где S_0 — приведенная ко входу спектральная плотность белого шума усилителя A_1 ; $f_{\text{в}}$, $f_{\text{н}}$ — верхняя и нижняя границы полосы пропускания этого усилителя.

В настоящее время шумовой порог чувствительности электронных МДМ-усилителей характеризуется пороговой чувствительностью по постоянному напряжению и току на уровне $U_{\text{пор}} = 10^{-8}$ В, $I_{\text{пор}} = (1 \div 5) 10^{-17}$ А соответственно. В то же время не следует забывать о коммутационном шуме МДМ- и ПҚД-усилителей, которыми объясняется их в целом более высокий уровень шума, чем у классических малошумящих усилителей.

Глава 3

Датчики физических величин

Датчики как первичные измерительные преобразователи стали важнейшей частью измерительных систем и систем управления. Датчики или чувствительные элементы (сенсоры) обычно преобразуют неэлектрические физические величины (температуру, давление, световой поток и т. п.) в электрические сигналы. При внешней простоте и небольших массогабаритных параметрах датчики представляют собой сложнейшие конструктивно-технологические устройства, работающие зачастую в тяжелых эксплуатационных условиях. Надежность датчиков должна быть выше, чем надежность изделия.

Многообразие датчиков сигналов поистине безгранично, как безгранично количество измерительных задач. Например, утверждает, что номенклатура датчиков ведущей американской фирмы Honeywell составляет несколько сотен тысяч различных типов для машиностроительной, авиакосмической, автомобильной, химической промышленности, микроэлектроники и военной техники. В данном курсе рассматриваются только некоторые типы датчиков, преимущественно те, которые получили наиболее широкое распространение, или те, которые могут быть реализованы по микроэлектронной технологии и технологии микромеханики, что обеспечивает высокую тиражируемость, повторяемость и низкую стоимость. По этой причине, а также из-за ограниченного объема курса, не рассматриваются другие широко распространенные первичные датчики физических величин, например индуктивные и феррозондовые, являющиеся точными изделиями. Однако и рассматриваемых датчиков вполне достаточно, чтобы очертить круг проблем, с которыми сталкиваются инженеры в повседневной деятельности при создании или эксплуатации измерительных устройств.

3.1. Оптоэлектронные датчики

Оптоэлектронные датчики (ОЭД), часто их называют *фотодатчиками*, относятся к наиболее универсальным датчикам. Они позволяют измерять многие физические величины: давление, перемещение,

скорость, ускорение, температуру, химический состав, магнитные поля и т.п.

Фотодатчики предназначены для регистрации световых потоков в оптическом диапазоне длин волн и широко используются в метрологии, системах управления, робототехнике, системах технического зрения, различных сенсорах и охранных системах. Диапазон спектральной чувствительности фотодатчиков простирается от рентгеновского излучения до радиоволн, т. е. эти датчики перекрывают диапазон длин волн в шесть порядков ($10^{-3} \div 10^3$) мкм (рис. 3.1).

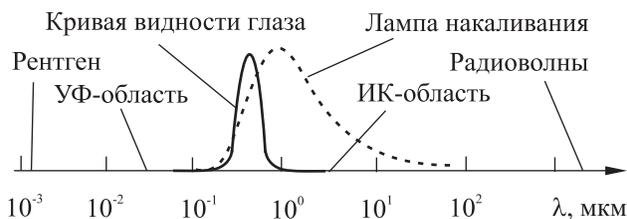


Рис. 3.1. Оптический спектральный диапазон

Как известно, частота излучения связана с длиной волны λ (в среде) соотношением

$$f = \frac{V}{\lambda} = \frac{c/n}{\lambda},$$

где V — скорость распространения света в среде с показателем преломления n (в воздухе $n \approx 1$); c — скорость распространения света в вакууме. Подставив значения величин, получим (для $\lambda = 1$ мкм)

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ (м/с)}}{10^{-6} \text{ (м)}} = 3 \cdot 10^{14} \text{ Гц.}$$

Как видим, свет — это излучение очень высокой частоты. Короткие длины волн в оптическом диапазоне спектра обуславливают высокое разрешение фотодатчиков. С другой стороны, световое излучение (поток фотонов) переносит энергию и характеризуется не только волновыми, но и энергетическими характеристиками: мощностью P [Вт] и световым потоком Φ [лм], которые и регистрируются фотоприемниками.

ОЭД могут быть двух типов — пассивными и активными. *Пассивные* датчики регистрируют внешнее излучение от различных объектов. Типичные примеры пассивных датчиков: датчики для регистрации теплового излучения (балометры, пирометры, тепловизоры), датчики изображений, датчики в астрономических приборах.

Активные датчики регистрируют излучение своего собственного источника, промодулированное внешним воздействием. Типичные примеры: лазерные дальнометры, интерферометры, триангуляционные датчики расстояний, щелевые датчики и энкодеры, датчики штрихкода, волоконно-оптические датчики, растровые датчики перемещений. В состав активных ОЭД в простейшем случае входят излучатель, фотоприемник и пороговое устройство, например, как в датчике дыма, регистрирующем излучение, рассеянное от продуктов горения (рис. 3.2).

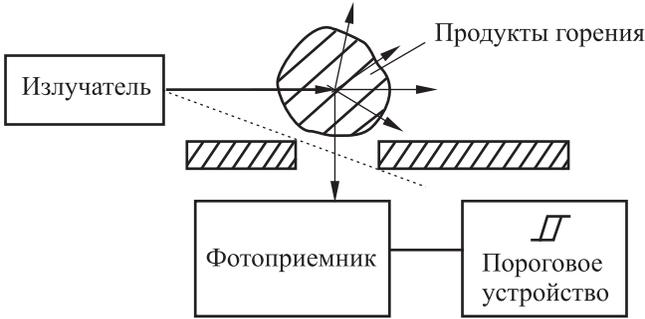


Рис. 3.2. Датчик дыма

В общем случае, помимо оптических элементов, ОЭД может включать изготовленные в едином технологическом цикле (интегрированные) схемы запитки излучателя, фотоусилитель и схему обработки фотосигнала (рис. 3.3). Отсюда появился термин микрофотоэлектроника. Структуре на рис. 3.3 соответствуют широко распространенные датчики щелевого типа, регистрирующие появление предметов в зоне между излучателем и фотоприемником.

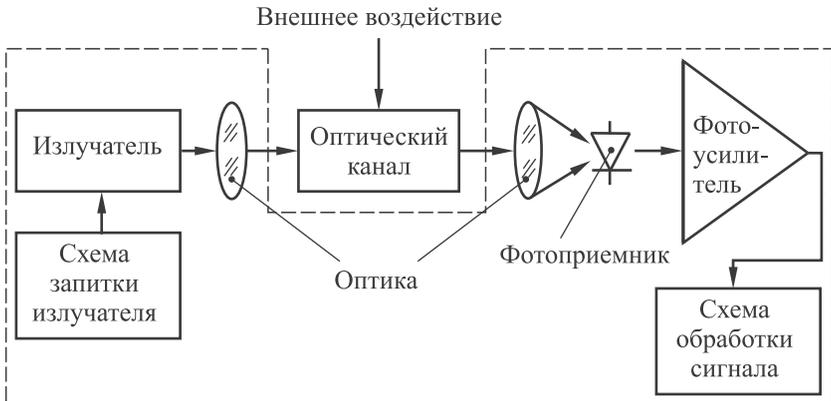


Рис. 3.3. Структура активного ОЭД

ОЭД открывают широкие возможности для определения химического состава оптически прозрачных газов и жидкостей, что имеет важное значение в контроле технологических процессов, медицине, экологии, спектроскопии. Например, для определения содержания воды в топливе достаточно сравнить поглощение на определенной длине волны эталонного и исследуемого образцов топлива. Аналогичным образом можно оперативно определить и состав выхлопных газов автомобиля.

Для измерительной техники наибольший интерес представляет видимый диапазон, а также ближняя и средняя ИК-области (0,7÷15 мкм), для которых могут быть использованы серийные твердотельные излучатели и фотоприемники.

Фотоприемники

Основными элементами фотодатчиков являются фотоприемники и излучатели. В соответствии с механизмом возникновения фоточувствительности фотоприемники делятся на два больших класса: квантовые (или фотонные) и тепловые. В *квантовых* фотоприемниках фоточувствительность возникает за счет непосредственного поглощения фотонов материалом фотоприемника, а в *тепловых* — в результате промежуточного преобразования в тепло. Эти фотоприемники существенно различаются по быстродействию и областям спектральной чувствительности.

В настоящее время наиболее распространенными и перспективными типами полупроводниковых фотоприемников являются фоторезисторы, фотодиоды и фототранзисторы, балометры, пироприемники, термоэлектрические фотоприемники и координатно-чувствительные фотодатчики. Среди излучателей доминируют полупроводниковые светодиодные излучатели видимого и ИК-диапазонов (*некогерентные* источники) и полупроводниковые лазеры (*когерентные* источники).

3.1.1. Фоторезисторы

В фоторезисторах (ФР) используется явление изменения внутренней фотопроводимости, т. е. изменение сопротивления резистивного элемента под действием падающего излучения. ФР является пассивным датчиком и его в простейшем случае включают в цепь делителя напряжения (рис. 3.4). В схеме под влиянием светового потока меняется сопротивление $R_{\text{ФР}}$, ток и выходной сигнал.

Фоторезисторы изготавливаются из полупроводниковых материалов. В основном это сернистые и селеновые соединения кадмия (CdS, CdSe), свинца (PbS, PbSe), соединения индия, галлия, теллура, которые наносятся на изолированную подложку. Диапазон спектральной чувствительности зависит от материала ФР и простирается от 0,1 до

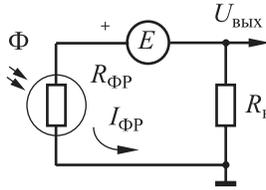


Рис. 3.4. Делитель напряжения на ФР

10÷20 мкм. Энергия фотонов связана с длиной волны λ излучения (в среде) известным соотношением

$$E_{\text{ф}} = hV/\lambda,$$

где $h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж · с = $4,13 \cdot 10^{-15}$ эВ · с — постоянная Планка; V — скорость света в среде.

Для возникновения фотопроводимости энергия фотона должна быть больше ширины запрещенной зоны полупроводника. Ширина запрещенной зоны является тем энергетическим порогом, ниже которого материал не является фоточувствительным. Фотоны видимого и ближнего ИК-излучения с $\lambda \leq 1,5$ мкм обладают достаточно высокими энергиями, поэтому их сравнительно просто детектировать квантовыми фотоприемниками, к которым относятся фоторезисторы и фотодиоды. Подставляя в последнее уравнение константы, можно оценить длинноволновый край спектральной чувствительности полупроводника из уравнения

$$\Delta E \lambda_{\text{max}} = 1,24,$$

где ΔE — ширина запрещенной зоны полупроводника в электрон-вольтах; λ_{max} — граничная длина волны в микрометрах.

Легирование полупроводника различными примесями позволяет в некоторых пределах менять и спектральную характеристику и чувствительность ФР. В таблице 3.1 приведены характеристики некоторых полупроводниковых материалов, используемых при изготовлении ФР, а на рис. 3.5 изображены спектральные характеристики ФР видимого диапазона.

В общем случае ВАХ ФР нелинейна (рис. 3.6). Детальный анализ показывает, что ток ФР $I_{\text{ФР}}$ состоит из двух составляющих — световой $I_{\text{ф}}$ и темновой $I_{\text{т}}$:

$$I_{\text{ФР}} = I_{\text{ф}} + I_{\text{т}} = (C\Phi^{\gamma} + 1/R_{\text{т}})E,$$

где $C \approx 0,1$ А/лм · В — коэффициент пропорциональности (удельная чувствительность); $\gamma \approx 0,5 \div 1$ (зависит от материала фоторезистора); $R_{\text{т}}$ — темновое сопротивление (сопротивление фоторезистора при $\Phi = 0$); E — напряжение питания.

Таблица 3.1

Характеристики полупроводниковых материалов

Материал	Обозначение	T, К	ΔE , эВ	λ , мкм
Кремний	Si	300	1,12	1,10
Германий	Ge	300	0,67	1,85
Сульфид цинка	ZnS	300	3,6	0,345
Сульфид кадмия	CdS	300	2,41	0,515
Теллурид кадмия	CdTe	300	1,5	0,83
Арсенид галлия	GaAs	300	1,42	0,87
Арсенид индия	InAs	300	0,35	3,54
		77	0,414	2,99
Антимонид индия	InSb	300	0,18	6,89
		77	0,228	5,44
Сульфид свинца	PbS	300	0,42	2,95
		196	0,35	3,5
		77	0,31	0,4
Селенид свинца	PbSe	300	0,23	5,39
		77	0,176	7,09
Твердые растворы КРТ	CdHgTe	300	0,165	7,5
		196	0,1	12
Теллур	Te	300	0,33	3,75

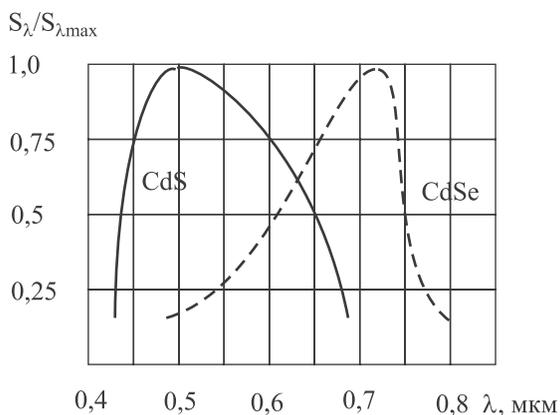


Рис. 3.5. Относительная спектральная чувствительность ФР видимого диапазона

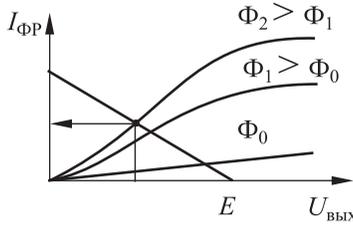


Рис. 3.6. ВАХ ФР

Эквивалентная схема фоторезистора на постоянном токе представляет собой параллельное соединение R_ϕ и R_T (рис. 3.7).

Типичные значения $E = 10 \div 100$ В. Максимальное значение напряжения питания (E_{max}) ограничивается максимальной рассеиваемой мощностью, а минимальное (E_{min}) — собственными шумами фоторезистора, которые весьма малы и при $E = 15$ В находятся на уровне $1 \div 3$ мкВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$. В рабочем диапазоне световых потоков, обычно $I_\phi \gg I_T$ ($R_T \gg R_\phi$). При $T = 20^\circ\text{C}$, $E = 10$ В, ток $I_T = 10^{-2} \div 10^{-3}$ мкА.

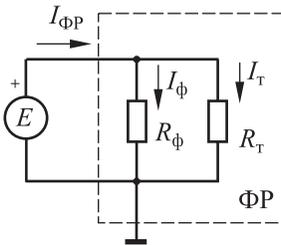


Рис. 3.7. Эквивалентная схема фоторезистора (ФР)

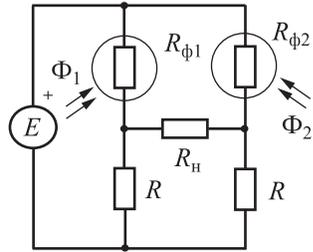


Рис. 3.8. Включение ФР в мостовую схему

Основные схемы включения ФР это делители напряжения (см. рис. 3.4), мостовые и дифференциальные схемы. Две последние схемы позволяют подавлять синфазные составляющие и различать малые градации в световом потоке при относительно большом фоне. На рис. 3.8 приведена мостовая схема включения дифференциального ФР, в которой для подавления фона (Φ_0) ФР $R_{\phi 1}$ регистрирует поток $\Phi_1 = \Phi_0 + \Delta\Phi$, а ФР $R_{\phi 2}$ регистрирует только фон Φ_0 .

Различают интегральную и удельную чувствительность ФР. Интегральная чувствительность ФР $S_{и} = \Delta I / \Delta \Phi \approx 10 \div 20$ А/лм определяется при фиксированном напряжении питания (обычно $E = 15$ В) и освещении стандартным источником класса А. Удельная чувствительность ФР $S_{уд} = \Delta I / (\Delta \Phi \Delta E)$ достигает 20 А/(лм · В).

Мерой чувствительности ФР является также *кратность изменения сопротивления ФР* в рабочем диапазоне световых потоков от Φ_{\max} до Φ_{\min} (рис. 3.9):

$$K_{\text{ФР}} = \frac{R_{\max}}{R_{\min}} \approx \frac{R_T}{R_{\min}} \approx 10^3 \div 10^5.$$

Темновое сопротивление ФР R_T очень сильно зависит от температуры (температурный коэффициент $\text{TK}(R_T) \approx 0,5 \div 1,0\% / ^\circ\text{C}$). Если при нормальных условиях $R_{T0} = 10^7 \div 10^8$ Ом (рис. 3.10), то при $\Delta T = \pm 50$ °C темновое сопротивление изменится не менее, чем в 10 раз.

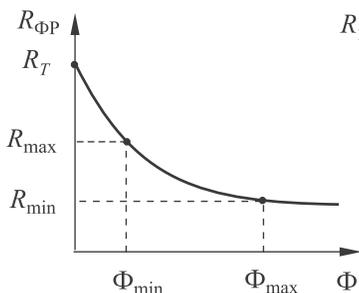


Рис. 3.9. Типичная передаточная характеристика ФР

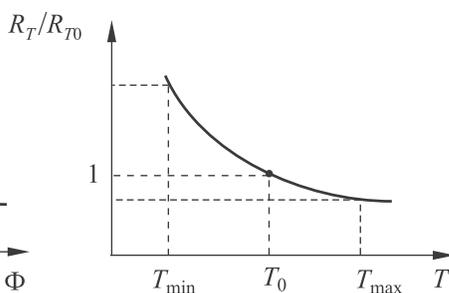


Рис. 3.10. Типичная нормированная температурная характеристика ФР

Чувствительность ФР может быть также выражена через количество электронов, образованных при поглощении одного кванта излучения

$$b = \frac{\mu_n \tau_n E}{d^2},$$

где μ_n — подвижность электронов; τ_n — среднее время жизни электронов; d — расстояние между электродами.

При $\mu_n = 300 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$, $\tau_n = 10^{-3} \text{ с}$, $d = 0,2 \text{ мм}$, $E = 1 \text{ В}$ чувствительность составит $b = 750$. Это означает, что ФР работает как фотоумножитель и является очень чувствительным сенсором.

Вследствие нелинейной передаточной характеристики и температурной нестабильности фоторезисторы, в основном, применяются в пороговых схемах, охранных системах, фотометрических схемах (фотоэкспонетрах), устройствах управления, тепловизорах. Чувствительность ФР примерно на три порядка выше, чем у фотодиодов. Это позволяет фоторезисторам работать в ряде случаев непосредственно на исполнительное устройство, например фотореле (рис. 3.11). В случае, если используются предусилители, с помощью ФР могут фиксироваться очень малые световые потоки.

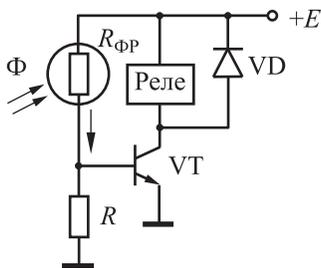


Рис. 3.11. Схема фотореле на ФР

Фоторезистор обладает очень низкими шумами, которые уменьшаются с понижением температуры: при $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ шумы находятся на уровне $\bar{U}_{\text{ш}} \approx 1\text{ мкВ}$. При охлаждении до криогенных температур не только снижаются шумы, но и возрастает чувствительность и, следовательно, обнаружительная способность ФР. В современной аппаратуре охлаждение осуществляется с помощью микрохолодильников на эффекте Пельтье. Один каскад микрохолодильника позволяет в среднем снизить температуру на 40° , а четыре каскада — на 100° .

Сочетание высокой чувствительности и низких шумов предопределяет использование ФР в различных тепlopеленгаторных устройствах, в частности, головках самонаведения ракет. Интересно, что впервые ФР на PbS с $\lambda = 3,5\text{ мкм}$ были применены американцами в головках самонаведения авиационных ракет «Сайдвиндер» во время войны в Корее в 1956–1957 гг. Ракеты наводились по ИК-излучению сопла двигателя.

Существенный недостаток ФР — сравнительно высокая инерционность (постоянная времени $\tau \approx 0,1 \div 100\text{ мс}$), что ограничивает максимальную рабочую частоту входного сигнала на уровне $1 \div 5\text{ кГц}$.

Достоинства ФР:

- 1) низкая стоимость;
- 2) чрезвычайно высокая надежность (наработка на отказ более 100 тыс. часов);
- 3) очень высокая чувствительность и/или обнаружительная способность (тепловизоры с ФР на InSb позволяют по ИК излучению регистрировать разность температур в $0,01\text{ }^{\circ}\text{C}$).

Недостатки ФР:

- 1) высокая инерционность (низкая полоса пропускания);
- 2) низкая температурная стабильность, которая вызывает аддитивные погрешности и необходимость работать не переменном токе;
- 3) нелинейные световые и вольтамперные характеристики.

Характеристики отечественных фоторезисторов приведены в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Характеристики отечественных фоторезисторов

Тип ФР	Материал	Размер фотоэласти- тельной площадки, мм/кол-во	$\Delta\lambda$, мкм	λ_{max} , мкм	$U_{\text{p max}}$, В	R_{min} , МОм	$I_{\text{T max}}$, мкА	Кратность ($R_{\text{T}}/R_{\text{min}}$)	t , с	ТК уветвитель- ности, %/°С	P_{max} , Вт
ФР765-1 (ФСК-1)	CdS	4×7,2/1	0,2±0,9	0,6±0,64	50	3,3	15	100	0,15	+0,3±-0,7	125
ФСК-7А	CdS	17×7/2	0,5±0,85	0,62±0,64	10	0,1	100	3,5	0,15	+0,3±-0,7	350
ФР 118 (ФПФ7-2)	CdS	3,7×2	0,4±0,7	0,55±0,6	6	0,3	20	14	8	0,85	50
ФР764 (ФСД1-2)	CdSe	Ø 5,8	0,35±1,1	0,7±0,8	50	3,3	10	150	0,15	+0,3±-0,7	125
СФ 3-1	CdSe	0,5×1,5	0,55±0,85	0,75±0,82	15	30,0	0,5	1500	0,06	+0,3±-2,6	10
СФ 3-9А	CdSe	2,5×5,8	0,35±1,0	0,67±0,77	50	2,5	-	500	0,015	+0,4±-1,5	25
СФ 3-9Б	CdSe	2,5×5,8	0,45±0,9	0,67±0,77	50	5·10 ³	-	5·10 ⁶	0,005	-1,25	100
ФР 1-3	PbS	1×5,8	1,0±3,2	1,5±2,2	15	0,047±0,33	-	-	4·10 ⁻⁴	-1,0±-5,0	6
ФСА 6	PbS	Ø 5,0	0,3±3,0	2,0±2,2	30	0,047±0,33	-	-	4·10 ⁻⁴	+1,8±-1,5	10
СФ 4-3Д	PbSe	3,0×3,0	0,5±4,6	3,5±3,7	5	0,2	-	-	10 ⁻³	-	-

3.1.2. Фотодиоды

Работа фотодиода (ФД) основана на явлении внутреннего фотоэффекта в полупроводниках. Простейший ФД — это освещенный $p-n$ -переход, в котором при засветке световым потоком генерируются пары носителей электрон–дырка. Образовавшиеся пары диффундируют в область $p-n$ -перехода и разделяются, вызывая фотоЭДС и фототок в замкнутой цепи. Направление фототока совпадает с направлением обратного тока через $p-n$ -переход (рис. 3.12, а). Этот режим работы ФД называется *фотогальваническим* или *фотогенераторным*. При наличии внешнего обратного напряжения с изменением освещенности меняется обратный ток через $p-n$ -переход (рис. 3.12, б), что соответствует *фотодиодному* режиму работы.

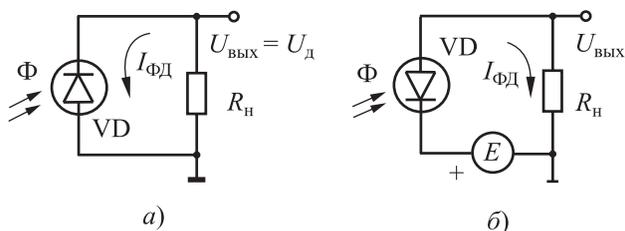


Рис. 3.12. Режимы работы ФД:
а — фотогальванический; б — фотодиодный

ВАХ диода определяются по уравнениям Эберса–Молла, в которых в случае освещения $p-n$ -перехода появляется фотоэлектрическая компонента I_Φ :

$$I_{\text{ФД}} = I_s [\exp(U_d / \varphi_T) - 1] + I_\Phi,$$

$$\varphi_T = kT/q,$$

$$I_\Phi = S\Phi,$$

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{ФД}} R_n,$$

где I_s — ток обратно смещенного $p-n$ -перехода; φ_T — тепловой потенциал; U_d — напряжение на диоде; k — постоянная Больцмана; q — заряд электрона; T — абсолютная температура; S — коэффициент чувствительности ФД; Φ — световой поток.

Фотоэлектрическая компонента I_Φ наиболее сильно проявляется в третьем и четвертом квадрантах ВАХ (рис. 3.13). Как отмечалось, фотодиод может работать в двух режимах: фотогальваническом, или генераторном, режиме (без подачи внешнего напряжения) и фотодиодном (при подаче внешнего напряжения обратной полярности).

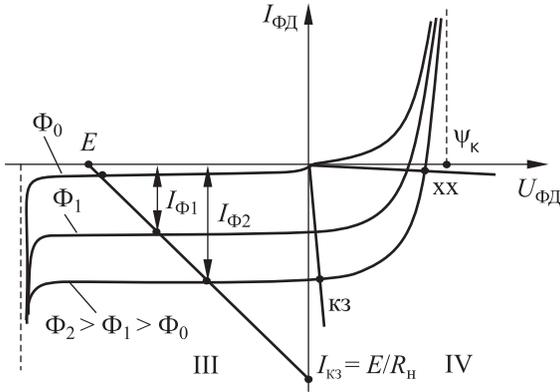


Рис. 3.13. Вольт-амперная характеристика ФД

Фотогальванический режим соответствует работе ФД в четвертом квадранте (см. рис. 3.13), где можно выделить два предельных режима работы:

- 1) режим, близкий к короткому замыканию (режим КЗ);
- 2) режим, близкий к холостому ходу (режим ХХ).

В режиме КЗ $U_{\text{д}} \rightarrow 0$, а ток $I_{\text{ФД}}$ оказывается пропорциональным световому потоку. Эта пропорциональность (линейность) простирается на 6–7 порядков. Режим, близкий к КЗ, достаточно просто реализовать на ОУ, включенном по схеме преобразования «ток–напряжение» (рис. 3.14, а), для которого, как известно, $R_{\text{вх}} \rightarrow 0$, $U_{\text{вых}} = I_{\text{ФД}} R_{\text{ОС}}$. Схема на рис. 3.14, а носит название *трансимпедансного усилителя*, который позволяет за счет малого входного сопротивления существенно уменьшить постоянную времени входной цепи ОУ, повысить быстродействие и устойчиво работать при сильных засветках.

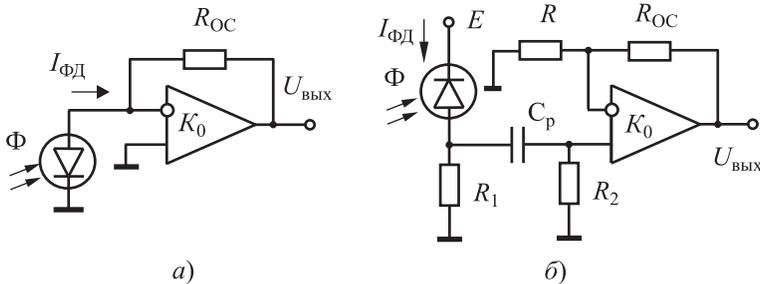


Рис. 3.14. Включение ФД с ОУ: а — фотогальванический; б — фотодиодный по переменному току

Напротив, режим, близкий к ХХ, в фотогальваническом включении реализовать вообще затруднительно. В режиме ХХ передаточные характеристики ФД существенно нелинейны, и напряжение на диоде

не может превосходить контактное напряжение полупроводника ψ_K ($U_{\text{ФД}} < \psi_K$). Для кремния $\psi_K < 1,2$ В (реально $U_{\text{вых}} < 0,4$ В). Этот режим, в основном, используется для получения энергии от солнечных батарей (так называемые солнечные элементы). КПД фотоэлемента находится в пределах 5÷25%.

В фотогальваническом режиме отсутствуют темновые токи и, следовательно, малы шумы. Но для обеспечения большего соотношения сигнал/шум и высокой обнаружительной способности следует применять малошумные ОУ.

Фотодиодному режиму соответствует работа в третьем квадранте, т. е. работа с внешним обратным напряжением, когда под действием светового потока изменяется сопротивление ФД, а значит, меняется и ток в цепи нагрузки (см. рис. 3.12, б). Для построения нагрузочной прямой фотодиодного режима на вертикальной оси ВАХ (см. рис. 3.13) откладывается точка $I_{\text{ФД}} = I_{\text{кз}} = E/R_{\text{н}}$, а на горизонтальной оси — точка E . Передаточная характеристика в данном режиме линейна и простирается на 7÷9 порядков, а ток $I_{\text{ФД}} = S \Phi$, где S — токовая чувствительность ФД.

Особенность фотодиодного режима — наличие темнового (теплого) тока обратного смещенного p - n -перехода. Тепловой ток в полупроводнике, как известно, удваивается на каждые (7÷10) °С. Стандартный прием улучшения температурной стабильности — работать на переменном токе (рис. 3.14, б), при котором в полосе пропускания и при $U_{\text{ФД}} \gg \varphi_T$ справедливы следующие соотношения:

$$I_{\text{ФД}} = I_S + S\Phi,$$

$$R_{\text{н}} = R_1 || R_2,$$

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{ФД}} R_{\text{н}},$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} (R_{\text{ОС}}/R + 1).$$

Другой путь повышения термостабильности — охлаждение ФД до низких (криогенных) температур. При этом на порядки возрастает чувствительность.

Фототок также зависит от угла падения излучения α . Ширина так называемой апертурной характеристики ФД по уровню 0,5 находится в пределах $\Delta\alpha = \pm 50 \div 70$ угловых градусов (рис. 3.15).

Динамические характеристики ФД могут быть оценены из эквивалентной схемы его динамической модели (рис. 3.16), где $C_{\text{ФД}}$ — собственная емкость плоскостного ФД ($10 \div 10^3$ пФ); $R_{\text{д}}$ — динамическое сопротивление обратного смещенного p - n -перехода ($1 \div 10$ МОм). Если в фотогальваническом режиме при $R_{\text{н}} = 100$ кОм полоса пропускания достигает 1÷2 МГц, то в фотодиодном за счет обратного смеще-

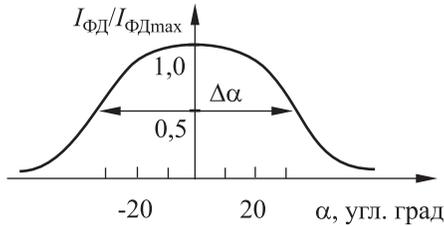


Рис. 3.15. Аппертурные характеристики ФД

ния емкость $C_{ФД}$ уменьшается, и полоса пропускания простирается до нескольких сотен мегагерц при $E = 15 \div 150$ В. Правда, при этом возрастает и дробовый шум.

Спектральные характеристики ФД зависят от вида полупроводника, из которого он изготовлен. Наиболее часто используются кремний (максимальная чувствительность на длине волны 0,9 мкм) и германий (рис. 3.17). В приборах ночного видения (длина волны 0,8÷2,6 мкм) используются ФД на основе InGaAs.

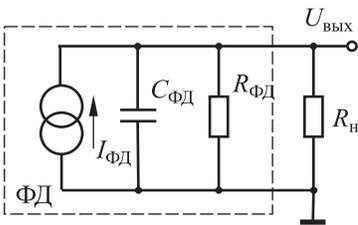


Рис. 3.16. Динамическая модель ФД

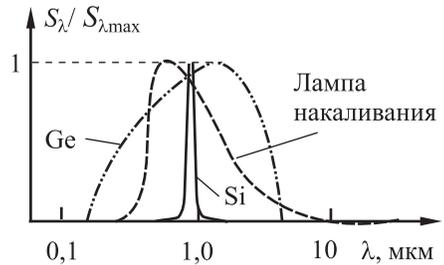


Рис. 3.17. Спектральные характеристики ФД из германия (Ge) и кремния (Si)

Фотодиоды обладают исключительной стабильностью характеристик во времени, а в фотогальваническом режиме — и в температурном диапазоне, поэтому они являются метрологической базой оптоэлектроники и фотометрии.

Виды фотодиодов

Существуют три основных разновидности фотодиодов.

1. Обычные классические фотодиоды с постоянной времени $\tau = 10^{-6} \div 10^{-8}$ с.

2. *p-i-n-фотодиоды* (рис. 3.18), в которых между *p*- и *n*-областями имеется протяженная высокоомная инжекционная область (*i*-область, поглощающая фотоны). Сопротивление *i*-области в $10^6 \div 10^7$ раз больше *p* и *n*-областей. При поглощении фотонов в *i*-области концентрируется ускоряющее электрическое поле, возникает дополнительный дрейф носителей и быстродействие возрастает ($\tau = 10^{-10} \div 10^{-11}$ с).

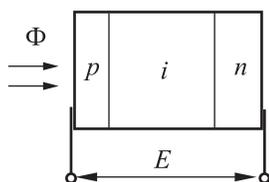


Рис. 3.18. Структура p-i-n-фотодиода

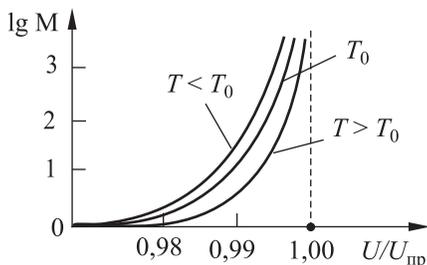


Рис. 3.19. Зависимость коэффициента умножения ЛФД от напряжения

Эти фотодиоды изготавливаются по стандартным, но несколько усовершенствованным технологиям, следовательно, дешевы. Они обладают очень малым уровнем шумов. Пороговый поток находится на уровне $P_{\text{пор}} \approx 10^{-18}$ Вт (для $\lambda = 0,5$ мкм и полосы $\Delta f = 1$ Гц). Темновой ток p-i-n-ФД составляет $(1 \div 8) \cdot 10^{-9}$ А.

3. *Лавинный фотодиод (ЛФД)* — на него подается обратное напряжение (для кремния $E = 100 \div 200$ В, для германия $E = 30 \div 40$ В), близкое к напряжению пробоя ($\Delta U = E - U_{\text{пр}} \approx 0,2 \div 0,3$ В). В предпробойной области создаются предпосылки для ударной ионизации, которая при попадании фотонов вызывает лавинообразное нарастание тока. Коэффициент умножения M (коэффициент лавины) при этом достигает нескольких тысяч (рис. 3.19) и во столько же раз увеличивается чувствительность, которая достигает значений $1 \div 10^2$ А/Вт. Коэффициент умножения M определяется выражением

$$M^{-1} \approx 1 - (U/U_{\text{пр}})^n,$$

где $n = 1,4 \div 4$ зависит от типа полупроводников (например у Si p-типа $n = 1,5 \div 2,0$, у Si n-типа $n = 3,4 \div 4,0$).

Таким образом, ЛФД является фотодиодом с внутренним усилением и лучшим, чем у вакуумных фотоэлектрических умножителей, соотношением сигнал/шум. Заметим, что $U_{\text{пр}}$ в сильной степени зависит от температуры ($\partial U_{\text{пр}} / \partial T \approx 200$ мВ/°С).

Из-за наличия положительной обратной связи ЛФД обладают постоянной времени $\tau \approx 10^{-11} \div 10^{-12}$ с и способны регистрировать короткие лазерные вспышки, длительность которых тоже находится в пикосекундном диапазоне. Однако коэффициент умножения ЛФД в очень сильной степени зависит от отношения $U/U_{\text{пр}}$, а следовательно, и от температуры ($\text{ТК}(M) \approx -0,2\% \cdot \text{°C}^{-1}$). Поэтому при практическом применении ЛФД для стабилизации M должна использоваться специальная следящая система, которая удерживает ΔU , а следовательно и M , в заданном диапазоне значений и не допускают необратимого пробоя.

Второе обстоятельство связано с возрастанием в ЛФД шумового тока

$$\overline{i_{ш}^2} \approx 2qIM^3\Delta f,$$

где q — заряд электрона; I — полный ток ЛФД; M — коэффициент умножения; Δf — полоса пропускания.

Оно накладывает ограничение на величину M , поскольку нет смысла увеличивать M выше предела, когда уровень шума ЛФД превысит уровень шума усилителя.

Наконец, качество полупроводниковых материалов в ЛФД должно быть много выше, чем у ФД других типов, так как большая напряженность поля в p - n -переходе может вызвать пробой на дефектах структуры полупроводника (микроплазмы).

В последнее время отечественными учеными разработана разновидность ЛФД со структурой металл-резистивный слой-полупроводник (ЛФД-МРП) на длине волн $0,2 \div 1,8$ мкм. В ЛФД-МРП осуществляется локальная отрицательная связь и достигается $M = 10^6$ при более высокой стабильности, чем у ЛФД.

4. Еще одной разновидностью фотодиода является *фототранзистор* (ФТ) — транзистор с «плавающей» базой, у которого освещен база-коллекторный переход (рис. 3.20, а). При этом через переход протекает фототок I_{ϕ} , который усиливается в β раз ($I_{к} = I_{\phi}(\beta + 1) \approx \approx I_{\phi}\beta$), и в β раз увеличивается чувствительность по сравнению с ФД. Однако также усиливается и тепловой ток $I_{к0}$ ($I_{\phi} = I_{к0} + I_{\phi}$), что предопределяет сравнительно низкую температурную стабильность одиночного ФТ, поскольку $I_{к0}$ удваивается на каждые 10°C .

Таким образом, ФТ является прибором с достаточно низкой температурной стабильностью и высоким уровнем тепловых шумов. В то же время чувствительность ФТ значительно выше чувствительности ФД (достигает 1 А/Вт против 0,2 А/Вт у ФД). Эквивалентная схема

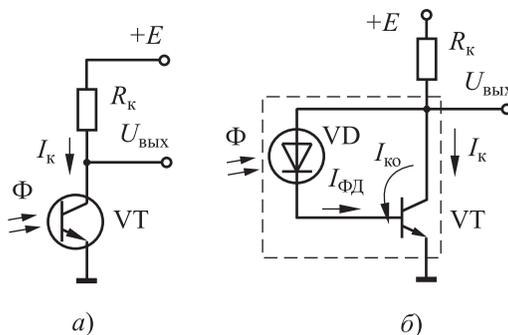


Рис. 3.20. Фототранзистор: а — схема включения; б — схема замещения

ФТ приведена на рис. 3.20, б, а ВАХ — на рис. 3.21. Частота среза f_{cp} у ФТ несколько ниже ($10^5 \div 10^6$ Гц), чем у ФД, за счет дополнительной емкости база-коллекторного перехода.

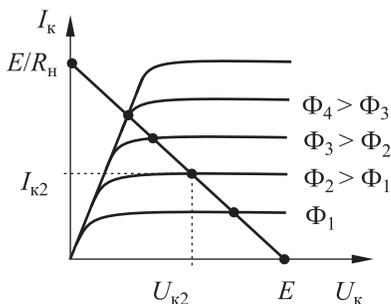


Рис. 3.21. ВАХ фототранзистора

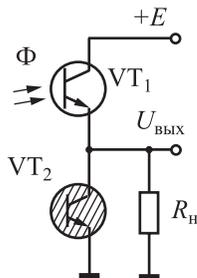


Рис. 3.22. Дифференциальное включение ФТ

Для дальнейшего повышения чувствительности фототранзистор включают по схеме Дарлингтона (так называемый фото-Дарлингтон). Полевой ФТ имеет чувствительность на порядок большую, чем биполярный ФТ, но меньшее быстродействие.

Для повышения термостабильности ФТ применяют дифференциальную пару из двух ФТ (рис. 3.22), один из которых освещен (VT1), а другой затемнен (VT2). В результате $I_{к0}$ в значительной степени компенсируется.

ФД выпускаются в корпусном и бескорпусном исполнении, в виде отдельных элементов и в виде многоэлементных структур: дифференциальных, четырехплощадочных, протяженных линеек и матриц (рис. 3.23).

Основные характеристики отечественных фотодиодов (ФД), фототранзисторов (ФТ) и лавинных фотодиодов (ЛФД) приведены в таблицах 3.3 и 3.4.

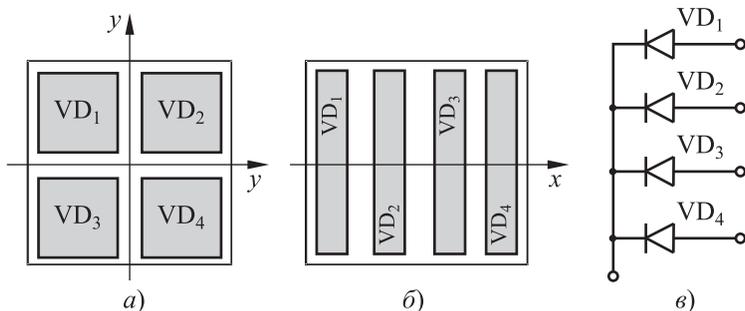


Рис. 3.23. Многоэлементные фотоприборы:

а — координатный; б — линейный; в — схема электрическая

Таблица 3.3

Характеристики отечественных фотодиодов (ФД) и фототранзисторов (ФТ)

Тип ФД	Размер фоточувствительной площади, мм/конт-во элементов	$\Delta\alpha$, угл. град.	$\Delta\lambda$, мкм	λ_{\max} , мкм	$U_{p\max}$, В	$I_{T\max}$, мкА	Интергральная токовая чувствительность, $\frac{\text{мА}}{\text{мкА}} / \frac{\text{лм}}{\text{лк}}$	Монокроматическая токовая чувствительность, А/Вт	t_r , с	Пороговый ток, $\text{лм}/\text{лк}_{0,5}$
КФДМ	1,9×1,9	36	0,5÷1,12	0,85÷0,92	20	1,0	-/7,5	-	10^{-5}	-
ФД-7К	Ø 10	-	0,47÷1,12	0,82÷0,86	27	2,5	3,8/0,47	-	10^{-5}	-
ФД-19КК	1×1/4	-	0,5÷1,1	0,75÷0,80	3,0	0,1	3,8/-	-	$3 \cdot 10^{-6}$	$2,5 \cdot 10^{-9}$
ФД-20КП	2×2/4	-	0,5÷1,1	0,85÷0,92	7	0,1	4,0/-	0,3	$5 \cdot 10^{-6}$	-
ФД-20-30КП	1,5×1,5/2	-	0,5÷1,1	0,85÷0,92	5	0,1	-	0,3	$1,8 \cdot 10^{-6}$	-
ФД-20-32К	2×1,35/2	-	0,45÷1,06	0,78÷0,90	3	0,1	4/-	0,25	$1,6 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^{-10}$
ФД-22 КП	1×1/4	-	0,45÷1,1	0,75÷0,92	7	0,05	4,4/-	0,3	10^{-6}	-
ФД-252	Ø 0,6	60	0,4÷1,1	0,78÷0,89	10	0,01	-	0,35	$5 \cdot 10^{-9}$	-
ФД-256	Ø 1,37	-	0,4÷1,1	0,75÷0,90	24	0,005	-	0,6	$2 \cdot 10^{-9}$	-

Тип ФД	Размер фоточувствительной площадки, мм/кол-во элементов	$\Delta\alpha$, угл. град.	$\Delta\lambda$, мкм	λ_{max} , мкм	$U_{p\ max}$, В	$I_{r\ max}$, мкА	Интегральная токовая чувствительность, $\frac{мА}{мкА} / \frac{лм}{лк}$	Монокроматическая токовая чувствительность, А/Вт	τ , с	Пороговый поток, $лм/Пц_{0,5}$
ФД-265	1,4×1,4	36	0,4÷1,1	0,75÷0,90	20	0,1	-/0,75·10 ⁻³	-	5·10 ⁻⁶	-
ФД-3(Ge)	Ø 2,45	-	0,4÷1,8	1,5÷1,6	10	10	5/-	-	5·10 ⁻⁶	-
ФД-5Г(Ge)	Ø 2,5	120	0,3÷1,8	1,5÷1,55	15	8	7	-	5·10 ⁻⁶	-
ФД-7Г(Ge)	Ø 5,0	-	0,3÷1,8	1,5÷1,55	10	10	20	-	-	8·10 ⁻⁹
ФД-10Г(Ge)	Ø 1,13	8	0,5÷1,8	1,5÷1,55	10	10	17	-	0,1·10 ⁻⁶	-
ФТ-2К	Ø 1,8	-	0,5÷1,12	0,8÷0,9	5	3	-	0,4	8·10 ⁻⁵	-
КТФ-102	-	-	0,6÷1,1	-	30	1	-	1,0	0,5·10 ⁻³	-
КТФ-109	-	-	1,08÷1,09	-	10	0,5	-	0,25	1,5·10 ⁻⁵	-
ФТГ-5(Ge)	Ø 3,0	90	0,4÷1,8	1,5÷1,55	10	50	-	1,0	2·10 ⁻⁵	-

Таблица 3.4

Параметры отечественных лавинных ФД

Наименование	λ , мкм	S , А/Вт	τ , нс	C , пФ	$U_{обр}$, В	Примечание
ФДЛ-118	0,8÷0,9	> 20 В/Вт	< 3	< 3	70÷400	Si, ВОЛС
ФД-119Л	1,3; 1,55	> 6	2	< 2	35÷45	Ge, ВОЛС
ФД-317Л	0,85	> 50	< 2,5	2	70÷400	Si
ФД-322Л	1,55; 1,55	> 10	0,2	1,0	< 40	Ge
ФД-323Л	1,3; 1,55	8÷10	0,22	1,0	30÷50	Ge, термо-холодиль-ник
ЛФД-150	1,06;	7÷108	0,5	–	30÷40	Ge
ФПЛ-150*	1,3;	20 (1,3 мкм)			30÷40	Ge
ФПЛС-150*	1,55	20 (1,3 мкм)			45	Ge, термо-холодиль-ник
ЛФД-200	1,06; 1,3; 1,55	67	1,0	–	30÷40	Ge
ЛФД-300	1,06; 1,3; 1,55	345	0,07	–	30÷40	Ge
ЛФДГ-70	1,06;	5÷20;	–	0,6÷0,7	30÷40	Ge
ФПЛ-70**	1,3;	25÷35;			30÷40	Ge
ФПЛС-70**	1,55	22÷35			45	Ge, термо-холодиль-ник
ЛФДГ-70Т	1,06; 1,3; 1,55	40÷45	–	0,8÷0,9	30÷40	Ge
ЛФДГ-70ТЛ	1,3; 1,55	32÷45	–	0,8÷0,9	30÷40	Ge

$$* I_{ш} = 10^{-11} \text{ А/Гц}^{1/2}.$$

$$** I_{ш} = 5 \cdot 10^{-12} \text{ А/Гц}^{1/2}.$$

3.1.3. Фоточувствительные приборы с зарядовой связью

Фоточувствительные приборы с зарядовой связью (ФПЗС) относятся к твердотельным датчикам изображения и широко используются в промышленных телевизионных камерах, сканерах, датчиках перемещений, системах технического зрения, компьютерной томографии и флюорографии. ФПЗС является разновидностью приборов с зарядовой связью (ПЗС).

Рассмотрим принцип работы ПЗС. В основе работы ПЗС лежат два процесса: накопление заряда и передача заряда. Накопление заряда происходит на МОП-емкости. Она содержит подложку из полупроводникового материала, допустим, p -типа, изолятор (SiO_2), напыленный электрод (рис. 3.24).

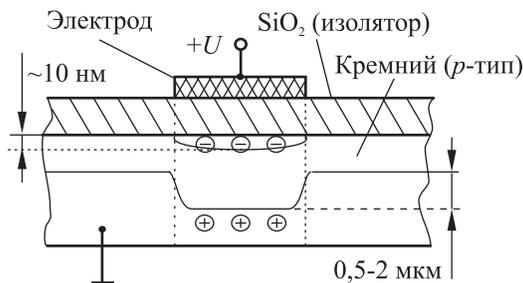


Рис. 3.24. Структура МОП-емкости

Если к электроду приложить напряжение положительной полярности, то основные носители (дырки) уйдут вглубь под электрод. Образуется потенциальная яма глубиной $0,5 \div 2$ мкм. При этом неосновные носители (электроны) скапливаются под электродом и постепенно заполняют потенциальную яму за счет, например, процесса термогенерации в полупроводнике. В результате под электродом создается область пространственного заряда. Если взять пару таких МОП-емкостей и расположить их достаточно близко друг к другу, то, манипулируя потенциалами электродов, можно осуществить перенос или переливание (гидродинамическая аналогия) заряда из одной МОП области в другую.

Различные фазы переноса заряда показаны на рис. 3.25, а, а на рис. 3.25, б — временные диаграммы управления процессом переноса заряда. Моменту t_0 соответствует накопление заряда под левым электродом, моменту t_1 — создание потенциальной ямы под правым электродом и начало переноса заряда вправо, t_2 — уменьшение глубины потенциальной ямы под левым электродом и принудительное выталкивание заряда вправо, t_3 — окончание переноса (перелива) заряда под правый электрод. Близость МОП-емкостей — основное условие эффективной (без потерь) передачи заряда.

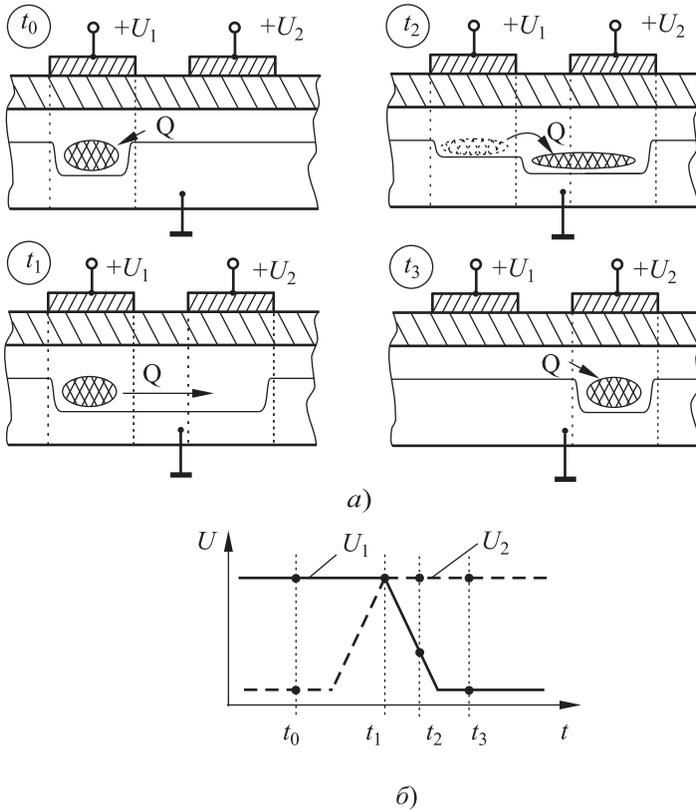


Рис. 3.25. Перенос заряда в МОП-емкостях: *а* — фазы переноса; *б* — временная диаграмма

Очевидно, что при перемене фазировки управляющих сигналов, направление перетекания заряда изменится в другую сторону (возможно и вправо, и влево). На этом принципе и удалось создать сдвиговый ПЗС-регистр, например с трехфазной системой управления. На рис. 3.26 приведена его упрощенная структурная схема, а на рис. 3.27 — временные диаграммы управления. В начале и конце каждой строки ПЗС имеется элемент ввода/вывода заряда (например, диоды VD_1 и VD_2).

В процессе сдвига нет промежуточных преобразований, поэтому затраты и потери энергии очень малы — порядка $5 \cdot 10^{-6}$ Вт/бит. По этой причине на сегодняшний день ПЗС являются ИМС с самой высокой плотностью упаковки и степенью интеграции.

Сдвиг заряда в любую сторону сопровождается потерями за счет диффузии носителей в соседние области полупроводника. Поэтому процесс переноса должен осуществляться достаточно быстро (ПЗС не

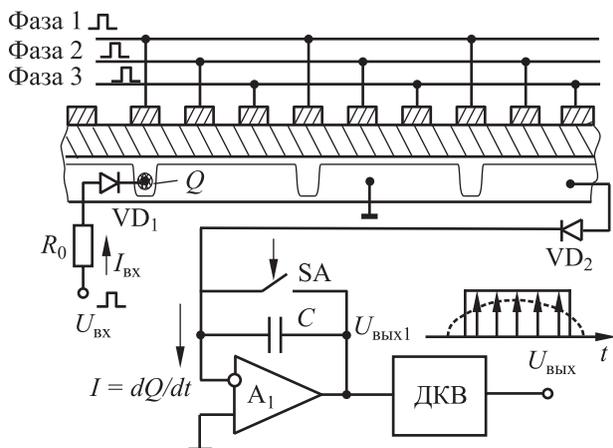


Рис. 3.26. Структура ФПЗС с трехфазным управлением

работоспособны в статике и являются динамическими приборами), и МОП-емкости должны находиться близко друг к другу.

Типичные конструктивные и электрические параметры ПЗС:

- размер электродов — $15 \div 30$ мкм;
- расстояние между ними — $2 \div 5$ мкм;
- тактовая частота, на которой осуществляется управление, $f_{\text{такт}} \approx 1 \div 10$ МГц;
- потери $\varepsilon \approx 10^{-4} \div 10^{-5}$ ($< 0,01\%$) на единичный акт переноса заряда.

Например, при количество ячеек $n = 1000$ и трехфазной системе управления ($k = 3$) эффективность переноса составит $M = 1 - kn\varepsilon \approx \approx 0,7$. На эффективность переноса заряда влияет также и форма управляющих напряжений в фазах (см. рис. 3.27).

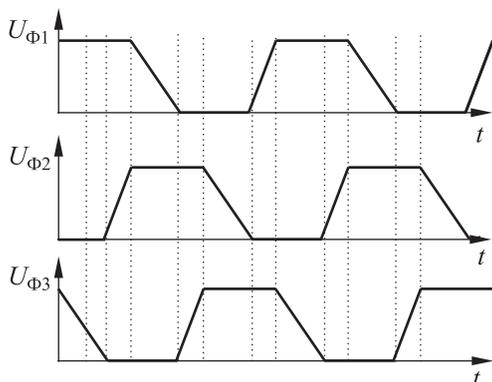


Рис. 3.27. Временные диаграммы с трехфазного управления ПЗС

Заряды в МОП-емкостях могут появляться разными способами.

1. Под действием процесса термогенерации (процесс является паразитным).

2. В результате упомянутой направленной электрической инжекции заряда за счет прямо смещенного $p-n$ -перехода VD_1 (см. рис. 3.26). Таким образом, если одновременно с первой фазой в течение интервала накопления t_n подать положительное напряжение $U_{вх}$, то в первую потенциальную яму «сошьется» заряд $Q = I_{вх} t_n$. Следовательно, в ПЗС-регистр можно вводить и сдвигать последовательную двоичную информацию, подавая и смещая заряд. Вывод зарядов (информации) может осуществляться из-под последнего электрода с помощью преобразователя «заряд – напряжение» на ОУ (см. рис. 3.26).

3. Путем световой инжекции, когда с помощью оптической системы на поверхности ПЗС создается изображение или световой рельеф (рис. 3.28). Если энергия фотонов больше ширины запрещенной зоны полупроводника, то возникают пары носителей дырки – электроны, которые собираются в потенциальные ямы.

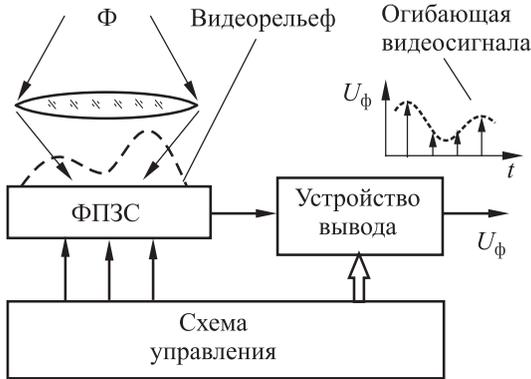


Рис. 3.28. Световая инжекция в ПЗС (ФПЗС)

Затем этот потенциальный рельеф с накопленным зарядом в потенциальных ямах может выталкиваться через устройство вывода и на выходе получается видеосигнал с огибающей, соответствующий изображению на рис. 3.28. В результате пространственное распределение освещенности на поверхности ПЗС будет преобразовано во временной видеосигнал. Это и есть ФПЗС.

Структура серийных линейных ФПЗС значительно сложнее рассмотренной на рис. 3.28 схемы и представлена на рис. 3.29. Это объясняется двумя причинами:

1) в реальных ФПЗС процесс накопления заряда и функции транспортировки разделены, что позволяет увеличить быстродействие за счет совмещения этих процессов во времени;

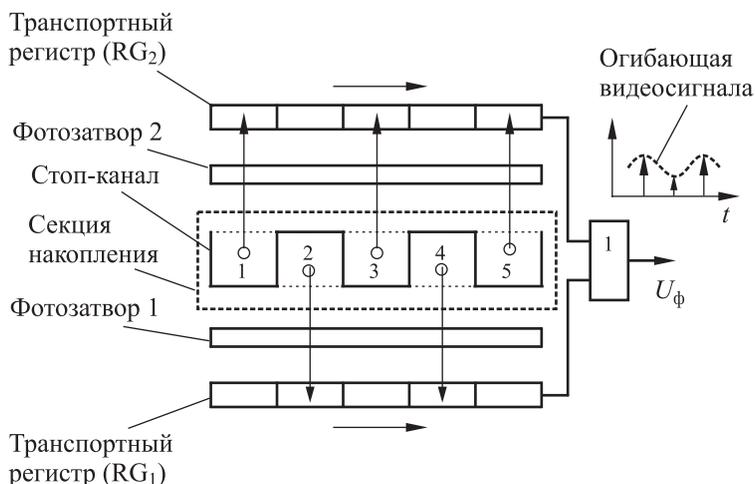


Рис. 3.29. Структура серийных линейных ФПЗ

2) для уменьшения растекания заряда все ячейки накопительной секции делятся на четные и нечетные, которые отделяются друг от друга так называемыми стоп-каналами, что снижает потери на растекание.

Накопленные заряды из четных и нечетных ячеек переносятся в транспортные регистры RG_1 и RG_2 с помощью фотозатворов 1 и 2. При такой организации количество передач уменьшается вдвое, что особенно важно при числе фотоячеек $n > 1000$.

Неэффективность переноса приводит к размытию видеоизображения, так как в результате растекания заряда в соседние ячейки он будет передаваться на выход в других тактах. В пределе видеопульс, например, становится гауссовским (см. рис. 3.27). Неэффективность переноса зависит от температуры, дефектов кристаллической решетки и оптимизируется подбором формы управляющих импульсов (см. рис. 3.27) и различными технологическими ухищрениями.

Линейные ФПЗС представлены отечественными микросхемами серий 1200ЦЛ, А1200 и др. Они содержат несколько тысяч фотоячеек с минимальными размерами $\approx 15 \times 30$ мкм.

Помимо линейных ФПЗС, где фоточувствительные ячейки располагаются в линию, существуют и матричные ФПЗС, где фоточувствительные ячейки располагаются в форме матрицы (рис. 3.30), — микросхемы серий 1200ЦМ, А1100 и др. Организация считывания в матричных ФПЗС координатная. На рисунке 3.30 приведена структура матричной ФПЗС со строчно-кадровой организацией считывания, когда в каждую строку наряду с фоточувствительными ячейками вводятся транспортные регистры строки, закрытые непрозрачными экранами.

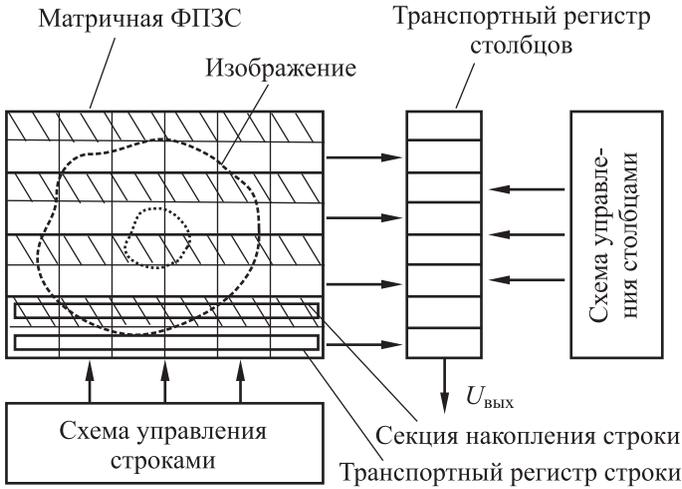


Рис. 3.30. Структура матричного ФПЗС со строчно-кадровой разверткой

ПЗС относятся к приборам особо чувствительным к температуре. Это связано с тем, что информационные токи и заряды очень малы, а паразитные температурные токи удваиваются на каждые 10°C . Поэтому верхний рабочий температурный диапазон не превышает $T_{\max} = +40\div 55^\circ\text{C}$, и при эксплуатации ФПЗС при больших температурах приходится их охлаждать, например, с помощью микрохолодильников на эффекте Пельтье. В то же время при низких (криогенных) температурах чувствительность ФПЗС возрастает настолько, что видеоизображение регистрируется даже при звездном свете. Динамический диапазон ФПЗС достигает 70 дБ.

В простейшем случае для регистрации зарядов, поступающих на выход, может быть применен преобразователь «ток–напряжение» на интеграторе тока A_1 ($\Delta U_A = Q/C$) (см рис. 3.26). Перед поступлением заряда интегратор должен быть обнулен с помощью ключа SA. Однако работа ФПЗС сопровождается большим уровнем помех, которые вызываются как тактовым шумом ключей управления, так и шумовой составляющей в виде синфазного сигнала, пропорционального $(kT/C)^{1/2}$, создающего так называемый плавающий (зависящий от температуры) потенциал (k — постоянная Больцмана). Чтобы подавить этот так называемый «геометрический шум» применяется схема двойной корреляционной выборки (ДКВ), аналоговый вариант которой приведен на рис. 3.31.

В схеме ДКВ перед поступлением информационного заряда ключ SA_2 замыкается и на C_2 выделяется шумовая составляющая сигнала. Компоненты A_3, C_3 и SA_3 образуют схему выборки и хранения (СВХ). При поступлении заряда Q_j ключ SA_2 размыкается, SA_3 замыкается

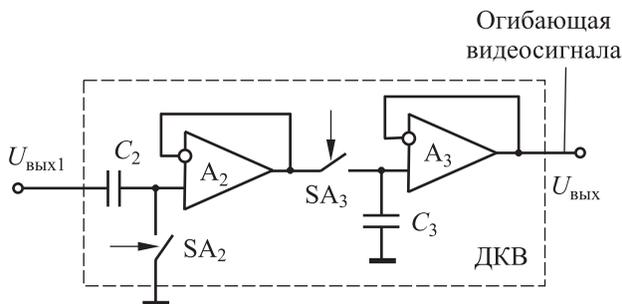


Рис. 3.31. Схема двойной корреляционной выборки

и напряжение $U_j \sim Q_j$ оказывается включенным встречно с плавающим потенциалом. В результате плавающий потенциал и шум вычитаются из смеси полезного сигнала с шумом, и полезная составляющая в сигнале U_j запоминается на C_3 . Таким образом, с помощью ДКВ осуществляется синхронная фильтрация помех. Непременное требование к ДКВ: интервал между запоминанием плавающего потенциала и поступлением Q_j не должен превышать интервала корреляции шума.

На рисунке 3.32 приведена структурная схема управления линейным ФПЗС. Для увеличения эффективности переноса временные диаграммы и уровни управляющих сигналов должны быть оптимизированы (см. рис. 3.27). Для этого разработаны специальные микросхемы — отечественные серии 1119, 1124, 1138 и т.п., а обработка сигналов с ФПЗС осуществляется видеосигнальными процессорами (AD9843A, например, содержит ДКВ, усилитель, 10-разрядный АЦП и последовательный интерфейс).

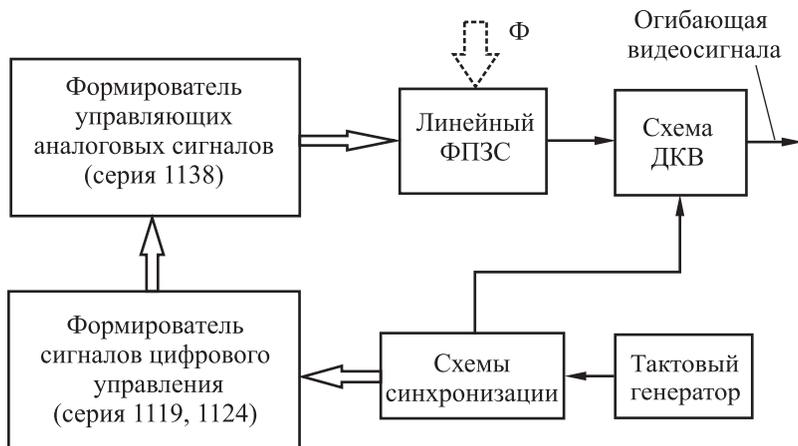


Рис. 3.32. Блок-схема управления линейным ФПЗС

Применение ФПЗС

1. Датчики линейных и угловых перемещений средней точности. Линейные ФПЗС могут использоваться в качестве датчиков перемещения с ограниченной разрешающей способностью, которая определяется размерами МОП-области ($10\div 40$ мкм). При специальной обработке видеосигнала (нахождение центра тяжести видеоизображения) разрешающая способность может составлять единицы микрон.

2. Наземная и космическая астрономия.

3. Устройства ввода в ПВЭМ: сканеры и цифровые фотоаппараты.

4. Видеокамеры на ФПЗС. Заменяют вакуумные передающие электронно-лучевые вакуумные трубки, миниатюрны, располагаются в плоскости изображения.

5. Эксплуатация в чрезвычайно жестких механических условиях. Например, установка ФПЗС в летательных аппаратах, в том числе в артиллерийских снарядах, позволяет передавать изображение по радиоканалу.

6. Тепловизоры на $\lambda = 3\div 5,5$ мкм для термографии, систем разведки, энергетики (контроль утечки тепла), анализа распределения тепла в микросхемах и другой аппаратуре. При охлаждении до температуры жидкого азота в ФПЗС реализуется чувствительность $\Delta T = 0,1$ °С.

7. Системы технического зрения (видеодатчики), применяемые в роботехнических системах. Так, интеллектуальные измерительные системы, помимо ПЗС-камеры, содержат встроенный процессор с интерфейсом и полную библиотеку программ технического зрения для определения положения, контроля, измерения и идентификации деталей. При этом развитое ПО позволяет не программировать камеру на измерение конкретной детали, а, например, только показать ей эталонную деталь. Далее обмер детали и последующий контроль пойдут в автоматическом режиме.

8. Медицинская электроника и биология: термографическая диагностика, рентгенография и флюорография, где применяются ФПЗС со спектральной чувствительностью в диапазоне длин волн $\lambda = 0,001\div 10$ нм. При этом доза облучения пациента уменьшается в 20 раз.

Из сравнительно краткого рассмотрения ФПЗС следует однозначный вывод, что это одна из наиболее сложных и в то же время перспективных информационно-измерительных систем. ФПЗС является одним из самых востребованных изделий микроэлектроники. Мировой годовой выпуск ФПЗС уже в 2003 г. достиг 50 млн штук. Ведущие фирмы: Kodak (США), Dalsa (Канада), Thompson (Франция), Sony и Toshiba (Япония, доминируют в ширпотребе).

Альтернативой матричных ФПЗС стали *КМОП фотодиодные матрицы* (КМОП-ФД) с активными пикселями. Они также содержат схемы управления, аналоговые усилители, схемы ДКВ и АЦП на выходе каждого столбца и цифровые блоки (рис. 3.33), которые позволяют повысить быстродействие. КМОП-ФД изготавливаются по стандартным технологиям, и себестоимость их невысока. Схемы управления КМОП-ФД могут реализовать произвольную координатную выборку, что значительно расширяет возможность пространственной фильтрации и обработки изображения. Вывод так называемого «окна интереса», который, как правило, занимает только часть кадра, может многократно увеличить быстродействие.

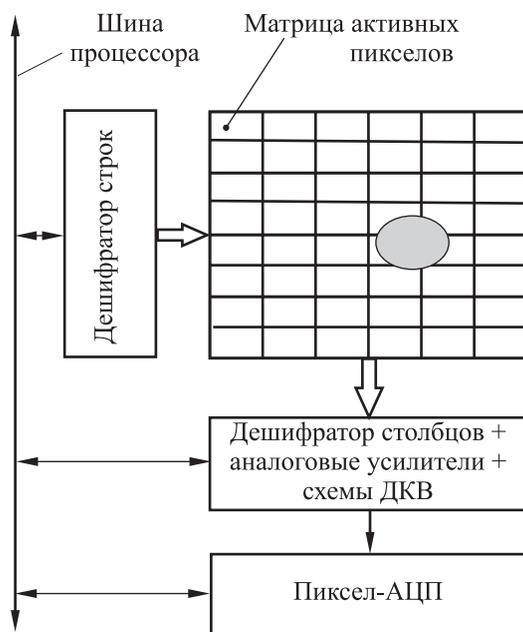


Рис. 3.33. Структура матричного КМОП-ФД

Активный пиксел (рис. 3.34, а) образован ФД VD_1 и четырьмя ключами на полевых транзисторах VT_1 – VT_4 со следующими функциями:

VT_1 — выполняет функцию считывания заряда, накопленного на ФД VD_1 ;

VT_2 — восстанавливает исходное напряжение в точке А;

VT_3 — истоковый повторитель;

VT_4 — осуществляет выбор строки;

VT_5 — выходной усилитель.

Рассмотрим временную диаграмму работы активного пиксела (рис. 3.34, б).

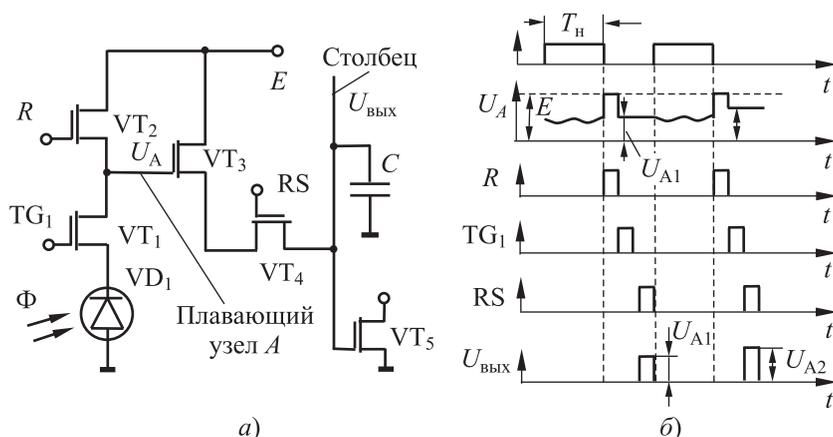


Рис. 3.34. КМОП-ФД: а — принципиальная схема активного пиксела; б — временная диаграмма

1. В режиме накопления все транзисторы закрыты, потенциал $\Phi Д$ уменьшается, а потенциал U_A оказывается плавающим.

2. В режиме выборки поступает сигнал восстановления ($R = 1$), VT_2 открывается и потенциал плавающего узла восстанавливается до исходного уровня $+E$.

3. На все активные элементы выбранной строки подается открывающий импульс $TG_1 = 1$, и заряд $\Phi Д$ передается в плавающий узел.

4. После прихода сигнала $RS = 1$ (выборка строки) открывается VT_4 . Транзисторы VT_3 и VT_4 образуют истоковый повторитель, и на общем нагрузочном транзисторе столбца VT_5 выделяется усиленный по мощности сигнал $\Phi Д$.

Таким образом, на шины столбцов передаются считанные сигналы всех элементов выбранной строки. Дешифратор столбцов выбирает шины столбцов и подключает их к схемам аналоговой обработки. После считывания пиксела ключи закрываются и начинается накопление зарядов следующего кадра изображения.

Для подавления геометрического шума применяются схемы ДКВ. В цифровом варианте ДКВ плавающий потенциал U_A (в который входит и шум восстановления) с помощью пиксел-АЦП, подключенных к каждому столбцу матрицы, преобразуется в код, запоминается и в последующем вычитается из смеси информационного сигнала и помехи.

Процесс накопления и считывания в КМОП-ФД отличается от ФПЗС по нескольким причинам.

1. В ФПЗС фоточувствительная область занимает 100% площади кристалла, у КМОП-ФД коэффициент заполнения из-за наличия активных элементов и шин не превышает 30÷35%. Этим объясняется значительно меньшая фоточувствительность КМОП-ФД, которая повышается (до 80% при ортогональном падении света) путем установки на каждый пиксел дополнительных микролинз. Микролинзы создаются нанесением в соответствующих местах резистивного слоя и последующим его оплавлением в куполообразную форму.

2. Глубина залегания объемного канала ФПЗС значительно больше (у КМОП только 0,25 мкм), что позволяет оптимизировать процесс накопления.

3. КМОП-ФД имеет высокий геометрический шум (обусловлен несколькими КМОП-транзисторами и несколькими шинами), большой темновой ток и меньшую разрешающую способность.

Различие в качестве изображений между ФПЗС и КМОП-ФД постепенно стираются. В настоящее время уже выпускаются 10-мегапиксельные КМОП-камеры, не уступающие дорогим камерам с ФПЗС.

Повышение быстродействия КМОП-ФД до 200–300 кадров в секунду с функциями обработки информации на одном кристалле возможно при условии применения технологии с проектными нормами не более 0,3÷0,5 мкм. Общее число транзисторов СВИС КМОП-ФД фирмы Kodak размером 800 × 600 пикселов составляет $2,2 \cdot 10^6$. Схема размещается на кристалле размером 7,6 × 8,6 мм и содержит 800 пар 8-разрядных параллельных пиксел-АЦП с активными элементами 8 × 8 мкм.

В США создана комплексная программа разработки аппаратуры наблюдения за полем боя в реальном масштабе времени на базе КМОП-ФД. Эта аппаратура устанавливается на беспилотных самолетах-разведчиках и передает изображение через тактический центр управления непосредственно солдату на наплемный дисплей.

Характеристики некоторых отечественных ФПЗС приведены в табл. 3.5.

Таблица 3.5

Характеристики отечественных ФПЭС

Тип ФПЭС	Размерность, ммксел	Размер элемента, ммк	Число фаз управления/ по вертикали	Чувствительность, В/лк · с/Коэффициент преобразования, мкВ/эл	Коэффициент передачи модуляции, %/	Неэффективность переноса заряда чувствительности, %	Неравномерность темнового сигнала, %	Напряжение, В/эл	Динамический диапазон, дБ	Максимальная частота вывода информации, МГц
1200ЦЛ1	1000	15×15	3	2,4	40/-	8	4	0,8	70	3
1200ЦЛ2	2000	12×10	3	8	50/-	12	5	1,0	74	6
A 1203	1024	13×13	4	1,6	45/-	20	4	1,4	74	20
A 1155	2048	13×13	4	1,6	45/-	20	4	1,4	74	20
A 1202	1024	13×13	2	5,3	40/-	15	0,9	1,0	68	10
A 1212	4096	13×13	2	5,3	40/-	15	0,9	1,0	68	10
1200ЦМ7	576×360	19×18	3/3	10	60/-	10	14	0,1	68	4,5
A 1157	500×582	17×11	4/2	4	40/-	20	5	0,2	70	10
A 1186	816×606	17×11	4/2	2	40/-	20	10	0,2	74	10

Окончание таблицы 3.5

Тип ФПС	Размерность, ммкс	Размер элемента, мм	Число фаз управления/ вертикали	Чувствительность, В/лк · с/Коэффициент преобразования, мкВ/эл	Коэффициент передачи модуляции, %/	Неэффективность переноса заряда	Чувствительности, %	Неравномерность темнового сигнала, %	Напряжение насыщения, В/эл	Динамический диапазон, дБ	Максимальная частота вывода информации, МГц
A 1187	795×596	8,6×8,3	4/2	1	40/-	25	10	10	0,5	74	10
ISD017	1040×1160	16×16	-	10/4	-/10 ⁻⁵	3	4,5	(2 · 10 ⁵)	(2 · 10 ⁵)	-	-
ISD029	512×512	16×16	-	15/6	-/10 ⁻⁵	3	4,0	(1,3 · 10 ⁵)	(1,3 · 10 ⁵)	-	-
ISD048	586×290	22×22	-	15/6	-/10 ⁻⁵	3	-	(3 · 10 ⁵)	(3 · 10 ⁵)	-	-
ISD069	1024×1024	15×15	-	15/4,5	-/10 ⁻⁵	3	100	(2 · 10 ⁵)	(2 · 10 ⁵)	-	-

3.1.4. Аналоговые координатно-чувствительные фотоприемники

Аналоговые координатно-чувствительные фотоприемники (КЧФП) в различных формах существуют около 30 лет. За рубежом часто используется термин *позиционно-чувствительные датчики* с аббревиатурой PSD (Position sensitive detector). КЧФП работают в системах фокусировки и позиционирования CD/DVD-дисков, копировальной и печатной техники, в различных пеленгаторах (в том числе в головках самонаведения ракет), системах измерения расстояний и способны выдавать информацию об аналоговых координатах светового пятна, проектируемого на его поверхность. На их основе разработано много систем оптических измерений с использованием лазеров, сложной оптики, контроллеров и схем управления движением. С помощью КЧФП можно измерить расстояние до объекта бесконтактным способом с разрешением в единицы нанометров, используя простые аналоговые схемы. КЧФП являются важнейшей частью этих сложных систем и представляют собой кремниевые или германиевые фотодиоды, регистрирующие не только координаты светового пятна, но и интенсивность светового потока.

Существуют как *одномерные* (линейные), так и *двумерные* КЧФП. Рассмотрим принцип работы линейного КЧФП. Он изготавливается на подложке из высокоомного кремния, с двух сторон которой формируются слои p - и n -типа (рис. 3.35, *a*). Одномерные КЧФП имеют два электрода, сформированные в верхнем активном p -слое, и один общий электрод смещения в нижнем слое n -типа. Фототок I_0 , генерируемый p - n -переходом в месте падения светового луча Φ , разделяется на две токовые компоненты I_1 и I_2 , пропорциональные фототоку I_0 и расстоянию x :

$$I_1 = I_0 \frac{R_p - R_x}{R_p}, \quad I_2 = I_0 \frac{R_x}{R_p}.$$

Поскольку зависимость сопротивления p -слоя от расстояния x является практически линейной, эти выражения можно записать в виде

$$I_1 = I_0 \frac{L - x}{L}, \quad I_2 = I_0 \frac{x}{L}.$$

Если отношение токов $m = I_1/I_2$ подставить в эти уравнения и решить их относительно x , то можно определить расположение энергетического центра светового пятна по формуле

$$x = \frac{L}{m + 1}.$$

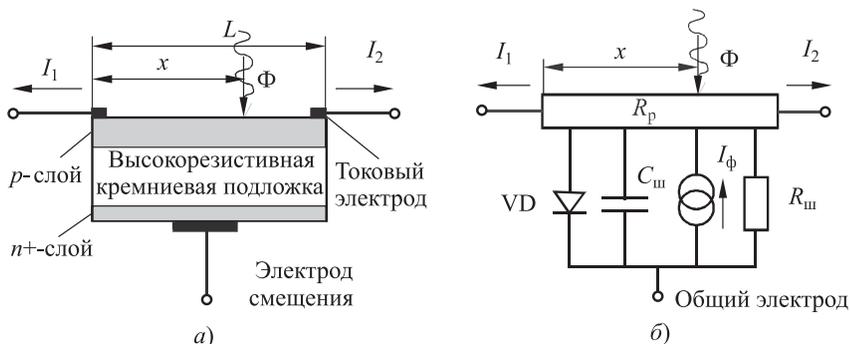


Рис. 3.35. Линейный КЧФП:
 а — продольное сечение; б — эквивалентная схема

Как видим, точность измерения координаты практически не зависит от интенсивности излучения. На рис. 3.35, б приведена эквивалентная электрическая схема КЧФП, в которую входят диод смещения VD , генератор фототока I_ϕ и распределенные шунтирующие сопротивление $R_{ш}$ и емкость $C_{ш}$, зависящие от положения светового пятна. Конструктивное исполнение линейного КЧФП в виде ИМС с протяженной чувствительной поверхностью и типичными размерами ($1 \times 2 - 1 \times 12$) мм иллюстрирует рис. 3.36.

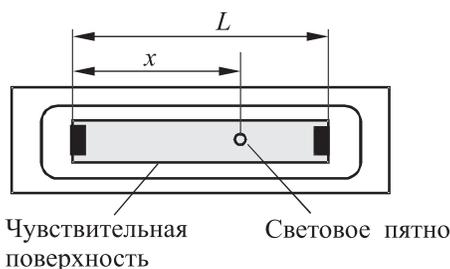


Рис. 3.36. Топология линейного КЧФП

Принцип определения энергетического центра светового пятна используется, например, в устройстве автофокусировки фото- и видеокамер и дальномеров для определения расстояния до предмета триангуляционным методом. Устройство (рис. 3.37) содержит инфракрасный СИД (см. п. 3.1.6), работающий в импульсном режиме, оптические системы (объективы) и КЧФП, регистрирующий отраженный от предмета луч.

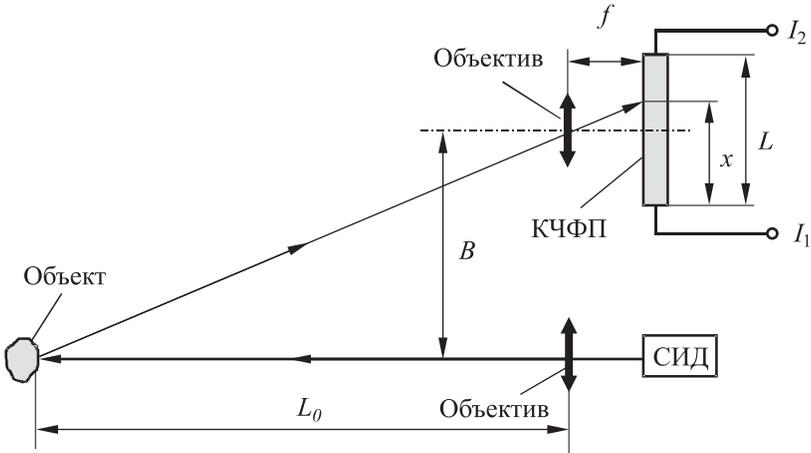


Рис. 3.37. Принцип работы дальномера на линейном КЧФП

Решая геометрическую задачу с двумя подобными треугольниками, получим выражение для определения расстояния до объекта:

$$L_0 = \frac{Bf}{x} = \frac{Bf}{L}(m+1),$$

где f — фокусное расстояние принимающего объектива; B — база дальномера.

Двумерные КЧФП являются наиболее универсальными и выполняются по различным технологическим схемам. Схема наиболее технологичного двумерного КЧФП с четырехсторонним расположением электродов приведена на рис. 3.38, а. Он имеет электроды, расположенные в одной плоскости и всего одну рабочую резистивную поверхность. Фототок, возникающий в месте падения светового пятна на поверхность датчика, разделяется на две входных и две выходных компоненты по координатам x и y . Для подачи смещения имеется отдельный вывод с обратной стороны подложки. Чем выше напряжение смещения, тем меньше паразитная емкость и меньше время отклика, но тем выше темновой ток. Данный тип КЧФП имеет погрешность $3 \div 6\%$. Чем ближе световое пятно к периметру рабочей поверхности, тем меньше точность определения координат.

Показанный на рис. 3.38, б межэлектродный шунтирующий резистор $R_{ш}$ влияет на время оптического отклика. Обычно его сопротивление находится в пределах $5 \div 20$ кОм. Чем больше поверхность КЧФП, тем больше его чувствительность, но больше и паразитная

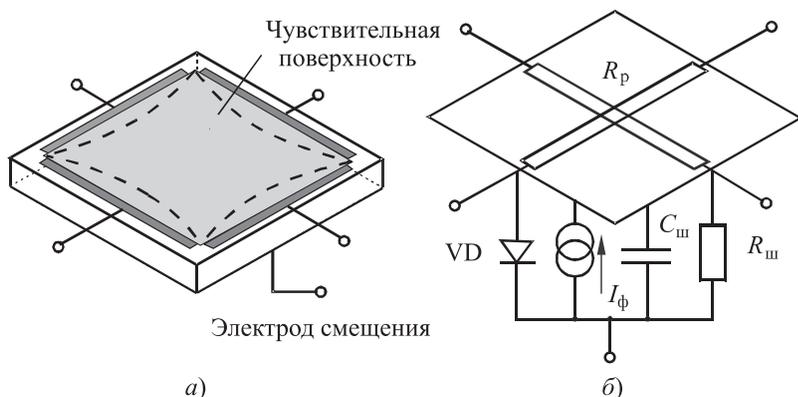


Рис. 3.38. Двумерный КЧФП с четырехсторонним расположением выводов: *а* — топология; *б* — эквивалентная схема

емкость $C_{ш}$ и, следовательно, больше время оптического отклика. Типичное время отклика около $0,1 \div 1,0$ мкс.

Для того чтобы повысить точность КЧФП без существенного удорожания, достаточно сформировать светочувствительную поверхность специальной «подушкообразной» формы. Фигурная форма электродов (на рис. 3.38, *а* показана пунктиром) обеспечивает некоторую компенсацию искажений сигнала вблизи периметра КЧФП. В этом случае погрешность снижается в несколько раз и не превосходит 1%. Для существенного повышения точности (на один–два порядка) используют калибровку КЧФП и матрицу коррекции, которую хранят в памяти контроллера.

Динамический диапазон КЧФП составляет $20 \div 40$ дБ. При больших интенсивностях может произойти насыщение и потеря чувствительности и даже разрушение активного резистивного слоя. Для расширения динамического диапазона необходимо увеличивать напряжение смещения, но при этом резко возрастает темновой ток. Максимальное напряжение смещения находится в диапазоне $35 \div 110$ В. Спектральная чувствительность КЧФП зависит от материала подложки и перекрывает ближний УФ, видимый, ближний ИК диапазоны спектра ($0,32 \div 1,1$ мкм).

В реальных условиях токи, протекающие в структуре КЧФП, очень малы. Поэтому непосредственно рядом с КЧФП должны устанавливаться прецизионные предусилители, работающие в режиме преобразователей «ток–напряжение». Далее может использоваться как аналоговый, так и (при наличии АЦП) цифровой выходной сигнал.

3.1.5. Пирозлектрические фотоприемники

Создание сенсоров пламени, ночного видения, детекторов охраны помещений и других подобных приборов тесно связано с успехами в развитии детекторов теплового излучения или детекторов ИК-излучения.

К ИК-детекторам (тепловым датчикам) относятся болометры (выполняются на основе охлаждаемых и неохлаждаемых терморезисторов), радиационные термоэлементы и пирозлектрические неохлаждаемые фотоприемники. Последние начали применяться сравнительно недавно — с 60-х гг. XX в., но считаются наиболее перспективными.

Энергия фотонов связана с длиной волны излучения в среде известным соотношением

$$E = hc/\lambda,$$

где $h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж \cdot с = $4,13 \cdot 10^{-15}$ эВ \cdot с — постоянная Планка; c — скорость света в среде.

Фотоны видимого и ближнего ИК-излучения с $\lambda \leq 1,5$ мкм обладают достаточно высокими энергиями, поэтому их сравнительно просто детектировать квантовыми фотоприемниками (ФП), например фотодами (ФД). Иначе обстоит дело в среднем и дальнем ИК-диапазоне. Например, в ближнем ИК-диапазоне ($\lambda = 1$ мкм) энергия фотона составляет 1,24 эВ, а в среднем ИК-диапазоне ($\lambda = 10$ мкм) только 0,13 эВ, что недостаточно для работы квантовых фотоприемников. В соответствии с законом смещения Вина именно в этом диапазоне находится максимум излучательной способности объектов с температурой $-50 \div 450$ °С, в том числе и тела человека, и работают охранные тепловизионные системы и тепловизоры. По этой причине излучение слабонагретых тел ИК-диапазона регистрируется тепловыми, а не квантовыми фотоприемниками. Спектральный диапазон тепловых приемников определяется также окнами прозрачности атмосферы в средней и дальней ИК-области (3÷5,5 мкм и 8÷14 мкм).

Пирозлектрические фотоприемники (ПФ) изготавливаются в виде тонких пленок или кристаллов из материалов с анизотропной кристаллической структурой, которые являются преобразователями потока тепловой энергии в электрический заряд. Появление заряда Δq на гранях пирозлектрика (рис. 3.39, а) связано с возникновением градиента температур ΔT и дополнительной поляризацией пирокристалла при его нагревании световым (тепловым) потоком

$$\Delta q = \gamma S \Delta T,$$

где γ [Кл/(м² \cdot К)] — пирозлектрический коэффициент по заряду (зависит от абсолютной температуры); S — площадь ПФ.

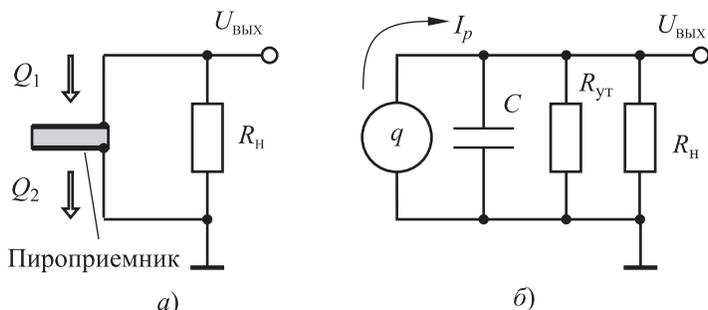


Рис. 3.39. Пироэлектрический фотоприемник (а) и его эквивалентная схема (б)

Иными словами, в ПФ, в отличие от фотонных ФП, имеет место промежуточное преобразование светового потока в тепло. Величина ΔT определяется уравнениями теплового баланса между входящим Q_1 и отводимым Q_2 тепловыми потоками.

С электрической точки зрения пироэлектрик можно представить в виде конденсатора C с сопротивлением утечки $R_{ут} = 10^{11} \div 10^{12}$ Ом, заряжающегося от потока тепла током $I_p = dq/dt$ и разряжающегося на сопротивление нагрузки R_n (рис. 3.39, б). Пиковое напряжение, снимаемое с обкладок конденсатора, составляет

$$U_0 = \frac{\Delta q}{C} = \gamma \frac{d\Delta T}{\varepsilon_0 \varepsilon} = \chi d\Delta T,$$

где ε — диэлектрическая постоянная материала; $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м; d — толщина пироэлектрика; χ [В/(м · К)] — коэффициент пироэлектрического потенциала.

Пироэлектрическими свойствами при температурах ниже точки Кюри (выше точки Кюри поляризационные свойства теряются) обладает ряд материалов естественного происхождения (кристаллы турмалина, сегнетовая соль) и искусственного происхождения — триглицин сульфат (TGS), танталат лития (LiTaO_3), титанат свинца (PbTiO_3), ниобат свинца (PbNbO_3), ниобат лития (LiNbO_3), пироэлектрические керамики — титанат цирконат свинца (PZT), твердые растворы теллуридов кадмия и ртути (КРТ) и др. Ряд пироэлектриков (например, КРТ) требуют охлаждения до криогенных температур.

В качестве пироприемников могут использоваться пленки PVF и PVDF (полимерная поляризованная пленка из поливинила и поливинилидина фторида соответственно), которые сильно поглощают ИК-лучи в диапазоне $7 \div 20$ мкм, стабильны в диапазоне $-40 \div +100$ °С, обладают гибкостью и значительным пироэлектрическим коэффициентом.

Характеристики некоторых из неохлаждаемых пирозлектриков, которые представляют наибольший интерес, приведены в табл. 3.6. Максимальной чувствительностью, сравнимой с неохлаждаемыми ФД, обладает триглицин сульфат (TGS) и соединения на его основе. Однако кристаллы TGS обладают низкой теплопроводностью, низкой температурой Кюри, хрупки и гигроскопичны. У модификации TGS, известной под маркой LATGS, температура Кюри достигает 60 °С, что делает ее привлекательной для многих промышленных применений. В серийных ПФ наиболее часто применяют LiTaO₃ и керамику PZT.

Таблица 3.6

Свойства некоторых пирозлектрических материалов

Материал пироприем- ника	Температура Кюри, °С	Коэффициент пиро- электрического заряда, Кл/(м ² ·К)	Коэффициент пирозлектрического потенциала, В/(м·К)	Диэлектрическая проницаемость	Теплопроводность, Вт/м·К
TGS	49	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$1,3 \cdot 10^6$	30	0,4
LATGS	60				
BaTiO ₃	120	$4 \cdot 10^{-4}$	$0,05 \cdot 10^6$	1000	3,0
LiTaO ₃	618	$2 \cdot 10^{-4}$	$0,5 \cdot 10^6$	4,5	4,2
PbTiO ₃	470	$2,3 \cdot 10^{-4}$	$0,13 \cdot 10^6$	200	2,0
PVDF	205	$(2 \div 4) \cdot 10^{-5}$	$0,4 \cdot 10^6$	12	0,13
PZT	340	$4,2 \cdot 10^{-4}$	$0,03 \cdot 10^6$	1700	1,2

Поскольку заряд генерируется в ответ на возникновение градиента температур, то пироприемник обладает уникальным свойством, детектируя только движущиеся объекты и не реагируя на стационарный фон. Иными словами, ПФ является активным динамическим датчиком. Реакция пироприемника на тепловой импульс приведена на рис. 3.40. Передний фронт выходного импульса достаточно крутой, а спад импульса пологий в соответствии с выражением $q(t) = q_0 \exp(-t/\tau_\theta)$, так как определяется тепловой постоянной

$$\tau_\theta = \rho S d R_\theta,$$

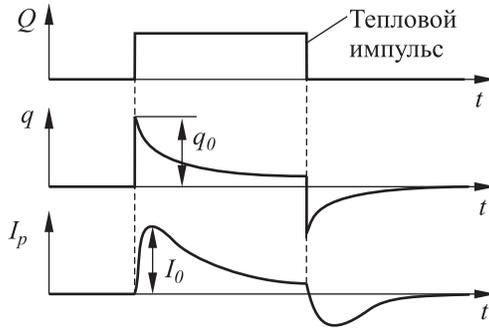


Рис. 3.40. Осциллограммы выходных сигналов ПФ при воздействии теплового импульса

где q_0 — пиковое значение заряда; ρ — удельная теплоемкость; R_0 — тепловое сопротивление кристалл — окружающая среда; Sd — объем пироэлектрика.

Тепловая постоянная даже у тонкопленочных ПФ составляет $10^{-1} \div 10^{-2}$ с и поэтому ПФ по своей природе являются сугубо низкочастотными ФП с полосой пропускания не более $10 \div 20$ Гц.

Градиент температур, а следовательно, и выходной сигнал в конечном итоге зависят от теплового потока, поступающего на пироприемник. Плотность теплового потока, достигающего ПФ, пропорциональна его площади S_1 , обратно пропорциональна квадрату расстояния до объекта L и в соответствии с законом Стефана–Больцмана определяется как

$$\psi \approx \frac{\sigma}{2\pi L^2} S_1 (T_1^4 - T_0^4),$$

где $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8}$ Вт/(м² · К⁴) — постоянная Стефана–Больцмана, T_1, T_0 — абсолютная температура объекта и окружающей среды.

Величина потока Q_p , поглощенная ПФ, определяется площадью S_2 входного зрачка оптической системы (или площадью ПФ), его пропусканием μ и коэффициентом поглощения входящего потока ε_p :

$$Q_p = \psi S_2 \varepsilon_p \mu. \tag{3.1}$$

Можно показать, что при некоторых допущениях

$$Q_p \approx \frac{2\sigma \varepsilon_p}{\pi L^2} S_2 \mu T_0^3 \Delta T, \tag{3.2}$$

где $\Delta T = T_1 - T_0$. Для увеличения коэффициента поглощения ε_p на ПФ наносят поглощающее покрытие. В световом диапазоне (от 0,2 мкм до 0,2 мм) таким покрытием является чернь — мелко-

дисперсный металлический порошок ($\varepsilon_p \approx 1$). Пиковое напряжение на выходе ПФ можно рассчитать по формуле

$$U_0 = \beta Q_p, \quad (3.3)$$

где β (В/Вт) — коэффициент чувствительности ПФ.

Пример. Рассчитать выходной сигнал охранной системы на ПФ, регистрирующей появление в охраняемой зоне человека. Параметры системы: $L = 5$ м, $S_2 = 1$ см², $\mu = 0,5$, $\varepsilon_p = 1$, $\Delta T = 10$ °К, $T_0 = 300$ °К, $\beta = 3 \cdot 10^3$ (В/Вт).

На основании формул (3.1), (3.2) и (3.3) имеем

$$U_0 = \beta \frac{2\sigma\varepsilon_p}{\pi L^2} S_2 \mu T_0^3 \Delta T \approx 1,2 \cdot 10^{-2} \text{ В} = 12 \text{ мВ.}$$

Помимо дискретных ПФ для охранных систем выпускаются законченные пироэлектрические модули со встроенными линзами Френеля и схемами усиления и обработки сигнала, обеспечивающие обнаружение человека по тепловому излучению на расстоянии до 5÷10 м.

Пироэлектрические приемники очень чувствительны к механическим нагрузкам и вибрациям, так как они являются к тому же и пьезоэлектриками. В связи с этим в конструкции ПФ предусматривается виброизоляция чувствительного элемента от корпуса, а сам ПФ для компенсации синфазных погрешностей, в том числе из-за акустических шумов и вибраций, в большинстве случаев выполняется в виде двух чувствительных элементов на одной подложке. Эти элементы включаются встречно и подключаются или к высокоомному повторителю напряжения на полевом транзисторе (рис. 3.41, а) или к преобразователю «ток–напряжение» на ОУ (рис. 3.41, б). При этом один из ПФ изолирован от теплового потока, а другой выполнен с поглощающим покрытием.

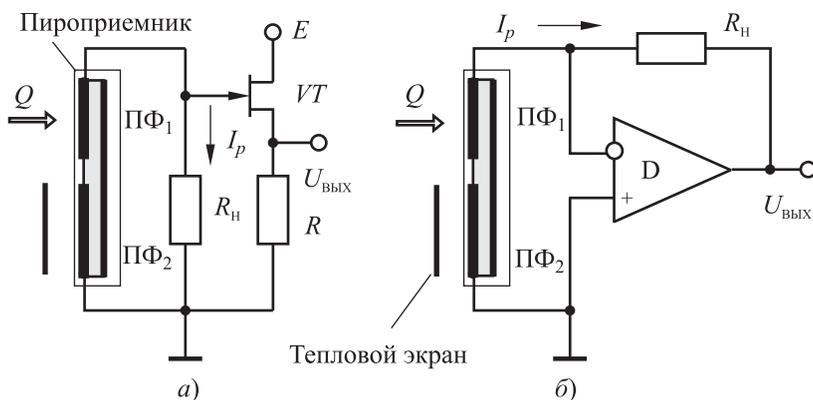


Рис. 3.41. Преобразователи сигнала дифференциального ПФ в напряжение: а — на транзисторном повторителе; б — на ОУ

Достоинством первой схемы является невысокая стоимость и низкий уровень шума. Однако электрическая постоянная ПФ $\tau_{\text{э}} = C_p R_{\text{н}}$, определяющая передний фронт выходного импульса, может при высокоимпедансной нагрузке ($R_{\text{н}} \geq 10 \text{ ГОм}$) оказаться достаточно большой. Кроме того, выходной сигнал будет содержать большую синфазную составляющую, обусловленную напряжением смещения полевого транзистора.

ПФ с преобразователем «ток–напряжение» на ОУ более дорогой, но и более эффективный, так как ПФ нагружен на виртуальный нуль ОУ и емкость ПФ не влияет на быстродействие. Входные окна ПФ являются фильтрами для оптического излучения и выполняются в основном из германия (для длинноволновой области с $\lambda = 7\div 14 \text{ мкм}$) и кремния ($\lambda = 1\div 3 \text{ мкм}$).

В заключение отметим, что ПФ по принципу действия имеют одинаковую чувствительность во всем диапазоне электромагнитного излучения. Одно из основных ограничений в применении ПФ заключается в том, что пироток является реакцией на изменение теплового потока, а это предполагает его модуляцию. Параметры некоторых ПФ зарубежных фирм приведены в табл. 3.7.

3.1.6. Полупроводниковые ИК-излучатели

В основе работы ИК-излучателей лежит явление излучательной рекомбинации при прохождении тока через p – n -переход. При этом частота ν и соответствующая ей длина волны излучения в среде λ , определяются шириной запрещенной зоны полупроводника ΔE в соответствии с выражениями

$$h\nu = \Delta E,$$

$$\lambda = \frac{c}{\nu n} = \frac{ch}{n\Delta E} \approx \frac{1,240}{\Delta E [\text{эВ}]} [\text{мкм}],$$

где $h = 6,63 \cdot 10^{-34} \text{ Дж} \cdot \text{с}$ — постоянная Планка; c — скорость света в вакууме; n — показатель преломления среды.

Спектральные характеристики некоторых полупроводниковых материалов, используемых в производстве излучателей, приведены в табл. 3.8.

Часть полупроводниковых материалов излучают в видимом диапазоне спектра. Излучатели на их основе используются в индикаторных устройствах и называются *светодиодами* (СД) или *светоиндикаторными* диодами (СИД). В измерительной аппаратуре в основном используются излучатели ИК-диапазона (ИК-излучатели), поскольку они имеют значительно более высокий КПД по сравнению с СИД и практически идеальное сопряжение со спектральными характеристиками наиболее распространенных кремниевых фотоприемников.

Таблица 3.7

Пирозлектрические неохлаждаемые фотоприемники

Параметр	Фирма Murata			Фирма Perkin Elmer Optoelectronics					
	IRA-410	IRA-500	IRA-700	RA-900	LHI-907	LHI-874	LHI-2068 ²⁾	LHI-1148	LHI-1548
Чувствительность	1,3÷3,3 ¹ мВ	3,2÷3,9 ¹⁾ мВ	4,3 ¹⁾ мВ	3,3 ¹⁾ мВ	4,0 кВ/Вт	4,0 кВ/Вт	180 кВ/Вт	4,5 кВ/Вт	5,0 кВ/Вт
Спектральная область, мкм	4,3;1÷20; 5÷14	5÷14; 7÷14	7÷14	5÷14	5÷14				
Угол обзора, угл. град	17×17	51×51	45×45	55×50	150×145	95×90	110×110	108×67	103×96
Размер чувствитель- ной площадки, мм/ кол-во ПФ	∅ 1,6/1	2,4×1,0/2	2,4×1,0/2	1,35×1,0/4	∅ 1,77/1	2,0×1,0/2	2,0×1,0/2	1,35×1,0/4	∅ 0,953/4
Напряжение питания, В	3÷15	15	2÷15	2÷15	2÷15	2÷15	4÷16	2÷15	2÷15
Собственный шум, 10 ⁻¹⁰ Вт/Гц ^{-0,5}					20	20	0,75	30	30
Рабочая температура, °С	-25÷+55	-40÷+70	-25÷+55		-40÷+85				

Параметр	Heimann-Siemens						RTC			
	LHi	LHi	LHi	LHi	LHi	LHi	RPY	RPY	RPY	RPY
Чувствительность, $10^3 \frac{В}{Вт}$ на частоте, Гц	804/808	844/848	944/948	954/958	1058 ²⁾		107	109	101	97
	4,7/1	3,0/1	1,9/1	3,5/1	1,2·10 ³ /1		0,09/10	0,045/10	0,065/10	>0,095/10
Спектральная область, мкм	8÷14 ³⁾						1÷15			
Угол обзора, угл. град	> 116						> 100			
Размер чувствительной площадки, мм / кол-во ПФ	2×1/1	2×1/2	2×1/2	2×1/2	2×1/2	2×1/2	2×1/1	2×1/1	2×1,5/1	2×1/2
Напряжение питания, В	3÷15						3÷10			
Собственный шум, $10^{-10} \frac{Вт}{Гц^{-0,5}}$	2,9	7,1	3,3	3,5	6	30	60	38	25	

Примечания.

1. Чувствительность определяется по амплитуде выходного сигнала ПФ при воздействии теплового импульса длительностью 0,5 с от источника типа «черное тело» с $T = 500 \text{ К}$, установленного на расстоянии 1,4 м.
2. ПФ со встроенным ОУ.
3. Стандартный диапазон (по заказу изготавливаются ПФ с диапазонами 2÷14, 2÷35, 4,6÷4,75, 3,5÷5,1, 3,5÷8 мкм).

Во всех промышленных излучателях используются собственные полупроводники на основе галлия: арсенид галлия — GaAs, фосфид галлия — GaP и другие, а также примесные полупроводники, легируемые кремнием, цинком, алюминием и другими элементами.

Таблица 3.8

**Приблизительные характеристики
полупроводниковых материалов при $T = 300$ °К**

Материал излучателя	ΔE , эВ	λ , мкм	Спектральный диапазон
Ge	0,67	1,85	Инфракрасный (ИК)
Si	1,2	1,1	Инфракрасный (ИК)
GaAs	1,3	0,9	Инфракрасный (ИК)
GaAsP	1,9	0,65	Красный
InSb	2,0	0,61	Красно-оранжевый
SiC	2,1	0,59	Оранжевый
GaP	2,25	0,55	Зеленый
ZnS	3,7	0,34	Ультрафиолет (УФ)

Наиболее известна планарная конструкция ИК-излучателя (рис. 3.42), в которой излучение распространяется во всех направлениях от $p-n$ -перехода, причем наибольший световой поток Φ идет с торцев полупроводникового кристалла, где минимально поглощение излучения полупроводником. Поскольку полупроводники оптически значительно плотнее воздуха, большая часть фотонов испытывает полное внутреннее отражение на границе полупроводник–воздух (для GaAs угол отражения составляет 17°), и только незначительная часть фотонов выводится наружу. Различными конструктивными мерами (установка отражающих поверхностей, полимерных и полупроводниковых линз) удастся увеличить выход в $5 \div 20$ раз и поднять КПД до единиц процента. Самым распространенным материалом ИК-излучателей является арсенид галлия (GaAs), что обусловлено его дешевизной и малыми потерями на поглощение на длине волны излучения в $0,9$ мкм.

Передаточная характеристика ИК-излучателей линейна на протяжении нескольких декад, но световой поток экспоненциально (!) зависит от температуры:

$$\Phi(T) = \Phi_0 e^{-k\Delta T},$$

где $\Delta T = T - T_0$; $k \approx (0,5 \div 5) 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, Φ_0 — световой поток при $T = T_0$.

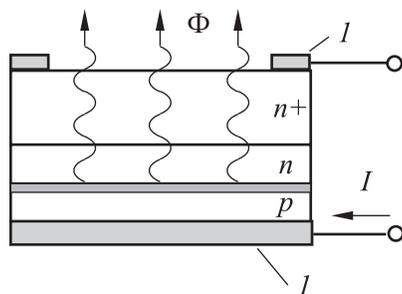


Рис. 3.42. Структура ИК-светодиода из GaAs: I — металлизация

Нормированная температурная характеристика ИК-излучателя при $k = -0,5 \cdot 10^{-3} \text{ C}^{-1}$ приведена на рис. 3.43.

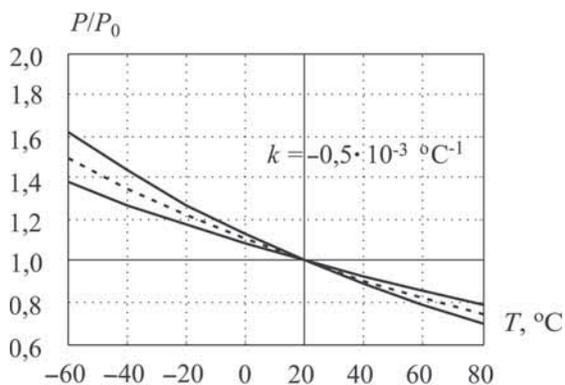


Рис. 3.43. Нормированная температурная характеристика ИК-излучателя (показана 20%-я зона разброса)

Положение максимума в спектре излучения также зависит от температуры:

$$\lambda_{\max}(T) = \lambda_{\max}(T_0) + \gamma \Delta T,$$

где $\gamma \approx +0,2 \text{ нм/К}$ — температурный коэффициент (для GaAsP $\gamma = 0,193 \text{ нм/К}$).

ВАХ излучателя соответствует обычным диодным характеристикам, но с большим напряжением открывания (рис. 3.44). Температурный коэффициент прямого падения напряжения составляет $-(1,3 \div 2,5) 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, динамическое сопротивление $\sim 1 \text{ Ом}$.

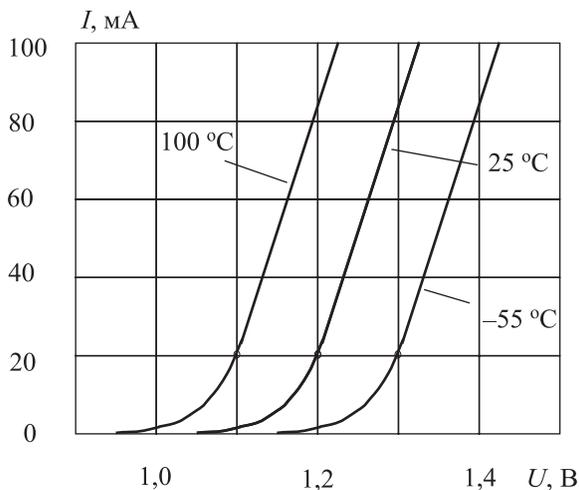


Рис. 3.44. ВАХ ИК-излучателя на GaAs

Для задания тока через ИК-излучатель его включают последовательно с токоограничивающим резистором (рис. 3.45, а) или, в более ответственных случаях, в ОС ОУ (рис. 3.45, б). Для расчета токоограничивающего резистора необходимо знать падение напряжения на диоде U_d , которое определяется из ВАХ и составляет для различных типов излучателей 1,1÷2,1 В.

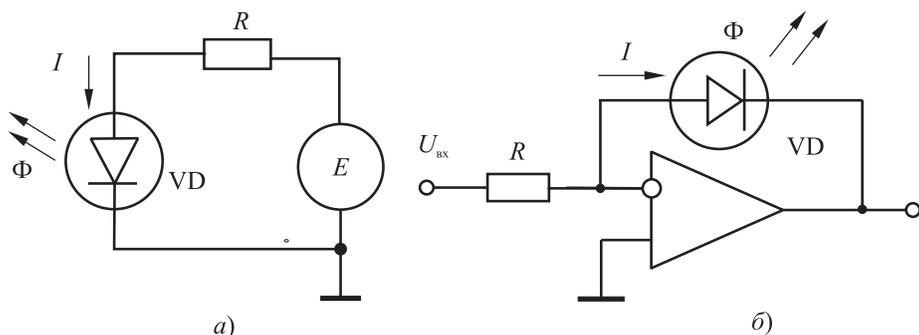


Рис. 3.45. Схема включения полупроводникового излучателя:
а — с токоограничивающим резистором; б — с источником тока на ОУ

При включении ИК-излучателей с большими токами потребления используют мощный оконечный каскад на транзисторе (рис. 3.46). Ток через излучатель рассчитывается по формуле

$$I = U_1 \frac{R_2}{R_1 R_3}.$$

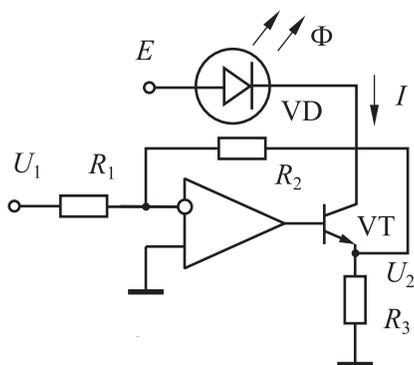


Рис. 3.46. Запитка мощного ИК-излучателя источником тока

Допустимые обратные напряжения у ИК-излучателей невелики (единицы В), поэтому при работе с большими обратными напряжениями последовательно с излучателем необходимо включать обычный диод.

Спектральные характеристики ИК-излучателей достаточно узкие (рис. 3.47): ширина их по уровню 0,5 не превышает $50 \div 100$ нм (для GaAs, например, $\Delta\lambda = 20 \div 50$ нм). Таким образом, ИК-излучатели являются квазимонохроматическими источниками излучения, и для оценки их излучательной способности используется не спектральная плотность потока, а мощность излучения P . Типичная мощность излучения приборных ИК-излучателей составляет $0,5 \div 10$ мВт при токах запитки $50 \div 100$ мА.

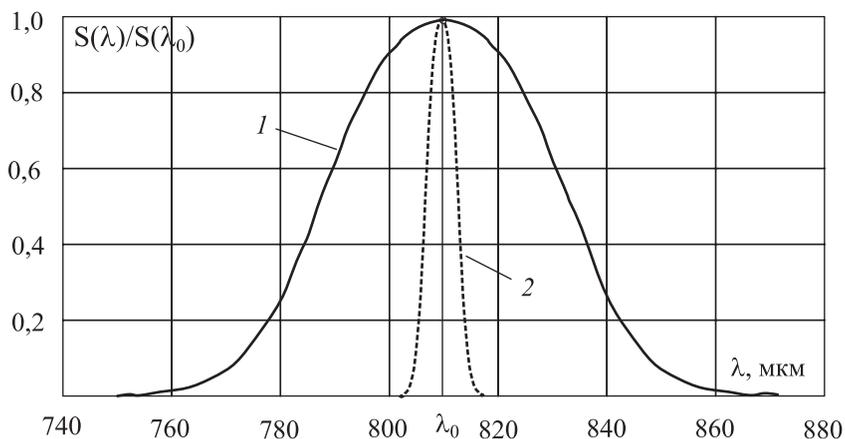


Рис. 3.47. Нормированные спектральные характеристики ИК-излучателя на GaAs (1) и полупроводникового инжекционного лазера (2) на GaAlAs

Диаграмма направленности излучения СД зависит от конструкции. В планарной конструкции диаграмма имеет так называемый ламбертовский вид (кривая 1 на рис. 3.48) и описывается выражением

$$\Phi = \Phi_0 \cos\alpha.$$

При этом эффективным углом излучения считается угол $\alpha_{\text{и}}$, в котором световой поток уменьшается вдвое относительно Φ_0 . Для ламбертовского излучателя $\alpha_{\text{и}} = 2\arccos 0,5 = 120^\circ$.

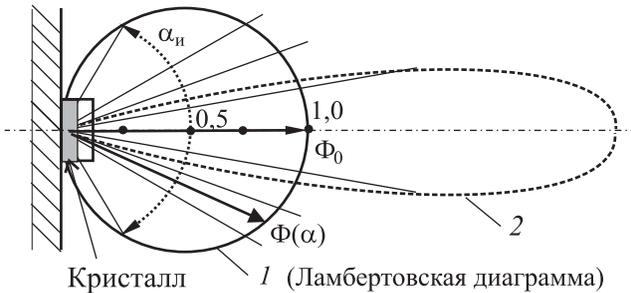


Рис. 3.48. Индикатрисса полупроводникового ИК-излучателя:
1 — плоскостной излучатель; 2 — излучатель с линзой

Диаграмму направленности излучения (индикатриссу) можно существенно изменить, в частности сделать ее более направленной (кривая 2 на рис. 3.48) установкой выходной линзы и другими конструктивными мерами.

Достоинства ИК излучателей:

- отличные массогабаритные характеристики;
- высокая эффективность при работе с кремниевыми фотодиодами;
- возможность работы в сравнительно жестких условиях эксплуатации;
- высокая надежность — наработка на отказ свыше 50÷100 тыс. ч (зависит от условий эксплуатации);
- высокое быстродействие (частота переключения не менее 1 МГц) — могут использоваться в импульсных режимах, в волоконно-оптических датчиках и в волоконно-оптических линиях связи;
- совместимость с микроэлектронными схемами управления.

Недостатки ИК излучателей:

- ограниченный температурный диапазон ($-60\div+85^\circ\text{C}$);
- деградация световых характеристик — в течение срока службы (обычно не менее 25 000 ч) деградация может достигать

30÷50% (деградационные процессы возрастают при высоких температурах и больших плотностях тока);

- большая температурная нестабильность $-(0,1 \div 0,2\% / ^\circ\text{C})$;
- низкая радиационная стойкость.

Характеристики некоторых отечественных излучателей ИК-диапазона приведены в табл. 3.9.

Таблица 3.9

Характеристики отечественных ИК-излучателей

Модель	P_{\max} , мВт	λ_{\max} , мкм	$\Delta\lambda$, нм	$I_{\text{пр}}$, мА	$U_{\text{пр}}$, В	$U_{\text{обр}}$, В
АЛ103А	1,0	0,95	50	50	1,6	2,0
АЛ103Б	0,6	0,95	50	50	1,6	2,0
АЛ106А	0,2	0,92		100	1,7	
АЛ106Б	0,4	0,92		100	1,7	
АЛ106В	0,6	0,92		100	1,7	
АЛ106Г	1,0	0,92		100	1,7	
АЛ106Д	0,5	0,92		100	1,7	
АЛ107А	6,0	0,95	30	80	2,0	
АЛ107Б	10,0	0,95	30	80	2,0	
АЛ108А	1,5	0,94	40	110	1,35	2,0
АЛ109А	0,2	0,94	40	22	1,2	
АЛ115А	10	0,95	50	50	2,0	
АЛ118А	2,0 (10,0)	0,94	40	500 ¹⁾	1,7	1,0
АЛ119А	40	0,94		200	3,0	
АЛ119Б	40	0,94		200	3,0	
АЛ161	10÷80	0,85	±20	40	1,5	–
АЛ164 (А-В) 3	5÷15 мкД ²⁾	0,94		45	1,7	
АЛ171 (А-В) 3	5÷15 мкД ²⁾	0,81		45	1,8	
АЛ172 (А-В) 3	5÷15 мкД ²⁾	0,87		45	1,7	
АЛ179	1÷5	0,85	±40	40	1,5	2,0

Примечания. 1. Импульсный режим. 2. Сила света излучателя.

3.1.7. Полупроводниковые лазеры

Наряду с диодными ИК-излучателями в измерительной технике широкое распространение нашли и полупроводниковые лазеры (ППЛ), которые в большинстве случаев также работают в ИК-области. В отличие от диодных ИК-излучателей лазер формирует когерентное излучение, обладающее свойствами острой направленности и высокой плотности энергии в пучке. Наибольшее применение в настоящее время получили инжекционные ППЛ, в которых накачка (подвод энергии в активную излучающую зону полупроводника) осуществляется током через p - n -переход.

Первоначально ППЛ имели простую планарную конструкцию (рис. 3.49, *a*) и реализовывались на арсениде галлия (GaAs). Грани, перпендикулярные p - n -переходу, полировались и вместе с ограничивающими p - и n -слоями образовывали резонатор Фабри–Перо и, следовательно, положительную оптическую ОС, необходимую для возбуждения генерации на длине волны резонатора. Однако такой простейший гомогенный лазер мог работать только при глубоком охлаждении, когда потери на безызлучательную рекомбинацию уменьшаются.

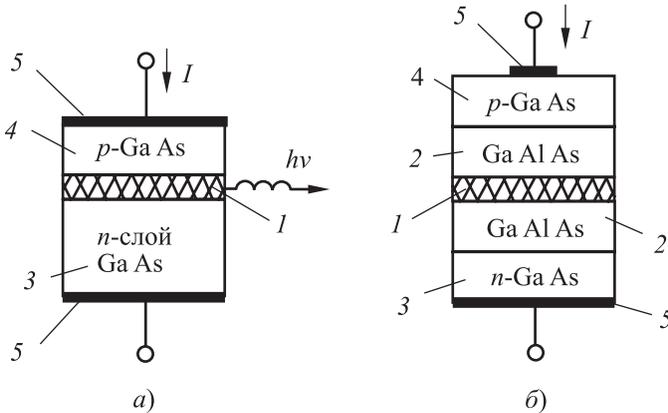


Рис. 3.49. Структура ППЛ: *a* — простейший гомогенный лазер; *б* — лазер на гетероструктуре; 1 — активная область (GaAs); 2 — оболочка; 3 — подложка; 4 — p -слой GaAs; 5 — металлизированные контакты

В современных ППЛ на GaAs используются гетероструктуры, создаваемые методами эпитаксиального наращивания. Оболочки из GaAlAs образуют градиентные слои с большими показателями преломления, и в результате Френелевского отражения образуют световод и концентрируют энергию в активной области (рис. 3.49, *б*). Лазеры на гетероструктурах из GaAlAs имеют больший КПД и

генерируют в непрерывном режиме при комнатной температуре на длине волны $\lambda = 0,84$ мкм. При этом в видимом диапазоне квантовый выход повышается с 0,1 до 15%, а в ИК-диапазоне — до 30%. Именно эта структура была предложена Ж. И. Алферовым с сотрудниками в 1970-е гг. и была впоследствии отмечена Нобелевской премией (2000 г.).

Еще более высокими характеристиками обладают лазеры на двойных гетероструктурах (ДГС). Удачным комплексом свойств помимо ДГС на GaAs обладают ДГС на фосфиде индия (InP) с $\lambda = 1,3 \div 1,6$ мкм, которые широко применяются для волоконно-оптических датчиков и волоконно-оптических систем связи. В конечном итоге гетеролазеры по сравнению с гомогенными лазерами имеют в десятки раз меньший пороговый ток, более высокий КПД и возможность непрерывного излучения при комнатной температуре.

ППЛ могут также работать в импульсном режиме с КПД 50%, когда в течение импульса наносекундного диапазона излучается большая мощность — десятки ватт. Этот режим используется в частности в CD-дисках и в импульсных дальномерах (оптических радарах), работающих в окнах прозрачности атмосферы (например, на длинах волн 0,88; 1,3; 1,5 мкм). Принцип их работы основывается на измерении временного интервала между коротким мощным зондирующим импульсом и отраженным от объекта сигналом. Быстродействие современной элементной базы позволило довести разрешение промышленных оптических радаров до единиц миллиметров на длине в 1 км.

Другой способ измерения расстояний реализуется в триангуляционных лазерных датчиках расстояний, рассмотренных в п. 3.1.4. ППЛ посылает через оптику в сторону объекта сфокусированный луч, а отраженный луч проектируется на линейку из фотоприемников. Всякое изменение расстояния до объекта приводит к изменению угла отражения и, следовательно, к изменению координаты светового пятна на фотоприемной линейке. Относительное разрешение промышленных триангуляционных датчиков составляет около 10^{-3} на расстояниях до объекта в единицы метров.

ППЛ обладают рядом особенностей, которые необходимо учитывать при их применении.

1. ППЛ имеют малые размеры (длина резонатора $l_p \approx 0,1$ мм) и, следовательно, сравнительно широкую диаграмму направленности излучения. Так, угловая расходимость $\theta_p = \sqrt{\lambda/l_p}$ у промышленных ППЛ составляет 5–30 угл. град., а степень когерентности на 3–4 порядка меньше, чем у газовых лазеров. Вследствие этого для целей интерферометрии ППЛ не применяются. В последнее время, правда, появились сообщения (фирма Optics for Devices) о том, что установкой

асферических цилиндрических линз удается снизить угловую расходимость лазерного пучка до 0,2 угл. град.

2. Ватт-амперная характеристики ППЛ (рис. 3.50) нелинейна (в рабочей области нелинейность составляет десятки процентов), и когерентное излучение возникает только при превышении порогового тока $I_{\text{пор}}$ (зависит от температуры). Заметим, что в допороговой области в ППЛ, как и в диодных ИК-излучателях, возникает спонтанное некогерентное излучение. Мощность излучения при неизменном токе накачки также зависит от температуры. Температурный коэффициент мощности излучения значителен — около $-0,8\% \text{ K}^{-1}$, поэтому в современных ППЛ используются встроенные системы термостабилизации.

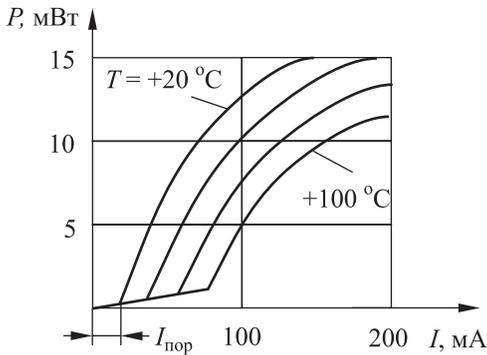


Рис. 3.50. Типичная ватт-амперная характеристика ППЛ

3. Надежность ППЛ на порядок ниже, чем у диодных ИК-излучателей, из-за разрушения граней кристалла вследствие концентрации излучения высокой плотности на поверхностных дефектах. Нарботка на отказ не превышает 10^4 ч и падает с увеличением температуры, поэтому необходим хороший теплоотвод от кристалла.

4. Ширина спектральной линии излучения у ППЛ на порядок уже, чем у диодных ИК-излучателей — единицы нанометров, что требует более тщательного согласования спектральных характеристик излучателя и приемника (спектральная характеристика ППЛ приведена в п. 3.1.6). Температурная нестабильность центральной волны в спектре излучения около 0,1 нм/К — на порядок меньше, чем у диодных ИК-излучателей.

5. Инерционность ППЛ составляет 10^{-9} с.

6. Серийные непрерывные ППЛ на GaAs при комнатной температуре имеют мощности в десятки милливатт и КПД около 1%. В охлаждаемых до криогенных температур (77 °К) мощность ППЛ в импульсном режиме достигает десятков ватт при КПД около 50%.

В заключение отметим, что ППЛ видимого диапазона ($\lambda = 650$ нм) широко применяются в лазерных принтерах, проигрывателях, лазерных указках и лазерных мышках для компьютеров. Квантовый выход ППЛ на ДГС из InSb доведен до 50%, световая отдача до 30÷50 лм/Вт, что превышает световую отдачу не только ламп накаливания, но и люминесцентных ламп.

Характеристики некоторых отечественных ППЛ приведены в табл. 3.10.

Таблица 3.10

Технические характеристики отечественных маломощных ППЛ с непрерывным режимом генерации при $T = 25$ °С

Модель	Длина волны, нм	Мощность, мВт	Пороговый ток, мА	Ток накачки, мА	Напряжение на диоде, В	Ширина спектра, нм	Расходимость, угл. град.	Рабочая температура, °С	Размер, мм
Видимый диапазон (AlGaInP)									
IDLS 5-640	640	5	40	50	2,3	2,0	10×35	-40÷+55	∅ 7,8 × 6,5
IDLS 10-650	650	10	35	65	2,4		10×30		
IDLS 15-670	670	15	35	55	2,3		10×30		
IDLM 20-635	635	20	–	160	2,5		8×30	-40÷+55	∅ 11,4 × 8,8
IDLM 30-670	670	30	90	160	2,4		8×30		
IDLM 50-670	670	50	100	200	2,5		10×35		
IDLM 100-670	670	100	100	260	2,5		10×35		
IDLM 250-670	670	250	300	500	2,5		10×35		
IDLM 250-680	680	250	300	500	2,5		10×35	–	
ИК-диапазон (GaAlAs)									
IDLS 5-760	760	5	55	75	2,2	1,5	10×35	-40÷+55	∅ 7,8 × 6,5
IDLS 10-770	770	10	45	80	2,2		8×30		
IDLS 100-780	780	100	55	180	2,2		8×30	-40÷+55	∅ 11,4 × 8,8
IDLS 50-810	810	50	–	130	2,2		10×40		
IDLS 100-810	810	100	–	160	2,2		10×35		
IDLS 50-830	830	50	25	120	2,2		10×30		

Окончание таблицы 3.10

Модель	Длина волны, нм	Мощность, мВт	Пороговый ток, мА	Ток накачки, мА	Напряжение на диоде, В	Ширина спектра, нм	Расходимость, угл. град.	Рабочая температура, °С	Размер, мм
IDLS 100-830	830	100	35	160	2,2	1,5	10×35	-40÷+55	∅ 11,4 × 8,8
IDLS 50-850	850	50	40	150	2,2		10×35		
IDLS 100-850	850	100	35	160	2,2		10×35		
IDLS 50-875	875	50	30	130	2,1		10×30		
IDLS 50-900	900	50	40	180	2,2		10×30		
ИК-диапазон (InGaAsP)									
IDLS 30-1300	1300	30	20	120	1,75	3,0	20×35	-40÷+55	12 × 12 × 12
IDLS 50-1300	1300	50	25	200	2,3	3,0			
IDLM 100-1300	1300	100	50	350	3,5	3,5			
IDLS 30-1550	1550	30	25	150	2,0	3,0			
IDLM 100-1550	1550	100	50	400	2,4	3,5			
ИК-диапазон (GaInAsP/InP)									
ТЛД-121	1210	10	15	70	5	3–5	–	-20÷+55	∅ 7,8 × 6,5
ТЛД-130	1300	10	15	70			–		
ТЛД-154	1540	5	25	60			–		
ТЛД-168	1680	5	35	75			–		

3.2. Датчики температуры

Температура (от *лат.* *temperatura* — надлежащее смешение) является важнейшим параметром вещества, характеризующим его внутреннюю энергию, давление, объем, электрическое сопротивление, агрегатное состояние, фазовые переходы, жизнедеятельность и т. п. Температурные измерения доминируют среди всех видов измерений — до 40% от общего числа измерительных задач, что обуславливает их важность и разнообразие методов измерений — электрических, оптических, магнитных, акустических и т. д.

В основе температурных измерений находится понятие о температурных шкалах. Различают абсолютную термодинамическую температурную шкалу (ТТШ) и относительные (производные) температурные шкалы. ТТШ воспроизводится на основе законов термодинамики и так называемых газовых термометров, создана Кельвином и определяется уравнением состояния идеального газа

$$PV = RT,$$

где P — давление; V — объем; R — газовая постоянная. Газовые термометры громоздки и на практике не используются.

В практическом диапазоне температур на относительных температурных шкалах (рис. 3.51) отмечены легко воспроизводимые реперные точки, соответствующие различным агрегатным состояниям веществ: тройная точка воды, точка плавления золота, точка отвердевания сурьмы и т. д. Положение реперных точек воспроизводится на шкале с точностью до $10^{-3} \div 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}$. Промежуточные точки на шкале находятся методами интерполяции и экстраполяции. Около 50% всех технических измерений температур производится в диапазоне $-20 \div +250 \text{ } ^\circ\text{C}$.

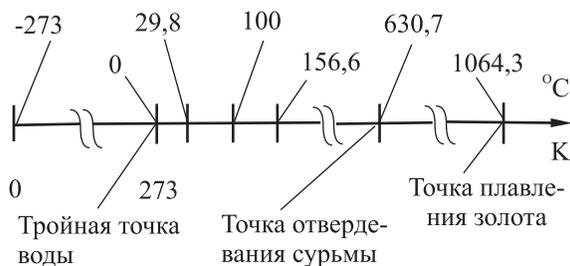


Рис. 3.51. Практическая температурная шкала

Отметим, что до 1990 г. действовала Международная температурная шкала (МТШ-68), принятая в 1968 г., а с 1990 г. действует МТШ-90. Положения реперных точек МТШ-90 отличаются от МТШ-68 на несколько тысячных градуса, что важно при прецизионных измерениях в научных исследованиях.

Все методы температурных измерений делятся на *контактные* (передача тепла осуществляется контактным путем) и *бесконтактные* (используются в оптических пирометрах). В контактных датчиках используется передача тепла за счет теплопроводности.

Среди контактных датчиков температуры, классификация которых приведена на рис. 3.52, доминируют традиционные термометры сопротивлений (резистивные датчики температуры) и термопары (датчики термоЭДС). В последнее время бурно развиваются полу-

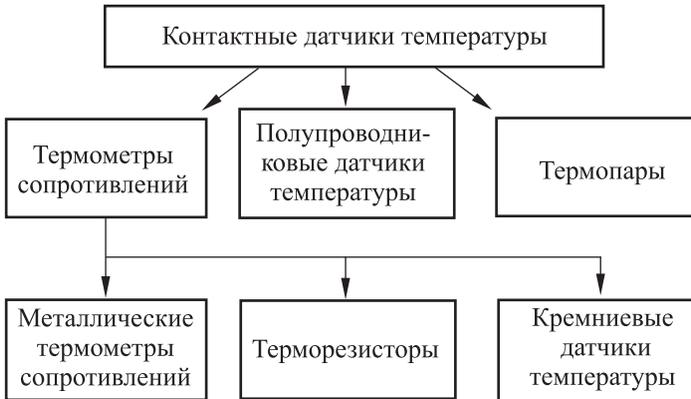


Рис. 3.52. Классификация контактных датчиков температуры

проводниковые датчики температуры в виде ИМС. В свою очередь, термометры сопротивлений подразделяются на металлические термометры, терморезисторы и кремниевые датчики температур. Температурный диапазон контактных датчиков простирается от 10^{-2} К до $3 \cdot 10^3$ К (более распространенный диапазон $10 \div 1500$ К перекрывается термометрами сопротивлений и термопарами). Более высокие температуры измеряются бесконтактными датчиками (оптическими пирометрами) по спектру излучения веществ.

3.2.1. Металлические термометры сопротивлений

Как известно, сопротивление проводника зависит от температуры:

$$R(T) = l\rho(T)/S,$$

где l — длина проводника; S — площадь поперечного сечения; $\rho(T)$ — удельное сопротивление материала проводника, зависящее от температуры.

Зависимости изменения относительного сопротивления некоторых металлических материалов от температуры приведены на рис. 3.53.

В общем случае эти зависимости нелинейны и обычно аппроксимируются степенными полиномами не выше 3-й степени:

$$R(T) = R_{T_0}[1 + \alpha\Delta T + \beta(\Delta T)^2 + \gamma(\Delta T)^3],$$

где $\Delta T = T - T_0$; R_{T_0} — сопротивление при $T = T_0$.

Например, для платины в диапазоне $T \approx -260 \div +1000$ °С

$$\alpha(\text{Pt}) = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}, \quad \beta(\text{Pt}) = -5,8 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}.$$

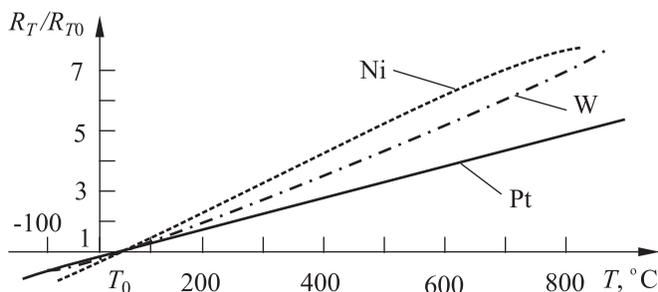


Рис. 3.53. Относительное изменение сопротивления некоторых металлов от температуры

Коэффициент γ учитывается только при $T \leq T_0$ и составляет $\gamma(\text{Pt}) = -(4,0 \div 6,0) \cdot 10^{-12} \text{ } ^\circ\text{C}^{-3}$.

В ограниченном температурном диапазоне, например $\pm 200 \text{ } ^\circ\text{C}$, эти зависимости с погрешностью не более $\pm 0,25\%$ аппроксимируются линейной функцией

$$R(T) = R_{T_0}(1 + \alpha \Delta T),$$

где α — температурный коэффициент сопротивления, характеризующий наклон температурной характеристики.

Таким образом при $\Delta T = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$ относительное изменение сопротивления платины составляет $\delta R \approx 39\%$.

Другие материалы могут иметь бóльшую чувствительность, но меньший диапазон линейности. Например, для никеля линейный диапазон $T(\text{Ni}) \approx -135 \div +425 \text{ } ^\circ\text{C}$, а $\alpha(\text{Ni}) \approx 5,4 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Отличную линейность имеют медные датчики: $\alpha(\text{Cu}) = 4,4 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, однако после $+180 \text{ } ^\circ\text{C}$ в меди начинаются процессы химического окисления. Кроме того, удельное сопротивление меди очень мало, что затрудняет применение таких материалов в качестве термодатчиков.

Конструктивно термометры сопротивлений выполняются в виде моточных изделий или резистивных пленок. Например, серийные платиновые датчики температуры изготавливаются в виде секционированных катушек, намотанных отожженной платиновой проволокой $\varnothing = 50 \text{ мкм}$ со стандартными номиналами 50, 100, 500 Ом и помещаются в защитный кожух для работы в агрессивных жидкостях и газах (рис. 3.54, а).

Термометры сопротивлений выпускаются с двумя, тремя и четырьмя выводами. Термометры сопротивлений платиновые (ТСП) из проволоки имеют наивысшую точность ($\delta \leq 0,01\%$) и стабильность (дрейф серийных ТСП не более $0,025 \text{ мК/ч}$ и не превышает $0,1 \text{ К/год}$). Стабильность ТСП при циклическом изменении температур характеризуется среднеквадратическим отклонением в 6 мК .

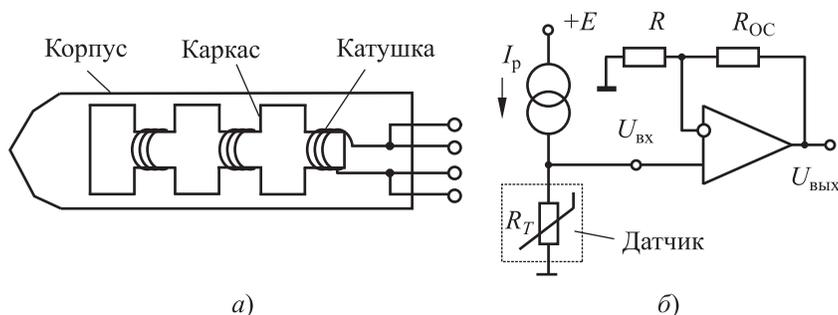


Рис. 3.54. *a* — конструкция моточного термометра сопротивления; *б* — схема преобразования термосопротивления в напряжение

Проволочные ТСП используются в качестве эталонных датчиков температуры в диапазонах $\approx 10 \div 1200$ К, а при более высоких температурах применяются датчики из тугоплавких материалов, например вольфрама.

Платиновые пленочные датчики более технологичны, дешевы и обеспечивают при лазерной подгонке погрешность на уровне $\pm 0,25\%$ в диапазоне температур $\approx -200 \div +500$ °С.

Например, платиновый датчик ТСП-4054 измеряет температуру в диапазоне $\Delta T \approx 13,8 \div 1010$ К с точностью 0,02 К (при этом степень чистоты очистки платины должна составлять 99,9999%). У металлических термометров воспроизводимость характеристик составляет около 0,1%, что обеспечивает хорошую взаимозаменяемость при измерениях.

Типичная схема измерения с помощью термосопротивления R_T приведена на рисунке 3.54, б, где изменение сигнала на входе неинвертирующего ОУ составляет

$$\Delta U_{\text{вх}} = I_p R_{T0} (\alpha \Delta T).$$

При этом перегрев (саморазогрев) датчика $\Delta T_{\text{п}}$ составит

$$\Delta T_{\text{п}} = R_{\theta} R_T I_p^2,$$

где R_{θ} — тепловое сопротивление «датчик–среда».

Например, для платинового зонда при $R_{T0} = 300$ Ом в неподвижном воздухе ($R_{\theta} \approx 30$ °С/Вт), $I_p = 5$ мА, $\Delta T = 100$ °С, $\alpha \approx 4 \cdot 10^{-3}$ °С⁻¹, получаем $\Delta T_{\text{п}} \approx 0,2$ °С, а $\Delta U_{\text{вх}} \approx 0,6$ В. Таким образом, ток через датчик должен ограничиваться величиной

$$I_p \leq \sqrt{\Delta T_{\text{п}} / R_{\theta} R_T}.$$

В пленочных ТСП R_0 зависит от конструкции и имеет большую величину $R_0 \approx 120 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$. Для устранения постоянной составляющей в выходном сигнале термодатчика широко используются и мостовые измерительные схемы (см. п. 1.3.2).

На рисунке 3.55, а приведена схема измерения температуры, построенная на платиновых термосопротивлениях и ОУ, которую применяет фирма Honeywell.

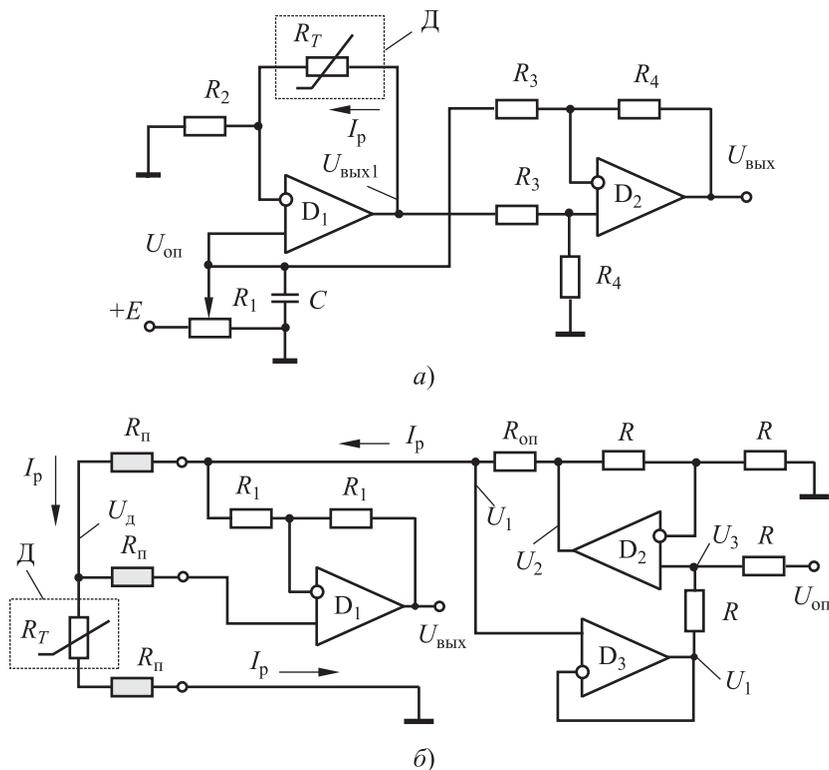


Рис. 3.55. Токовая запитка незаземленного термосопротивления (а) и удаленного заземленного термосопротивления (б)

Термосопротивление R_T включается в цепь ОС усилителя D_1 , который формирует ток запитки I_p и выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ1}}$:

$$I_p = U_{\text{оп}}/R_2,$$

$$U_{\text{ВЫХ1}} = I_p R_T + U_{\text{оп}}.$$

Выходной сигнал дифусилителя D_2 составит

$$U_{\text{ВЫХ}} = (U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{оп}})m,$$

где $m = R_4/R_3$, $R_T = R_{T0} (1 + \alpha\Delta T)$.

Таким образом, чувствительность схемы S определяется как

$$S = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta T} = \frac{U_{\text{оп}} R_{T0} m}{R_2} \alpha.$$

Например, для платинового терморезистора, имеющего $\alpha(\text{Pt}) = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ и номинал 100 Ом при $I_p = 1 \text{ мА}$ ($U_{\text{оп}} = 1 \text{ В}$, $R_2 = 1 \text{ кОм}$) для обеспечения чувствительности в 10 мВ/ $^\circ\text{C}$ необходимо выбрать $m = 25,64$.

В случае, если удаленное термосопротивление должно быть *заземлено*, для компенсации сопротивления соединительных проводов применяется трехпроводное подсоединение датчика и «плавающий» источник тока (рис. 3.55, б). Источник тока реализован на усилителях D_2 , D_3 . Усилитель D_3 работает в режиме повторителя и включен в цепь ОС D_2 .

Для источника тока I_p в обозначениях рис. 3.55, б можно составить систему уравнений

$$\begin{cases} U_{\text{оп}} - U_3 = U_3 - U_1 = \Delta U, \\ U_2 = 2U_3 = 2(U_{\text{оп}} - \Delta U), \\ U_1 = U_3 - \Delta U = U_{\text{оп}} - 2\Delta U. \end{cases}$$

Решая эту систему, получим, что $U_2 - U_1 = U_{\text{оп}}$. Следовательно, ток «плавающего» источника

$$I_p = \frac{U_{\text{оп}}}{R_{\text{оп}}} = \text{const}$$

и зависит только от стабильности $U_{\text{оп}}$ и $R_{\text{оп}}$, а выходной сигнал

$$U_{\text{вых}} = 2U_{\text{д}} - U_1 = 2I_p (R_T + R_{\text{п}}) - I_p (R_T + 2R_{\text{п}}) = I_p R_T$$

не зависит от сопротивления соединительных проводов $R_{\text{п}}$.

3.2.2. Терморезисторы

Терморезисторы (ТР) — это температурозависимые сопротивления, изготовленные из полупроводниковых материалов, оксидов и сульфатов металлов (марганца, никеля, меди, кобальта, хрома и др.). Значительная температурная зависимость полупроводников от температуры была обнаружена Фарадеем еще в 1833 г., но лишь через 100 лет первые ТР с отрицательным ТКС были применены в пускорегулирующей аппаратуре для ограничения пусковых токов.

ТР с отрицательным ТКС (термисторы) получают методом прессования смеси порошков из оксидов полупроводниковых материалов

и спеканием их при высокой температуре. Конструктивно они выполняются в виде бусинок, таблеток, шайб, стержней, трубок и пленок. Термисторы существенно меньше металлических термометров сопротивлений по габаритам, обладают меньшей тепловой постоянной и хорошо герметизируются.

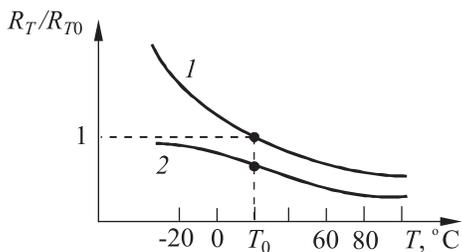


Рис. 3.56. Передаточная характеристика термистора:
 1 — исходная характеристика;
 2 — линеаризация термистора

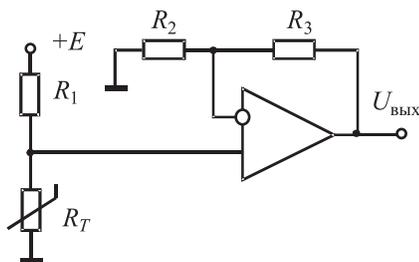


Рис. 3.57. Схема включения термистора

Термисторы имеют существенно нелинейную характеристику с отрицательным ТКС (кривая 1 на рис. 3.56). При $T < 100\text{ }^\circ\text{C}$ наиболее распространена аппроксимация передаточной характеристики термистора выражениями

$$R_T = A \exp(B/T) \tag{3.4}$$

$$R_T = R_{T_0} \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right], \tag{3.5}$$

где A (Ом), B (К) — константы, определяющие характеристику термистора.

Если известны сопротивления термистора при T_1 и T_2 , то

$$B = \frac{T_2 T_1}{T_2 - T_1} \ln(R_{T_1} / R_{T_2}), \tag{3.6}$$

где T_0 — базовая температура, $B = (3 \div 5) 10^3$ К — константа, зависящая от материала и конструкции термистора. Из (3.5) можно найти ТКС термистора

$$\text{ТКС} = \frac{\partial R}{\partial T} \frac{1}{R_{T_0}} = -B/T^2.$$

При $T = 300$ К $\text{ТКС} \approx (3 \div 6) \cdot 10^{-2} \text{ К}^{-1}$, т. е. чувствительность термисторов сильно зависит от температуры и в нормальных условиях на

порядок выше, чем чувствительность металлических термометров со-противлений. Учитывая падающий характер характеристики, при отрицательных температурах ($T < 0$ °С) используют низкоомные ($R_{T_0} = 100$ Ом) термисторы, а при положительных — более высокоомные ($R_{T_0} > 1,0$ кОм). Воспроизводимость термисторов составляет около $\pm 10\%$, температурный диапазон достигает $\Delta T = -100 \div +600$ °С (типично $\Delta T = -100 \div +200$ °С), долговременная стабильность (повторяемость) около $0,03 \div 0,5$ °С/год. Простейшая схема включения термистора в измерительную цепь приведена на рис. 3.57.

В силу высокой чувствительности и нелинейного характера передаточной характеристики термисторы используются во многих высокочувствительных схемах. Например, в медицине монтируют термистор на острие иглы и определяют температуру внутренних органов, а в термисторной пневмографии определяют разность температур между вдыхаемым и выдыхаемым воздухом. Термисторы широко используются в датчиках уровня жидкости, в измерителях электрической мощности и т. д. Их достоинствами, помимо высокой чувствительности, являются высокая надежность, хорошие массогабаритные характеристики и дешевизна.

При производстве терморезисторов с положительным ТКС применяется стандартная технология микроэлектроники — легирование полупроводникового материала путем диффузии различных примесей, что упрощает формирование интегральных датчиков температуры в едином технологическом цикле со схемами обработки сигналов. Такие ТР часто называют *кремниевыми датчиками температуры* (КДТ) или *позисторами*. В основе их работы лежит зависимость объемного сопротивления полупроводника от температуры.

КДТ имеют положительный ТКС (рис. 3.58) и достаточно хорошо аппроксимируются полиномами второй степени

$$R_T = R_{T_0}(1 + \alpha\Delta T + \beta\Delta T^2),$$

где $\alpha = (3,8 \div 10)10^{-3}$ °С⁻¹; $\beta = (4,9 \div 20)10^{-6}$ °С⁻²; $R_{T_0} = (1 \div 2)$ кОм, $\Delta T = T - T_0$ °С.

Чувствительность КДТ на порядок ниже, чем чувствительность термисторов, а воспроизводимость на порядок лучше — примерно $1 \div 3\%$. Чтобы повысить точность и исключить влияние направления протекания тока используют два встречно включенных КДТ. Для улучшения взаимозаменяемости фирма Philips Semiconductor выполняет КДТ по технологии распределенного сопротивления (рис. 3.59). Сам кристалл имеет размер $500 \times 500 \times 240$ мкм, а диаметр центрального контакта $d \approx 20$ мкм. Такое конструктивное решение обеспечивает протекание тока по всему объему полупроводника, что не только серьезно уменьшает технологический разброс датчиков, но и повышает их линейность.

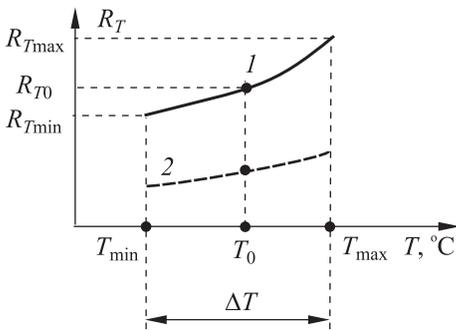


Рис. 3.58. Передаточная характеристика КДТ:

1 — исходная; 2 — линеаризованная

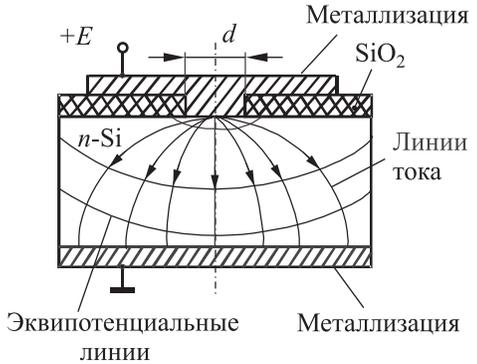


Рис. 3.59. КДТ, выполненный по технологии распределенного сопротивления

Конструктивно-технологические особенности позволяют получить для КДТ более надежные и дешевые решения, чем для работающих в этом же температурном диапазоне ($-50 \div +150 \text{ }^\circ\text{C}$) резистивных термосопротивлений на основе пленок платины и никеля. Нормированные характеристики термометров сопротивлений приведены на рис. 3.60.

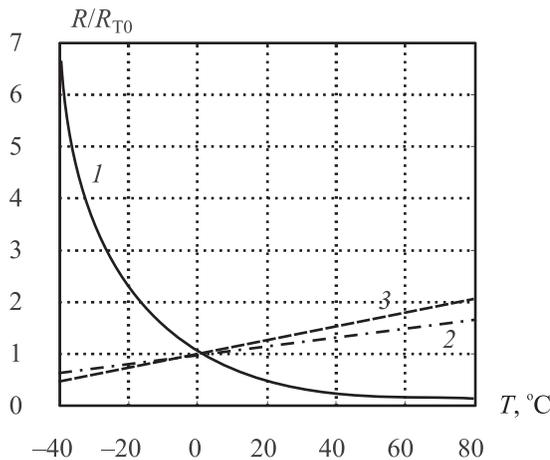


Рис. 3.60. Нормированные характеристики термометров сопротивлений: 1 — терморезистор ($B = 3000 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$); 2 — медный термометр сопротивления ($\alpha = 4,2 \cdot 10^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$); 3 — КДТ ($\alpha = 4,2 \cdot 10^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$; $\beta = 1,8 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$)

При использовании любых термометров сопротивлений возникает ряд специфических проблем, включающих:

- 1) учет нелинейности (или линеаризация) термодатчика;
- 2) самопрогрев;
- 3) учет инерционности;
- 4) оценку чувствительности.

Рассмотрим эти проблемы более подробно.

Линеаризация термодатчика. Наиболее простым и распространенным способом линеаризации характеристик термосопротивлений является параллельное или последовательное включение с термодатчиком дополнительного резистора (шунта) R_L (рис. 3.61).

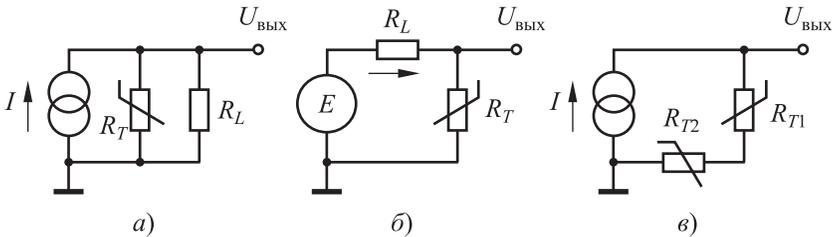


Рис. 3.61. Линеаризация характеристик терморезисторов:
a — параллельный шунт; *б* — последовательный шунт;
в — компенсирующий резистор

Для параллельного шунта (рис. 3.61, *a*)

$$U_{\text{вых}} = IR_{\Sigma}; \quad R_{\Sigma} = R_L R_T / (R_L + R_T).$$

Для последовательного шунта (рис. 3.61, *б*)

$$U_{\text{вых}} = ER_T / (R_L + R_T).$$

Условие линеаризации в окрестности точки T_j запишется как

$$\partial^2 R_{\Sigma} / \partial T_j^2 = 0, \quad (3.7)$$

где R_{Σ} — суммарное сопротивление цепи. Из равенства второй производной от R_{Σ} нулю (3.7), находим номинал R_L . Поскольку уравнения отличаются только константами, то и оценки шунтов описываются одним и тем же выражением

$$R_L = R_{Tj} \left[\left(\frac{\alpha^2}{\beta} - 1 \right) + 3T_j(\alpha + \beta T_j) \right]. \quad (3.8)$$

В частном случае при $T_j = 0$ формула для расчета шунта может быть упрощена:

$$R_L = R_{T0} \left(\frac{\alpha^2}{\beta} - 1 \right). \quad (3.9)$$

Например, для КДТ с $\alpha = 0,8 \cdot 10^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ и $\beta = 1,8 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$ из (6) получим $R_L = 2,56R_{T_0}$. Уравнения (5) и (6) имеют смысл только при $\beta > 0$. К этому случаю относится, например, термосопротивление из никеля ($\beta_1 = +6,7 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$). Напротив, для платины, у которой $\beta_2 = -5,8 \cdot 10^{-7} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$, линейаризация шунтом невозможна. В этом случае для линейаризации можно применять встречное включение термосопротивлений с подходящими характеристиками (рис 3.61, в).

Допустим, термосопротивления аппроксимируются полиномами не выше второй степени

$$R_{T1} = R_{01}(1 + \alpha_1 T + \beta_1 T^2),$$

$$R_{T2} = R_{02}(1 + \alpha_2 T + \beta_2 T^2).$$

Условие линейаризации в этом случае можно записать как

$$R_{01}\beta_1 = -R_{02}\beta_2.$$

Отсюда компенсирующий резистор $R_{01} = -R_{02}\beta_2/\beta_1$.

Например, для платинового термосопротивления с номиналом R_{02} , номинал компенсирующего никелиевого сопротивления составит $R_{01} = -R_{02}(-5,8 \cdot 10^{-7})/(6,7 \cdot 10^{-6}) \approx 0,09R_{02}$.

Для термисторов последовательный шунт не применяется, а параллельный шунт R_L находится по формуле

$$R_L = R_{T_j} \left[\frac{B - 2T_j}{B + 2T_j} \right]. \quad (3.10)$$

На рисунке 3.62, а приведены результаты линейаризации термистора ($B = 3000 \text{ К}$) параллельными шунтами R_L и $2R_L$ в окрестности $0 \text{ }^\circ\text{C}$. Крутизна преобразования уменьшилась и составила $5,9 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ и $12,3 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ соответственно. Величина шунта, рассчитанная по формуле (3.10), составляет $R_L = 0,692R_{T_0}$. На рисунке 3.62, б приведена погрешность линейаризации для обоих случаев.

На рисунке 3.63 приведена схема преобразования термосопротивления в напряжение с использованием ОУ. Термосопротивление R_T , линейаризованное параллельным шунтом R_L , включено в ОС усилителя D_1 и запитывается током $I = U_{\text{оп}}/R_1$. На выходе D_1 формируется напряжение $U_1 = IR_{\Sigma}(T) + U_{\text{оп}}$. Дифференциальное включение ОУ D_2 устраняет постоянную составляющую, и формируется напряжение $U_{\text{вых}} = IR_{\Sigma}(T)$. Если, например, $U_{\text{оп}} = 1 \text{ В}$, $R_1 = 1 \text{ кОм}$, то крутизна преобразования составит 10^{-3} В/Ом .

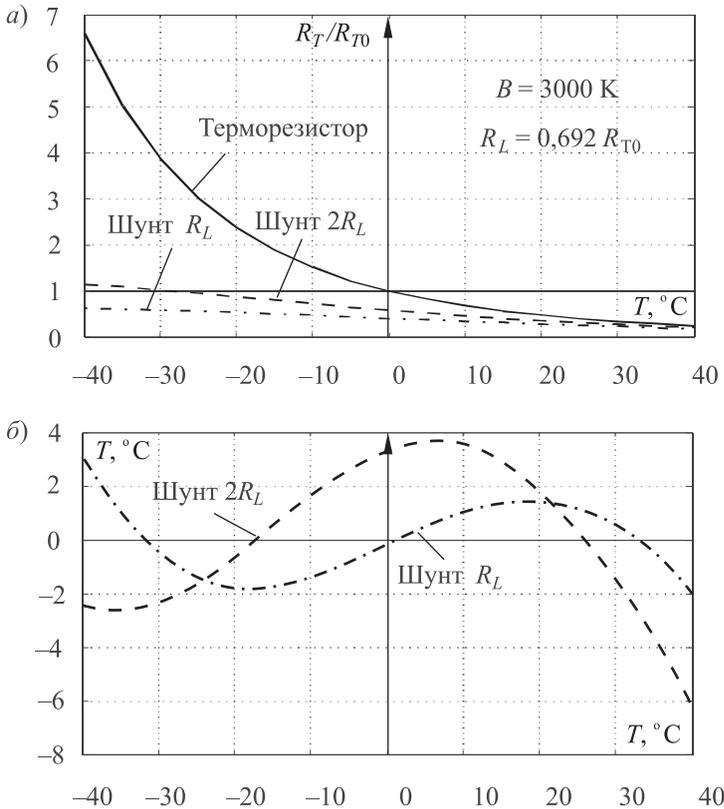


Рис. 3.62. Линеаризация терморезистора ($B = 3000 \text{ K}$) параллельными шунтами в точке $T_j = 0 \text{ }^\circ\text{C}$:

a — передаточные характеристики; *б* — погрешности линеаризации

Еще раз отметим, что чувствительность линеаризованного двухполюсника к изменению температуры меньше чувствительности исходного терморезистора, так как по определению

$$\alpha_{\Sigma}(T_j) = \frac{1}{R_{\Sigma}(T_j)} \cdot \left. \frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial T} \right|_{T=T_j}.$$

Отсюда

$$\alpha_{\Sigma}(T_j) = \frac{R_L}{R_L + R_T(T_j)} \left(\frac{1}{R_T} \cdot \left. \frac{\partial R_T}{\partial T} \right|_{T=T_j} \right).$$

Однако несмотря на это при линеаризации термисторов и КДТ шунтами чувствительность все еще будет выше, чем у металлических термометров сопротивлений.

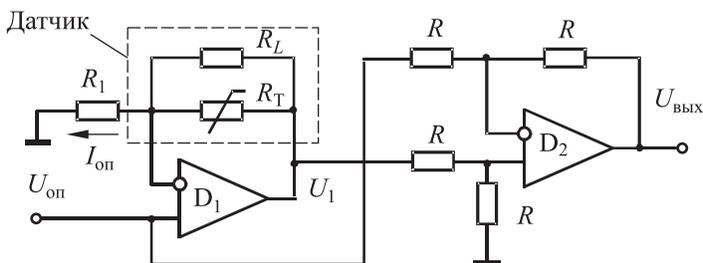


Рис. 3.63. Схема преобразования термосопротивления в напряжение

Самопрогрев. Все резистивные термодатчики — пассивные приборы. На них рассеивается мощность и, следовательно, их собственная температура отличается от измеряемой температуры на величину перегрева:

$$\Delta T_{\text{п}} = R_{\theta} I_{\text{д}}^2 R_{Tj},$$

где $R_{\theta} = 30 \div 70 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ — тепловое сопротивление между датчиком и воздушной средой (в воде $R_{\theta} \approx 2 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$); $I_{\text{д}}$ — ток запитки датчика.

Следовательно, ток через датчик должен ограничиваться величиной

$$I_{\text{д}} \leq \sqrt{\frac{\Delta T_{\text{п}}}{R_{\theta} R_{Tj}}}.$$

Например, при допустимом перегреве $\Delta T_{\text{п}} = 1 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $R_{\theta} = 50 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$, $R_{Tj} = 1 \text{ кОм}$ имеем $I_{\text{д}} \leq 4,5 \text{ мА}$.

Инерционность. Если датчик переместить из среды с температурой T_0 в среду с температурой T_x , то переходной процесс будет соответствовать звену первого порядка с постоянной τ , которая зависит как от теплопроводности среды, так и от размеров и конструкции датчика. Типичная величина постоянной τ термисторов для воздуха составляет $0,1 \div 0,5 \text{ с}$, а для корпусированных в пластик КДТ $\tau \approx 10 \div 60 \text{ с}$.

Чувствительность, или разрешающая способность, резистивных датчиков температуры ΔT_{min} определяется крутизной передаточной характеристики α_R и относительной разрешающей способностью δR_{min} регистрирующей аппаратуры:

$$\Delta T_{\text{min}} = \frac{1}{\alpha_R} \delta R_{\text{min}}.$$

Если, например, $\delta R_{\text{min}} = 0,01\%$, то для платинового датчика с $\alpha_R = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ имеем $\Delta T_{\text{min}} \approx 0,025 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

3.2.3. Термопары

Термопарой (ТП) называется устройство, состоящее из двух разнородных проводников или полупроводников со сварным контактом или спаем. В основе работы ТП лежит термоэлектрический эффект (эффект Зеебека), т. е. возникновение термоЭДС между так называемым «холодным» и «горячим» спаями, которые имеют разную температуру и которая может быть зафиксирована милливольтметром (рис. 3.64).

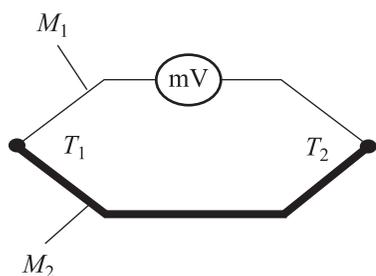


Рис. 3.64. Схема измерения термоЭДС

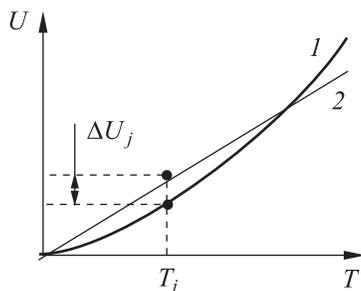


Рис. 3.65. Передаточная характеристика термопары:
1 — исходная; 2 — аппроксимированная

Возникновение термоЭДС связано с наличием в металлах свободных электронов, плотность которых в разных металлах неодинакова. В местах спаев электроны диффундируют из одного металла в другой, а интенсивность переходов зависит от температуры. ТермоЭДС некоторых металлов в паре с медью и свинцом приведены в табл. 3.11.

ТП в отличие от терморезисторов является *генераторным (активным)* датчиком и не нуждается в запитке. Следовательно, в ТП принципиально нет явления самопрогрева и связанной с ним погрешности. Величина термоЭДС зависит от разности температур спаев (ΔT) и материалов термопары (M_1, M_2), т. е. $U = U(\Delta T, M_1, M_2)$.

Выходное сопротивление ТП невелико ($R_{\text{вых}} = 1 \div 10 \text{ Ом}$). С помощью ТП перекрывают температурный диапазон $T = -100 \div +2300 \text{ }^\circ\text{C}$. Передаточная (градуировочная) характеристика носит нелинейный характер (рис. 3.65) — отклонение от линейности может составлять десятки градусов. Крутизна передаточной характеристики $S = \Delta U / \Delta T$ невелика и для различных материалов составляет ($5 \div 80$) мкВ/ $^\circ\text{C}$. Например, если взять термопару из меди и медно-никелевого сплава ($S = 40 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$), то при разности температур между «холодным» и «горячим» спаями в $\Delta T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ термоЭДС составит всего 4 мВ.

Таблица 3.11

**Значения термоЭДС некоторых металлов
в паре с медью и свинцом при $T = 25\text{ }^\circ\text{C}$**

Материал	ТермоЭДС, мкВ/ $^\circ\text{C}$		Материал	ТермоЭДС, мкВ/ $^\circ\text{C}$	
	В паре с Рь	В паре с Cu		В паре с Рь	В паре с Cu
Железо	+15	+13,4	Сурьма	+43	32
Золото	+2,9	0,1	Платина	-4,4	-5,9
Серебро	+2,7	-0,2	Никель	-20,8	-20,4
Молибден	+7,6	-	Кобальт	-	-20,1
Медь	+3,2	0,0	Свинец	0,0	-3,2
Алюминий	-0,4	-3,2	Висмут	-68,0	-72,8
Нихром	+18	-	Алюмель	-17,3	-
Платинородий	+2	-	Константан	-38	-40
Хромель	+24	-	Копель	-38	-

Чувствительность ТП не остается постоянной и, как правило, уменьшается в области низких температур. По этой причине термопары предпочитают использовать в области положительных температур, хотя большинство из них может работать и в области криогенных температур. Долговременная нестабильность показаний ТП (после наработки в 10^4 ч при максимально допустимой температуре) не превышает $20\div 50\text{ }^\circ\text{C}$.

Чувствительность ТП значительно меньше, чем у термометров сопротивления, и разрешение на уровне $1\text{ }^\circ\text{C}$ может быть реализовано только в микровольтном диапазоне регистрируемых сигналов с применением прецизионных усилителей, например рассмотренных ранее ПКД- или МДМ-усилителей. Для проведения абсолютных измерений температура одного из спаев должна быть известна.

Эффект Зеебека обратим — если по цепи из разнородных материалов пропустить ток, то один из спаев будет охлаждаться, а другой нагреваться (эффект Пельтье). Однако КПД как прямого, так и обратного эффекта невелик: для прямого эффекта при $\Delta T = 100\text{ }^\circ\text{C}$ КПД $\approx 5\%$, для эффекта Пельтье при $\Delta T = 5\text{ }^\circ\text{C}$ КПД $\approx 5\%$. На эффекте Пельтье основана работа термоэлектрических холодильников, которые широко используются в бортовой аппаратуре.

Среди термопар для измерений подбираются такие, которые обладают максимальной крутизной передаточной характеристики, перекрывают требуемый температурный диапазон и обладают необходимой стойкостью к окружающей, зачастую чрезвычайно агрессивной, среде (табл. 3.12). Как видно из табл. 3.12, наиболее жаропрочной является ТП вольфрам-рений (до 2200 °С). Еще более жаропрочными являются ТП «графит — сплавы на основе карбидов металлов (титана, ниобия, циркония)» с рабочей температурой до 2500÷3000 °С.

Таблица 3.12

Характеристики некоторых промышленных термопар

Материал термопары	Обозначения термопары		Крутизна, мкВ/°С	Пределы измерений, °С		
	МЭК	ГОСТ		нижний	верхний	кратковременный
Вольфрам-рений (5% Re) – вольфрам-рений (26% Re)	C	ТВР	14÷17	0	2200	2500
Платинородий (Rh10%) – платина	S	ТПП	10÷14	0	1300	1600
Платинородий (Rh13%) – платина	R					
Платинородий (30% Rh) – платинородий (6% Rh)	B	ТПР	8÷12	600	1700	–
Медь – константан (Cu + 45% Ni)	T	ТМКн	40÷60	–200	350	400
Хромель (Ni + 9,5% Cr) – константан (Cu + 45% Ni)	E	ТХКн	59÷81	–200	700	900
Хромель (Ni + 9,5% Cr) – копель (Cu + 44% Ni)	L	ТХК	64÷88	–200	600	800
Хромель (Ni + 9,5% Cr) – алюмель (Ni + 2% Al + 1% Si + 2,5% Mn)	K	ТХА	35÷42	–200	1200	1300
Железо – константан (Cu + 45% Ni)	J	ТЖК	50÷64	–200	750	900
Нихросил (Ni + 14,2% Cr + 1,4% Si) – нисил (Ni + 4,4% Si + 0,1% Mg)	N	ТНН	26÷36	–270	1200	1300

Из характеристик распространенных термопар «хромель–алюмель» (тип К) и «железо–константан» (тип J) в диапазоне температур $-100 \div +800$ °С (рис. 3.66) видно, что нелинейность существенно возрастает на краях температурного диапазона и достигает десятков градусоусов.

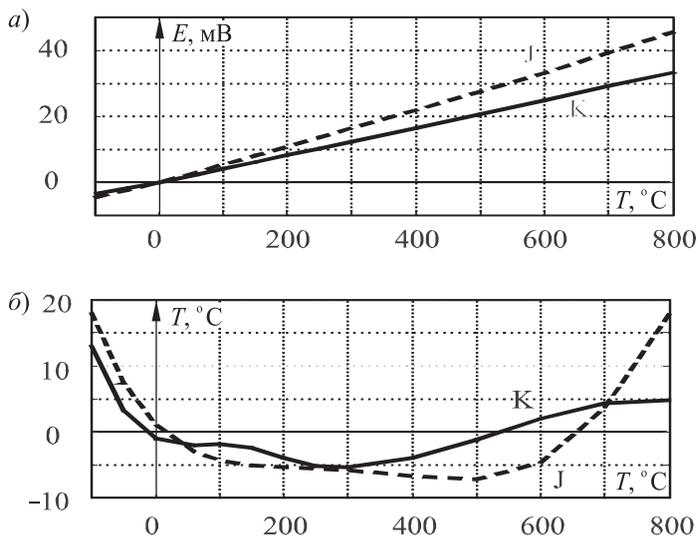


Рис. 3.66. Характеристики термопар «хромель–алюмель» (тип К) и «железо–константан» (тип J): *a* — передаточные характеристики; *б* — отклонение от линейности

Конструктивно термопары выпускаются в корпусном и бескорпусном исполнении. Промышленные ТП в большинстве случаев корпусируются и выполняются с закрытым спаем (рис. 3.67, *a*). Защитные кожуха делаются из нержавеющей стали, фторопласта, стекла, керамики. Однако такие ТП обладают большей инерционностью (постоянная времени достигает десятков секунд) по сравнению с ТП, имеющими открытый спай (рис. 3.67, *б*) и тем более по сравнению с бескорпусными ТП (постоянная составляет доли секунд). Габаритные размеры ТП (см. рис. 3.67) составляют: $d = 2,5 \div 10$ мм, $L = 40 \div 1000$ мм, $l = 20 \div 50$ мм.

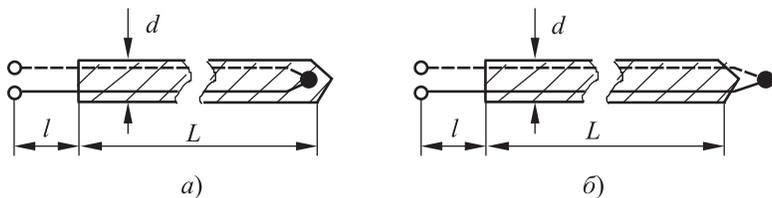


Рис. 3.67. Варианты конструкций термопар: с закрытым (*a*) и с открытым (*б*) спаем

Усредненные (номинальные) градуировочные характеристики различных термопар приводятся в соответствующих справочниках в виде таблиц или в виде степенных многочленов. Допустимые отклонения от номинальных градуировочных характеристик у серийных ТП не превышают $1 \div 10$ °С. В целом, как уже отмечалось, чувствительность термопар значительно меньше, чем у термометров сопротивления, и на два порядка меньше, чем у термисторов, но они могут работать в более тяжелых условиях.

При измерении абсолютных температур необходимо знать или фиксировать температуру холодного спая. В реальных условиях фиксировать температуру холодного спая трудно, поэтому ее не фиксируют, а учитывают или компенсируют.

В большинстве случаев ТП (измеряет температуру T_1) и удаленный измерительный прибор (имеет температуру окружающей среды $T_{\text{окр}}$) соединяются с помощью присоединительной колодки (рис. 3.68) и медных соединительных проводов. При таком соединении колодка нагревается за счет теплопередачи по проводам ТП до температуры T_2 и образуется еще одна термопара с медью, которая искажает результаты показаний. Например, при длине ТП в 1 м, $T_1 = 1000$ °С и $T_{\text{окр}} = 25$ °С температура присоединительной колодки может достигать величины $T_2 \approx 100$ °С, а паразитная термоЭДС в паре с медью для различных материалов составляет $\pm 1 \div 10$ мкВ/°С.

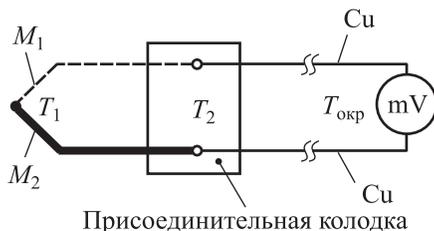


Рис. 3.68. Схема подключения термопары через присоединительную колодку

Методы компенсации температуры холодного спая (делятся на пассивные и активные). При *пассивных* методах вводят дополнительные (удлинительные) провода из специальной термоэлектродной проволоки (рис. 3.69), которые термоэлектрически идентичны материалам измерительной термопары в диапазоне изменений ΔT_2 , но имеют другой знак термоЭДС.

Для разных типов термопар существуют свои удлинительные провода. Например, для термопары «хромель–алюмель» удлинительные провода состоят из пары «медь–константан». При этом погрешность измерения температуры не превосходит $\Delta T \approx 2$ °С. При пассивной компенсации важно не спутать удлинительные провода — нельзя менять провода местами, в противном случае погрешность возрастет (в рассмотренном примере до $\Delta T \approx 200$ °С).

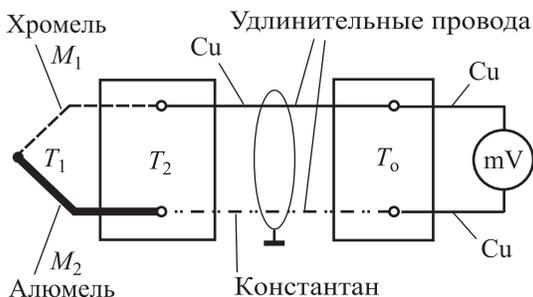


Рис. 3.69. Схема пассивной компенсации температуры холодного спая

В последнее время стали широко применяться схемы активной компенсации температуры холодного спая с помощью интегральных микросхем (ИМС). В этих схемах последовательно с ТП на присоединительной колодке, которая играет роль и термовыравнивателя, устанавливается электронная компенсирующая микросхема, имеющая в своем составе термодатчик (рис. 3.70, а) и, кроме того, усиливающая сигнал. Например, для термопары «железо–константан» фирмой Analog Device разработана микросхема AD 594, позволяющая осуществлять измерения в диапазоне температур $T_2 = 0 \div 300 \text{ }^\circ\text{C}$ с погрешностью $\Delta T \cong \pm 0,6 \text{ }^\circ\text{C}$ и крутизной преобразования $10 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$.

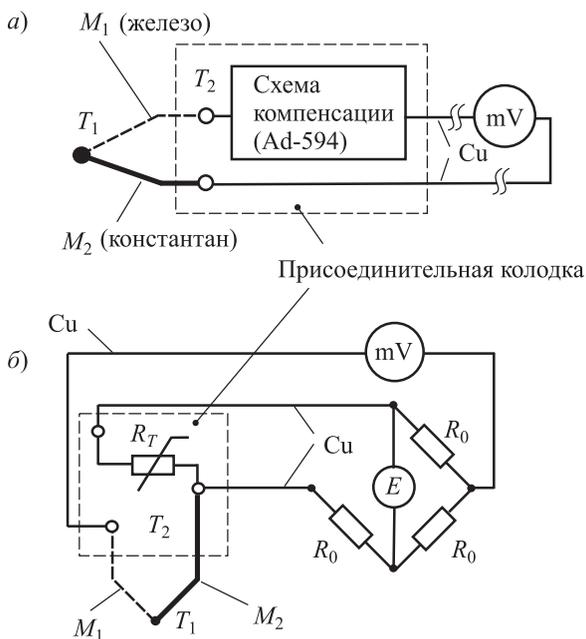


Рис. 3.70. Схемы активной компенсации паразитной термоЭДС с помощью микросхемы AD-594 (а) и терморезистора в мостовой схеме (б)

В более ранних мостовых измерительных схемах для компенсации температуры холодного спая часто применяют компенсационный терморезистор (рис. 3.70, б). В этом случае терморезистор находится при такой же температуре, что и холодный спай, и, следовательно, при изменении T_2 мост перекашивается и возникает компенсирующее напряжение.

Для уменьшения паразитной термоЭДС пайка медных проводов к проводам ТП осуществляется специальными кадмиевыми припоями (ПОСК-50-18), место пайки защищается золотом, серебром, цинком (рис. 3.71).

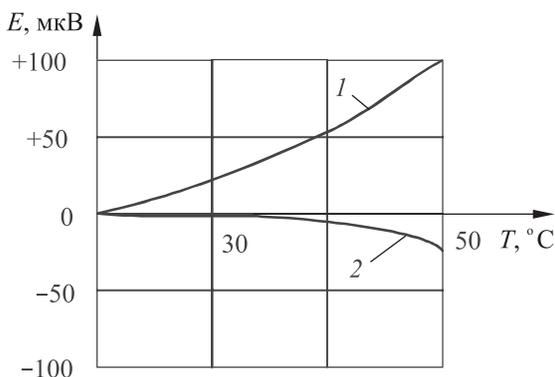


Рис. 3.71. ТермоЭДС припоев в паре с медью:

1 — свинцовый (36% Pb+64% Sn); 2 — кадмиевый (60% Cd+40% Sn)

В ряде случаев бывает желательно, чтобы ТП работала в режиме холостого хода во избежание дополнительного ее нагрева; в этом случае применяют компенсационные методы измерения термоЭДС (рис. 3.72).

В схеме на рисунке 3.72 микроамперметр используется в качестве нуль-органа, а миллиамперметр — в качестве отсчетного устройства. С помощью переменного сопротивления R_1 создается ток I_2 , который создает на сопротивлении нагрузки R_n компенсирующее напряжение. Момент баланса фиксируется нуль-органом, а отсчет производится по току I_2 . В этом случае ТП работает в режиме холостого хода.

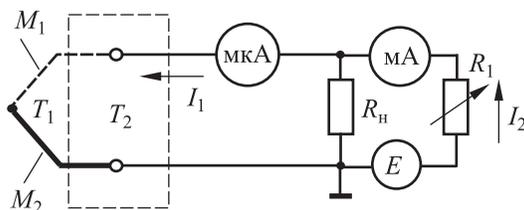


Рис. 3.72. Компенсационный метод измерения термоЭДС

Термоэлектрические эффекты в полупроводниках на несколько порядков больше, чем в металлах. Это позволило создать промышленные теплогенераторы (эффект Зеебека), нагреватели и холодильники (эффект Пельтье) с непосредственным преобразованием тепловой энергии в электрическую и наоборот. Правда, КПД таких тепловых машин невелик ($5\div 6\%$), зато они компактны и надежны. Большой вклад в разработку таких устройств на полупроводниках внесли отечественные ученые во главе с академиком А. А. Йоффе.

Поскольку кремний обладает значительно большим термоэлектрическим коэффициентом, чем металлы (например, термопара «кремний- p^+ -Al» имеет термоэлектрический коэффициент около 1 мВ/К), на его основе изготавливаются высокочувствительные термоэлектрические детекторы для средней и дальней ИК-области с коэффициентами термочувствительности порядка $0,3\div 0,6 \text{ мВ/К}$.

На рисунке 3.73 приведена схема ИК-детектора, изготовленного по технологии микросистем на основе кремниевого термоэлемента. Он состоит из полупроводниковой рамы 1, обладающей сравнительно большой тепловой массой, на которой сформированы «холодные» спаи термопар 4. В центре рамы методами анизотропного травления изготавливается тонкая (около 1 мкм) мембрана 2, обладающая низкой теплопроводностью и теплоемкостью, на которой стандартными методами микроэлектроники сформированы «горячие» спаи 3. ИК-излучение поглощается или испускается мембраной, что приводит к градиенту температур и к возникновению термоЭДС.

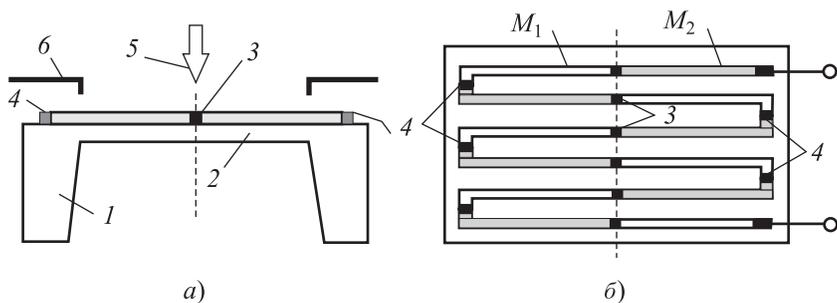


Рис. 3.73. Кремниевый термоэлемент для детектирования ИК-излучения:

а — конструкция; б — топология: 1 — рама; 2 — мембрана;

3 — зона горячих спаев; 4 — зона холодных спаев; 5 — тепловой поток;

6 — тепловой экран; M_1, M_2 — материалы термопар

Для увеличения поглощающей способности, «горячие» спаи зачерняются, например, органическими красителями (коэффициент поглощения $\alpha = 0,92\div 0,97$). Количество последовательных спаев для увеличения термоЭДС может достигать нескольких сотен (так называемая термобатарея). Контроль температуры «холодных» спаев на

раме осуществляется встроенным полупроводниковым датчиком температуры. Чувствительность подобного ИК-детектора достигает 50 мВ/мВт на длине волны 6÷14 мкм. Таким образом, термоэлектрические приемники на основе кремния являются альтернативой пироэлектрическим приемникам, рассмотренным ранее в п. 3.1.5.

3.2.4. Полупроводниковые датчики температуры

В настоящее время полупроводниковые датчики температуры (ПДТ) наиболее популярны для стандартного диапазона температур $-50 \div +100$ °С, так как их легко интегрировать со схемами усиления и обработки информации. В ПДТ используется температурная зависимость падения напряжения на $p-n$ -переходе. В соответствии с уравнением Эберса–Мола ток I_d и падение напряжения U_d на диоде определяются как

$$I_d = I_S \left[\exp\left(\frac{U_d}{m\phi_T}\right) - 1 \right],$$

$$U_d = m\phi_T \ln\left(\frac{I_d}{I_S} + 1\right),$$

где q — заряд электрона; $\phi_T = kT/q$ — тепловой потенциал; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; $I_S = cT^r \exp(-E_d/\phi_T)$ — ток обратного смещенного $p-n$ -перехода (тепловой ток); c, m, r — константы ($r \approx 3$), E_d — ширина запрещенной зоны полупроводника.

Анализ уравнений показывает, что в ограниченном температурном диапазоне $-60 \div +150$ °С падение напряжения на диоде линейно зависит от температуры (рис. 3.74) и при неизменном токе через диод может быть аппроксимировано с погрешностью не более единиц градуса выражением

$$U_d = U_d(+25 \text{ °С}) + S(T - 25 \text{ °С}),$$

где $S = \Delta U_d / \Delta T$ — чувствительность диода ($S = -(2,1 \div 2,5)$ мВ/°С).

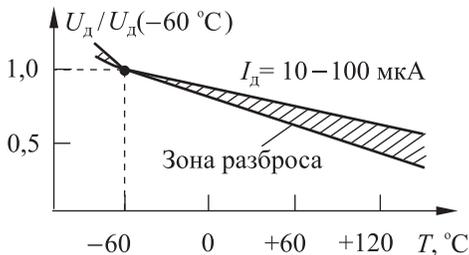


Рис. 3.74. Зависимость падения напряжения на диоде от температуры

Таким образом, чувствительность диодного ПДТ в 100 раз выше, чем у термопар. Простейшая схема включения диодного ПДТ приведена на рис. 3.75.

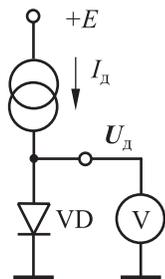


Рис. 3.75. Схема включения диодного термодатчика

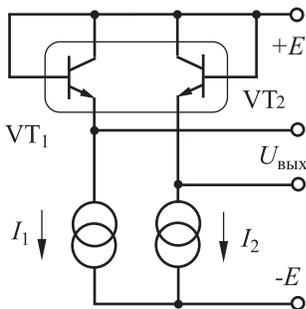


Рис. 3.76. Дифференциальный диодный термодатчик

Чтобы улучшить взаимозаменяемость ПДТ, используют дифференциальное включение диодов (рис. 3.76), работающих при разных плотностях тока. Здесь дифференциальная пара транзисторов VT_1 и VT_2 включена в диодном режиме, и для нее справедливы соотношения

$$U_{д1} = m\varphi_T \ln \frac{I_1}{I_S}, \quad U_{д2} = m\varphi_T \ln \frac{I_2}{I_S},$$

$$\Delta U = U_{\text{вых}} = U_{д1} - U_{д2} = m\varphi_T \ln \frac{I_1}{I_2}.$$

Как видим, передаточная характеристика дифференциального ПДТ не зависит от теплового тока I_S . Кроме того, в рабочем температурном диапазоне возрастают линейность (погрешность не превышает $\pm 0,2$ °С) и стабильность, и несколько расширяется температурный диапазон в отрицательной области. В паспорте на датчик передаточная характеристика обычно приводится к десятичным логарифмам:

$$\Delta U = T \cdot 85,56 \lg \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \text{ мкВ.}$$

При $I_1/I_2 = 10$ крутизна преобразования составит $S = 85,56$ мкВ/°С. Следовательно, у дифференциальной диодной пары чувствительность примерно в 20÷25 раз ниже, чем у одиночного диода, но все-таки выше, чем у термопар.

В практических схемах ПДТ (рис. 3.77) для запитки дифференциальных термодиодов используются источники одинакового тока на VT_3 и VT_4 , а разная плотность тока через $p-n$ -переходы создается с помощью многоэмиттерного транзистора VT_2 . Можно показать, что в этом случае плотности токов через $p-n$ -переходы VT_1 и VT_2 отличаются в n раз и

$$\Delta U = m\varphi_T \ln n,$$

где n — число эмиттеров VT_2 .

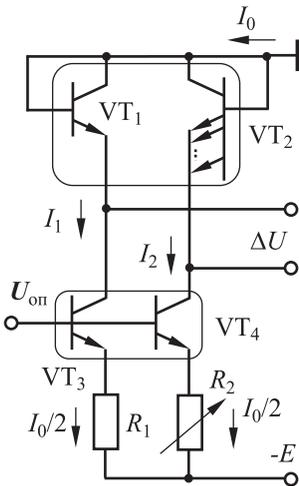


Рис. 3.77. Принципиальная схема диодного термодатчика напряжения

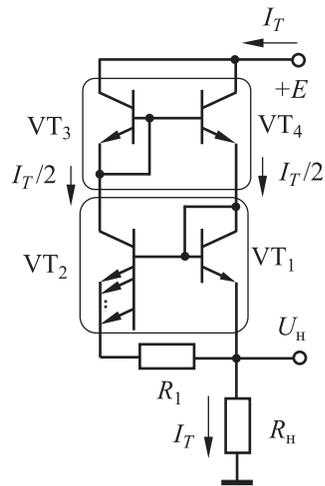


Рис. 3.78. Принципиальная схема диодного термодатчика тока

Рассматриваемые ПТД за рубежом выпускаются серийно в виде интегральных схем и являются датчиками напряжения. Но в ряде случаев, например при дистанционных измерениях температуры, требуются температурные датчики тока. При этом уменьшаются наводки и исключается влияние падения напряжения на соединительных проводах.

В токовом ПДТ, являющемся двухполюсником (рис. 3.78), транзисторы VT_3 и VT_4 включены по схеме токового зеркала и делят входной ток I_T пополам. Плотность тока через $p-n$ -переходы VT_1 и VT_2 отличается в n раз и поэтому

$$U_{\text{бэ}2} = m\varphi_T \ln \frac{I_T}{2nI_S}, \quad U_{\text{бэ}1} = m\varphi_T \ln \frac{I_T}{2I_S},$$

$$\Delta U_{\text{бэ}1-2} = \varphi_T \ln n.$$

При этом разность падения напряжения на переходах выделяется на резисторе R_1

$$\Delta U_{\text{бэ}1-2} = I_T R_1 / 2.$$

Решая уравнения (1) и (2), окончательно получим

$$I_T = \frac{2}{R_1} \varphi_T \ln n = \left(\frac{2k}{R_1 q} \ln n \right) T = ST.$$

Если $n = 8$, $R_1 = 358$ Ом, то крутизна преобразования составит «круглую» цифру $S = 1$ мкА/°С.

Схема дистанционного измерения с помощью токового датчика приведена на рис. 3.79.

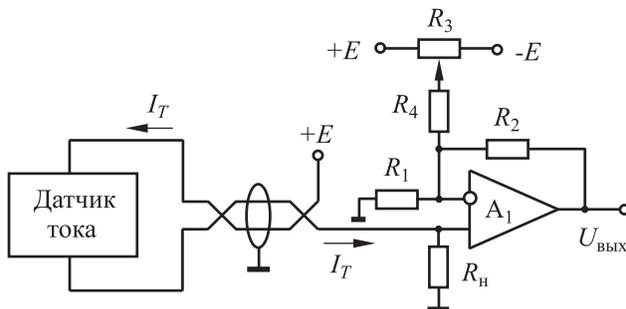


Рис. 3.79. Схема дистанционного измерения температуры с помощью датчика тока

Датчик запитывается напряжением E , соединяется со схемой преобразования сигнала с помощью витой пары и нагружен на сопротивление нагрузки R_n . Цепь R_3-R_4 предназначена для смещения рабочей точки усилителя по температурной шкале, чтобы обеспечить измерения как по шкале Цельсия, так и по шкале Кельвина. Если $R_n = 1$ кОм, коэффициент усиления выходного усилителя $k_1 = 10$, то крутизна преобразования токового ПДТ составляет $S_1 = SR_n k_1 = 10$ мВ/°С.

Общий недостаток кремниевых ПДТ — сравнительно узкий температурный диапазон. Температурный диапазон расширяется до $+300$ °С при использовании гетероструктур на основе карбида кремния (SiC/Si). При этом крутизна составляет около -7 мВ/°С, а отклонение от линейности не превышает $\pm (3 \div 5)$ °С. В области низких температур (вплоть до единиц градусов Кельвина) используются ПДТ из германия, легированного различными примесями, и арсенида галлия.

Характеристики интегральных датчиков температуры приведены в табл. 3.13.

Таблица 3.13

Характеристики интегральных датчиков температуры

Температурный диапазон, °С	Модель	Фирма-производитель*	Исполнение**	Чувствительность, мВ/°С	Точность, °С	Разрешение, °С	Напряжение питания, В	Ток потребления, мА	Примечание
-55÷+150	AD592	AD	1	1 [мкА/°С]	0,5÷1	-	4÷30	0,06	Датчик с токовым выходом
	LM135	NS	1	10	1,5	-	-	0,5	Датчик с выходом по напряжению
-55÷+130	LM20	NS	1	-	1,5	-	3÷5,5	-	Датчик с выходом по напряжению
	DS18B20	DS	1	-	0,5	0,0625÷0,5	2,65÷5,5	0,5	Датчик с выходом по напряжению
-55÷+125	DS18S20	DS	1	-	0,5	0,5	-	-	Интерфейс «I-wire»
	LM124	NS	1	-	3	-	-	-	Датчик с токовым выходом
	MAX6576	MX	1	10 [мкА/°С]	3	-	3÷5,5	-	Датчик с частотным выходом
-40÷+125	TMP36	AD	1	10	2	-	2,7÷5,5	0,05	Датчик с выходом по напряжению

Температур- ный диа- пазон, °С	Модель	Фирма-изго- товитель*	Исполнение**	Чувствитель- ность, мВ/°С	Точность, °С	Разрешение, °С	Напряжение питания, В	Ток потреб- ления, мА	Примечание
-40÷+125	LM234-3	NS	-	0,33 [%/°С]	3	-	1÷40	0,05	Трехвыводной датчик с токовым выходом
	LM37	NS	1, 2	-	3	-	-	-	Последовательный интерфейс
-25÷+105	MAX1619	MX	1, 2	-	3	-	-	-	SMBus-интерфейс
	AD592CN	AD	1	-	1	0,35	-	-	Датчик с токовым выходом
0÷+70	LM324	NS	1	-	3	-	-	-	Датчик с токовым выходом
10÷+125	TMP35	AD	1	10	2	-	2,7÷5,5	-	Датчик с выходом по напряжению

* Фирмы: AD — Analog Devices; NS — National Semiconductor; DS — Dallas Semiconductor; MX — Maxim.

** Исполнение: 1 — встроенное; 2 — удаленное.

3.3. Датчики деформации и смещения

Датчиками деформации и смещения (ДДС) называются датчики, фиксирующие упругие микродеформации и смещения в диапазоне $10^{-8} \div 10^{-5}$ м, которые возникают в различных материалах, конструкциях, деталях машин, чипах при воздействии на них физических факторов (давления, силы, температуры и т. д.). Следовательно, регистрируя микродеформации, мы можем косвенно судить о физических воздействиях на объект. На этом принципе строятся датчики давления, силы, ускорения, моментов, сейсмодатчики и др. Классификация ДДС приведена на рис. 3.80.



Рис. 3.80. Классификация датчиков деформации и смещения

Наиболее чувствительными, но и наиболее сложными являются оптические, в том числе интерферометрические, ДДС. В последние годы бурно развиваются ДДС, построенные на принципах микромеханики. Но наибольшее распространение, благодаря, в первую очередь, малым габаритам и массе, получили тензодатчики (металлические и полупроводниковые) и пьезодатчики.

3.3.1. Металлические тензодатчики

Работа металлических тензодатчиков (тензорезисторов, тензометров) основана на тензоэффекте — на изменении сопротивления материала проводника под действием прикладываемой силы. В простейшем случае тензорезистор представляет собой отрезок провода, жестко закрепляемый на деформируемой детали с помощью клея. Деформация

детали вызывает деформацию проволоки, т. е. изменение ее длины, сечения и удельного электрического сопротивления, в результате чего изменяется электрическое сопротивление проволоки. Рассмотрим растяжение/сжатие в пределах упругой деформации прямоугольного металлического бруска длиной l и сечением $S = b^2$ под действием силы P (рис. 3.81).

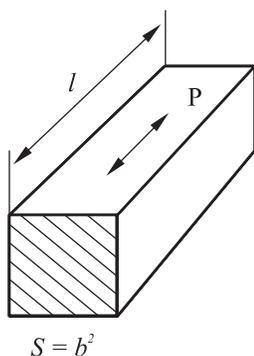


Рис. 3.81. К расчету тензочувствительности

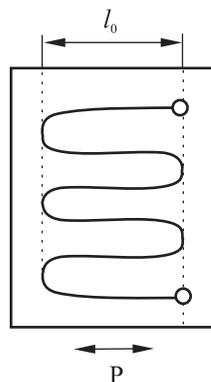


Рис. 3.82. Проволочный тензодатчик

Сопротивление такого проводника R составляет

$$R = \rho l / S, \tag{3.11}$$

где ρ — удельное сопротивление материала.

Из (3.11) следует, что относительное изменение сопротивления $\delta(R)$ связано с относительными изменениями параметров проводника соотношением

$$\delta(R) = \delta(\rho) + \delta(l) - \delta(S). \tag{3.12}$$

В свою очередь, относительное изменение удельного сопротивления материала $\delta(\rho)$, в первом приближении, пропорционально изменению объема $\delta(V)$ под действием деформации, а поперечная деформация $\delta(b)$ — пропорциональна продольной деформации $\delta(l)$. Тогда

$$\begin{aligned} \delta(\rho) &= C \cdot \delta(V) = C \cdot \delta(b^2 l) = C[2\delta(b) + \delta(l)], \\ \delta(b) &= -\mu \delta(l), \\ \delta(S) &= \delta(b^2) = 2\delta(b), \end{aligned} \tag{3.13}$$

где μ — коэффициент Пуассона (для металлов $\mu \approx 0,3$); C — коэффициент пропорциональности ($C \cong 1$).

Подставляя (3.13) в (3.12), получаем

$$\delta(R) = [(1 + 2\mu) + C(1 - 2\mu)]\delta(l) = K_T \delta(l), \tag{3.14}$$

где K_T — коэффициент тензочувствительности (для большинства металлических материалов $K_T \approx 2 \div 2,5$, хотя у сплава «пермаллой – вольфрам» K_T достигает 4,1).

Таким образом, изменение сопротивления металлических проводников в пределах упругой деформации (у стали до $200 \div 800 \text{ Н/мм}^2$) пропорционально продольной деформации $\delta(l)$. Линейность соотношения (4) сохраняется при $\delta(l) \leq 1 \div 2\%$.

Конструктивно металлические тензодатчики выполняются в двух вариантах.

Проволочный тензодатчик (рис. 3.82) — в нем для большей продольной чувствительности проволока диаметром $20 \div 50 \text{ мкм}$ выполняется в виде меандра ($10 \div 20$ звеньев) и наклеивается на тонкую (толщиной $\leq 0,1 \text{ мм}$) подложку.

Фольговые и пленочные тензодатчики (рис. 3.83) — выполняются методами фотолитографии и напыления. Толщина фольги (например, константановой ленты) составляет около 10 мкм , а пленки — менее 1 мкм . Для уменьшения поперечной тензочувствительности в топологии фольговых тензодатчиков делаются утолщения (см. рис. 3.83, а). При этом поперечная тензочувствительность обычно не превышает $0,1 \div 0,2\%$ от продольной.

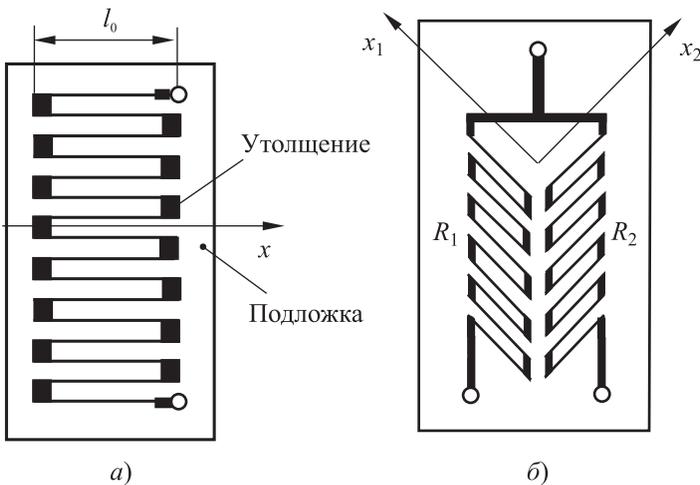


Рис. 3.83. Фольговый тензодатчик: а — однокоординатный, б — двухкоординатный

Фольговый тензодатчик может быть выполнен с высокой точностью и оптимизирован под конкретное применение. На рисунке 3.83, б показан тензодатчик с двумя тензорезисторами R_1 и R_2 одинакового номинала, но ось x_1 максимальной чувствительности резистора R_1 ортогональна оси x_2 максимальной чувствительности резистора R_2 .

ра R_2 . Анализируя соотношения между тензорезисторами R_1 и R_2 , можно судить о деформации плоскости образца в любом направлении.

Тензодатчики могут использоваться и для динамических измерений. При выборе размера тензодатчика l_0 (см. рис. 3.83, а) исходят из того, что тензодатчик должен иметь размер точечного зонда, чтобы регистрировать деформацию в локальной точке образца. Следовательно, его размеры должны быть меньше, чем деформационная волна в контролируемом образце:

$$l_0 \leq 0,1\lambda,$$

где $\lambda = v/f$ — длина волны деформации; v — скорость распространения ультразвука; f — частота колебаний. Для металла $v \approx 5 \cdot 10^3 \text{ м/с}$, $f_{\text{max}} \approx 50 \text{ кГц}$, следовательно, $l_0 \leq 10 \text{ мм}$. При динамических измерениях величины допускаемых продольных деформаций должны быть уменьшены на порядок по сравнению со статическими измерениями, исходя из усталостной прочности материала.

Особая проблема всех тензодатчиков — температурная чувствительность. Это обусловлено, в основном, тремя причинами:

- 1) температурной зависимостью $\rho = \rho(T)$ (на этом эффекте работают, как известно, металлические термометры сопротивлений);
- 2) температурной зависимостью $\delta(l) = \delta(l_T)$, что приводит к изменению K_T ;
- 3) разностью температурных коэффициентов расширения датчика и подложки.

В результате даже при отсутствии прикладываемой силы сопротивление тензодатчика изменяется при изменении температуры. Эта температурная зависимость в достаточно широком температурном диапазоне от -100 до $+300$ °С аппроксимируется линейной функцией

$$\delta_R(T) = \beta \Delta T,$$

где $\Delta T = T - T_0$, $\beta \approx 2,2 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, что соответствует приклеиванию тензорезистора на стальную деталь.

Наличие температурной зависимости сопротивления тензорезистора приводит к так называемой кажущейся деформации

$$\delta(l)_k = \frac{\delta_R(T)}{K_T} = \frac{\beta \Delta T}{K_T}.$$

Пример. Допустим, $\beta = 2,2 \cdot 10^{-5} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, $\Delta T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$, $K_T = 2,2$, $l_0 = 10 \text{ мм}$. Тогда кажущаяся деформация в относительных единицах составит $\delta(l)_k = 2,2 \cdot 10^{-5} \cdot 10^2 / 2,2 = 10^{-3}$ или $0,1\%$, а в абсолютных единицах $\Delta(l)_k = l_0 \delta(l)_k = 10 \text{ мкм}$, что представляет действительно внушительную величину и иллюстрирует возникающую проблему.

Соответствующим подбором сплавов для тензодатчика и образца можно минимизировать коэффициент β (вплоть до $\beta < 1,5 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ в диапазоне $-50 \div +200 \text{ }^\circ\text{C}$) и получить термокомпенсированные тензорезисторы.

Для изготовления металлических тензорезисторов (ТР) номиналами $R = 100 \div 1000 \text{ Ом}$ обычно используются сплавы на основе никеля: константан ($T_{\text{max}} \leq 250 \text{ }^\circ\text{C}$), нихром, карма ($T_{\text{max}} \leq 400 \text{ }^\circ\text{C}$), никель-молибденовые сплавы ($T_{\text{max}} \leq 550 \text{ }^\circ\text{C}$). В частности, сплав Н70МХЮЭ (ЦАГИ, Москва) обеспечивает термостабильность на уровне $\leq (1,0 \div 1,5) 10^{-6} \text{ Ом}/^\circ\text{C}$ в диапазоне $-250 \div +500 \text{ }^\circ\text{C}$.

Распространенным способом улучшения термостабильности является дифференциальное включение ТР, когда два ТР включаются в мостовую схему и наклеиваются таким образом, что при растяжении одного — другой сжимается. В этом случае кажущаяся деформация уменьшается на порядок.

Очень важным вопросом является технология прикрепления тензодатчиков к исследуемому образцу. Она включает подготовку поверхности и приклеивание и должна обеспечивать передачу деформаций от образца к ТР в широком диапазоне температур с высоким изолирующим сопротивлением порядка 10^{10} Ом . Для этой цели используются как традиционные клеи типа БФ-2, так и специальные безусадочные клеи (циакрин, ВН-15Т, В-58Т и др.), обладающие хорошей адгезией в широком диапазоне температур. В частности, соединения на полимерном клее ВК-18М (ВИАМ, Москва) способны выдерживать $T_{\text{max}} \leq 450 \text{ }^\circ\text{C}$ в течение 2000 ч, а $T_{\text{max}} \leq 600 \text{ }^\circ\text{C}$ — в течение 500 ч. Для достижения столь высоких результатов требуется специальная технология, включающая высокотемпературную полимеризацию клея в высокочастотном поле.

3.3.2. Полупроводниковые тензодатчики

Полупроводниковые тензодатчики или пьезодатчики получаются из легированного кремния p - или n -типа путем вырезания полоски монокристалла кремния (*вырезные* полупроводниковые тензодатчики, рис. 3.84) или путем диффузии примесей в подложку (*диффузионные* полупроводниковые тензодатчики). В силу очень высокой жесткости полупроводниковых тензодатчиков (кремниевой подложки) диапазон измеряемых деформаций у них существенно меньше, чем у фольговых ($\delta(I)_{\text{max}} < 0,1\%$), и они практически не имеют поперечной чувствительности. Если изменение сопротивления металлического проводника связано как с изменением удельной проводимости его материала, так и с изменением его геометрических параметров, то в полупроводниках изменение удельной проводимости более существенно, чем изменение его геометрических параметров.

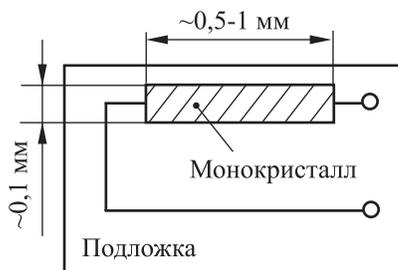


Рис. 3.84. Конструкция вырезного полупроводникового тензодатчика

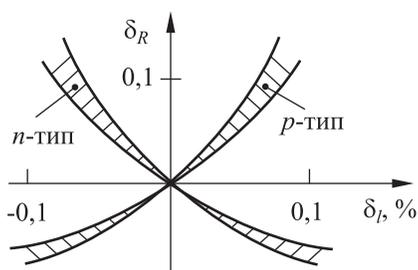


Рис. 3.85. Передаточная характеристика полупроводникового тензодатчика

Свойства полупроводниковых тензорезисторов определяются материалом, кристаллографическим направлением, удельным сопротивлением и типом проводимости. Наиболее сильно тензоэффект проявляется у германия, кремния, антимонида индия, арсенида галлия. Наиболее часто используются кремний и германий, имеющие $K_T = 150 \div 175$.

Передаточная характеристика полупроводниковых тензодатчиков существенно нелинейна (рис. 3.85) и обычно аппроксимируется полиномом третьей степени, как и относительное изменение его сопротивления:

$$\delta R = a_1 \delta(l) + a_2 \delta^2(l) + a_3 \delta^3(l).$$

При небольших деформациях ($|\delta(l)_{\max}| < 0,01\%$) допустима линейная аппроксимация и характеристика квазилинейна:

$$\delta R \approx a_1 \delta(l),$$

где $a_1 = K_T$ определяет коэффициент тензочувствительности, который приблизительно в $50 \div 100$ раз выше, чем у металлических тензодатчиков ($a_1 \approx 100 \div 200$).

Коэффициент тензочувствительности полупроводниковых тензодатчиков сильно зависит от степени легирования и от температуры — температурный коэффициент чувствительности составляет около $\pm 0,05\% / ^\circ\text{C}$. Минимальная регистрация деформации для полупроводникового тензорезистора определяется тепловым шумом и при $T = 300 \text{ К}$ находится на уровне $\delta(l)_{\min} \approx 10^{-7} \div 10^{-8}$. Таким образом динамический диапазон измерений, определяемый отношением $\delta(l)_{\max} / \delta(l)_{\min}$, составляет 4–5 порядков.

Основным фактором, влияющим на выбор измерительной цепи полупроводниковых тензорезисторов, является возможность коррекции температурных погрешностей. Например, при дифференциаль-

ном включении тензорезисторов удается понизить погрешность нуля в $10 \div 20$ раз, а в полной мостовой схеме удается стабилизировать и коэффициент преобразования. При использовании тензодатчиков необходимо также проводить компенсацию изменения сопротивления соединительных проводов $R_{\text{п}}$. Для компенсации используется трех- или четырехпроводное соединение с мостовой схемой (см. п. 1.4).

Пример. Допустим, сопротивление тензодатчика $R_0 = 100$ Ом. Если $\delta(R) = 0,1\%$, то $\Delta R = R_0 \delta(R) = 0,1$ Ом, что действительно соизмеримо с изменением сопротивления проводов $R_{\text{п}}$. Для простого моста, как известно,

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{E}{4} \delta(R) \frac{1}{1 + \delta R/2}.$$

Если $|\delta(R)| \leq 0,1\%$, то можно принять $\Delta U_{\text{вых}} \approx (E/4) \delta(R)$. Например при $E = 5$ В и $\delta(R) = 0,1\%$ выходной сигнал составит $\Delta U_{\text{вых}} = 1,25$ мВ. Допустимая величина E_{max} , а следовательно, и крутизна тензодатчика ограничиваются саморазогревом терморезисторов.

Хотя вырезные монокристаллические датчики в силу очень высокой жесткости практически не имеют поперечной чувствительности, именно диффузионные полупроводниковые тензодатчики позволяют в большей степени реализовать преимущества микроэлектроники. Примером является интегральный мостовой тензодатчик давления и силы (рис. 3.86, а), у которого все четыре тензорезистора моста выполнены на одной тонкой кремниевой подложке (мембране). Мембрана 2 выполняет роль чувствительного элемента, воспринимающего давление или силу, и закрепляется в штуцере 1 с помощью прокладки 3 и гайки 4.

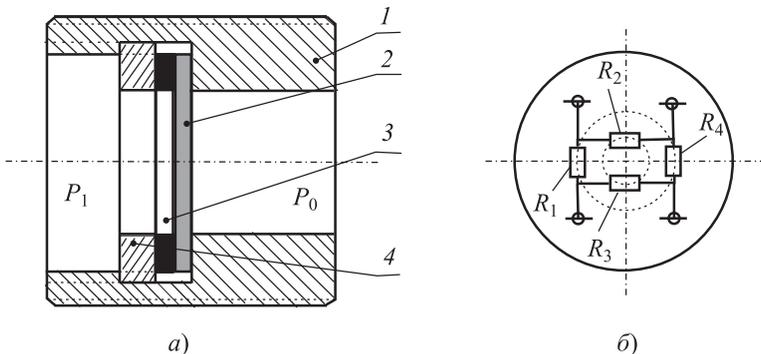


Рис. 3.86. Мембранный датчик давления на пьезорезистивном мосте: а — конструкция; б — схема расположения пьезорезисторов

Максимальный прогиб круглой мембраны в центре составляет

$$f_0 = \frac{(3 - \mu^2)D^4 P}{256 E h^3}, \quad (3.15)$$

где μ — модуль Пуассона; D — диаметр мембраны; P — избыточное давление; E — модуль упругости; h — толщина мембраны.

При этом радиальные σ_r и тангенциальные σ_τ напряжения зависят от текущего радиуса r и определяются выражениями

$$\sigma_r = \frac{3PR^2}{8h^2} \left[(1 + \mu) - \left(\frac{r}{R} \right)^2 (3 + \mu) \right], \quad (3.16)$$

$$\sigma_\tau = \frac{3PR^2}{8h^2} \left[(1 + \mu) - \left(\frac{r}{R} \right)^2 (1 + 3\mu) \right]. \quad (3.17)$$

В центре мембраны ($r = 0$) $\sigma_r = \sigma_\tau = \sigma_0$, и относительные напряжения составят

$$\frac{\sigma_r}{\sigma_0} = (1 + \mu) - \left(\frac{r}{R} \right)^2 (3 + \mu), \quad (3.18)$$

$$\frac{\sigma_\tau}{\sigma_0} = (1 + \mu) - \left(\frac{r}{R} \right)^2 (1 + 3\mu). \quad (3.19)$$

На рисунке 3.87 представлены графики распределения напряжений в радиальном сечении равномерно нагруженной круглой однородной кремниевой ($\mu = 0,25$) мембраны, заземленной по краям. На основании графиков и формул (3.16)–(3.19) можно найти места расположения на мембране тензорезисторов полной мостовой схемы.

На рисунке 3.86, б, например, два резистора моста, измеряющих тангенциальные напряжения, сформированы на малой окружности мембраны ($0,38D$) и еще два — измеряющие радиальные напряжения противоположного знака, — на большой окружности ($0,83D$). При приложении силы или давления к мембране внутренние тензорезисторы сжимаются, а внешние — растягиваются, или наоборот; в результате образуется полный мост. Как известно, сбалансированный мост малочувствителен ко всем синфазным дестабилизирующим факторам и, следовательно, нечувствителен к температурным изменениям тензорезисторов. Подобные датчики применяют и в весоизмерительной аппаратуре. Вопросы температурной стабилизации чувствительности несбалансированных интегральных тензомостов рассмотрены в п. 1.3.5.

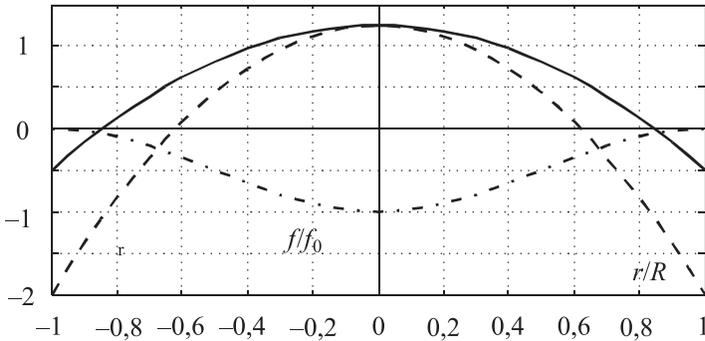


Рис. 3.87. Деформация и распределение напряжений в радиальном сечении круглой равномерно нагруженной мембраны при $\mu = 0,25$

Выходной сигнал полного моста в пределах упругих деформаций может быть представлен как

$$\Delta U_{\text{вых}} = E\delta R = EK_T\delta(l) \sim E(P_1 - P_0).$$

В серийных интегральных полупроводниковых тензодатчиках в целях снижения термочувствительности на мембрану напыляются еще терморезисторы (датчики температуры) для термокоррекции, а плечи моста балансируются с помощью лазерной подгонки.

Разрешающая способность мостовой тензорезистивной схемы определяется тепловым шумом тензорезистора $E_{\text{ш}}$ и полезным сигналом U_c :

$$E_{\text{ш}} = (4kTR\Delta f)^{1/2}, \quad (3.20)$$

$$U_c = EK_T\delta(l), \quad (3.21)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; R — номинал резистора; T — температура в градусах Кельвина; Δf — полоса пропускания; K_T — тензорезистивный коэффициент; E — напряжение питания моста; $\delta(l) = \varepsilon$ — относительное входное воздействие (деформация).

Допустимое питание моста E ограничивается его саморазогревом:

$$E^2/R \leq 4l_T b_T P_0, \quad (3.22)$$

где l_T, b_T — длина и ширина тензорезистора; P_0 — допустимая удельная мощность рассеяния.

Задаваясь соотношением сигнал/шум $k_{\text{сш}}$, на основании выражений (3.20)–(3.22) получим

$$\delta(l)_{\min} = \varepsilon_{\min} = \frac{k_{\text{сш}}}{K_{\tau}} \sqrt{\frac{kT\Delta f}{l_{\tau} b_{\tau} P_0}}. \quad (3.23)$$

Пример. Рассчитаем ε_{\min} и динамический диапазон для тензомоста с параметрами: $\varepsilon_{\max} = 0,1\%$; $l_{\tau} = 100$ мкм; $b_{\tau} = 10$ мкм; $\Delta f = 104$ Гц; $T = 300$ К; $K_{\tau} = 100$; $P_0 = 5 \cdot 10^6$ Вт/м²; $k_{\text{сш}} = 100$. На основании (3.23)

$$\varepsilon_{\min} = \frac{100}{100} \sqrt{\frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 10^4}{10^{-4} \cdot 10^{-5} \cdot 5 \cdot 10^6}} = 10^{-7}.$$

Итак, динамический диапазон тензомоста ($\varepsilon_{\max}/\varepsilon_{\min}$) оценивается на уровне 10^4 или 80 Дб.

Полоса пропускания интегральных мембранных тензодатчиков ограничивается собственной частотой мембраны, которая обратно пропорциональна толщине мембраны и достигает значения 100 кГц.

Типичные характеристики интегральных полупроводниковых пьезодатчиков давления:

чувствительность в диапазоне $P < 100$ МПа	~50 мВ/В
нелинейность передаточной характеристики	~0,5÷1,5%
динамическая погрешность в полосе 0÷40 кГц	~10÷30%
изменение чувствительности в диапазоне -20÷+80 °С	~15÷20%

Заметим, что термин «диффузионные тензорезисторы» (от лат. *tenso* — растягиваю) применяется наравне с термином «пьезорезисторы» (от лат. *pieso* — сжимаю), так как сопротивление диффузионных резисторов определяется пьезорезистивным эффектом.

Стандартный температурный диапазон кремниевых пьезодатчиков составляет $\Delta T = -60 \div +125$ °С. При использовании технологии «кремний на кремнии» (КНК), где изоляция выполняется поликремнием, температурный диапазон расширяется до $\Delta T = -60 \div +250$ °С. Для высокотемпературных измерений давлений, например, в двигателях внутреннего сгорания, в качестве полупроводникового материала используют карбид кремния (SiC). Датчики на нем работают вплоть до 600 °С и обладают высокой коррозионной стойкостью. К примеру, подобные датчики используются для исследования процессов горения в реактивных двигателях и двигателях внутреннего сгорания.

Характеристики интегральных тензодатчиков давления приведены в табл. 3.14.

Таблица 3.14

Характеристики интегральных датчиков давления

Модель/ Фирма	Диапазон измерений рабочий/предельный, кПа	Чувствительность, мВ/кПа	Нелинейность, %	Напряжение $U_{см0}$, мВ	Время отклика, мс	Входное сопротивление, кОм	Напряжение питания, В	Ток потребления, мА	Калибровка/ компенсация	Температурный диапазон, °С	Примечание
MPX10D Motorola	10/ 75	3,5	1	20	1	1	3÷6	6	-/-	-40÷+125	Мостовая схема
MPX100D Motorola	100/ 200	0,6	±0,25	20	1	1	-	-	-/-	-40÷+125	Мостовая схема
MPX200D Motorola	200/ 400	0,3	±0,25	20	1	1	-	-	-/-	-40÷+125	Мостовая схема
SX05 Honeywell	35/ 120	0,43	0,2	20	1	4	12	-	-/-	-40÷+85	Мостовая схема
SX30 Honeywell	207/ 600	0,11	0,2	20	1	4	12	-	-/-	-40÷+85	Мостовая схема
MPX2100A Motorola	100/ 400	-0,4	±0,25	2,0	1	2	-	-	+/+	-40÷+125	Мостовая схема

Окончание таблицы 3.14

Модель/ Фирма	Диапазон измерений рабочий/пределный, кГц	Чувствительность, мВ/кГц	Нелинейность, %	Напряжение U_{cm0} , В	Время отклика, мс	Входное сопротивление, кОм	Напряжение питания, В	Ток потребления, мА	Калибровка/ компенсация	Температурный диапазон, °С	Примечание
MPX2200A Motorola	200/ 400	0,2	1	1,0	1	2,5	-	-	+/+	-40÷+125	Мостовая схема
MPX7100A Motorola	100/ 400	0,4	1	2,0	1	10	-	-	+/+	-40÷+125	Мостовая схема Высокое $R_{вх}$
SCC30 Honeywell	207/ 400	0,4	0,25	10	0,1	5	-	1,5	-/+	-40÷+85	Мостовая схема
SCX30AN Honeywell	207/ 400	0,44	0,1	0,3	0,1	4	20	-	+/+	-40÷+85	Мостовая схема
SDX30A2 Honeywell	207/ 400	0,44	0,1	0,3	0,1	4	20	-	+/+	-40÷+85	Низкая цена, корпус DIP
4040PC01564D Honeywell	100/ 300	38,7	0,2	-	-	-	5	10	+/+	-40÷+125	Встроенный усилитель
141PC01D Honeywell	7,0	725	0,05	-	-	-	7÷16	8	-	-40÷+125	Встроенный усилитель

3.3.3. Пьезоэлектрические датчики

Работа пьезоэлектрических датчиков основана на пьезоэлектрическом эффекте (пьеzoэффеkте) — возникновении зарядов в некоторых материалах при приложении к ним механической нагрузки. Это так называемый *прямой* пьезоэффеkт, например в микрофоне звуковое давление преобразуется в заряд. Существует и *обратный* пьезоэффеkт — возникновение механических деформаций при приложении к материалу внешнего электрического поля, например, в телефонах и динамиках электрический сигнал преобразуется в звуковое давление.

Пьезоэлектрический эффект был открыт в 1880 г. братьями Жаком и Пьером Кюри. Заметным пьезоэффеkтом обладают те материалы, которые имеют ярко выраженные анизотропные свойства, т. е. различные свойства по различным направлениям кристаллографических осей. Примером естественных пьезоматериалов являются турмалин, кварц, ниобат лития, сегнетова соль и др.

Искусственные пьезоматериалы (пьеzoкерамики) получаютcя спеканием смеси порошков (оксидов полупроводников) при температуре выше точки Кюри (T_K) с последующим постепенным остыванием и выдержкой при $T = 70\div 200$ °C в течение нескольких часов при высокой напряженности электрического поля (более 10^6 В/м). В таких условиях происходит поляризация керамики. При нагревании выше точки Кюри пьезоэффеkт исчезает. Наибольшее распространение получили керамики на основе цирконата-титаната свинца (ЦТС). Для керамики ЦТС ($\text{PbTiO}_3\text{-PbZrO}_3$) $T_K \approx 305\div 370$ °C, а для кварца $T_K \leq 535$ °C. Преимущества пьезокерамики заключаются в том, что из нее можно изготавливать по стандартным керамическим технологиям образцы пьезоэлементов (ПЭ) сложной формы с хорошей воспроизводимостью электрофизических характеристик и химически стойких.

В керамических материалах может наблюдаться частичная или полная деполяризация с потерей электрофизических свойств, если:

- материал подвергся воздействию сильного переменного или постоянного поля противоположной полярности;
- температура возрастает выше точки Кюри;
- механические воздействия превышают допустимый уровень.

Простейший искусственный ПЭ представляет собой прямоугольный параллелепипед из пьезоматериала, на гранях которого находятся проводящие обкладки (электроды) для снятия выходного сигнала $U_{\text{вых}}$, возникающего при приложении сил (рис. 3.88). В зависимости от направления приложения силы относительно кристаллографических осей ПЭ различают продольный (соответствует направлению сил $F_1\text{-}F_1$), поперечный ($F_2\text{-}F_2$) и сдвиговой ($F_3\text{-}F_3$) пьезоэффеkт. Каждый из видов пьезоэффеkта подходит для каких-то конкретных изме-

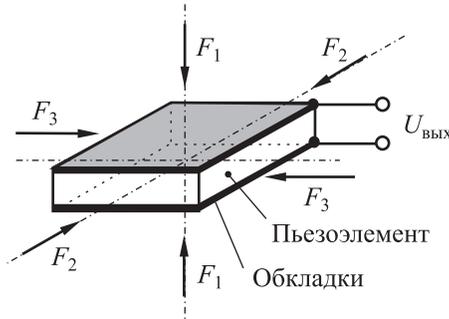


Рис. 3.88. Проявление пьезоэффекта

рений. ПЭ обладают знаковчувствительностью, т. е. знак $U_{\text{вых}}$ зависит от направления приложенной силы.

Заряд Q , который генерируется ПЭ, в первом приближении пропорционален прикладываемой силе F :

$$Q = dF, \tag{3.24}$$

где d — пьезомодуль (коэффициент пропорциональности).

Величина пьезомодуля зависит от материала ПЭ и от направления кристаллографических осей. Продольный пьезомодуль для кварца составляет $d = 2 \cdot 10^{-12}$ [Кл/Н], а для керамики — $d = (80 \div 250) \cdot 10^{-12}$ [Кл/Н], т. е. керамика намного более чувствительна, чем кварц. Однако кварц обладает более высокой температурной стабильностью и линейностью передаточной характеристики — относительное отклонение не превышает $10^{-4} \div 10^{-6}$.

В пределах упругой деформации перемещение x пропорционально силе F , поэтому выражение (3.24) можно записать также в виде

$$Q = Kx, \tag{3.25}$$

где K — коэффициент пропорциональности.

В простейшем случае ПЭ можно рассматривать как плоский конденсатор емкостью $C_d = \epsilon S/h$, с очень высоким сопротивлением утечки $R_d \approx 10^{11} \div 10^{12}$ Ом, который в результате приложенной силы заряжается до напряжения $U = Q/C_d$ (рис. 3.89).

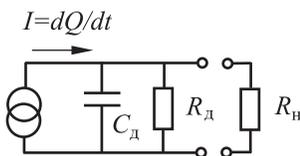


Рис. 3.89. Эквивалентная схема ПЭ

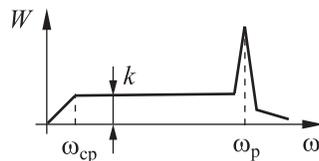


Рис. 3.90. АЧХ ПЭ

Пример.

$$S = 100 \text{ мм}^2$$

$$h = 1 \text{ мм}$$

$$\varepsilon = 5 \cdot 10^{-9} \text{ Ф/м}$$

$$F = 10 \text{ Н}$$

$$d = 2 \cdot 10^{-12} \text{ Кл/Н}$$

$$R_d = 10^{11} \text{ Ом}$$

$$\Rightarrow C_d = 500 \text{ пФ}, Q = dF = 2 \cdot 10^{-12} \cdot 10 = 20 \text{ пКл};$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{Q}{C_d} = \frac{20 \cdot 10^{-12}}{500 \cdot 10^{-12}} = 40 \text{ мВ};$$

$$K = U_{\text{вых}}/Q = 1/C_d = 2 \text{ мВ/пКл}.$$

При этом запасенная энергия составит $W = C_d U_{\text{вых}}^2 / 2 = 4 \cdot 10^{-13} \text{ Дж}$, а мощность холостого хода $P_{\text{хх}} = U_d^2 / R_d = 16 \cdot 10^{-15} \text{ Вт}$ (нагрузкой пренебрегаем). Как видно, пьезоэлектрический датчик является чрезвычайно маломощным устройством и, следовательно, чтобы снять с него сигнал, необходимо принимать специальные меры.

Поскольку при заряде емкости производится работа, и заряд на емкость C_d переносится током

$$I = \frac{\partial Q}{\partial t} = d \frac{\partial F}{\partial t}, \text{ то}$$

во-первых, эквивалентную схему ПЭ можно представить в виде параллельного соединения источника тока и плоского конденсатора (см. рис. 3.89);

во-вторых, выходной сигнал будет проявляться на выходе в виде «пичка» напряжения в момент приложения силы, так как в статике при $\partial F / \partial t \rightarrow 0$ ток также будет стремиться к нулю.

Иными словами, ПЭ является *динамическим датчиком* и не может работать на постоянном токе, т. е. не может измерять статические нагрузки или нагрузки в области нулевых частот.

Все предыдущие рассуждения не учитывают пьезоэлектрический резонанс — явление перехода одного вида энергии в другой (механической в электрическую и наоборот), который наступает вблизи резонансной частоты ω_p , где АЧХ ПЭ имеет резонансный пик (рис. 3.90). Резонанс обусловлен возникновением в тонкой пластине кварца стоячих волн с длиной волны $\lambda = 2\pi V / \omega_p$, где $V \approx 10^3 \text{ м/с}$ — скорость распространения ультразвука в пьезоматериале. Например, в пластинке кварца толщиной в 1 мм резонансная частота составит 1 МГц. Модель ПЭ, учитывающая явление резонанса, более сложна и представляется в виде источника тока, нагруженного на три параллельные ветви (рис. 3.91). Дополнительная ветвь ($L_p - C_p - R_p$) создает последовательный резонанс на частоте

$\omega_p = 1/\sqrt{L_p C_p}$. Типичные значения $L_p = 1 \div 10^4$ Гн, $C_p = 10^{-1} \div 10^{-2}$ пФ, $R_p = 10^6 \div 10^7$ Ом. Обычно $\omega_p > 10^5 \div 10^6$ Гц.

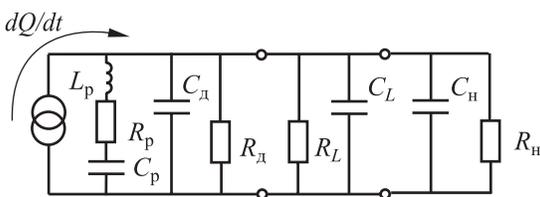


Рис. 3.91. Модель ПЭ, учитывающая явление резонанса

Рабочая область пьезодатчика — среднечастотная область, где его передаточная функция W соответствует ФВЧ с частотой среза ω_{cp} :

$$W = \frac{U_{\text{вых}}}{Q} = \frac{1}{C_э} \cdot \frac{p\tau_{cp}}{1 + p\tau_{cp}},$$

где $C_э$ — эквивалентная емкость пьезоэлемента и нагрузки; $\tau_{cp} = 1/\omega_{cp}$; $p = j\omega$. В связи с тем, что ПЭ является чрезвычайно маломощным прибором, частоту среза ω_{cp} определяют с учетом импеданса соединительной линии ($R_L - C_L$) и параметров входных цепей усилителя ($R_n - C_n$), как показано на рис. 3.91.

Пример. Допустим, для схемы на рис. 3.91 имеем $R_d = R_L = 10^{11}$ Ом; $R_{\text{вх}} = R_n = 10^9$ Ом; $C_d = 500$ пФ; $C_L = 100$ пФ; $C_{\text{вх}} = 30$ пФ. Тогда эквивалентные сопротивления и емкости ПЭ составят $R_э \approx 10^9$ Ом; $C_э \approx 600$ пФ; а $\tau_э = R_э C_э \approx 0,6$ с; $f_{cp} = 1/(2\pi\tau_{cp}) \approx 0,25$ Гц.

Таким образом, хотя пьезодатчик и является динамическим элементом, рабочая область частот может начинаться от единиц герц. Во всех случаях измерения заряда основная сложность связана с высоким выходным импедансом источника заряда.

Существуют две основные схемы подключения пьезодатчика: схема усилителя напряжения и схема усилителя заряда.

Схема усилителя напряжения с учетом маломощности ПЭ должна обеспечивать большое сопротивление нагрузки. Для этого обычно используют МОП ОУ в неинвертирующем включении (рис. 3.92).

Заряд пьезодатчика выделяется на эквивалентной нагрузке $C_э - R_э$, которая создается не только пьезодатчиком с параметрами $R_d - C_d$, но также присоединительной линией с параметрами $R_L - C_L$, а также параметрами входной цепи ОУ $C_{\text{вх}} - R_{\text{вх}}$. Запишем очевидные соотношения для усилителя в рабочей полосе частот с учетом соединительной линии:

$$C_э = C_d + C_L + C_{\text{вх}}, \quad \frac{1}{R_э} = \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{\text{вх}}},$$

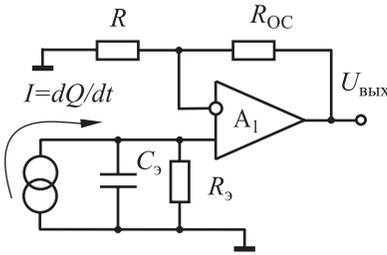


Рис. 3.92. Усилитель напряжения ПЭ

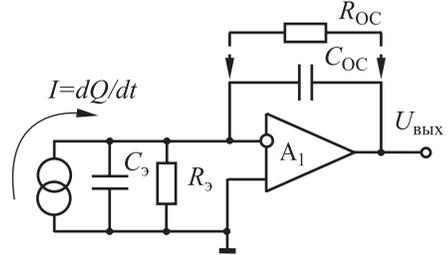


Рис. 3.93. Усилитель заряда ПЭ

где типичные значения погонной емкости и сопротивления изоляции линии составляют: $C_L \approx 100$ пФ/м; $R_L \approx 10^{11} \div 10^{12}$ Ом; $C_{\text{вх}} \approx 10$ пФ; $R_{\text{вх}} > 10^{12}$ Ом.

Передаточная функция датчика с усилителем

$$W = \left(\frac{R_{\text{OC}}}{R} + 1 \right) \cdot \frac{q}{C_3} \cdot \frac{p\tau}{1 + p\tau},$$

где $\tau = \frac{C_3 + C_{\text{вх}}}{1/R_3 + 1/R_{\text{вх}}}$, множитель $\frac{p\tau}{1 + p\tau}$ характеризует частотные свойства системы.

Таким образом, в данном случае выходной сигнал зависит от параметров присоединительной линии. Например, любые изменения в соединительном кабеле вызовут изменения в выходном сигнале. Поэтому эта измерительная схема может быть рекомендована, если усилитель находится непосредственно у пьезодатчика (но при этом ограничивается температурный диапазон) или присоединительный кабель жестко зафиксирован и имеет малую длину (так называемый «малозумящий кабель»).

Усилитель заряда создается на интеграторе тока (рис. 3.93). В области средних частот для схемы справедливы соотношения

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{C_{\text{OC}}} \int I dt = \frac{q}{C_{\text{OC}}},$$

$$W = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{q} = \frac{1}{C_{\text{OC}}}. \quad (3.26)$$

Как видим, $U_{\text{ВЫХ}}$ не зависит от параметров присоединительного кабеля, так как заряд пьезодатчика, разряжаясь на виртуальный нуль ОУ, полностью переносится на C_{OC} . Из формулы (3.26) можно сделать неправильный вывод о том, что W не зависит от времени, хотя очевидно,

что C_{OC} разряжается входными токами ОУ и другими токами утечки $I_{ут}$ в соответствии с выражением

$$\Delta U_p = \frac{1}{C_{oc}} \int I_{ут} dt.$$

Пример. $I_{ут} = 1$ нА; $C_{OC} = 500$ пФ. Тогда скорость разряда емкости C_{OC} составит

$$\frac{dU_{вых}}{dt} = \frac{I_{ут}}{C_{OC}} = \frac{dU_p}{dt} = 2 \text{ В/с.}$$

Для усилителя заряда нужны ОУ с малыми входными токами — специальные электрометрические ОУ (например, AD546, AD549), которые имеют $I_{вх} = 1$ пА ÷ 60 фА, и конденсаторы с малыми токами утечки. Чтобы избежать «сползания» ОУ в насыщение за счет входных токов ОУ и токов утечки, в обратной связи ОУ устанавливается высокоомное сопротивление R_{OC} (см. рис. 3.93). С учетом R_{OC} постоянная цепи обратной связи $\tau_{OC} = R_{OC}C_{OC}$ определит частотные свойства ПЭ, а передаточная функция W и начальное смещение ОУ $U_{вых0}$ составят

$$W = \frac{1}{C_{OC}} \frac{p\tau_{OC}}{1 + p\tau_{OC}},$$

$$U_{вых0} = I_{ут} R_{OC}.$$

Например, при $I_{ут} = 0,1$ нА; $R_{OC} = 1$ ГОм имеем $U_{вых0} = 1 \cdot 10^{-10} \cdot 1 \times 10^9 = 0,1$ В. Заметим, что передаточная функция также соответствует ФВЧ, поскольку даже при отсутствии дискретного R_{OC} конденсатор C_{OC} в реальных условиях шунтируется сопротивлением утечки, которое сильно зависит от влажности и температуры.

Факторы, ухудшающие характеристики пьезодатчика

1. Величина пьезомодуля d зависит от температуры. Наиболее стабилен кварц, имеющий $TK(d) \approx 2 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$. Менее стабильна керамика (для керамики ЦТС $TK(d) \approx 2 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$).

2. Влажность уменьшает сопротивления ПЭ (при нормальных условиях собственное сопротивление керамики свыше 10^{15} Ом) и увеличивает токи утечки. Керамика накапливает влагу намного сильнее, чем кварц, поэтому нуждается в защите от влаги.

3. Трение в кабеле порождает шум в кабеле за счет электризации, что вызывает флуктуации (изменение) выходного сигнала. Это явление устраняется введением графитовой смазки между кабелем и оплеткой.

4. Температурный гистерезис — характерен, в основном, для керамики и отсутствует в кварце.

5. Наличие поперечной чувствительности: в пьезокерамике около 1% от продольной, в кварце (монокристалл) — значительно меньше.

Несмотря на указанные недостатки пьезокерамические датчики отличает простота, высокая надежность, малые габариты, возможность создания керамики любой формы.

Конструкции традиционных пьезодатчиков

Наиболее распространенной конструкцией пьезодатчика является *нагрузочное кольцо* (рис. 3.94), состоящее из кольцевого ПЭ, защитных кожухов и разъема.

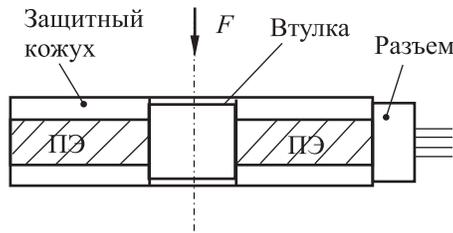


Рис. 3.94. Конструкция нагрузочного пьезокольца

Нагрузочные кольца могут использоваться для измерения веса объектов в динамике. Например, для взвешивания вагонов поезда или самолета нагрузочное кольцо устанавливается под рельсом или на рулежной дорожке соответственно. Промышленные кольца рассчитаны на нагрузку $F = \pm(25 \div 120)$ кН, имеют чувствительность $S = 2$ пКл/Н, температурный диапазон $\Delta T = -40 \div +150$ °С, частоту среза $f_{\text{ср}}$ в единицы герц, полосу пропускания $f_{\text{max}} = 10$ кГц.

Нагрузочные кольца являются основой *пьезоакселерометров* для измерения ускорения объектов. Заметим, что, зная ускорение, можно также судить о скорости и перемещении. Типичный пьезоакселерометр (рис. 3.95) состоит из основания с нагрузочным кольцом, на котором с предварительным натягом, создаваемым с помощью гайки, устанавливается инерционная масса. Осевое усилие, которое вызывается ускорением ($F = ma$), будет сжимать или разгружать нагрузочное кольцо. При этом генерируется заряд соответствующей величины и знака, который и характеризует ускорение.

Пьезоакселерометры используются в вибростендах для фиксации ударов и ускорений, а также встраиваются в различные механизмы с целью проведения балансировки вращающихся частей механизмов и машин. Промышленные акселерометры работают при температурах $-250 \div +300$ °С и имеют чувствительность $1 \div 100$ мВ/(м/с²) в полосе $10^{-1} \div 10^4$ Гц.

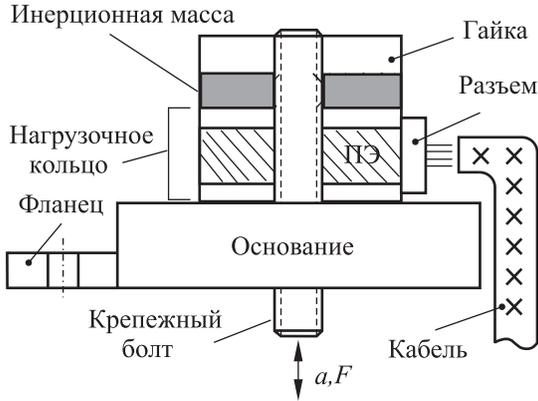


Рис. 3.95. Конструкция вибродатчика

Для увеличения чувствительности пьезодатчиков их можно соединять последовательно или параллельно (рис. 3.96). При последовательном соединении (рис. 3.96, а) емкость ПЭ уменьшается и $U_{\text{ВЫХ}}$ увеличивается. Напротив, при параллельном соединении (рис. 3.96, б) емкость возрастает, и увеличивается заряд Q , но $U_{\text{ВЫХ}}$ не меняется.

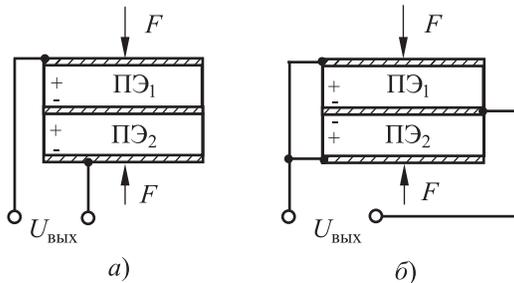


Рис. 3.96. Составные ПЭ: последовательное (а) и параллельное (б) включение ПЭ

Кроме того, для увеличения чувствительности пьезодатчиков также широко используются *биморфные пьезоэлементы* (БПЭ). БПЭ в простейшем случае представляют собой два протяженных склеенных ПЭ, установленных консольно (рис. 3.97, а). При нагружении консоли один пьезоэлемент будет растягиваться, а другой — сжиматься, и наоборот.

Вследствие малой жесткости консоли механические перемещения оказываются большими (доли миллиметра), и $U_{\text{ВЫХ}}$ имеет большую амплитуду, соответственно увеличивается чувствительность. БПЭ ведет себя как дифференциальный датчик, поэтому всякая синфазная дестабилизирующая величина, например, температура, в значительной степени компенсируется.

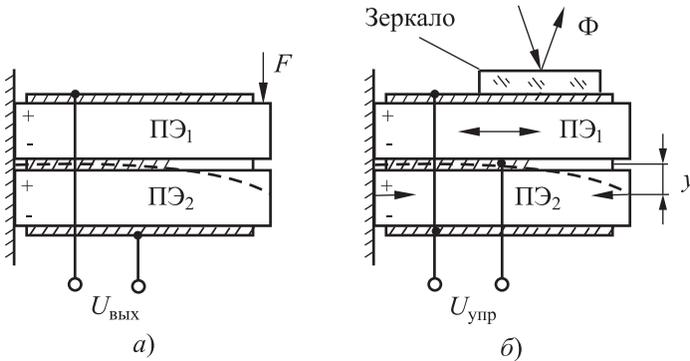


Рис. 3.97. Биморфные ПЭ: а — пьезодатчик; б — пьезодвигатель (оптический модулятор)

Применение БПЭ в качестве оптического модулятора, отклоняющего падающий на зеркало световой поток в нужном направлении, иллюстрирует рис. 3.97, б. При встречном включении ПЭ₁ и ПЭ₂ перемещение оси одиночного биморфа y и угол поворота зеркала α вычисляются по формулам:

$$y = \frac{kdl^2U_{\text{упр}}}{4h^2}, \quad \alpha = \frac{2y}{l},$$

где k — коэффициент пропорциональности (зависит от материала и конструкции); d — пьезомодуль; l, h — длина и толщина консольных ПЭ; $U_{\text{упр}}$ — напряжение управления.

В типичном случае (керамика ЦТС) при $k = 0,5$, $d = 3 \cdot 10^{-10}$ Кл/Н, $l = 50$ мм, $h = 1$ мм, $U_{\text{упр}} = 100$ В имеем $y \approx 10$ мкм, $\alpha \approx 0,4 \cdot 10^{-3}$ рад.

ПЭ может широко использоваться также в качестве обратного преобразователя «напряжение–перемещение». Обратный пьезоэффект нашел применение, в частности, в акустике и гидролокации (ультразвуковые сонары), различного рода пьезодвигателях и микроприводах, например, нанодвигателях зондовых установок и туннельных микроскопов.

Для увеличения чувствительности обратных преобразователей пьезопластины собираются в пакеты. *Пакетные актюаторы* представляют собой жесткую структуру с большой емкостью, состоящую из большого количества пьезослоев дисков и колец, собранных в монолитный блок за счет спекания. Небольшое перемещение каждого слоя суммируется в общее перемещение, и можно получить перемещения порядка единиц–десятков микрон при усилении от сотен до тысяч ньютонов.

Области применения пьезопакетных актюаторов:

- в фото- и рентгенолитографии для точного совмещения шаблонов;
- медицинской аппаратуре для точной подачи инструмента;
- оптомеханических приборах для микроперемещений предметного столика (управление газоанализаторами-дозиметрами);
- устройствах волоконной оптики для управления лучом;
- системах адаптивной оптики, адаптивных телескопах;
- нанотехнологиях;
- сейсмических измерениях.

Характеристики зарубежных пьезоакселерометров приведены в табл. 3.15, а характеристики некоторых отечественных пьезопакетных актюаторов НПО «Элпа» приведены в табл. 3.16.

Таблица 3.15

Характеристики зарубежных пьезоакселерометров

Технические данные	Фирма Kistler			Фирма Bruel&Kjer		
	8002	8005	8007	8614 A500	8616 A1000	8618 A2000
Диапазон измерений, $g = 9,8 \frac{m}{c^2}$	±10000	±5000	±100	±500	±1000	±2000
Чувствительность, Кл/г	10^{-3}	5	100	42,5	10	10
Резонансная частота, кГц	40	20	1,8	125	125	30
Диапазон рабочих частот, Гц	1÷7000	1÷440 0	1÷400	1÷25000	1÷25000	0,8÷4000
Чувствительность в поперечном направлении, %	5	5	3	5	5	5
Рабочая температура, °С	-150÷ +240	-150÷ +240	-150÷ +240	-50÷ +120	-50÷ +120	-50÷ +120
Температурный коэффициент чувствительности, %/°С)	-0,02	-0,02	-0,01	-0,06	-0,06	-0,07
Масса, г	20	65	490	0,7	0,5	20

Таблица 3.16

Характеристики пьезопакетных актюаторов НПО «Элла»

Габариты, мм	Масса, г	Статическая емкость, нФ	Диапазон рабочих напряжений, В	Максимальное перемещение, мкм	Резонансная частота, кГц	Максимальное усилие, Н	Количество активных слоев
∅ 10 × ∅ 4 × 10	5,5	40	-200÷200	± 1,0	125	450	8
∅ 10 × ∅ 4 × 15	8,5	60	-200÷200	± 1,5	115	450	16
∅ 60 × ∅ M12 × 26	550	1000	-500÷500	± 2,0	5	–	20

3.3.4. Емкостные датчики

Емкостные датчики относятся к самым распространенным в силу своей технологичности и высокой чувствительности. Чувствительным элементом в них являются конденсаторы. Для плоских конденсаторов (рис. 3.98, а, б) емкость

$$C = \varepsilon \varepsilon_0 S / d, \quad (3.27)$$

где ε — относительная диэлектрическая проницаемость среды (табл. 3.17), $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — электрическая постоянная, S и d — площадь перекрытия пластин и расстояние между пластинами.

Если какой-либо параметр конденсатора (например, площадь перекрытия пластин) зависят от внешнего воздействия, то на основе конденсатора можно построить емкостной сенсор.

Относительное изменение емкости плоского конденсатора определяется выражением

$$\gamma_C = \gamma_\varepsilon + \gamma_S - \gamma_d,$$

где γ_ε , γ_S , γ_d — относительные изменения диэлектрической проницаемости, площади, зазора между пластинами, соответственно.

Необходимо учитывать, что величина диэлектрической проницаемости материала в значительной степени зависит от температуры и влажности. Наиболее стабильными диэлектриками являются воздух ($\gamma_\varepsilon(T) = 10^{-6} \text{ K}^{-1}$), кварц ($\gamma_\varepsilon(T) = 5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$), стекло. Диэлектрическая проницаемость других материалов, в том числе и керамических, в сильной степени зависит от температуры, гидростатического давления и напряженности электрического поля.

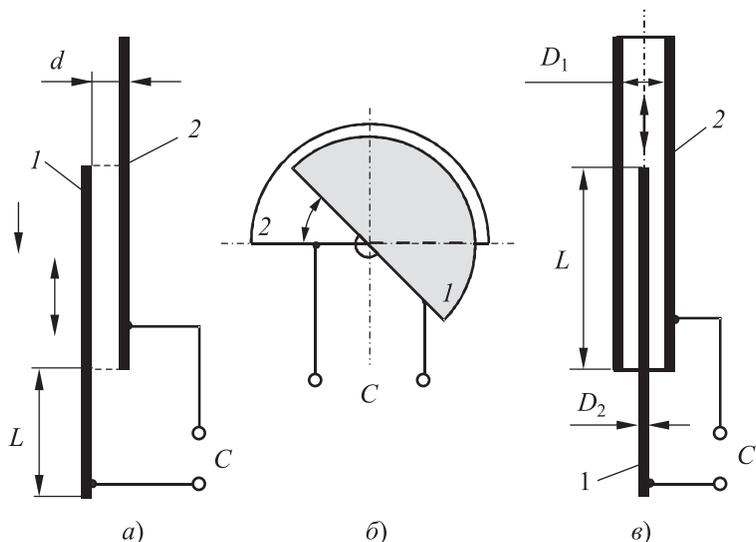


Рис. 3.98. Емкостные датчики с изменяемой площадью: *а* — плоский линейный; *б* — поворотный; *в* — цилиндрический

Емкостные сенсоры могут быть однополярными — с одним конденсатором, дифференциальными и мостовыми. Однополярные емкостные сенсоры проще, но дифференциальные и мостовые позволяют получить более высокие технические характеристики.

Таблица 3.17

Относительная диэлектрическая проницаемость некоторых материалов при 25 °С

Материал	ϵ	Частота, Гц	Материал	ϵ	Частота, Гц
Воздух	1,00054		Бумага	3,5	
Тефлон	2,04	$10^4 \div 10^8$	Алюмокерамика	8÷10	10^4
Вода деионизированная	78,5		Компаунд для конденсаторов	300÷5000	$(1\div 5) \cdot 10^3$
Керамика (TiO ₂)	86÷170	10^6	Стекло (пирекс)	4,0	10^6
Алмаз	5,5	10^8	Полиэтилен	2,26	10^4
Спирт этиловый	26,8		Масло трансформаторное	2,24	

Наряду с плоскими конденсаторами для измерения перемещений широко применяются цилиндрические конденсаторы (рис. 3.98, *е*), которые состоят из двух коаксиальных цилиндров с диаметрами D_1 и D_2 . Емкость такого конденсатора зависит от взаимного расположения внешнего и внутреннего цилиндров (штока):

$$C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0 L}{\ln(D_1/D_2)}, \quad (3.28)$$

где L — зона перекрытия цилиндров.

Если внутренний цилиндр может вдвигаться и выдвигаться относительно внешнего, то на основе такой конструкции можно построить датчик линейных перемещений с линейной передаточной характеристикой. Достоинством цилиндрического датчика является технологичность, высокие жесткость и чувствительность, независимость емкости от поперечного смещения цилиндров.

Пример. Для цилиндрического датчика с воздушным зазором ($\epsilon \approx 1$) и диаметрами $D_1 = 10$ мм, $D_2 = 9,6$ мм чувствительность $\Delta C/\Delta L$ с учетом (3.28) составляет около 0,22 пФ/мм.

Другой вариант применения цилиндрического конденсатора в качестве датчика уровня жидкости приведен на рис. 3.99. Датчик с зафиксированными друг относительно друга цилиндрами размещается вертикально в резервуаре с жидкостью. При изменении уровня жид-

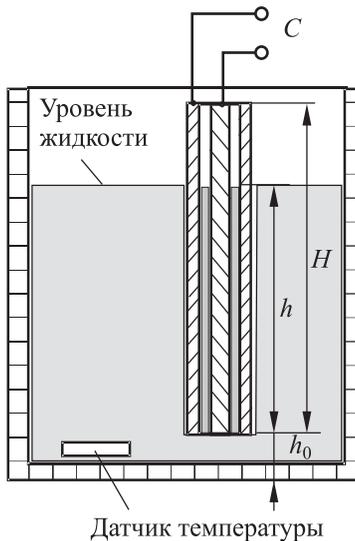


Рис. 3.99. Цилиндрический емкостной датчик для измерения уровня жидкости

кости в резервуаре изменяется и объем заполнения жидкости между цилиндрами. Емкость датчика в силу отличия диэлектрических постоянных воздуха ($\varepsilon = 1$) и жидкости (ε_1) тоже изменится и составит, согласно (3.28):

$$C_h = C_1 + C_2 = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln(D_1/D_2)} [H - h(1 - \varepsilon_1)].$$

Можно подсчитать, что для воды ($\varepsilon_1 \approx 78,5$) при $T = 25^\circ\text{C}$, $D_2 = 10$ мм, $D_1 = 12$ мм крутизна передаточной характеристики сенсора составляет около 25 пФ/мм. Уровень жидкости может быть определен по формуле

$$B = h_0 + h = h_0 + \frac{C_h - C_0}{C_0} \cdot \frac{H}{\varepsilon_1 - 1},$$

где C_0 — емкость незаполненного цилиндра.

Для нормальной работы датчика, разумеется, должны быть приняты меры по электрической изоляции цилиндров от жидкости. Кроме того, необходимо учитывать, что у жидкостей имеется сильная отрицательная зависимость диэлектрической проницаемости от температуры, например для воды $\text{TK}(\varepsilon) \approx -0,16\% / ^\circ\text{C}$. Поэтому емкостной датчик уровня должен использоваться совместно с датчиком температуры жидкости. Таким датчиком может служить терморезистор или такой же емкостной цилиндрический датчик, находящийся в погруженном состоянии (см. рис. 3.99).

На однополярных емкостных сенсорах реализуются разнообразные бесконтактные датчики приближения, присутствия, движения и т. д. Принцип работы этих датчиков построен на измерении емкости или электростатических полей между опорным электродом (пластиной) и объектом, который играет роль второго электрода. На рисунке 3.100 приведен бесконтактный емкостной датчик для измерения расстояния до проводящего заземленного объекта, в котором опорный электрод для повышения чувствительности окружен так называемым *активным* незаземленным экраном. На активный экран с помощью повторителя на ОУ подается тот же потенциал, что имеется на опорном электроде. Это позволяет локализовать электрическое поле перед опорным электродом и исключить влияние элементов датчика, расположенных за экраном. Приближение объекта к опорному электроду влияет на его поле и изменяет емкость C_1 между ним и корпусом датчика. Емкость C_1 включена параллельно вреязадающей емкости C_0 генератора, и, следовательно, выходная частота генератора f_x будет зависеть от расстояния до объекта.

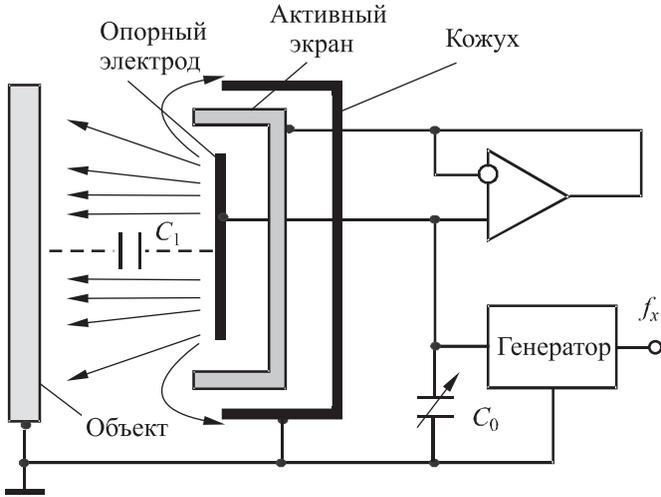


Рис. 3.100. Емкостной датчик для измерения расстояния с активным экраном и частотным выходом

Для измерения малых перемещений $10^{-3} \div 1$ мм используются датчики с переменным зазором (рис. 3.101, а). Так как в плоском конденсаторе чувствительность к зазору

$$\frac{\Delta C}{\Delta d} = -\frac{\varepsilon S}{d^2},$$

то для повышения чувствительности целесообразно уменьшать зазор. Минимальная величина зазора ограничивается пробивным напряжением (для сухого воздуха напряженность поля в зазоре не должна превосходить $50 \div 100$ В/мкм) и может составлять величины порядка единиц микрона. Например, для воздушного конденсатора

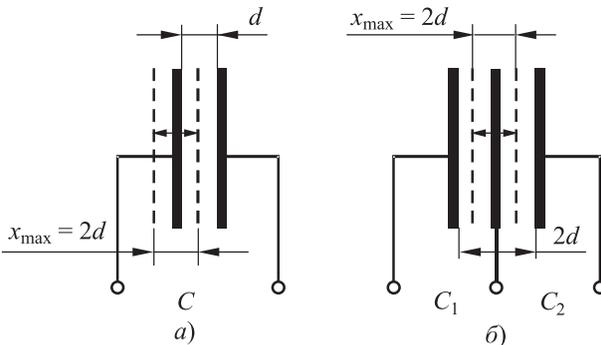


Рис. 3.101. Емкостной датчик с переменным зазором: а — однополярный; б — дифференциальный; x — диапазон перемещения подвижной пластины; d — зазор между пластинами в исходном состоянии

с $S = 100 \text{ мм}^2$ и зазором в 10 мкм $\left| \frac{\Delta C}{\Delta d} \right| \approx 10 \text{ пФ/мкм}$. Чувствительность

датчиков с переменным зазором может достигать $10^{-5} \div 10^{-6} \text{ мкм}$.

Более высокими характеристиками обладают дифференциальные емкостные датчики с переменным зазором (рис. 3.101, б) и переменной площадью (рис. 3.102, а–в).

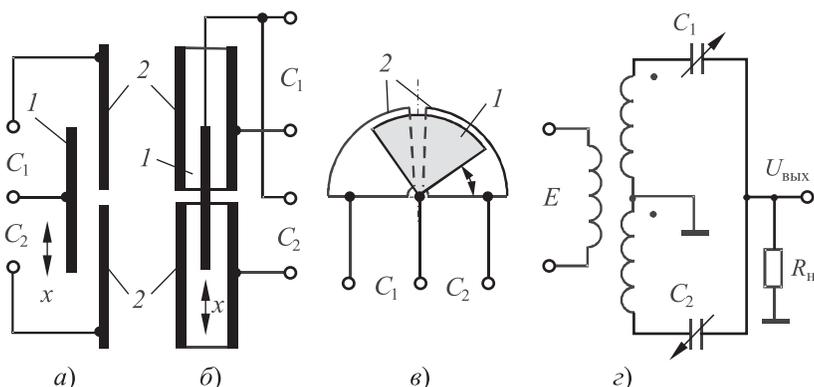


Рис. 3.102. Дифференциальные емкостные датчики: а — плоский; б — цилиндрический; в — поворотный; г — схема подключения; 1 — подвижный электрод; 2 — опорный электрод; x и α — линейное и угловое перемещение подвижного электрода соответственно

При включении дифференциальных датчиков в измерительную цепь (рис. 3.102, г)

$$U_{\text{вых}} = 2E \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = 2E \frac{\Delta C}{C_1 + C_2}, \quad (3.29)$$

т. е. выходной сигнал не зависит от диэлектрической проницаемости среды (предполагается режим ХХ). В нулевом положении фаза выходного сигнала меняется на 180° , что может быть зафиксировано фазовым детектором.

Изменение емкости преобразуется в сигнал переменного тока, поэтому измерение больших емкостей со средней точностью не представляет особых трудностей. Если же емкости сенсоров сравнительно невелики ($10 \div 100 \text{ пФ}$), то их выходной импеданс даже при высокочастотной запитке ($10^6 \div 10^7 \text{ Гц}$) достаточно высок ($10^5 \div 10^7 \text{ Ом}$). Основная трудность построения измерительных цепей емкостных сенсоров при указанных условиях заключается в их защите от наводок и помех с помощью экранов. Однако экранирующие провода имеют погонную емкость порядка 50 пФ/м , которая при неудачном заземлении может оказаться включенной парал-

тельно емкости сенсора и вследствие своей нестабильности исказить результат измерения на величину

$$\delta = \frac{\Delta C}{C_0} - \frac{\Delta C}{C_0 + C_3}.$$

На рисунке 3.103 приведена экранированная схема однополярного датчика (емкостного делителя) на ОУ с передаточной функцией

$$W = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{pR_2C_1}{1 + pR_2C_2},$$

где $Z_1 = 1/(j\omega C_1)$; $Z_2 = R_2 \parallel 1/(j\omega C_2)$; $p = j\omega$.

В данной схеме R_2 организует ОС по постоянному току, а емкости экранированных проводов практически не оказывают влияния на передаточную характеристику, поскольку C_{31} , C_{33} включены параллельно низкоимпедансным источникам, а напряжение на C_{32} близко к нулю). В рабочей полосе частот, где $\omega \gg 1/(R_2C_2)$, имеем

$$U_{\text{ВЫХ}} = -E \frac{C_1}{C_2}.$$

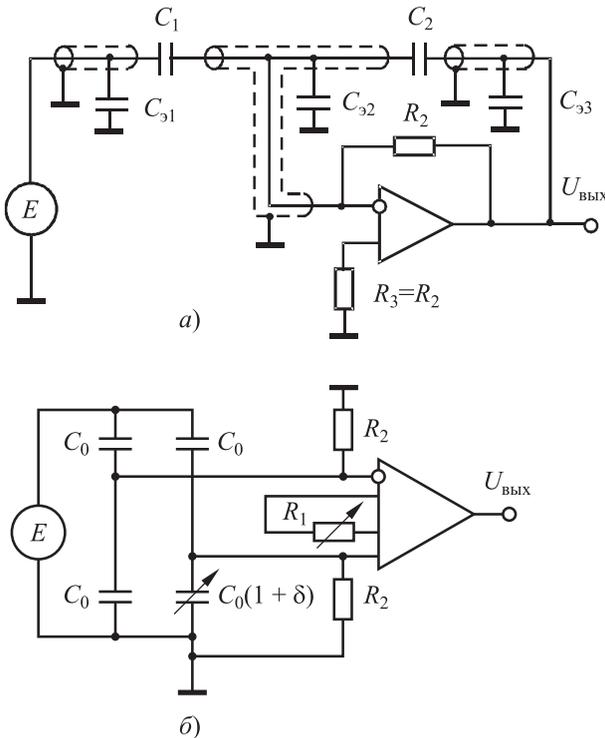


Рис. 3.103. Схема подключения незаземленного (а) и заземленного (б) однополярного емкостного датчика

Передачная функция линейна к перемещению, если

- C_1 — конденсатор с изменяемой площадью, а $C_2 = \text{const}$;
- $C_1 = \text{const}$, а C_2 — конденсатор с переменным зазором.

Недостатком на схемы рис. 3.103, *a* является невозможность заземления емкостного сенсора, что часто требуется на практике. Этот недостаток можно устранить, если включить сенсор в плечо мостовой схемы, выходной сигнал которой подается на инструментальный усилитель с большим входным сопротивлением (рис. 3.103, *б*). Здесь высокоомные резисторы R_2 формируют цепи смещения усилителя и на грузку моста, а R_1 регулирует коэффициент передачи W схемы. Очевидно, что для простого моста

$$U_{\text{вых}} = 0,25E \frac{\delta}{1 + 0,5\delta} W.$$

Дифференциальные сенсоры включаются преимущественно в мостовые и потенциометрические измерительные схемы. Для потенциометрической схемы рис. 3.104 емкости экранов не оказывают существенного влияния, так как C_{33} имеет потенциал виртуального нуля, а C_{31} и C_{32} включены параллельно обмоткам трансформатора с низким выходным импедансом. В рабочей полосе частот

$$U_{\text{вых}} = E \frac{C_1 - C_2}{C_3} = 2E \frac{\delta C_0}{C_3}. \quad (3.30)$$

Мостовые измерительные схемы достаточно просты и обеспечивают относительную чувствительность на уровне 10^{-3} – 10^{-4} . Для более чувствительных измерений (до 10^{-6}) используются резонансные методы.

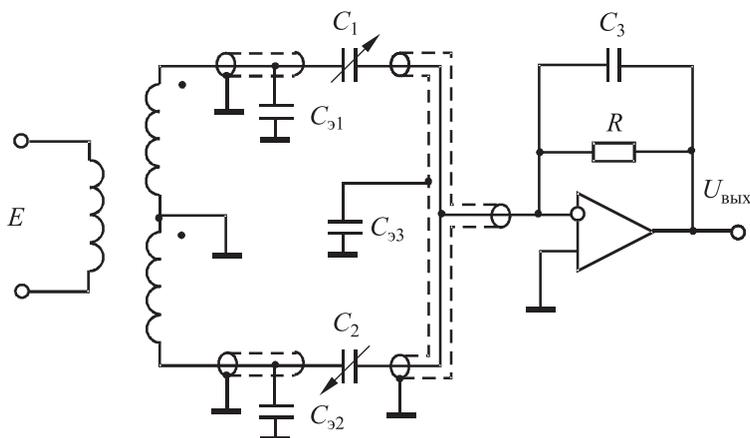


Рис. 3.104. Схема подключения дифференциального емкостного датчика

На рисунке 3.105 приведена схема дифференциального емкостного датчика одноосного акселерометра, выполненного по технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС) на одной кремниевой пластине. Датчик используется для регистрации микроперемещений подвижного центрального электрода, играющего роль инерционной массы и подвешенного на упругих кремниевых торсионах к крышкам датчика. Верхняя и нижняя полости заполняются инертным газом.

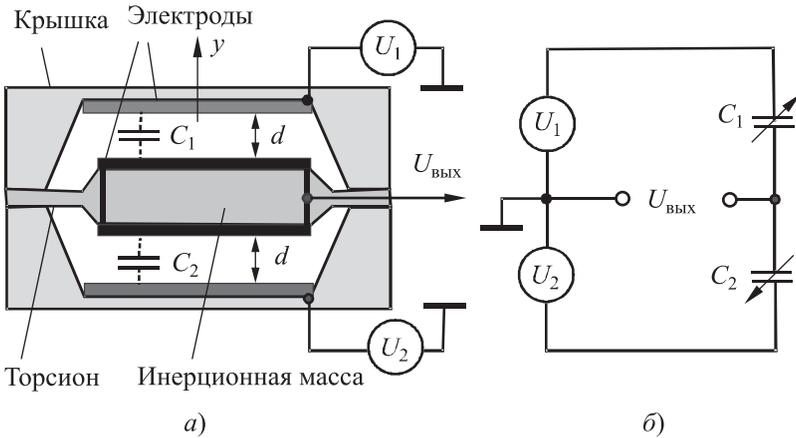


Рис. 3.105. Дифференциальный емкостной датчик одноосного акселерометра: *а* — конструкция; *б* — эквивалентная схема

Центральный электрод осуществляет микроперемещения под влиянием ускорения вдоль оси y и образует с неподвижными электродами, расположенными на крышках датчика, емкости, которые в первом приближении определяются как

$$C_1 = C_0(1 \pm \delta), \quad C_2 = C_0(1 \mp \delta),$$

где $\delta = \Delta C/C_0 = \Delta y/d$ — относительное изменение емкости или относительное перемещение центрального электрода. Величина Δy пропорциональна инерционной массе m , ускорению a и обратно пропорциональна жесткости подвески G_y :

$$\Delta y = \frac{m(a - g)}{G_y}. \quad (3.31)$$

Для торсиона прямоугольного сечения и симметричного подвеса в четырех точках

$$G_y = \frac{12Ebc^3}{l^3}, \quad (3.32)$$

где $E = 1,68 \cdot 10^{11}$ (Н/м²) — модуль упругости кремния, c , b и l — толщина, ширина и длина торсиона соответственно.

Одноосный акселерометр с торсионными подвесами является колебательной механической системой. Роль демпфера в колебательной системе играет газ, имеющий возможность перетекать из одной полости в другую через переходные отверстия между полостями (на рисунке не показаны). Если полости соединить с внешней атмосферой, то такой датчик сможет измерять или избыточное, или дифференциальное давление. Датчик запитывается симметричными переменными сигналами, например синусоидальными сигналами $U_1 = U_0 \sin \omega t$ и $U_2 = -U_0 \sin \omega t$. Фаза выходного сигнала будет зависеть от направления перемещения центрального электрода (определяется фазовым детектором), а амплитуда в первом приближении будет определяться емкостным делителем C_1-C_2 :

$$U_{\text{вых}} = U_0 \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}.$$

Если $\delta C_1 = -\delta C_2 = \delta C_0$, то

$$U_{\text{вых}} = U_0 \frac{\Delta C}{C_0} = U_0 \delta C_0. \quad (3.33)$$

Уравнение справедливо только при малых перемещениях инерционной массы ($\Delta y \ll d$), обычно не превышающих 10÷20 мкм. Более детальная модель такого сенсора должна учитывать краевые эффекты, демпфирование и, например, мгновенную силу электростатического взаимодействия между пластинами

$$F = 0,5CU^2/y. \quad (3.34)$$

В среднем положении центральный электрод уравновешен, но при его смещении возникает сила дисбаланса

$$\Delta F_{\text{max}} = F_1 - F_2 = 0,5C_0U_0^2 \left(\frac{1}{y_1} - \frac{1}{y_2} \right) \approx C_0U_0^2 \frac{\Delta y}{d^2}, \quad (3.35)$$

где C_0 — средняя емкость; U_0 — амплитуда питающего напряжения.

Пример. Если принять $S = 100 \text{ мм}^2$; $d = 20 \text{ мкм}$; $c = 25 \text{ мкм}$; $b = 400 \text{ мкм}$; $l = 2 \text{ мм}$; $m = 0,2 \cdot 10^{-3} \text{ кг}$; $U_0 = 10 \text{ В}$, то с учетом соотношений (3.27)–(3.35) для $a = 2g$ имеем

$$C_0 = \frac{8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-6}} \approx 45 \text{ пФ},$$

$$G_y = \frac{12(1,68 \cdot 10^{11}) \cdot (400 \cdot 10^{-6}) \cdot (25 \cdot 10^{-6})^3}{(2 \cdot 10^{-3})^3} = 1575 \text{ Н/м},$$

$$\Delta y = \frac{0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 9,8}{1575} \approx 1,25 \text{ мкм},$$

$$\Delta C = \frac{\partial C}{\partial d} \Delta y = \frac{\varepsilon S}{d^2} \Delta y = \frac{8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 100 \cdot 10^{-6}}{(20 \cdot 10^{-6})^2} \cdot 1,25 \cdot 10^{-6} \approx 2,75 \text{ пФ},$$

$$\delta C = \frac{\Delta y}{d} = 0,0625,$$

$$U_{\text{вых}} = 10 \cdot 0,0625 = 0,625 \text{ В},$$

$$\Delta F_{\text{max}} = C_0 \cdot U_0^2 \cdot \Delta y / d^2 = 45 \cdot 10^{-12} \cdot 100 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6} / (20 \cdot 10^{-6})^2 \approx \\ \approx 0,141 \cdot 10^{-4} \text{ Н}$$

Интегральные МЭМС-акселерометры широко применяются в автомобильной электронике (датчики наклона, движения, вибраций, удара), физиотерапевтическом оборудовании (шагомеры) и спорте, промышленном оборудовании (сейсмографы, стабилизаторы изображений в фотоаппаратуре, для защиты жестких дисков компьютеров), в навигационных системах летательных аппаратов и т. п.

В последнее время стали широко применяться мостовые емкостные датчики для регистрации линейных перемещений. На рисунке 3.106 показан датчик для регистрации линейных перемещений вдоль оси x , состоящий из расположенных друг над другом четырех неподвижных и двух подвижных пластин. Для увеличения чувствительности зазор между пластинами выбирается минимально возможным, а для увеличения диапазона измеряемых перемещений размер L — максимально возможным (ограничивается, обычно, условиями механической прочности).

Электроды датчика формируют полный емкостной мост, на одну из диагоналей которого подается синусоидальное напряжение питания $U_1 = U_0 \sin \omega t$. Выходное напряжение сенсора снимается с другой диагонали моста с помощью дифференциального ОУ. Емкость плеча в симметричной мостовой схеме определяется выражением

$$C = \frac{\varepsilon b}{d} \left(\frac{L}{2} \pm x \right),$$

где b , L — геометрические размеры пластин; x — величина перемещения.

Емкостная мостовая схема обладает всеми достоинствами, присущими любой мостовой схеме: линейностью и высокой помехозащищенностью. Очевидно, что подобные датчики могут быть реализованы и для регистрации угловых перемещений.

Емкостные МЭМС-сенсоры обладают рядом достоинств:

- технологичностью (совместимы с КМОП-технологией), функциональной законченностью (система на кристалле), малыми габаритами и весом;
- возможностью реализации функциональных зависимостей;
- малой инерционностью;

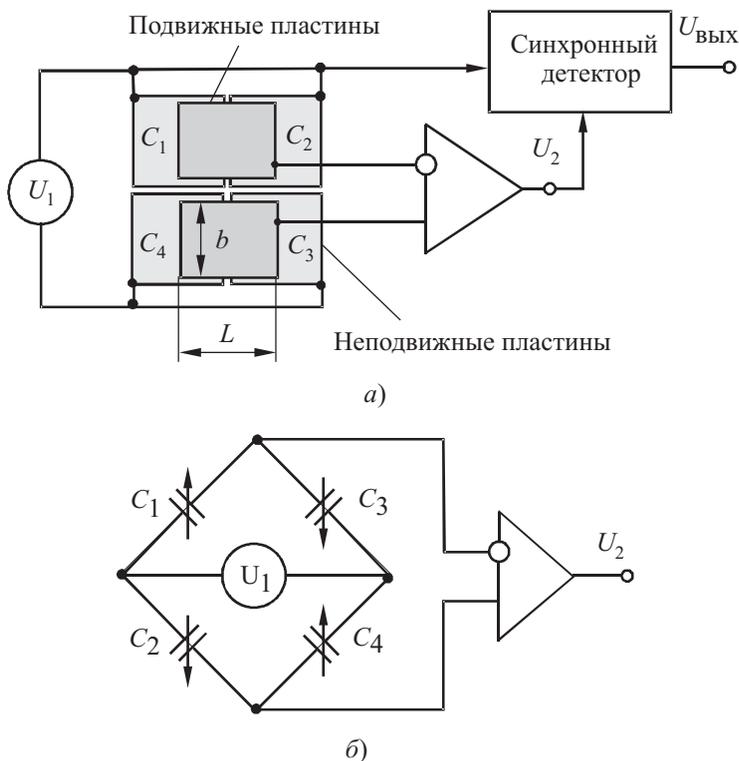


Рис. 3.106. Мостовой емкостной датчик линейных перемещений:
а — структурная схема; *б* — эквивалентная схема сенсора

- широким температурным диапазоном ($-40 \div +120$ °С);
- высокой чувствительностью, связанной с принципиальным отсутствием тепловых шумов; отсутствие тепловых шумов и саморазогрева позволяет довести порог чувствительности емкостных сенсоров к измерению малых перемещений до величин порядка ($10^{-6} \div 10^{-8}$) мкм, что делает их наиболее чувствительными датчиками для научных исследований.

Наряду с этим емкостные датчики обладают и определенными недостатками:

- большими внутренними сопротивлениями;
- чувствительностью к высокочастотным наводкам;
- потенциальной чувствительностью к температуре и влажности;
- влиянием неучтенных паразитных емкостей;
- более сложными измерительными схемами.

Некоторые из указанных недостатков удается компенсировать установкой предусилителей и применением дифференциальных датчиков.

3.4. Датчики магнитного поля

Работа многих современных технических средств основана на взаимодействии с магнитными полями различной интенсивности от 10^{-5} Тл (биополя) до 10^2 Тл (силовая электроника). Для регистрации магнитных полей применяют различные типы магнитных датчиков: гальвано-магнитные датчики, магнито-диоды, магнито-транзисторы, магнито-оптические датчики, датчики Виганда и т. д. В основе работы наиболее отработанных и изученных гальвано-магнитных датчиков лежат эффекты, возникающие в твердых телах, помещенных в магнитное поле. Наиболее часто используются открытые в 1879 г. эффект Холла и магнито-резистивный эффект (эффект Гаусса). Эти эффекты взаимодополняющие. Усиление одного эффекта приводит к уменьшению другого (превалирование того или иного эффекта достигается конструктивными мерами).

3.4.1. Датчики на эффекте Холла

Это четырехполюсники из тонкого полупроводникового материала толщиной d , которые имеют пару токовых электродов и пару так называемых холловских электродов (рис. 3.107).

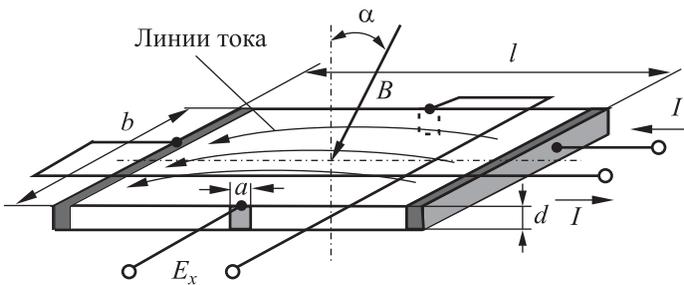


Рис. 3.107. Холловский элемент

Если через токовые электроды пропускать ток I и поместить холловский элемент (ХЭ) в магнитное поле с индукцией B , то на электрические заряды в полупроводнике будет действовать сила Лоренца. Траектория зарядов искривится и на одном холловском электроде возникнет избыток зарядов одного знака, а на другом – противоположного знака. В результате между холловскими электродами возникнет так называемое холловское напряжение E_x , пропорциональное (в определенном диапазоне) индукции поля B . Холловское напряжение создает поперечное электрическое поле, уравновешива-

ющее силу Лоренца. В линейной зоне передаточной характеристики ХЭ (рис. 3.108) холловское напряжение определяется выражением

$$E_x = C_x \frac{BI}{d} \cos \alpha, \tag{3.36}$$

где C_x — холловская постоянная; I — ток; α — отклонение поля от ортогонального направления к поверхности полупроводника; l, d, b, a — геометрические параметры ХЭ (см. рис. 3.107). Таким образом, ХЭ является множительным и знакочувствительным элементом.

Формула (1) справедлива в том случае, если холловские электроды являются «точечными» ($a/l \ll 1$). Эффект Холла характеризуется холловской постоянной C_x и присущ всем твердым проводящим телам. Так, для меди $C_x(\text{Cu}) \approx 10^{-10} \text{ м}^3/(\text{А} \cdot \text{с})$. В то же время полупроводники (Si, Ge, InSb, GaAs, InAs) имеют холловскую постоянную на много порядков больше: $C_x = (10^{-3} \div 10^{-5}) \text{ м}^3/(\text{А} \cdot \text{с})$. Из формулы (3.36) следует, что в ХЭ из InAs, $C_x \approx 10^{-3} \text{ м}^3/(\text{А} \cdot \text{с})$, толщиной в 100 мкм, помещенном в поле $B = 1 \text{ Тл}$, при токе в 1 мА возникает $E_x = 10 \text{ мВ}$. Толщина твердотельных ХЭ колеблется в районе 10÷200 мкм, а напыленных и эпитаксиальных ХЭ — в пределах 5÷10 мкм. Технология «кремний на изоляторе» обеспечивает толщину ХЭ в 0,2÷0,3 мкм и соответственно более высокую чувствительность. Типичные размеры ХЭ 0,1 × 1,0 мм.

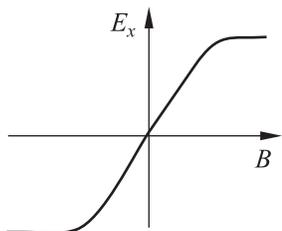


Рис. 3.108. Чувствительность ХЭ по магнитному потоку

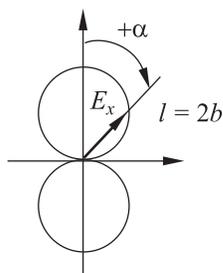


Рис. 3.109. Чувствительность ХЭ по углу

Выходной сигнал ХЭ является гармонической функцией угла поворота α , и ориентационная характеристика (диаграмма направленности) в полярных координатах имеет симметричный вид (рис. 3.109).

Датчик Холла характеризуется набором параметров, которые нормируются при $\alpha = 0$:

1) чувствительность по току

$$S_I = \frac{\Delta E_x}{\Delta I} = \frac{C_x}{d} B \approx 0,3 \div 50 \text{ В/А};$$

2) чувствительность по магнитному потоку:

$$S_B = \frac{\Delta E_x}{\Delta B} \approx 3 \cdot 10^{-2} \div 1 \text{ В/Тл};$$

3) гальвано-магнитная или удельная магнитная чувствительность:

$$S_{BI} = \frac{\Delta E_x}{\Delta(BI)} = 0,3 \div 10^2 \text{ В/(А} \cdot \text{Тл)};$$

4) сопротивления $R_{вх}$ и $R_{вых}$ определяются материалом полупроводника и геометрическими размерами кристалла (типично $10 \div 10^3 \text{ Ом}$);

5) холловская постоянная C_x в сильной степени зависит от температуры и имеет нелинейный характер; для различных полупроводников и режимов работы температурный коэффициент

$$\text{ТК}(C_x) \approx \pm 0,1 \div 1) \% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1};$$

6) температурный диапазон ХЭ простирается далеко в низкотемпературную область и для некоторых полупроводников достигает $\Delta T = -270 \div 250 \text{ } ^\circ\text{C}$ (для кремния $\Delta T = -150 \div +150 \text{ } ^\circ\text{C}$), поэтому ХЭ незаменимы при исследовании сверхпроводимости (!);

7) быстроедействие ХЭ очень велико и характеризуется полосой $f_{в} = 10 \text{ ГГц}$, однако индуктивное поле электродов и вихревые токи ограничивают $f_{в}$ до 10 МГц ; таким образом, ХЭ является высокочастотным датчиком (!);

8) нелинейный характер передаточной характеристики — в слабых полях ($|B| \leq 0,1 \text{ Тл}$) погрешность достигает $0,1 \div 1\%$, а в сильных полях ($B \leq 10 \text{ Тл}$) погрешность достигает $1 \div 10\%$; таким образом, ХЭ — это «процентный» датчик.

Типичная схема подключения ХЭ приведена на рис. 3.110, где ХЭ включен в цепь обратной связи усилителя A_1 для создания стабильного тока через токовые электроды, а выходной сигнал ХЭ снимается

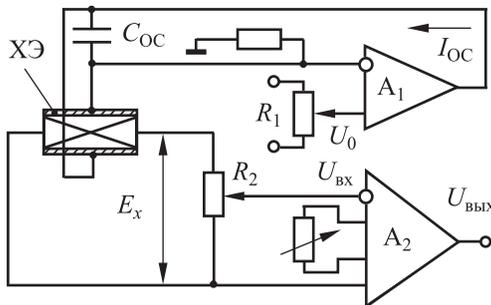


Рис. 3.110. Схема включения ХЭ

с измерительного усилителя A_2 . Потенциометр R_1 позволяет устанавливать ток $I_y = I_{OC}$, а R_2 — компенсировать остаточное напряжение на холловских электродах ХЭ.

Особенности применения датчиков, основанных на эффекте Холла

1. В местах контактов токовых электродов из-за эффекта Пельтье возникает нагрев и, как результат — градиент температур ΔT , что приводит к возникновению термоЭДС на холловских электродах. К примеру, если $\Delta T = 0,1$ °С, то $\Delta E = 10 \div 100$ мкВ. По этой причине ХЭ устанавливают на массивное теплопроводящее (медное, бериллиевое или алюминиевое) основание. Однако даже в этом случае остаточная термоЭДС составляет $\Delta E = 1 \div 5$ мкВ.

2. Наличие погрешности под действием собственного поля ХЭ, которое создается токовыми электродами. Величина собственного поля составляет $B = 0,1 \div 1$ мТл при токах менее 100 мА. Если при запитке ХЭ применить бифилярное расположение электродов (см. рис. 3.107 и рис. 3.110), то возникает компенсация поля, уменьшающая погрешность на 1–2 порядка.

3. Необходимость учета остаточного напряжения $U_{ост}$ на холловских электродах. Оно измеряется при нулевом поле и номинальном токе ($B = 0$; $I = I_{ном}$). Остаточное напряжение определяет разрешающую способность ХЭ, так как является аддитивной погрешностью. Она зависит от температуры и доходит до $\pm(1 \div 10)$ мВ. В паспортных данных часто приводится не величина $U_{ост}$, а величина остаточного сопротивления $R_{ост}$, позволяющая оценить $U_{ост}$:

$$R_{ост} = \frac{U_{ост}}{I_{ном}} \approx 10^{-1} \div 10^{-2} \text{ Ом.}$$

Например, при $I_{ном} = 10$ мА и $R_{ост} = 10^{-2}$ Ом $U_{ост} = R_{ост} I_{ном} = 0,1$ мВ. Предложено много схем компенсации погрешности $U_{ост}$. Одна из простейших схем компенсации $U_{ост}$ с помощью потенциометра R_2 приведена на рис. 3.110, однако она эффективна для сравнительно узкого температурного диапазона.

Характеристики отечественных монолитных датчиков Холла приведены в табл. 3.18, а характеристики монолитных датчиков Холла фирмы Honeywell в табл. 3.19.

Таблица 3.18

Характеристики отечественных монолитных датчиков Холла

Модель	$R_{вх}/R_{вых}, \text{ Ом}$	$I_{y \text{ max}}, \text{ мА}$	$U_{\text{ост max}}, \text{ мВ}$	$\text{TK}(C_x)_{\text{max}}, \%$	$\text{TK}(U_{\text{ост}})_{\text{max}}, \text{ мВ}/^\circ\text{C}$	Максимальный коэффициент нелинейности, %	$S_B \text{ min}, \text{ мВ}/\text{мТл}$	$B_{\text{max}}, \text{ мТл}$	Размер, мм
ПХЭ606117	15	100	$0,05 \pm 0,2$	$+(0,1 \pm 0,5)$	+5	$+(2 \pm 5)$	$0,2 \pm 0,5$	5	$2 \times 1,5 \times 0,6$
ПХЭ606118	10	100	$0,02 \pm 0,05$	$+(0,005 \pm 0,02)$	+2	$+(0,5 \pm 2)$	$0,03 \pm 0,075$	15	$2 \times 1,5 \times 0,6$
ПХЭ606817	10	100	$0,02 \pm 0,05$	$+(0,01 \pm 0,03)$	+2	$+(0,5 \pm 2)$	$0,06 \pm 0,1$	10	$2 \times 1,5 \times 0,6$
ПХЭ607118	10	100	$0,05 \pm 0,1$	$+(0,005 \pm 0,02)$	+2	$+(0,5 \pm 2)$	$0,03 \pm 0,075$	15	$1 \times 1 \times 0,6$
ПХЭ607817	10	100	$0,05 \pm 0,1$	$+(0,01 \pm 0,03)$	+2	$+(0,5 \pm 2)$	$0,06 \pm 0,1$	10	$1 \times 1 \times 0,6$
ИМ101	10	80	0,2	+0,8	+5	–	0,3	–	–
ИМ102	15	100	$0,075 \pm 0,2$	$+(0,2 \pm 0,5)$	+5	$+(1 \pm 2)$	$0,2 \pm 0,5$	5000	$(1,5 \pm 3) \times (1,5 \pm 3) \times 0,6$
ИМ103	10	100	$0,01 \pm 0,1$	$+(0,005 \pm 0,01)$	$+(1 \pm 2)$	$+(0,3 \pm 0,5)$	$0,05 \pm 0,1$	15000	$(1 \pm 3) \times (1 \pm 3) \times 0,6$
ПХИ312	5000	–	–	–0,5	+50	–	$0,4 \text{ [мВ/АТл]}$	120	–
ПХИ313	900 ± 2400	–	–	–0,1	+50	–	$0,15 \text{ [мВ/АТл]}$	–	–
ПХЭ602117	15	100	$0,02 \pm 0,1$	$+(0,1 \pm 0,5)$	+5	$+(2 \pm 5)$	$0,2 \pm 0,5$	5	$3 \times 3 \times 0,6$
ПХЭ602118	5	100	$0,01 \pm 0,03$	$+(0,005 \pm 0,02)$	+1	$+(0,3 \pm 1)$	$0,03 \pm 0,075$	15	$3 \times 3 \times 0,6$
ПХЭ602817	10	100	$0,01 \pm 0,03$	$+(0,01 \pm 0,03)$	+2	$+(1 \pm 2)$	$0,06 \pm 0,1$	10	$3 \times 3 \times 0,6$
ПХЭ605118	5	100	$0,01 \pm 0,03$	$+(0,005 \pm 0,02)$	+1	$+(0,5 \pm 2)$	$0,03 \pm 0,075$	15	$2 \times 2 \times 0,6$
ПХЭ605817	10	100	$0,01 \pm 0,03$	$+(0,01 \pm 0,03)$	+2	$+(0,5 \pm 2)$	$0,06 \pm 0,1$	10	$2 \times 2 \times 0,6$

Таблица 3.19

Характеристики монолитных датчиков Холла фирмы Honeywell

Модель	V_{max} , мТл	E_H , В	I_y max, мА	$I_{вых}$ max, мА	$U_{см0}$ max, В	TK(C) _{max} %/°C	TK ($U_{см0}$) _{max} %/°C	Максимальный коэффициент нелинейности, %	K_{Vmin} , мВ/мТл	$T_{откл}$, мкс	Примечание
SS94A1	±50	6,6±12,6	30	1	4,0±0,04	±0,02	±0,02	1,5	0,5±0,1	3	Общего применения
SS94A1E	±50	6,6±12,6	30	1	4,0±0,04	±0,02	±0,01	1,5	0,5±0,1	3	Малый дрейф
SS94A1F	±10	6,6±12,6	30	1	4,0±0,08	+0,02 ÷ -0,055	±0,1	1,5	2,5±0,5	3	Высокая чувствительность
SS94A2C	±100	6,6±12,6	30	1	4,0±0,04	±0,02	±0,0125	1,5	0,25±0,05	3	Высокая чувствительность
SS495A	±60	4,5±10,5	7	1	2,50±0,075	-0,01÷+0,05	±0,06	1,5	0,3125±0,125	-	Стандартный
SS495A1	±60	4,5±10,5	7	1	2,50±0,075	-0,01÷+0,05	±0,04	1,5	0,3125±0,094	-	Повышенной точности
SS496A1	±75	4,5±10,5	7	1	2,50±0,075	-0,01÷+0,06	±0,032	1,5	0,25±0,075	-	Повышенной точности

Примечание. I_y — ток управления; $I_{вых}$ — выходной ток; $U_{см0}$ — напряжение смещения нуля; C_x — постоянная Холла; K_V — магнитная чувствительность; B — индукция магнитного поля; TK — температурный коэффициент; E_H — напряжение питания; $T_{откл}$ — время отклика.

3.4.2. Магниторезисторы

Магниторезистор (МР) — это двухполюсник из ферромагнитного или полупроводникового материала, сопротивление которого зависит от индукции магнитного поля. В основе работы МР лежит эффект, обусловленный изменением траектории зарядов в магнитном поле под действием сил Лоренца (эффект Гаусса). Конструктивно МР могут быть монолитными (кристаллическими) или тонкопленочными.

Типичная нормированная передаточная характеристика *монолитного* МР из сплава СКИН приведена на рис. 3.111. Передаточная характеристика четная и аппроксимируется выражением

$$R_M = R_{M0}(1 + A|\mu B|^m),$$

где R_M — сопротивление МР; B — индукция магнитного поля; R_{M0} — сопротивление МР при $B = 0$; A — магниторезистивный коэффициент (положителен для монолитных и отрицателен для пленочных МР); μ — подвижность носителей; m — показатель степени.

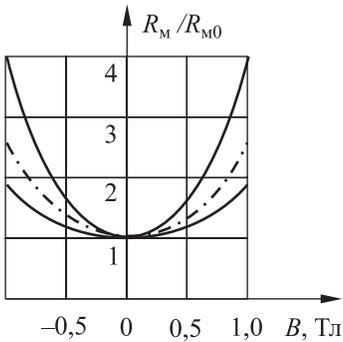


Рис. 3.111. Типичные характеристики монолитного МР из сплава СКИН

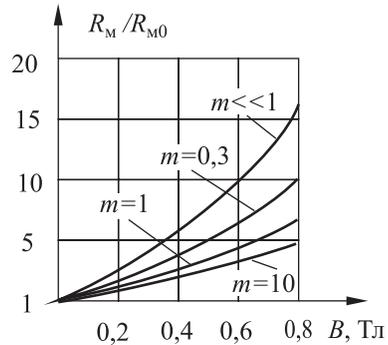


Рис. 3.112. Характеристики МР в функции от параметра m

В относительно слабых магнитных полях ($B \leq 1$ Тл) принимается $m \approx 2$, а при $B \geq 1$ Тл $m \approx 1$. Ориентационная характеристика МР подобна характеристике ХЭ, хотя и не описывается чисто гармонической функцией.

Величина магниторезистивного коэффициента A зависит от типа материала и конструктивного исполнения МР и обратно пропорциональна отношению $m = l/b$, где l — длина МР; b — ширина МР (рис. 3.112). МР-коэффициент A максимален в конструкциях, где

в наибольшей степени ослаблен эффект Холла. Примером такой конструкции является «диск Карбино» (рис. 3.113), в котором нет граней для концентрации носителей, как это имеет место в ХЭ. Однако практического применения диск Карбино не находит, так как в результате растекания тока от центрального электрода к торцу сопротивление $R_{м0}$ очень мало.

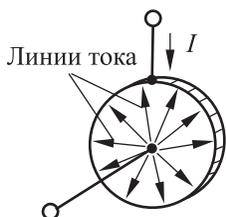


Рис. 3.113. Диск Карбино

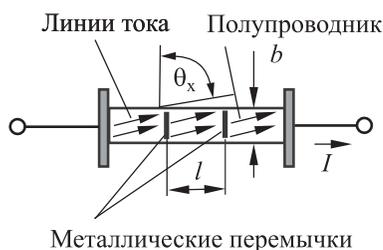


Рис. 3.114. Монолитный (секционированный) МР

Для получения высокого сопротивления $R_{м0}$ и большой чувствительности несколько элементарных МР-элементов (секций) с малым значением параметра m соединяются последовательно. Секции отделяются друг от друга металлическими перемычками, которые выполняют роль эквипотенциальных поверхностей (рис. 3.114). При приложении поля линии тока в каждой секции поворачиваются на холловский угол θ_x , при этом изменяется длина линий тока и сопротивление МР. Для получения аналогичного эффекта применяют также специальный эвтектический сплав СКИН (полупроводник InSb с вкраплениями проводящих кристаллов NiSb), который наносится на подложку (керамика, стекло, пластик) методами направленной кристаллизации. Наибольшим магниторезистивным эффектом ($A \approx 10^3$ Ом/Тл) обладают антимонид индия (InSb) и арсенид индия (InAs). Широко распространены также сплавы висмута и пермаллой. Толщина монолитных МР около 25 мкм, пленочных — около 0,25 мкм.

Реальные МР выполняются в виде меандров из полупроводникового материала, сплавов СКИН и пермаллой с $R_{м0} \approx 10^2 \div 10^3$ Ом. Во многих случаях они выполняются со средним отводом (рис. 3.115, а), что позволяет использовать МР в качестве дифференциального датчика перемещения магнитного пятна и в мостовых схемах. На рисунке 3.115, б показан характер изменения сопротивлений плеч дифференциального МР.

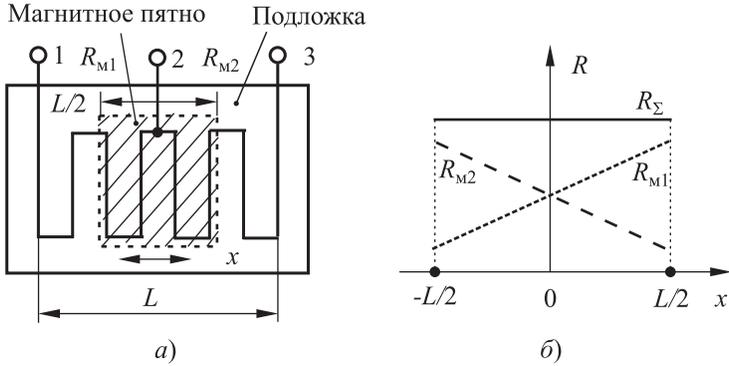


Рис. 3.115. Дифференциальный МР:
 а — структура МР; б — изменение сопротивления плеч

Пленочные МР (рис. 3.116, а) выполняются из ферромагнитных пленок (пермаллой) толщиной менее 1 мкм и шириной 10÷20 мкм, напыляемых на подложки из стекла, ситалла, керамики, слюды, кремния. В процессе изготовления пленки намагничиваются — временно помещаются в сильное магнитное поле. Сопротивление R_M такой пленки (рис. 3.116, б) зависит от величины и направления внешнего магнитного поля (*анизотропный магниторезистивный эффект*):

$$R_M = R_0 + \Delta R \cos^2 \theta,$$

где R_0 — сопротивление МР в отсутствие поля; θ — угол между положительным направлением оси y и вектором магнитного поля B ; ΔR зависит от величины поля (зависимость носит нелинейный характер).

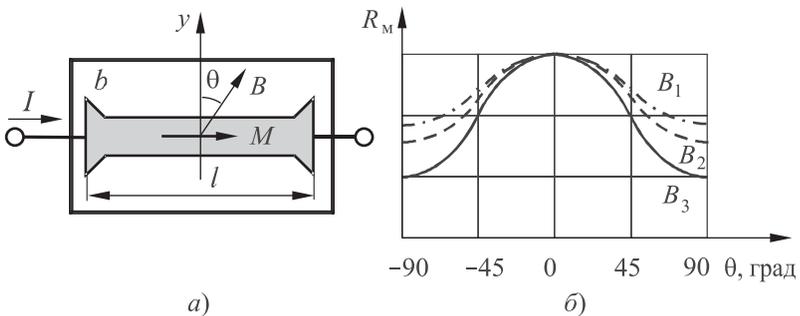


Рис. 3.116. Структура (а) и характеристики (б) пленочного МР:
 М — остаточная намагниченность МР

Сопротивление пленочного МР, в отличие от монокристаллического, имеет максимальное значение в отсутствие поля. В полях с индукцией более 20÷40 мТл происходит насыщение пленочного МР. Таким образом, пленочные МР наиболее подходят для измерения слабых магнитных полей. Полоса пропускания пленочного МР не превышает 10÷100 кГц.

Топология МР может иметь произвольную форму, поэтому могут быть реализованы различные пространственные передаточные характеристики. На рисунке 3.117 приведена структура полного МР-моста. Сопротивление каждого резистора, входящего в мост, пропорционально $\cos^2\theta$, где θ — угол между вектором поля B и линией тока в соответствующем сопротивлении МР. На рисунке 3.118 приведена конструктивная схема бесконтактного датчика угла поворота на основе МР-моста, помещенного между двумя полюсами вращающегося магнита.

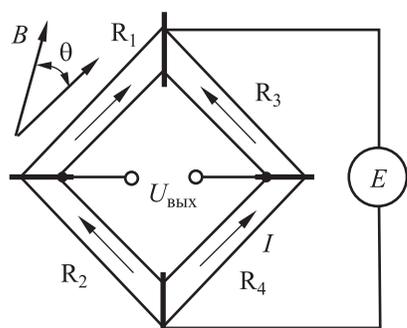


Рис. 3.117. Структура полного МР-моста

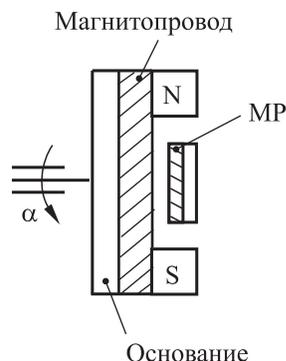


Рис. 3.118. МР-датчик угла поворота

Температурная стабильность пленочных МР (ТКС около 0,3% °С⁻¹) примерно вдвое лучше, чем у монокристаллических МР, но шумы выше за счет поверхностных дефектов. Полоса пропускания МР простирается до 10⁵ Гц.

В последние годы начал использоваться *гигантский МР-эффект* (открыт в 1988 г.), возникающий в многослойных тонкопленочных структурах с субмикронными размерами, например структурах «железо–медь–кобальт».

Чувствительность мостовых схем с гигантским МР-эффектом в десятки раз выше, чем у тонкопленочных мостов.

На основе МР выпускаются магниточувствительные микросхемы, которые, в зависимости от конфигурации, помимо МР могут содер-

жать аналоговые усилители сигналов, компараторы, схемы стабилизации и термокомпенсации, выходные согласующие каскады, АЦП и микроконтроллеры с интерфейсом. Примером таких схем являются отечественные магнитоуправляемые микросхемы серии 1116, которые широко применяются в бесконтактной клавиатуре, в качестве датчиков углового положения и приближения, в автомобилестроении, в бесконтактных электродвигателях и т. д.

Применение магниточувствительных схем

В силу высоких эксплуатационных качеств магниточувствительных схем и возможности работать в запыленной среде, они наиболее широко используются в пороговых схемах:

- в охранных системах (датчики приближения) и турникетах;
- автомобильной электронике (бесконтактное зажигание, датчики наклона, датчики износа тормозных колодок);
- головках считывания с магнитных дисков, например, пленочные МР имеют размеры 10×100 мкм и позволяют считывать информацию с линейной плотностью записи порядка 4 Кбит/мм;
- неразрушающем контроле изделий (контроль полей рассеяния вблизи дефектов);
- бесконтактной клавиатуре.

Кроме того, магниточувствительные схемы широко применяются и при измерениях:

- в магнитометрах и металлоискателях (чувствительность современных магнитометров составляет около 10^{-4} от величины магнитного поля Земли), при поиске полезных ископаемых;
- бесконтактных измерителей тока и напряжения (токовые клещи);
- преобразователях линейных перемещений и углов поворота, в том числе в бесконтактных двигателях постоянного тока;
- медицинской технике (магнитотерапия и магнитодиагностика);
- магнитной навигации.

Характеристики некоторых магниторезистивных датчиков фирм Murata и Honeywell приведены в табл. 3.20.

Таблица 3.20

Магниторезистивные датчики фирм Murata, Honeywell

Модель/ Фирма	Выходной сигнал, мВ/ зазор, мм	Ширина чувствительной зоны/ геометрическое разрешение, мм	Входное сопротивление, кОм	Полоса рабочих частот, кГц	Разность фаз выходных сигналов, угл. град	Рабочая температура, °С	Напряжение питания, В	Примечания
BS05C1HF ^{AA} Murata	400/-	3/0,75	0,5÷6	0÷50	-	0÷50	5	Магнитный полумост высокой чувствительности
BS05C1HG ^{CA} Murata	235/-	3/0,75	0,5÷6	0÷50	-	0÷50	5	Счетчик банкнот и считыватель магнитных лент
BS05M1HF ^{FAL} Murata	150/-	3/0,75	0,5÷6	0÷50	-	0÷50	5	Восемь дифференциальных магниторезисторов с шагом 5 мм
BS05N1HF ^{AA} Murata	400/-	3/0,75	0,5÷6	0÷50	-	0÷50	5	Магнитный полумост высокой чувствительности
BS05C1HF ^{AA} Murata	235/-	3/0,75	0,5÷6	0÷50	-	0÷50	5	Чтение с магнитных лент
BS05C1HF ^{AA} Murata	330/-	3/0,75	0,5÷6	0÷50	-	0÷50	5	Магнитный полумост высокой чувствительности

Модель/ Фирма	Выходной сигнал, мВ/ зазор, мм	Ширина чувствительной зоны/ геометрическое разрешение, мм	Входное сопротивление, кОм	Полоса рабочих частот, кГц	Разность фаз выходных сигналов, угл. град	Рабочая температура, °С	Напряжение питания, В	Примечания
BS05W1KFAA Murata	-	10/-	0,3÷0,8	0÷50	-	0÷50	5	Счетчик банкнот
FR05CM12AL Honeywell	450/0,15	0,4/-	0,2÷1	0÷100	905	-10÷+8 0	5	Датчик угловой скорости (квадратурный выходной сигнал)
FR05CM62AF Honeywell	350÷600/0,3	0,4	0,2÷1,2	0÷100	905	-10÷+70	5	Датчик угловой скорости (квадратурный выходной сигнал и опорное напряжение)
FR05CM65AF Honeywell	300÷600/0,3	0,4	0,1÷1	0÷100	905	-10÷+80	5	Датчик угловой скорости

3.5. Ультразвуковые датчики

Ультразвуковые (акустические) датчики (УЗД) широко используются в гидроакустике (гидролокация), электроакустике, системах неразрушающего контроля, эхолотах (сонарах), уровнемерах, ультразвуковых расходомерах, ультразвуковых медицинских приборах, датчиках приближения (например, датчиках парковки) и т. п. *Ультразвуковыми* обычно называются колебания с частотами в диапазоне от 20 кГц до единиц гигагерц. В УЗД используют распространение упругих ультразвуковых колебаний в различных средах — газах, жидкостях и твердых телах. Скорость распространения ультразвука в этих средах примерно на пять порядков меньше скорости электромагнитных волн, поэтому измерить время прохождения ультразвуковых волн между двумя точками значительно проще.

Работа ультразвукового локатора (сонара), например, построена на генерировании в направлении объекта пачки ультразвуковых импульсов и формировании импульса в момент прихода отраженного от объекта сигнала (эхо-сигнала). Расстояние L до объекта определяется по времени распространения эхо-сигнала T_3 и скорости ультразвука V (рис. 3.119):

$$L = 0,5 VT_3.$$

Дальность обнаружения зависит как от характеристик излучателя (мощности излучения, диаграммы направленности, частоты излучения), так и от среды распространения ультразвукового сигнала и от ее состояния (помех и ложных отражений, отражающей способности

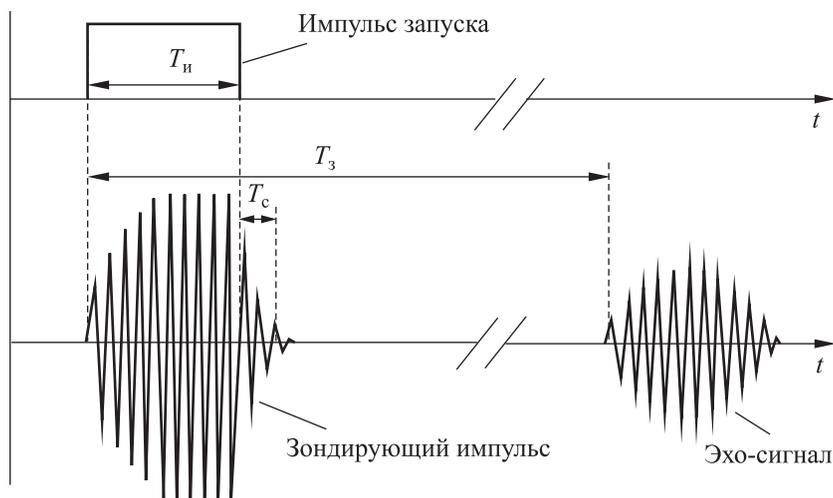


Рис. 3.119. Временная диаграмма ультразвукового сонара

объектов). Скорость распространения ультразвука в некоторых средах приведена в табл. 3.21.

Таблица 3.21

Скорость распространения ультразвука в некоторых средах

Материал	Сухой воздух	Водород	Вода пресная	Вода морская	Сталь	Алюминий	Свинец	Бериллий	Медь	Стекло (ширекс)
Скорость ультразвука (м/сек)	344	1330	1486	1519	5200	6320	1190	12900	3819	5170

Длительность излучаемого импульса и время затухания колебаний УЗ-преобразователя определяют размер «слепой» зоны, в которой УЗД не могут обнаруживать объекты. Физически «слепая» зона определяется временем затухания колебаний T_c электро-механической системы излучателя ($1 \div 5$ мс) и составляет $0,2 \div 0,8$ м (см. рис. 3.119). Разрешающая способность определяется длиной ультразвуковой волны в соответствии с выражением

$$V = \lambda f.$$

Рассмотрим особенности УЗД для измерений в воздушной среде. Частота ультразвуковых колебаний находится в диапазоне $65 \div 400$ кГц, длина волны излучения составляет единицы миллиметров, частота повторения пачек импульсов $1 \div 150$ Гц. Основными компонентами электронной части ультразвуковых датчиков являются ультразвуковой пьезокерамический излучатель, блоки излучателя и приемного усилителя и блок обработки и управления (рис. 3.120).

Важнейшим элементом датчика является излучатель или электроакустический преобразователь (ЭАП). В настоящее время наиболее перспективен пьезокерамический излучатель, хотя применяются и другие типы, например электростатический.

На пути от пьезокерамического элемента (ПКЭ) до среды распространения ультразвуковые волны проходят через материалы с различными акустическими импедансами. Коэффициент передачи между пьезокерамикой и воздухом очень мал и составляет $10^{-5} \div 10^{-4}$. Коэффициент передачи значительно увеличивается посредством применения разделительного (согласующего) слоя между пьезокерамикой и воздухом (рис. 3.121).

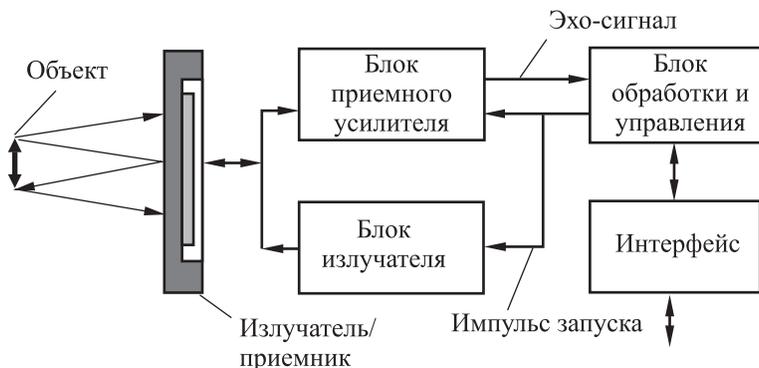


Рис. 3.120. Структурная схема ультразвукового сонара с совмещенным излучателем и приемником

В качестве разделительного слоя наибольший эффект передачи обеспечивает обычно пластмасса, а фирма Pepperl+Fuchs, например, применяет композицию пустотелых стеклянных шариков и эпоксидной смолы. Кроме создания согласующего импеданса, эти материалы получили широкое распространение также благодаря стойкости к воздействию факторов окружающей среды, небольшого внутреннего затухания и хорошим механическим свойствам. Толщина разделительного слоя должна составлять четверть длины излучаемой волны ($\lambda/4$). В результате резонансных явлений при такой толщине слоя образуется стоячая волна и достигается наибольшая амплитуда колебания на поверхности излучателя.

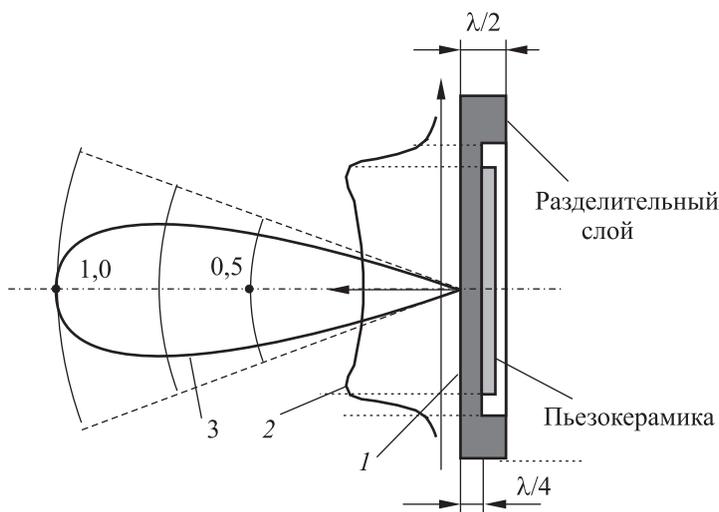


Рис. 3.121. Пьезокерамический излучатель (1), распределение давления в ближней (2) и дальней (3) зоне

Основные характеристики рассмотренного ПКЭ:

- высокое акустическое давление;
- узкая диаграмма направленности излучения;
- среднее время затухания;
- небольшой диапазон излучаемых длин волн;
- возможность работы с высокими частотами;
- отсутствие электропроводящих деталей на поверхности.

Форма диаграммы направленности зависит от размеров поверхности излучения, частоты излучаемых колебаний и фазового соотношения сигналов от разных участков поверхности излучателя. Если необходимо получить узконаправленный луч УЗ-колебаний, диаметр излучающей поверхности должен быть соизмерим с длиной волны генерируемых колебаний. Вместе с тем увеличение собственной частоты излучателя тоже связано с уменьшением его диаметра. Компромисс между стремлениями уменьшить размеры излучателя и сохранить энергетические свойства преобразователя достигается за счет покрытия пьезокерамического элемента с небольшим диаметром большим по объему разделительным слоем (см. рис. 3.121). Ширина диаграммы направленности излучения типичного ультразвукового четвертьволнового вибратора (диаметр излучателя 50 мм, частота излучателя 100 кГц) составляет (по уровню 0,5) от 10 до 20°.

Для того чтобы УЗ-преобразователь был способен воспринимать входные воздействия и представлять их в виде, приемлемом для дальнейшей обработки, ему необходимо добавить блок приемного усилителя, а также блок обработки и управления (см. рис. 3.120).

Блок излучателя состоит из генератора колебаний и усилительного выходного каскада, с выхода которого выдается напряжение 250÷400 В, требуемое для возбуждения ПКЭ. Генератор предварительно настраивается на резонансную частоту ПКЭ.

Блок приемника имеет достаточно сложную структуру (рис. 3.122), так как сигнал, принимаемый от ПКЭ, может иметь амплитуду в диапазоне от нескольких микровольт до нескольких вольт

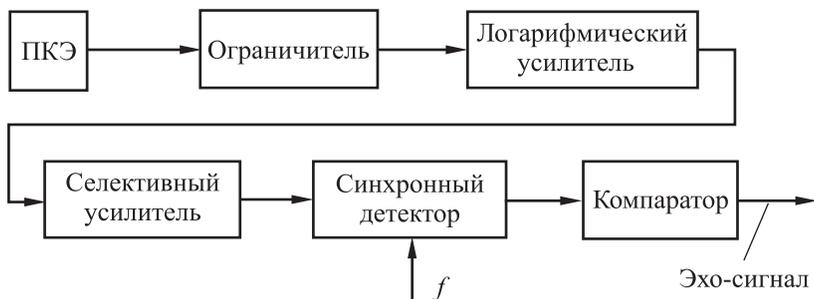


Рис. 3.122. Структура блока приемника ультразвукового сонара

(зависит от расстояния и отражающей способности объекта) и может быть искажен помехами и ложными отражениями.

Кроме того, усилитель должен быть защищен от перегрузок во входных цепях. Для этого на входе блока приемника (см. рис. 3.122) ставится ограничитель амплитуды сигнала, а усилитель выполняется с регулируемым (обычно по логарифмическому закону) коэффициентом усиления. Назначение селективного усилителя — отфильтровывать случайные (паразитные, побочные) УЗ-сигналы и пропускать к дальнейшей обработке только полезный сигнал. Этот сигнал демодулируется, детектируется и только затем полученная огибающая усиливается. Амплитуда огибающей сравнивается с предварительно установленным порогом на компараторе. В случае, когда пороговое напряжение превышено, на выходе возникает импульс, который передается для обработки в электронную схему. Это позволяет снизить слепую зону в 2–2,5 раза. Для повышения помехозащищенности и точности могут использоваться не только амплитудные методы регистрации эхо-сигнала, но и фазовые.

Кроме излучателя и приемника, современный УЗД должен иметь в своем составе электронный блок обработки принимаемого эхо-сигнала и блок управления распределением временных интервалов и функционированием выходного каскада датчика (см. рис. 3.120). Так как электронная часть датчика должна решать сложные задачи управления, предпочтительнее применять микропроцессорную схему управления. Дополнительным преимуществом в данном случае является то, что алгоритм обработки может быть гибким.

Точность определения расстояния с помощью сонара определяется особенностями распространения акустических волн в упругой среде. Скорость в газовой среде

$$V = (kP/\rho)^{1/2} = \lambda f,$$

где P — давление газовой среды; ρ — плотность среды; λ и f — длина волны и частота ультразвуковых колебаний; k — адиабатический коэффициент расширения для газов.

Для воздуха при нулевой температуре и нормальном давлении $P = 0,1013$ МПа; $k = 1,4$; $\rho = 1,29$ кг/м³ и скорость V составит около 332 м/с.

Плотность воздуха зависит от температуры T , в расчетах скорость распространения акустических волн хорошо аппроксимируется выражением

$$V = V_0(1 + T/273)^{1/2},$$

где $V_0 = 331,6$ м/с — скорость распространения звука при 0 °С, T берется в градусах Цельсия.

Как следует из приведенных формул, погрешность во всем диапазоне изменения давления на уровне моря $0,098 \div 0,108$ МПа составляет примерно 5%, а температурная чувствительность — приблизительно $0,17\%$ °С (рис. 3.123).

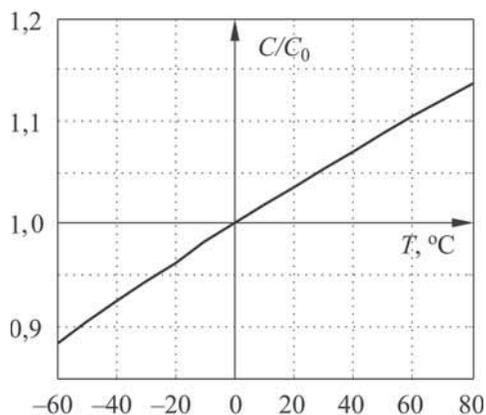


Рис. 3.123. Нормированная зависимость скорости ультразвука в воздухе от температуры

Кроме того, скорость звука зависит от состава воздуха, например, от процентного содержания CO_2 в воздухе и относительной влажности (погрешность не превосходит 2% во всем диапазоне изменения влажности). Как показывает анализ, в большинстве случаев в показания датчика достаточно вводить только температурные поправки.

Дальность обнаружения объекта зависит от затухания ультразвука (рис. 3.124) или коэффициента поглощения ультразвука α . Этот показатель характеризует расстояние, на котором интенсивность

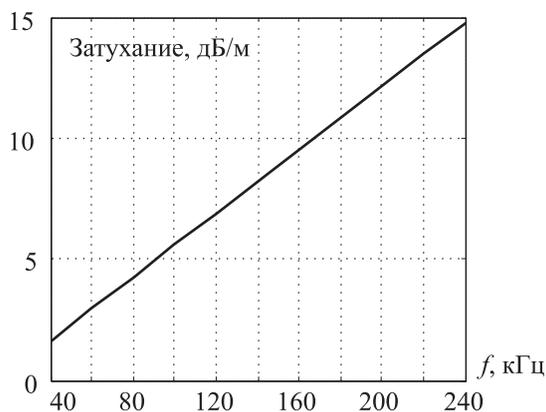


Рис. 3.124. Затухание ультразвука в воздухе при 20°C и влажности 35% в диапазоне $40 \div 240$ кГц

ультразвука уменьшается в $e(2,7)$ раз. Как видно из графика, низкочастотный преобразователь (40 кГц) имеет преимущество по дальности обнаружения, поскольку затухание звука частотой 40 кГц в воздухе меньше, чем для частоты 250 кГц. Однако более высокочастотные преобразователи имеют преимущество по разрешению. Поскольку коэффициент затухания α пропорционален f^2 , то отношение $\gamma = \alpha/f^2$ является *поглощающей характеристикой среды*. Как правило, для металлов (γ_1), жидкостей (γ_2) и газов (γ_3) выдерживается соотношение $\gamma_1 < \gamma_2 < \gamma_3$.

Например, для воздуха в диапазоне 100÷400 кГц $\gamma_3 \approx 3 \cdot 10^{-11} \text{ м}^{-1}\text{с}^2$, а для воды в диапазоне 0,1÷1 МГц $\gamma_2 \approx 3,5 \cdot 10^{-14} \text{ м}^{-1}\text{с}^2$, т. е. поглощение на три порядка меньше. Поэтому ультразвуковые колебания средних (до 10^7 Гц) и высоких частот (до 10^9 Гц) используются в жидкостях и твердых телах. Ультразвуковые колебания — это единственный вид колебаний, которые хорошо распространяются в водной среде, что обусловило их широкое распространение в гидролокации. Поскольку тело человека на 90% состоит из воды, то ультразвук используется и в медицине для исследования внутренних органов и тканей.

Для обеспечения нормальной работы необходимо, чтобы мощность принимаемого сигнала P_r была достаточно высокой. Выполнение этого условия зависит от множества факторов: от апертуры антенны A , апертуры объекта a , расстояния до объекта r , мощности исходного излучения P_0 и отражающей способности объекта ρ :

$$P_r = \rho \frac{P_0 A^2 a^2}{4\pi \lambda^2 r^4}.$$

Для эффективной работы площадь поперечного сечения объекта должна быть достаточно большой, поскольку при $\lambda^2 \geq a^2$ амплитуда принимаемого сигнала резко снижается.

Отражающая способность зависит от множества факторов: вида материала, углов падения излучения и шероховатости. Хорошей отражающей способностью обладают электропроводящие материалы, плохой — диэлектрики и пористые материалы. Промышленные датчики обычно тестируются на металлических пластинах размером 100 × 100 мм при ортогональном падении излучения.

В отличие от фотоэлектрических датчиков, ультразвуковые детекторы не подвержены воздействию пыли, света и цвета и более экономичны по сравнению с лазерными технологиями измерения расстояний. Некоторый недостаток УЗД первых поколений — сложность инсталляции и настройки. Но теперь посредством установки режима «обучения» (teach-in) пользователь может установить требуемый уровень сигнала срабатывания в конкретных условиях эксплуатации

и отстроиться от помех. Некоторые характеристики УЗД для измерения перемещений приведены в табл. 3.22.

В настоящее время наиболее динамично развивается технология измерения потока газа и жидкостей в трубопроводах с помощью *ультразвуковых расходомеров*. Это относится и к медицине, где в диагностических целях важно проводить измерение скорости кровяного потока в сосудах.

Ультразвуковые расходомеры генерируют волну частотой от 100 кГц до 20 МГц, проходящую через измеряемый поток, и регистрируют изменения, вызываемые потоком. Генерация и улавливание сигнала осуществляется с помощью электроакустических преобразователей (ЭАП). Они могут устанавливаться как в непосредственном контакте со средой (врезные расходомеры), так и на стенке трубы (накладные расходомеры). Существуют два основных типа измерения: *временн*пульсный, или *временн*пролетный, и доплеровский.

*Временн*пульсное измерение (рис. 3.125, а) основано на разности прохождения ультразвукового сигнала по потоку и против потока. В этом случае ЭАП работает в импульсном режиме в качестве передатчика и приемника поочередно.

Пусть ультразвук распространяется под углом α к стенкам трубы, скорость его равна V_0 и расстояние между ЭАП₁ и ЭАП₂ равно L , скорость потока U . Тогда

$$T_{AB} = \frac{L}{V_0 + U \cos \alpha}, \quad T_{BA} = \frac{L}{V_0 - U \cos \alpha}.$$

Обычно скорость ультразвука $V_0 \gg U$. Тогда разница между временем прохождения сигнала в разные стороны в трубе радиусом R составляет

$$\Delta T = T_{BA} - T_{AB} \approx \frac{2LU \cos \alpha}{V_0^2} = \frac{4R U \operatorname{ctg} \alpha}{V_0^2}.$$

Отсюда может быть найдена скорость потока V_0 и, следовательно, объемный расход. Крутизна передаточной характеристики β временнпульсного расходомера может быть вычислена как

$$\beta = \frac{\partial(\Delta T)}{\partial U} = \frac{4R \operatorname{ctg} \alpha}{V_0^2}.$$

При диаметре трубы 0,1 м и $\alpha = 45^\circ$ для жидкостей $\beta_{\text{ж}} \approx 10^{-7}$ с²/м, а для газов $\beta_{\text{г}} \approx 0,2 \cdot 10^{-5}$ с²/м, т. е. в 20 раз больше. Например, при измерении скорости (расхода) воды с разрешением в 1% измерение ΔT необходимо проводить с точностью около 1 нс, а при измерении расхода газа — с точностью около 20 нс.

Таблица 3.22

Ультразвуковые датчики для измерения расстояний

Параметры	Murata (Япония)				SICK AG (Германия)			Pepperl+Fuchs (США)		
	Серия MA40B7	Серия MA40E7	Серия MA80A1	Серия MA200A1	UM30- 12112	UM30- 13112	UM30- 14112	Серия 18GM	Серия 30GM	Серия VarCont
Диапазон срабатывания (м)	0,2÷3,0	0,2÷3,0	0,5÷5,0	0,2÷1,0	0,06÷0,6	0,2÷2,0	0,35÷5,0	0,1÷1,0	0,3÷4,0	0,5÷6,0
Разрешающая способность (мм)	8	4	4	2	0,2	0,2	1,0	0,35	0,13	0,13
Ширина диаграммы (угл. град.)	44	75	7	7	-	-	-	10÷20	10÷20	10÷20
Рабочая частота (кГц)	40	40	75±5	200	400	200	120	205	80÷400	-
Частота переключения (Гц)	10	10	20	4	8	6	3	50	6÷15	30
Длительность импульсов (мс)	0,4	0,4	0,6	20	-	-	0,6	0,2	-	-
Время отклика (мс)	-	-	-	-	70	110	-	125	15÷30	-
Повторяемость (% от полной шкалы)	-	-	-	-	0,15	0,15	-	0,1	0,15	-
Термокомпенсация	-	-	-	-	+	+	-	+	+	-
Наличие режима «Teach-in»	-	-	-	-	+	+	-	-	+	+
Напряжение питания (В)	12÷30	12÷30	12÷30	12÷30	12÷30	12÷30	12÷30	10÷30	10÷30	10÷30
Рабочая температура (°С)	-	-80÷+85	-30÷+85	10÷+60	-20÷+70	-30÷+60	-20÷+70	-20÷+70	0÷+60	-20÷+70
Габаритные размеры (мм)	Ø 16 × 12	Ø 18 × 12	Ø 18 × 24,5	Ø 47 × 24,5	Ø 30 × 127,5	Ø 30 × 135	Ø 30 × 188,5	Ø 18 × 85	Ø 30 × 135	-

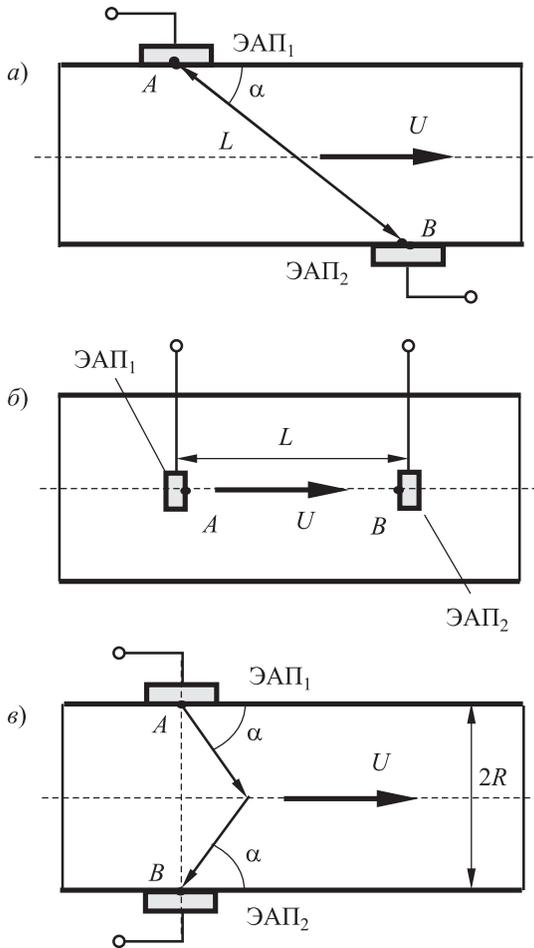


Рис. 3.125. Типы ультразвуковых расходомеров: *а* — времяимпульсный; *б* — доплеровский погружаемый; *в* — доплеровский накладной

Если сложить времена прохождения сигнала в разных направлениях, то можно вычислить скорость ультразвука в среде. Скорость звука зависит от температуры, давления и состава газа. Измерение скорости звука дает возможность контролировать стабильность характеристик потока, увеличивая точность измерения.

Доплеровское измерение (рис. 3.125, б) построено на широко известном эффекте Доплера — частота волны изменяется при ее отражении от движущегося объекта. В потоке газа отражающими объектами служат примеси в газе. Доплеровский измеритель в отличие от времяимпульсного работает в непрерывном режиме. На рисунке 3.125, б показан погружаемый расходомер, у которого излучатель (ЭАП_1) и приемник (ЭАП_2) расположены внутри потока.

Частота излучения, принимаемого ЭАП₂, сдвигается дважды. Первый раз, когда частицы в потоке являются движущимися приемниками и на них поступает сигнал с частотой

$$f_1 = f_0 \left(1 + \frac{U}{V_0} \right).$$

Во второй раз частицы являются движущимися передатчиками и на доплеровский стационарный приемник поступает сигнал с частотой

$$f_2 = f_1 \frac{1}{1 - U/V_0} = f_0 \frac{V_0 + U}{V_0 - U}.$$

Поскольку $V_0 \gg U$, доплеровский сдвиг аппроксимируется как

$$\Delta f = f_2 - f_0 = 2f_0 \frac{U}{V_0}.$$

Например, при $f_0 = 10$ МГц, $\alpha = 45^\circ$, $U = 10^{-2}$ м/с доплеровский сдвиг для воды составит около 100 Гц. Выделить столь малый сдвиг на высокой несущей частоте можно с помощью ФЧВ.

Если ультразвуковой луч находится к потоку под углом α , что соответствует накладному расходомеру (рис. 3.125, в), то

$$\Delta f = 2f_0 \frac{U}{V_0} \cos \alpha.$$

Оба типа расходомеров удачно дополняют друг друга: если при импульсном измерении наличие инородных частиц и пузырьков нежелательно (они рассеивают измерительный луч), то доплеровский тип, наоборот, требует наличия примесей и пузырьков. Некоторые современные расходомеры совмещают в себе оба типа измерения, расширяя, таким образом, диапазон применения.

Накладные расходомеры, в которых датчики устанавливаются на стенке трубы, выгодно отличаются от врезных расходомеров тем, что не оказывают на поток никакого влияния и фиксируют среднюю, а не локальную скорость в трубе. При контакте с потоком на датчике неизбежно скапливаются примеси, что препятствует прохождению измерительного сигнала. С другой стороны, стенка трубы все же является преградой для зондирующего сигнала. Происходит генерация помех, потеря энергии и искажение сигнала. Поэтому врезные датчики, как правило, обеспечивают более точное измерение. На данный момент накладные ультразвуковые расходомеры газа (ЭАП не контактируют с потоком) имеют точность по объемному измерению газа до $0,5 \div 1\%$, а врезные расходомеры (ЭАП контактируют с потоком) — до $0,25 \div 0,5\%$.

На основе ультразвуковых расходомеров можно создать не только системы оперативного и коммерческого учета, но и *системы обнаружения утечек*. Благодаря тому, что расходомер постоянно контролирует скорость звука в среде (зависящую от давления), он фиксирует волну давления, возникающую в потоке при пробое трубы. Два синхронизированных расходомера, разнесенные на расстояние в 100 км, способны определять место пробоя с точностью до десятков метров. Дополнительной возможностью использования ультразвука является химический анализ проходящего потока. Дело в том, что скорость ультразвука зависит от состава газа и хорошо табулирована для широкого спектра веществ. Таким образом, производя измерение скорости распространения сигнала, расходомер может работать в режиме *анализатора химического состава веществ*.

Датчики на поверхностных акустических волнах (ПАВ) также относятся к ультразвуковым датчикам. В отличие от рассмотренных УЗД они измеряют параметры распространения акустических волн не в объеме, а в приповерхностном слое полупроводникового материала толщиной порядка длины волны высокочастотного колебания. Колебания, частота которых достигает единиц гигагерц, чаще всего возбуждаются и регистрируются встречно-штыревыми поверхностными антеннами 3. Антенны обладают пьезоэлектрическими свойствами (рис. 3.126, а) и наносятся на участки 2 кристалла 1.

Эти участки 2 можно создать, например, напылением на кристаллы кремния или арсенида галлия тонких пленок $\text{Pb}(\text{Zr}, \text{Ti})\text{O}_3$ (ЦТС) или других пьезоматериалов толщиной в доли микрометра. Шаг антенны равен длине волны колебаний и определяется из уравнения

$$\lambda f = V,$$

где V — скорость распространения ПАВ (в твердых телах $V = (1,5 \div 6) \cdot 10^3$ м/с). Например, при $f = 1$ ГГц и $V = 4 \cdot 10^3$ м/с шаг штырей составит 4 мкм, и антенна может быть выполнена методами фотолитографии.

Принцип действия сенсора на ПАВ заключается в том, что внешнее воздействие (механическое напряжение, температура и т. д.) вызывает изменение скорости распространения ПАВ. Фазовый сдвиг ϕ между сигналами передатчика и приемника определяется временем распространения сигнала τ :

$$\phi = 2\pi f\tau = 2\pi fL/V,$$

где L — расстояние между передатчиком и приемником; V — скорость распространения ультразвука.

По существу мы получили линию задержки на ПАВ. Реальные размеры датчика на ПАВ, как нетрудно подсчитать, могут составить доли — единицы миллиметров. Регистрируя время задержки, можно

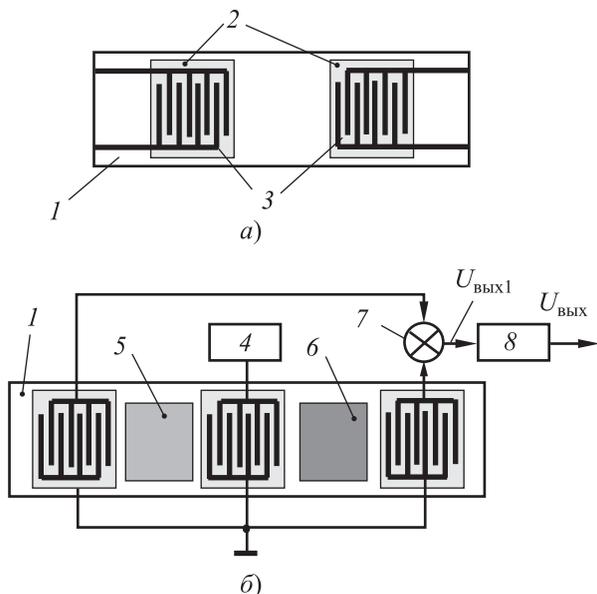


Рис. 3.126. Структура ПАВ-сенсоров на линиях задержки: *а* — простой сенсор; *б* — дифференциальный сенсор; 1 — подложка; 2 — пьезокристаллическая пленка; 3 — встречно-штыревые антенны; 4 — генератор; 5 — опорное плечо; 6 — измерительное плечо; 7 — умножитель; 8 — ФНЧ

косвенно судить о внешнем воздействии. Основным преимуществом акустических волн является их низкая скорость распространения, что упрощает создание электронных устройств для регистрации времени распространения сигнала τ .

Скорость распространения ПАВ зависит от множества дестабилизирующих факторов, поэтому для повышения точности применяют дифференциальные сенсоры на ПАВ (рис. 3.126, б) или термостабильные срезы кварца. Дифференциальные сенсоры на ПАВ содержат помимо измерительного б также и опорное плечо 5, которое изолируется от входного воздействия. Однако, как и измерительное, оно подвергается воздействию синфазных помех, например температуры, что в значительной мере компенсирует их влияние. Разность фаз в плечах дифференциального ПАВ-сенсора (см. рис. 3.126, б) можно выделить с помощью ФВЧ, состоящего из умножителя 7 и ФНЧ 8, в соответствии с выражениями:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = \sin(2\pi f_0 t + \Delta\varphi) \cdot \sin(2\pi f_0 t) = 0,5 \cdot [\cos(\Delta\varphi) - \cos(2\pi f_0 t + \Delta\varphi)],$$

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx \cos(\Delta\varphi),$$

где $U_{\text{ВЫХ1}}$ — сигнал на выходе умножителя; f_0 — частота опорного генератора 4.

Помимо ПАВ-датчиков на линиях задержки (ЛЗ) известны генераторные ПАВ-датчики, где ЛЗ включается в цепь положительной обратной связи ОУ, что приводит к изменению резонансной частоты контура. Эти датчики отличаются более высокой чувствительностью.

На ПАВ создано множество высокочувствительных датчиков, в основе которых лежит изменение скорости распространения акустических колебаний под влиянием внешних воздействий. Это и датчики микродеформаций, и датчики температуры, и микровесы с разрешением в пикограммы, регистрирующие изменение фазового сдвига, например, в процессе испарения воды с подложки. Нанесение химических адсорбентов на поверхность кристаллов также приводит к изменению скорости распространения акустических колебаний и позволяет создавать различные химические сенсоры (программа «электронный нос») и газоанализаторы.

Привлекательными свойствами ПАВ-датчиков является их высокая чувствительность и возможность изготовления «систем на кристалле» по единой микроэлектронной технологии.

К недостаткам ПАВ-датчиков в настоящее время относят низкую температурную стабильность. В реальных системах термостабилизацию ПАВ с точностью до долей градуса осуществляют с помощью термохолодильников на эффекте Пельтье.

Глава 4

Устройства отображения информации (УОИ)

Устройства отображения информации (УОИ) предназначены для представления измерительной информации в удобной для регистрации форме. В состав УОИ наряду со схемой управления (драйвером) входят и собственно индикатор, через который выводится визуальная информация для оператора. УОИ является важнейшей частью интерфейса «человек–машина». В настоящее время это один из наиболее динамично развивающихся секторов электроники.

4.1. Классификация и характеристики УОИ

Исходя из физических принципов формирования изображения все типы индикаторов делятся на *активные* (светоизлучающие) и *пассивные* (светомодулирующие). Для каждого типа индикаторов существует множество технологий, хотя на рынке реально присутствует сравнительно небольшое количество индикаторов. Укрупненная классификация индикаторов приведена на рис. 4.1.

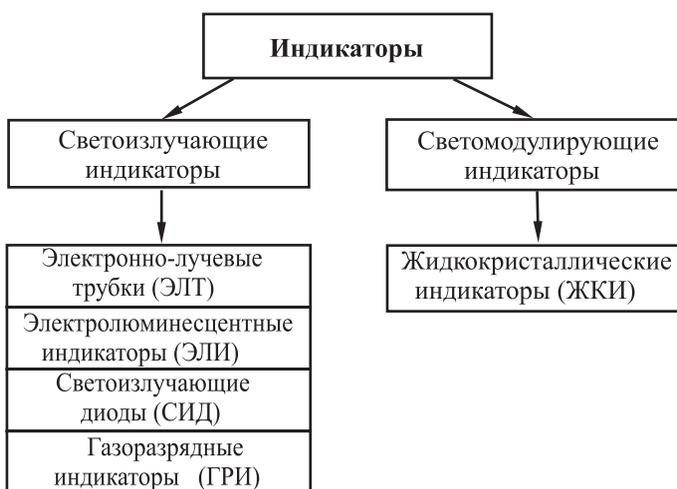


Рис. 4.1. Классификация индикаторов

Наиболее универсальным и хорошо отработанным средством отображения информации являются электронно-лучевые трубки (ЭЛТ). Они являются своеобразным эталоном по информационным и светотехническим характеристикам, с которыми обычно сравниваются другие типы индикаторов.

Однако ЭЛТ не лишены определенных недостатков: хрупкость, громоздкость, высокие управляющие напряжения. Поэтому для измерительных устройств более предпочтительны УОИ на полупроводниковых светоиндикаторных диодах (СИД), газоразрядных (ГРИ), электролюминесцентных (ЭЛИ) и жидкокристаллических (ЖКИ) индикаторах, которые изготавливаются по групповым технологиям оптоэлектроники и обладают несравненно более высокими эксплуатационными характеристиками.

По типу отображаемой информации УОИ подразделяются на индикаторы для отображения:

- дискретных сигналов;
- цифровых данных;
- алфавитно-цифровых данных;
- шкальной и мнемонической информации;
- универсальной графической информации (матричные дисплеи).

Для управления индикаторами применяются различные типы адресации:

- прямая адресация;
- циклическая адресация (сканирование);
- двухкоординатная (матричная) адресация.

Технологии изготовления индикаторов, тип отображаемой информации и типы адресации влияют на сложность систем управления УОИ. Основное требование к УОИ — надежность регистрации измерительной информации, которая является сложной функцией от технических характеристик индикатора, условий наблюдения и психофизиологических характеристик оператора. Система параметров индикаторов включает:

- светотехнические и эргономические параметры, характеризующие индикатор, как элемент человеко-машинного интерфейса, т. е. параметры индикатора (излучателя), адаптированные к восприятию человеческим глазом;
- фотометрические (энергетические) параметры, регистрируемые фотоприемниками;
- электрические параметры индикатора;
- эксплуатационные и надежность параметры индикатора.

Основные светотехнические и эргономические характеристики индикаторов

Сюда входят яркость, контрастность, угол зрения, спектральная характеристика, светоотдача (ГОСТ 29.05.002-82). Эти характеристики связаны с фотометрическими величинами — силой света, световым потоком и освещенностью, которые можно измерить объективно с помощью фотоприемников. Основным понятием фотометрии является поток излучения (световой поток) Φ , имеющий физический смысл мощности, переносимой электромагнитным излучением. Световой поток Φ измеряется в люменах (лм) и пропорционален силе света излучателя (для монохроматических излучателей обычно используется поток излучения, измеряемый в ваттах (Вт)).

Сила света J (измеряется в СИ канделах (кд)) — основная фотометрическая величина, определяющая внутреннее свойство источника излучения создавать световой поток Φ в заданном направлении в единице телесного угла α (измеряется в стерadianах (ср)):

$$J = d\Phi/d\alpha.$$

Первичный эталон силы света выполнен в виде полого излучателя, обладающего свойствами абсолютно черного тела, при температуре затвердевания платины. Для примера, силу света в 1 кд (1 свечу) обеспечивает электрическая лампочка мощностью около 1 Вт, а глаз может регистрировать при слабом освещении (засветке) источник излучения с силой света в 1 мкд (хотя при ярком освещении в 1000 люкс (лк) чувствительность составляет всего 4–5 мкд).

Яркость индикатора $L_{и}$ характеризует поверхностно-пространственную плотность излучения, т. е. это световой поток, испускаемый в единицу телесного угла с единицы поверхности индикатора $S_{и}$ в направлении, перпендикулярном данной поверхности. Яркость измеряется в канделах на метр квадратный (кд/м²). Часто яркость характеризуют *светимостью* индикатора в точке поверхности (отношение светового потока, исходящего с поверхности в ортогональном направлении, к площади излучаемого элемента $S_{и}$), которую измеряют в лм/м²:

$$L_{и} = \Phi / S_{и}.$$

Нормальной для восприятия оператором считается светимость (яркость) излучателя не ниже 70 лм / м². Эта величина примерно соответствует яркости белой бумаги на письменном столе при дневном освещении. Собственный фон индикатора характеризуется яркостью фона $L_{ф}$.

Контрастность символа характеризуется отношением $L_{и}/L_{ф}$. Контрастность напрямую зависит от освещенности и определяет соотношение сигнал/шум в канале передачи визуальной информации.

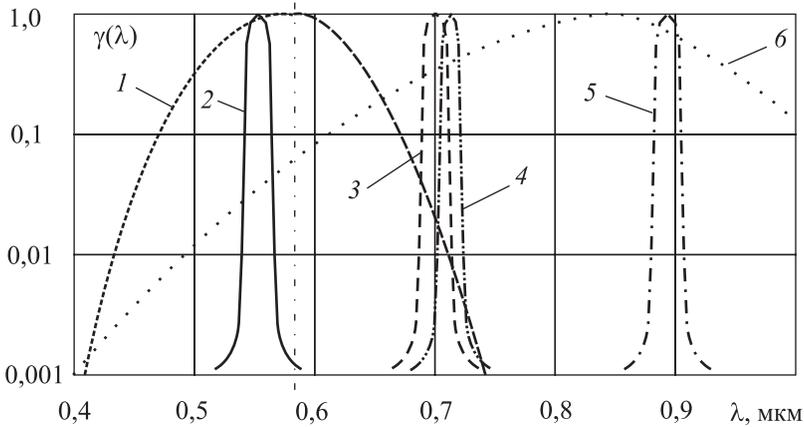


Рис. 4.2. Нормированные спектральные характеристики:

- 1 — кривая видности глаза; 2 — зеленый СИД (GaP:N); 3 — красный СИД;
 4 — люминофор GaP:Zn; 5 — инфракрасный светодиод (Ga:As);
 6 — лампа накаливания при $T = 2800\text{ }^\circ\text{C}$

При нормальной освещенности в $800\div 2000$ лк контрастность для излучающих индикаторов должна быть не меньше $100\div 150$.

Спектральная характеристика индикатора характеризует распределение излучения в видимом диапазоне спектра ($\lambda = 0,38\div 0,75$ мкм) и определяет цвет свечения. Эта характеристика должна быть сопряжена с нормированной спектральной чувствительностью глаза $\gamma(\lambda)$ (рис. 4.2), которая носит название *кривой видности* и определяет чувствительность глаза к различным линиям частотного спектра излучения. Максимальная чувствительность для дневного зрения соответствует длине волны $\lambda = 0,555$ мкм, а при сумеречном зрении — $\lambda = 0,515$ мкм.

Кривая видности глаза позволяет установить связь между объективными энергетическими характеристиками индикатора и такой субъективной фотометрической величиной, как световой поток. Установлено, что для нормального дневного зрения при $\lambda = 0,555$ мкм световая мощность излучения $P_{\text{св}}$ в 1 Вт эквивалентна световому потоку в 683 лм. Следовательно, для монохроматических излучателей справедливо соотношение

$$\Phi = 683 \gamma(\lambda) P_{\text{св}}. \quad (4.1)$$

Цветовая температура источника связывает распределение мощности в спектре излучения с температурой абсолютно черного тела. Цветовое зрение человека обусловлено наличием трех видов световых рецепторов на сетчатке глаза, максимумы спектральной чувствительности этих рецепторов локализованы в областях 630, 550 и 450 нм, что соответствует красному, зеленому и синему цветам

соответственно (в английской транскрипции RGB). Это базовые цвета, все остальные воспринимаются как их смешение в определенной пропорции. На этом принципе построены и современные дисплеи.

Наиболее привычным для человека является солнечный цвет. Его спектральный состав (огibaющая) после прохождения атмосферы достаточно хорошо описывается формулой

$$\gamma(f) = \frac{Af^3}{\exp(hf/kT) - 1},$$

где f — частота излучения; $h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж · с — постоянная Планка; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; A — нормировочная константа.

Как видим, спектр излучателя определяется его температурой. При $T > 7000$ К в спектре преобладают синие тона, при $T < 5000$ К — красно-желтые (теплые) тона. Температура 6500 К в наибольшей степени соответствует цветовому охвату и рекомендуется к применению для систем подсветки. Источник класса А, который часто используется в фотометрии, соответствует цветовой температуре 2800 К.

Скорость и точность восприятия информации оператором зависит от многих факторов и в первую очередь от яркости, контрастности и углового размера символа. Острота зрения равна приблизительно 1 угл. мин, поэтому угловой размер знака выбирается в пределах не менее $\alpha_{\min} = (7 \div 20)$ угл. мин. Минимальный угол зрения определяет и минимальную высоту символа H при заданном расстоянии l :

$$H \geq l \operatorname{tg} \alpha_{\min}.$$

Угол зрения — это максимальный угол между нормалью к плоскости индикатора и направлением наблюдения, при котором обеспечивается безошибочное восприятие отображаемой информации при заданном контрасте, освещенности и расстоянии наблюдения. Величины углов зрения нормируются в вертикальной и горизонтальной плоскостях и для различных типов индикаторов находятся в пределах $\pm(30 \div 80)$ угл. град.

Как правило, многоэлементное отображение информации на индикаторах осуществляется в динамическом режиме. При этом *частота смены кадров* не должна утомлять оператора (не вызывать эффекта мелькания изображения). Это достигается при частоте смены кадров не менее 30 Гц.

Светоотдача — это отношение испускаемого светового потока к электрической мощности, подводимой к излучателю:

$$\eta = \Phi / P_{\text{эл}}. \quad (4.2)$$

Этот параметр характеризует коэффициент полезного действия (КПД) излучателя. У современных активных излучателей светоотдача достигает $0,1 \div 1,0$ лм/Вт. При недостаточной светоотдаче возрастает потребляемая мощность, температура и снижается ресурс индикаторов. Из формул (4.1) и (4.2) можно найти коэффициент преобразования электрической мощности в световую:

$$k = \frac{P_{\text{св}}}{P_{\text{эл}}} = \frac{\eta}{683\gamma(\lambda)}.$$

Например, при крайних значениях $\eta = 1$ лм/Вт, $\gamma(\lambda) = 1$ получаем $k_{\text{max}} \approx 0,15\%$.

Таким образом, проблема выбора индикатора или УОИ для измерительного устройства является сложной задачей, которая может быть успешно решена лишь при комплексной оценке технических характеристик индикатора и психофизиологических особенностей оператора.

4.2. Светоиндикаторные диоды (СИД)

В основе работы светоиндикаторных диодов (СИД) лежит явление излучательной рекомбинации при прохождении тока через $p-n$ -переход. Для увеличения рекомбинации и мощности излучения создают сильно асимметричные $p-n$ -переходы. При этом центральная частота излучения ν и длина волны излучения λ определяются шириной запрещенной зоны полупроводника ΔE в соответствии с выражениями:

$$h\nu = \Delta E; \quad \lambda\nu = c; \quad \lambda = ch/\Delta E \quad \text{или}$$

$$\lambda(\text{мкм}) \approx \frac{1,240}{\Delta E [\text{эВ}]},$$

где $h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж \cdot с = $4,13 \cdot 10^{-15}$ эВ \cdot с — постоянная Планка; c — скорость света в вакууме.

Следовательно, для видимой области ($\lambda = 0,35 \div 0,75$ мкм) могут использоваться полупроводниковые структуры с $\Delta E = 1,7 \div 3,2$ эВ. Наиболее часто применяются арсенид (GaAs) и фосфид (GaP) галлия. Спектральные характеристики некоторых полупроводниковых материалов, используемых в производстве СИД, приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Спектральные характеристики полупроводниковых материалов

Материал СИД	ΔE , эВ	λ , мкм	Цвет свечения
PbS	0,37	3,35	ИК
Ge	0,67	1,85	ИК
InGaAsP	0,86	1,3÷1,6	ИК
Si	$\approx 1,2$	$\approx 1,1$	Ближний ИК
GaAs	$\approx 1,3$	$\approx 0,9$	Ближний ИК
GaAsP	$\approx 1,9$	$\approx 0,65$	Красный
InSb	2,6	0,61	Красно-оранжевый
GaP	2,25	0,55	Зеленый
CdS	2,41	0,515	Синий
ZnS	3,7	0,34	УФ

Наиболее известна планарная конструкция СИД, в которой излучение распространяется во всех направлениях от p - n -перехода, причем наибольший световой поток Φ идет с торцев кристалла, где нет поглощения излучения полупроводниковым материалом (рис. 4.3).

Передаточная характеристика СИД линейна на протяжении трех-четырёх декад, но световой поток экспоненциально (!) зависит от температуры:

$$\Phi(T) = \Phi_0 e^{-K\Delta T},$$

где $\Delta T = T - T_0$; $K = (0,1 \div 1) \cdot 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$; Φ_0 — световой поток при $T = T_0$.

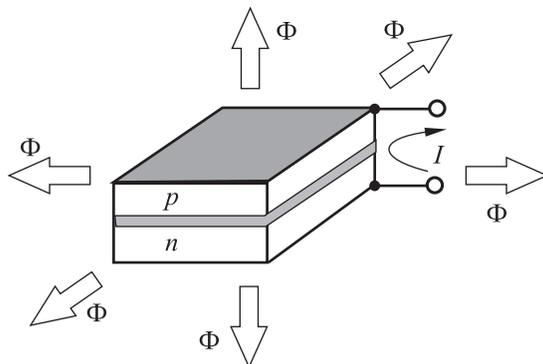


Рис. 4.3. Планарный СИД

Кроме того, положение спектрального максимума также зависит от температуры:

$$\lambda_{0\max} = \lambda_0 + \gamma \Delta T,$$

где λ_0 — положение спектрального максимума при $T = T_0$; $\gamma \approx 0,2$ нм/К.

Для того чтобы сделать излучение направленным, применяют конструктивные меры, например, кристалл помещают в миниатюрный отражатель (рис. 4.4, а) или перед кристаллом помещают полимерную линзу, в частности, из эпоксидной смолы (рис. 4.4, б).

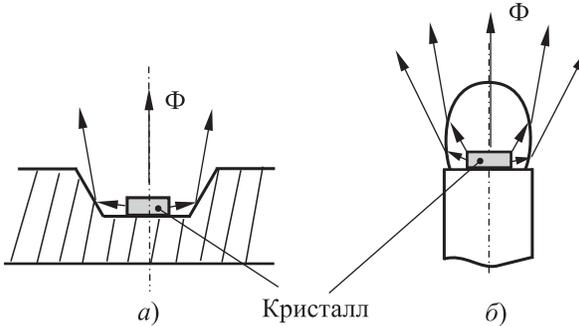


Рис. 4.4. Конструкции СИД: а — с отражателем; б — с линзой

Для задания тока через СИД его включают последовательно с токоограничивающим резистором, для расчета которого необходимо знать падение напряжения на диоде U_d , которое зависит от цвета свечения (табл. 4.2).

Таблица 4.2

Зависимость напряжения на СИД от цвета свечения

Напряжение на диоде, В	Цвет свечения
1,4	ИК
1,6	Красный
2,2	Жёлтый
2,4	Зелёный

Обычно приборные светодиоды имеют токи запитки в районе 20 мА, что соизмеримо с токами нагрузки логических элементов. Логические элементы используются во многих случаях для управления дискретными СИД (рис. 4.5, а). При включении СИД с большими токами потребления используют мощный оконечный каскад на транзисторе (рис. 4.5, б).

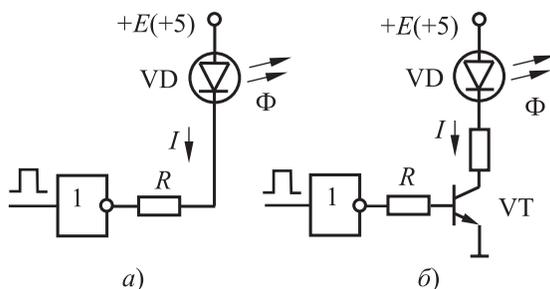


Рис. 4.5. Схемы управление СИД от ТТЛ: *а* — маломощный СИД; *б* — мощный СИД

Спектральные характеристики СИД узкие, и ширина их по уровню 0,5 не превышает 50÷100 нм, например для GaAs $\Delta\lambda = 20\div 50$ нм. Как видим, СИД являются квазимонохроматическими источниками излучения и для оценки их излучательной способности используется не световой поток, а мощность излучения P . Типичная мощность излучения приборных СИД составляет единицы–десятки милливатт.

Монохроматичность излучения обеспечивает большую яркость и более высокий (в 5÷25 раз) коэффициент полезного действия СИД по сравнению с лампами накаливания.

Диаграмма направленности излучения СИД зависит от конструкции. В планарной конструкции диаграмма имеет так называемый ламбертовский вид (рис. 4.6) и описывается выражением

$$\Phi = \Phi_0 \cos \alpha.$$

При этом эффективным углом излучения считается угол $\alpha_{\text{н}}$, в котором световой поток уменьшается вдвое относительно Φ_0 . Для ламбертовского излучателя $\alpha_{\text{н}} = 2\arccos 0,5 = 120^\circ$. Перемещая кристалл излучателя вдоль оси X и помещая его в отражатель, можно существенно изменять диаграмму направленности (индикатриссу) излучения, в частности сделать ее более направленной (кривая 2 на рис. 4.6).

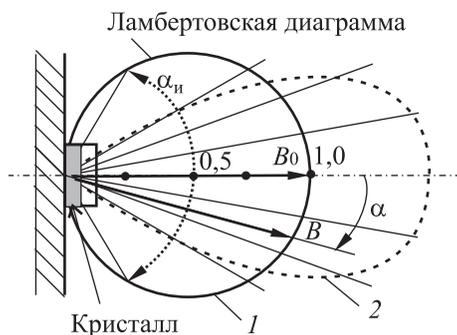


Рис. 4.6. Индикатрисса СИД: *1* — без отражателя; *2* — с линзой

СИД может иметь несколько p - n -переходов на кристалле с разными цветами свечения (рис. 4.7). Меняя ток через p - n -переходы, можно в определенной степени управлять цветом свечения.

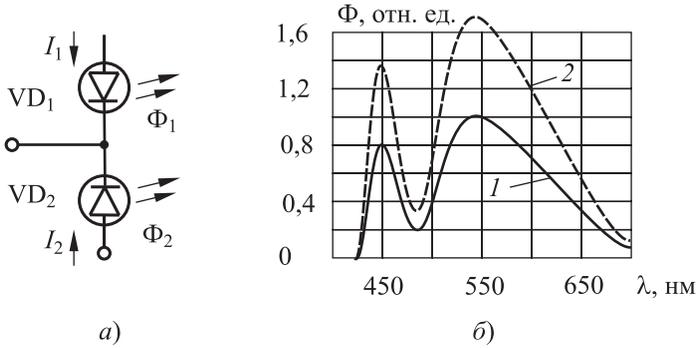


Рис. 4.7. СИД белого цвета свечения с двумя p - n -переходами: *а* — схема включения; *б* — типичный спектр: *1* — ток 40 мА, *2* — 350 мА

Помимо одиночных, выпускаются многоэлементные СИД (сегментные, матричные, шкальные, мнемонические). Наиболее распространены сегментные СИД. Так, семисегментный СИД используется для отображения цифровой и некоторой буквенной информации. Он состоит из семи отдельных СИД (сегментов), расположенных в определенном порядке (рис. 4.8, *а*). Включая определенную комбинацию сегментов, можно отобразить различные стилизованные цифры от 0 до 9 и некоторые буквы. Например, комбинации «a-b-g-e-d» соответствует цифра 2, а комбинации «a-b-c-e-f-g» — А. Отечественная промышленность выпускает также и 9-сегментные СИД (рис. 4.8, *б*).

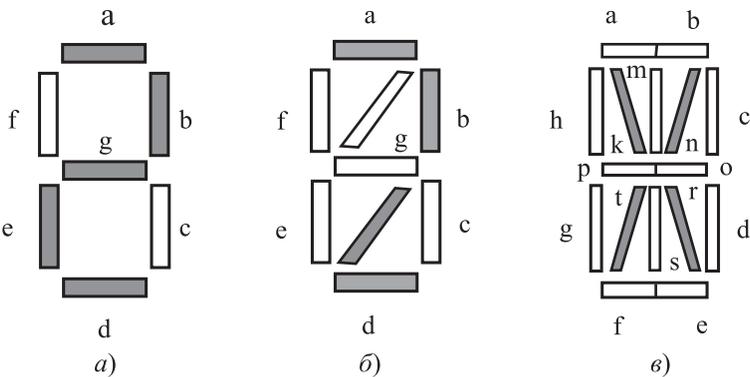


Рис. 4.8. Алфавитно-цифровые индикаторы: *а* — 7-сегментный; *б* — 9-сегментный; *в* — 16-сегментный

Западные фирмы выпускают и более сложные индикаторы. Например, фирма King bright выпускает 16-сегментные индикаторы, которые отображают не только десятичные цифры, но и все буквы латинского алфавита. Яркость СИД превышает 300 кд/м^2 .

Примером 7-сегментных индикаторов являются отечественные АЛС312, АЛ324 и др., для управления которыми необходимы специальные дешифраторы (514 ИД2, 555 ИД1 и др.) двоично-десятичного кода в сегментный код «а-в-с-d...-h» (рис. 4.9). Ток потребления индикатора при этом составляет десятки миллиампер. В современных схемах управления (драйверах) в их состав включается также дополнительный регистр для фиксации входного кода.

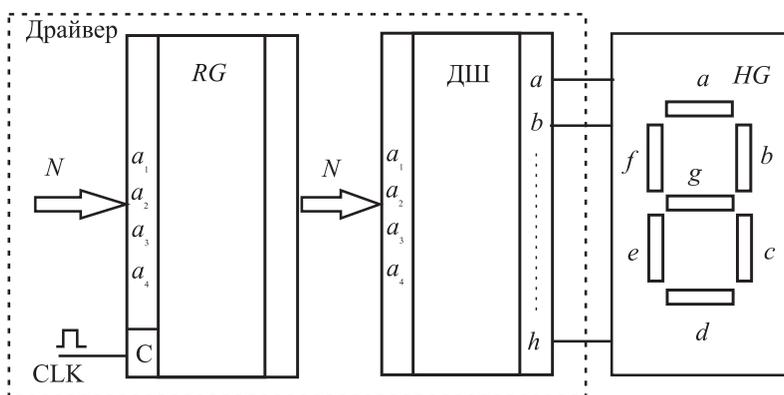


Рис. 4.9. Схема включения 7-сегментного индикатора

Промышленность выпускает также *многоместные сегментные индикаторы*, состоящие из нескольких «знакомест» (рис. 4.10, а). В этом случае возникает проблема уменьшения количества выводов, например для 10-местного индикатора требуется $10 \times 7 = 70$ выводов.

Решается эта проблема с помощью так называемого динамического управления, при котором все одноименные сегменты индикаторов включаются параллельно (рис. 4.10, б). Выбор конкретного индикатора осуществляется подачей напряжения питания на соответствующий анодный электрод индикатора в режиме мультиплексирования (рис. 4.10, в). В этом случае количество выводов составит $(7 + N)$. Для исключения эффекта мерцания изображения частота коммутации СИД должна быть не менее 100 Гц.

Недостатком сегментных СИД является то, что выход из строя (отказ) любого сегмента практически приводит к потере информации. От этого недостатка свободны *матричные индикаторы*, в которых светящиеся СИД располагаются в виде матрицы пикселей (рис. 4.11). Выборка любого СИД осуществляется координатным способом в ди-

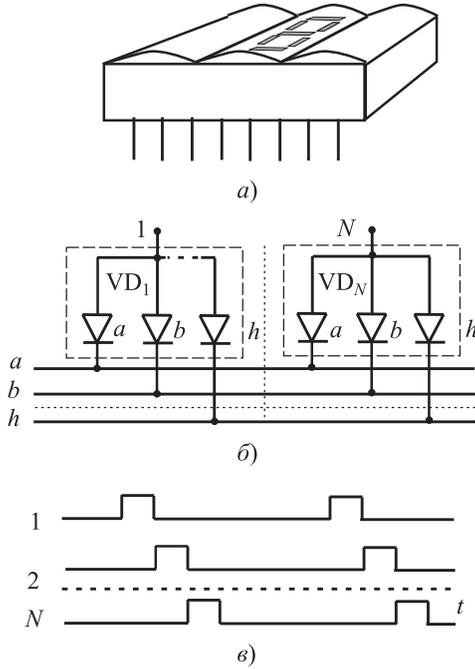


Рис. 4.10. Многоместный знакоиндикатор: *a* — конструкция; *б* — схема включения; *в* — временная диаграмма

намическом режиме. Стандартный размер матричных индикаторов 7×5 (АЛС363), 8×8 (АЛС347), но существуют и индикаторы размером 64×64 . Яркость серийных матричных индикаторов находится в диапазоне 200×300 Кд/м² при токе 1 мА.

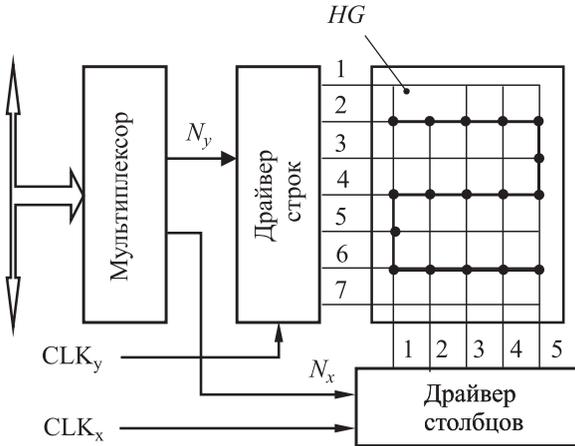


Рис. 4.11. Управление матричным индикатором

При координатной выборке управление уже настолько сложное, что оно осуществляется или микроконтроллером, или специальными микросхемами (514 серия). Из таких матричных СИДов может набираться матричное «панно», для управления требуется микропроцессор.

Достоинством матричных индикаторов является возможность отображения любого типа информации (буквенной, цифровой, графической). Кроме того, отказ любого СИД не приводит к потере информации, а только ухудшает качество отображения.

Помимо сегментных и матричных индикаторов существуют *шкальные индикаторы*, в которых излучающие элементы располагаются в линию (до 100 штук). Они позволяют отображать на шкале, например, «бегущую» точку, термометрический код и т. д. Схемы управления шкальными индикаторами имеются в 155-й серии элементов. Основное применение — аудиоаппаратура, видеоаппаратура и системы управления (табло для операторов). Точность представления информации в шкальных индикаторах, естественно, ограничена, однако наглядность выше и утомляемость оператора значительно меньше.

Наконец, упомянем менее распространенные *мнемонические СИДы* (по западной терминологии — кластеры) для отображения некоторой специальной информации: предупреждение о возникновении пожара или аварийной ситуации, указание направления движения и т. д.

Достоинства СИД:

- большая яркость;
- надежность (наработка на отказ свыше 50÷100 тыс. часов);
- стандартный температурный диапазон;
- высокое быстродействие (частота переключения не менее 1 мГц, могут использоваться в оптоэлектронных линиях связи);
- совместимость с микроэлектронными схемами управления;
- большая цветовая гамма, включая СИД белого цвета;
- могут заменять лампы накаливания в индикационных табло, что дает 80÷90% экономии электроэнергии.

Недостатки СИД:

- сравнительно большая потребляемая мощность — до 40 мВт на пиксел;
- деградация световых характеристик: в течение срока службы (обычно не менее 25 000 ч) деградация может достигать 30÷50% (степень деградации зависит от плотности тока и температуры);
- большая температурная нестабильность (1÷2% /°C);
- сравнительно высокая стоимость.

В разработку СИД большой вклад внесли отечественные ученые. Еще в 1922 г. свечение кристаллического детектора было обнаружено советским ученым О. В. Лосевым («эффект Лосева»). Это дало толчок к последующим исследованиям, завершившимся в 60-е годы выпуском в США первых промышленных образцов СИД на основе соединений GaAsP/GaP. В 70-е годы ушедшего века Ж. Алферов с сотрудниками разработал СИДы на двойных гетероструктурах (Нобелевская премия 2000 г.), в которых квантовый выход в красной части спектра повышен с 0,1 до 15÷30%.

Одним из последних достижений является изобретение в 1994 г. Никамурой синего СИД с квантовой эффективностью более 6% (сейчас 15÷20%) на основе твердых растворов нитридов (GaN, InGaN, AlGaN), что открыло путь к созданию источников белого цвета. Примером являются экономичные суперяркие фонарики с КПД до 75%, срок службы которых от одной батарейки емкостью (зарядом) в 0,12 А·ч составляет сотни часов (в фонариках с лампочками накаливания не превышает 1–2 ч).

В целом, по совокупности характеристик СИД (табл. 4.3) являются непревзойденными средствами отображения информации.

Сейчас ведутся интенсивные работы по созданию СИД на низкомолекулярных органических веществах **OLED** (Organic Light Emitting Diodes) и излучающих полимерах **PLED** (Polymer Light Emitting Diodes). Термин «органический» имеет отношение к материалу между электродами. При протекании тока через эту субстанцию излучается свет. Органические СИД обеспечивают очень высокую контрастность, что позволяет использовать их при высоких уровнях освещенности, и к тому же они могут монтироваться на гибком основании (стекла очков, лобовые стекла авто, наשלменные дисплеи) и вкрапливаться в ткань одежды, что позволяет, например, маскировать человека.

Широкое применение OLED-индикаторов в настоящее время сдерживается их сравнительно низким ресурсом — органика, как правило, деградирует после нескольких тысяч часов работы. Однако некоторые современные OLED-дисплеи имеют ресурс в 10 000 ч, что достаточно для многих мультимедийных приложений.

OLED уже нашли применение в дисплеях мобильных телефонов и серийном телевизоре Sony XEL-1-11 с разрешением 960 × 540 пикселей, контрастностью экрана 1 000 000 : 1 и потребляемой мощностью 25 Вт. В ближайшее время планируется выпуск телевизора с диагональю в 21".

Таблица 4.3

Светоиндикаторные диоды (СИД), полупроводниковые сегментные индикаторы и шкальные индикаторы (ШИ)

Модель	Цвет свечения	Максимум спектральной чувствительности, нм	Сила света, мкд/ ток, мА	Падение напряжения, В	Максимальный ток, мА	Тип корпуса/ установочный размер	Примечание
АЛ310А	Красный	670	0,6/10	2	12	П*/ Ø5,3	СИД
ИПД04-1К	Красный	700	15/10	2	30	М**/ Ø4,95	СИД
КИПМ04В-1К	Красный	700	1/10	2	30	П/ Ø5,0	СИД
АЛ360Б	Зеленый	555	0,6/10	1,7	20	М/ Ø4,8	СИД
КИПМ04В-1Л	Зеленый	560	0,4/20	2,8	30	П/ Ø5,0	СИД
АЛ307ЖМ	Желтый	560, 700	3,5/10	2,5	22	П/ Ø5,3	СИД, два спектр. максимума
ЗЛ341Е	Желтый	555, 690	0,5/10	2,8	22	М/ Ø4,95	То же
КИПД02Е-1Ж	Желтый	630	0,65/5	2,5	20	П/ Ø2,5	СИД
КЛД910А	Синий	466	0,15/3	12	8	М/ Ø4,8	СИД

Окончание таблицы 4.3

Модель	Цвет свечения	Максимум спектральной чувствительности, нм	Сила света, мкд/ ток, мА	Падение напряжения, В	Максимальный ток, мА	Тип корпуса/ установочный размер	Примечание
АЛС324А	Красный	660	0,15/20 (на сегмент)	2,5	25	П/ 10,2×19,5	Высота знака Н = 7,5 мм
КЛЦ201А	Красный	650	2/20 (на сегмент)	4	25	П/ 22×28	Н = 11мм
АЛС329А	Красный	670	0,05/3 (на сегмент)	1,85	5	П/ 6,5×15	Н = 2,5 мм/4 шт.
КЛЦ302А	Зеленый	560	2/20 (на сегмент)	6	25	П/ 22×28	Н = 18 мм
АЛС321А	Желтый	560, 610	0,12/20 (на сегмент)	3,6	25	П/ 10,2×19,5	Н = 7,5 мм, два спектр. максимума
АЛС342А	Желтый	580	0,45/20 (на сегмент)	3,5	25	П/ 10,2×19,5	Н = 7,5 мм
КЛЦ402А	Желтый	570	2/20 (на сегмент)	6	25	П/ 22×28	Н = 18 мм
АЛС345А	Красный	670	0,2/10 (на сегмент)	2,2	12	П/ 3,8×8,75	ШИ/ 1,5×1,25мм/ 8 шт.
АЛС362Н	Зеленый	556	0,15/10 (на сегмент)	2	12	П/ 4,9×9,95	ШИ/ 1,5×1,25мм/ 8 шт.
АЛС362И	Желтый	580	0,15/10 (на сегмент)	2	12	П/ 3,8×8,75	ШИ/ 1,5×1,25мм/ 8 шт.

4.3. Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ)

Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ) являются альтернативой СИД, так как потребляют в 1000 раз меньшую мощность. Основу составляют жидкие кристаллы (ЖК). Это органические вещества, обладающие как свойствами жидкости (текучесть), так и свойствами кристаллического вещества (упорядоченная структура, анизотропия свойств в разных направлениях, двулучепреломление под действием приложенного напряжения и т. д.). Свои свойства ЖК сохраняют в ограниченном температурном диапазоне $\Delta T \approx -40 \div +70$ °С. Ниже T_{\min} ЖК «замерзает», выше T_{\max} — «тает», т. е. переходит в жидкую фазу. У ЖК отсутствует кристаллическая решетка, но есть определенная упорядоченность ориентации молекул.

Анизотропия свойств ЖК (электрическая, оптическая, геометрическая) проявляется в ряде электрооптических эффектов — управляемое поглощение, рассеяние, отражение, поляризация, которые вызывают модуляцию светового потока.

1. Поглощение и пропускание света ЖК. Наиболее известны *нематические* (нитевидные) ЖК, в которых имеется послойная ориентация молекул. Если слой нематического ЖК толщиной около 10 мкм поместить между двумя стеклянными пластинками (рис. 4.12, а), то молекулы ЖК выстраиваются преимущественно вдоль образующих пластинок (поведение молекул является статистическим процессом). Ориентация молекул задается граничными условиями, создаваемыми на внутренней поверхности стеклянных пластинок, например грубой шлифовкой в определенном направлении. Пропускание светового потока равно по определению

$$\tau_1 = \frac{\Phi_1}{\Phi_0} < 1.$$

Если на внешнюю поверхность стеклянных пластинок нанести тонкие прозрачные электроды и приложить к ним постоянное электриче-

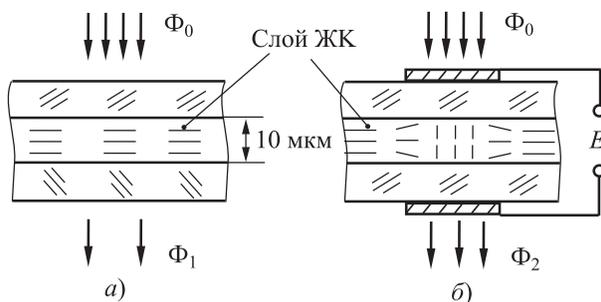


Рис. 4.12. Принцип поглощения и модуляции света посредством ЖК:
а — в отсутствие поля; б — с внешним полем

ское напряжение амплитудой $10 \div 20$ В (рис. 4.12, б), то под электродами произойдет ориентация молекул вдоль электрического поля (повернется оптическая ось ЖК), пропускание увеличится и составит

$$\tau_2 = \frac{\Phi_2}{\Phi_0} > \tau_1.$$

Таким образом, на просвет может быть отображен символ, имеющий конфигурацию нанесенных электродов. Это и есть простейший ЖК-индикатор (ЖКИ). При снятии напряжения исходная ориентация молекул медленно восстанавливается за счет упругих сил ЖК. В силу этой инерционности цикл электрооптического переключения свойств (включение/выключение) в нематиках, даже при условии применения более сложного двухчастотного управления (изменяет знак анизотропии) и приложения напряжения в десятки вольт, может быть уменьшен лишь до миллисекунды. Если на электроды подавать, например, переменный сигнал, то будет осуществляться модуляция света — ЖК-модулятор. ЖКИ является индикатором пассивного типа, т. е. нуждается во внешней подсветке.

2. Поляризация. Если к торцам ЖК приложить напряжение E (рис. 4.13, а), то молекулы ЖК ориентируются вдоль поля и образуют своеобразную дифракционную решетку. Поэтому световой поток с круговой поляризацией на входе будет иметь на выходе преимущественную поляризацию H_1 . Если теперь приложить напряжение E к другим (ортогональным) торцам ЖК (рис. 4.13, б), то соответственно поляризация изменится на H_2 .

Если две таких пластинки поместить друг за другом в проходящем свете и подать на них соответственно напряжения E_1 и E_2 , то на выходе получим нулевой поток. На таком принципе построен оптический поляризационный затвор, который применяют в лазерной технике, в оптоволоконных линиях связи и т. д.

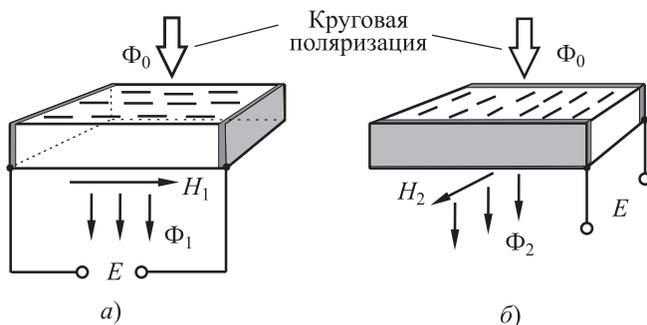


Рис. 4.13. Поляризация светового потока с помощью ЖК:
а — продольная; б — поперечная

3. Твист-эффект. Twist в переводе на русский означает кручение, скручивание. Для получения твист-эффекта стеклянные пластины подвергается специальной технологической обработке.

Представим себе, что стеклянные пластины имеют на внутренней стороне так называемый *ориентант* (например, «грубые» царапины, полученные грубой шлифовкой или травлением, или тонкую растянутую полимерную пленку). Тогда молекулы ЖК в прилегающих к пластине слоях будут сориентированы преимущественно вдоль этих царапин.

Для получения твист-эффекта используются две стеклянные пластины *1* с ортогональными ориентантами (рис. 4.14, *а*). Поэтому в промежутке *б* между пластинами под действием межмолекулярных сил ЖК идет постепенное скручивание осей молекул ЖК (*4, 5*) на угол $\varphi = hc$, где c — постоянная скручивания (в ЖК $c \approx 5 \cdot 10^3$ °/мм). Чтобы повернуть молекулу на 90° , необходимо иметь толщину слоя ЖК $h \approx 90/(5 \cdot 10^3) = 18$ мкм. Свет на выходе такого пакета будет иметь поляризацию, ортогональную плоскости чертежа.

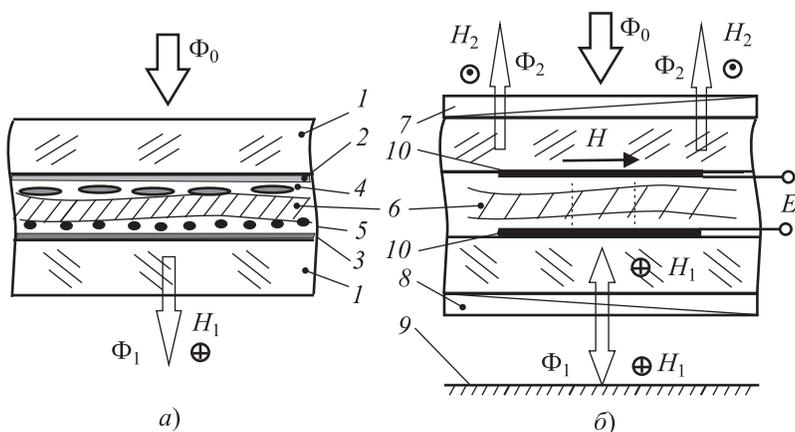


Рис. 4.14. ЖКИ на твист-эффекте: *а* — поляририд на твист-эффекте; *б* — структура ЖКИ, работающего на отражение

Заметим, что твист-эффект аналогичен известному эффекту двойного лучепреломления в кварце, однако у кварца постоянная скручивания значительно меньше ($c = 18$ °/мм). Большинство ЖКИ разработано на твист-эффекте.

Типичная структура ЖКИ приведена на рис. 4.14, *б*. На внутренней стороне двух стеклянных пластин с ортогональными ориентантами наносятся прозрачные электроды *10* из оксида олова (SnO) или диоксида индия (InO_2) толщиной в доли микрометра, а на внешней наносятся пленочные поляририды *7* и *8* с соответствующими ортогональными векторами поляризации H и H_1 .

Как и в предыдущем случае, при засветке потоком Φ_0 верхний поляроид 7 пропустит свет с поляризацией H , а ЖК повернет поляризацию до H_1 . Поэтому за вторым ортогональным поляроидом 8 будет наблюдаться свет Φ_1 с поляризацией H_1 , совпадающей с поляризацией поляроида 8. Если к электродам приложить напряжение, то ориентация молекул в ЖКИ нарушится, и свет на выход не пройдет. По такому принципу работает ЖКИ на мониторах (с внутренней подсветкой). Конфигурация электродов определяет выводимый символ. Толщина пакета ЖКИ не превышает 2 мм.

Для того чтобы ЖКИ работал без внутренней подсветки, за вторым поляризатором устанавливается отражающее зеркало 9. Тогда в отсутствие управляющего напряжения на электродах поток Φ_1 с поляризацией H_1 отразится от зеркала 9, опять «войдет» в ЖКИ, скрутится в нем еще на 90° , и из ЖКИ в обратном направлении выйдет поток Φ_2 с поляризацией H_2 (рис. 4.14, б). При подаче управляющего напряжения эффект скручивания пропадает и свет на выход не проходит.

В цветных индикаторах используется эффект «гость–хозяин», когда в ЖК-кристалл добавляются окрашенные молекулы, которые создают какую-то цветовую гамму. При нарушении (разрушении) твист-эффекта эта цветовая гамма пропадает.

При практической реализации ЖКИ необходимо решить ряд сложных технологических проблем:

- разработать технологию предварительной ориентации прилегающих слоев ЖК — напыление, травление, грубая шлифовка, нанесение полимерных пленок и т. д.;
- жестко (с высокой точностью) зафиксировать зазоры между пластинами с помощью калиброванных стеклянных шариков-спейсеров диаметром $10\div 20$ мкм;
- отработать беспузырную технологию заливки ЖК в микронные зазоры между пластинами вакуумную заливку с последующей герметизацией;
- разработать технологию контактирования ЖКИ со схемой управления (дает 80% всех отказов в ЖКИ), исключая пайку и отслаивание электродов; контактирование осуществляется с помощью проводящей резины.

Технологический процесс производства ЖКИ должен исключать появление каких-либо неоднородностей, которые под действием очень высокой напряженности поля внутри ЖК (доходит до 10^6 В/м), могут вызвать локальный пробой ЖК.

Воспроизведение оттенков и полутонов достигается путем регулирования ступенчатого коэффициента пропускания пиксела (обычно до 256 градаций). Дальнейшее увеличение числа градаций затруднено по причине малой протяженности линейной зоны на передаточной

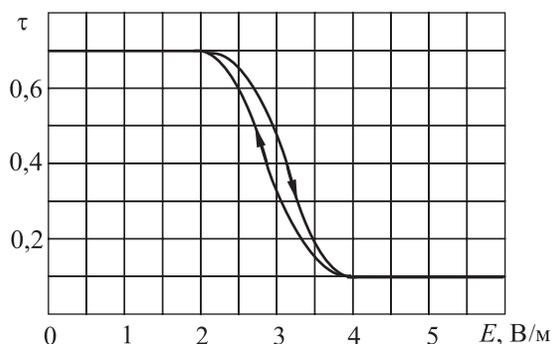


Рис. 4.15. Типичная передаточная характеристика ЖК-пиксела с твист-эффектом: τ — пропускание пиксела; E — напряженность поля

характеристике $\tau(E)$ (рис. 4.15). Кроме того, пропускание пиксела $\tau(E)$ из-за наличия гистерезиса зависит от направления переключения.

Достоинства традиционных ЖКИ:

- малое энергопотребление — не более 2 мкА/см^2 , что без учета подсветки на три порядка меньше, чем у СИД;
- высокий ресурс — не менее 30 лет;
- малая толщина;
- возможность отображения любого вида информации;
- совместимость с МДП-схемами управления;
- улучшение контраста при высокой освещенности.

Недостатки традиционных ЖКИ:

- сравнительно низкий температурный диапазон — типично $-20 \div +50 \text{ }^\circ\text{C}$;
- низкое быстродействие — постоянная включения/выключения достигает долей секунды;
- ограниченное поле зрения — не превышает $\pm 30 \div 60^\circ$;
- сравнительно низкий контраст — у традиционных ЖКИ не превышает $40 : 1$, у усовершенствованных ЖКИ доведен до $100 : 1$, при этом у СИД не менее $200 : 1$;
- более сложные, чем у СИД, схемы управления (драйверы), поскольку управляющие сигналы не должны содержать постоянной составляющей, наличие которой приводит к «сшиванию» (слипанию) молекул ЖК;
- недостаточная радиационная стойкость.

Качество универсальных матричных ЖКИ существенно улучшилось после изобретения в 1975 г. тонкопленочных МДП-транзисторов (ТПТ), которые наносятся на подложку над каждым пикселом. Вы-

борка ТПТ осуществляется координатным способом, подачей открывающего напряжения на затвор ТПТ. При этом заряжается пиксел-конденсатор, являющийся элементом памяти при последующем закрытии ТПТ. Это состояние сохраняется до следующего цикла сканирования изображения (1/60 с). Применение активных ЖКИ, промышленный выпуск которых начался с конца 1990-х годов, позволило значительно повысить информационную емкость и разрешающую способность (размер пиксела 30×30 мкм), быстродействие (время реакции $15 \div 25$ мс), контраст (свыше 100:1) и угол обзора (до $\pm(80 \div 170)^\circ$) дисплеев. Благодаря новым технологиям контраст и угол обзора перестали быть слабым местом ЖКИ. Правда, процент выхода годных активных ЖКИ не превышает 50%.

Некоторые характеристики традиционных цифровых многоцветных ЖК-индикаторов приведены в табл. 4.4.

4.4. Газоразрядные индикаторы

В газоразрядных индикаторах (ГРИ) используется излучение, возникающее при тлеющем разряде вокруг отрицательного электрода в среде инертного газа. Видимое излучение создается плазмой — облаком ионов и электронов высокой энергии. Простейшим ГРИ является неоновая лампочка, в которой колба заполнена неоном с добавкой небольшого количества паров ртути. Механизм образования светящейся плазмы состоит из начальной ионизации атомов ртути, которые, ускоряясь к катоду, бомбардируют атомы неона, переводя их в возбужденное состояние. При переходе электронов на стабильные уровни возникает излучение. Цвет свечения зависит от состава инертного газа.

Область применения ГРИ значительно расширилась с появлением матричных газоиндикаторных панелей (ГИП) или плазменных панелей, в которых изображение создается из множества светящихся точек. Основу ГИП составляют две системы ортогональных металлических электродов, отделенных друг от друга диэлектрическим сепаратором с отверстиями в зоне пересечения электродов (рис. 4.16). Сепаратор помещается между двумя герметизируемыми стеклянными *пластинами*, выполняет функции механического каркаса для закрепления электродов и локализует разряд.

Типичная вольт-амперная характеристика (ВАХ) ГРИ имеет вид S-образной кривой (рис. 4.17). При низких напряжениях (участок 1) разряд отсутствует, ток невелик. Но при достижении напряжения зажигания $U_3 = 150 \div 400$ В начинается лавинообразный процесс ионизации, нарастание тока и возникает тлеющий разряд (участок 2). Для ограничения тока во внешней цепи ГРИ должно устанавливаться токоограничивающее сопротивление. При отсутствии токоограничива-

Таблица 4.4

Многозарядные жидкокристаллические индикаторы

Тип индикатора	Количество знаков	Контраст знака по отношению к фону, %	Управляющее напряжение номинальное/предельное, В	Частота управления/номинальная/предельная, Гц	Ток индикатора, мкА	Допустимое значение постоянной составляющей в сигнале управления, мВ	Время включения/выключения, мс	Табаритные размеры, мм	Примечание
ИЖКЦ3-6/17	6	90	9/4÷10	64/30÷300	45	50	400/400	40,2×111×7,6	Работа на просвет
ИЖКЦ1-6/5	6	85	3/5÷10	32/30÷1000	0,7	50	200/300	14,3×24,5×1,6	Работа на отражение
ИЖКЦ1-4/18	4	87	7/2,4÷6	50/30÷1000	1000	70	300/500	40×80×8	Работа на отражение
ИЖКЦ2-4/5	4	83	2,7/2,4÷6	64/30÷1000	1	130	300/400	14×23,5×2,1	Работа на отражение
ИЖКЦ1-8/5	9	83	6/5,4÷6,3	120/60÷180	8	-	350/350	24,5×49×3,2	Мультиплексный режим 3:1, работа на отражение
ЦИЖ-4-1	9	90	20/10÷30	50/30÷70	100	200	400/400	42,1×75,5×5	Работа на отражение

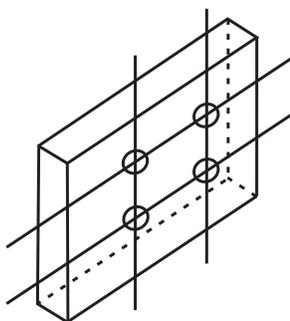


Рис. 4.16. Конструкция ГИП

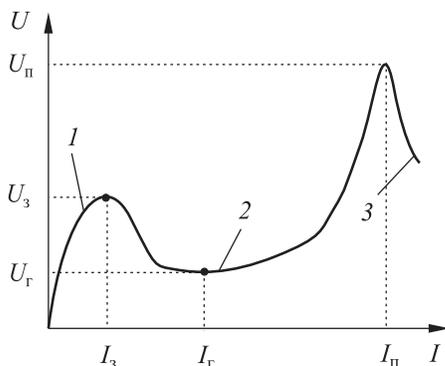


Рис. 4.17. ВАХ ГРИ

ющего сопротивления и дальнейшем увеличении напряжения может возникнуть дуговой разряд (участок 3). Тлеющий разряд поддерживается при напряжениях горения U_r значительно меньших U_3 (типично $U_r \approx 0,5U_3$). Чтобы выключить ГРИ, следует уменьшить напряжение на нем до величин, меньших напряжения горения.

ГРИ обладают высокой яркостью (свыше 150 кд/м^2) и сравнительно низкой экономичностью (ток потребления $2\div3 \text{ мА/пиксел}$). Если к ГРИ прикладывается знакопеременное поле, то попеременно около обоих электродов возникает свечение, которое может модулироваться до частот в $20\div25 \text{ кГц}$. При наличии начальной ионизации время включения может быть уменьшено до единиц микросекунд. Таким образом, ГРИ принципиально могут работать как на постоянном, так и на переменном токе.

В простых устройствах отображения цифровой и знаковой информации нашли широкое применение индикаторные лампы тлеющего разряда. Их особенностью является наличие нескольких фигурных катодов в одном баллоне. Катоды, каждый из которых имеет вид своего изображаемого знака, располагаются пакетом друг за другом. Они также могут иметь вид сегментов, расположенных в плоскости и образующих требуемый знак. В обоих случаях свечение возникает между общим анодом и теми катодами, на которые подано рабочее напряжение. Для управления цифровыми ГРИ выпускаются специальные высоковольтные дешифраторы, например 155ИД3.

Существуют два основных типа ГИП: постоянного и переменного тока.

Среди ГИП *постоянного тока* наибольшее распространение получили ГИП с самосканированием. В них возможен параллельный ввод информации во все строки, что значительно упрощает управляющие цепи. Схема и временная диаграмма ГИП на постоянном токе приведена на рис. 4.18.

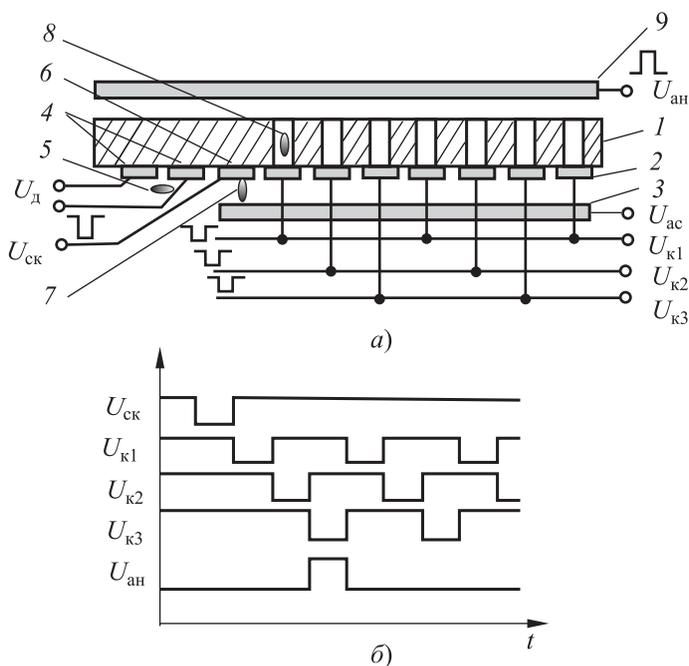


Рис. 4.18. Принцип работы ГИП на постоянном токе:
а — конструкция; б — временные диаграммы

Основным элементом является сепаратор 1 , под которым располагается система электродов. Одна группа полупрозрачных электродов 2 ($U_{к1}$, $U_{к2}$, $U_{к3}$) располагается под перфорированными отверстиями, заполненными инертным газом, и объединена в трехфазную систему. Ниже располагается анод сканирования 3 , на который подается напряжение U_{ac} . В левой части каждой строки находится пара вспомогательных электродов 4 , между которыми под действием напряжения $U_{д}$ постоянно горит невидимый наблюдателю дежурный разряд 5 . Там же располагается стартовый катод 6 , на который в начале сканирования строки подается стартовый отрицательный импульс $U_{ск}$.

Под действием начальной ионизации от дежурного разряда 5 сравнительно быстро поджигается стартовый катод, а при подаче фазовых напряжений сканирующий разряд 7 перемещается вдоль строки. Сканирующий разряд горит между катодами и анодом и практически не виден наблюдателю. Для зажигания основного заряда 8 на анод индикатора 9 подается положительный импульс. Ячейки (пиксели) ГИП с самосканированием не нуждаются в токоограничении, так как работают в динамическом режиме. После окончания сканирования первой строки начинается сканирование следующей и т. д.

Принципиальным преимуществом самосканирования является высокое быстродействие и малое количество выводов. На принципе самосканирования реализуются шкальные ГРИ. Однако плазменные панели постоянного тока не способны запоминать информацию и требуют регенерации изображения.

Этот недостаток отсутствует в ГИП переменного тока, в которых электроды гальванически изолированы от газовой смеси диэлектриком и по существу пиксел представляет собой конденсатор. При подаче на обкладки конденсатора напряжения зажигания возникает тлеющий разряд в газе, и изолированная плазма создает обратный потенциал, препятствующий горению. Если в соответствующий момент времени изменить полярность приложенного напряжения, то его поле совпадет с полем еще тлеющего разряда и вновь возникнет разряд в газе. Таким образом, если какая-либо ячейка была включена, то ее горение может поддерживаться подачей внешнего напряжения переменной полярности и необходимой частоты. Это напряжение также значительно меньше напряжения первоначального зажигания, поскольку оно складывается с напряжением на обкладках конденсатора. Данная ячейка не требует применения токоограничивающих резисторов — их роль, как и в предыдущем случае, выполняет реактивное сопротивление конденсатора.

Конструкция ГИП переменного тока показана на рис. 4.19, *а*. На двух стеклянных подложках *1* расположены наборы параллельных ортогональных проводников *2* и *3*, покрытых слоем прозрачного диэлектрика *4*. Между подложками находится герметизированная газовая смесь *5*, которая поджигается выбором элементов матрицы.

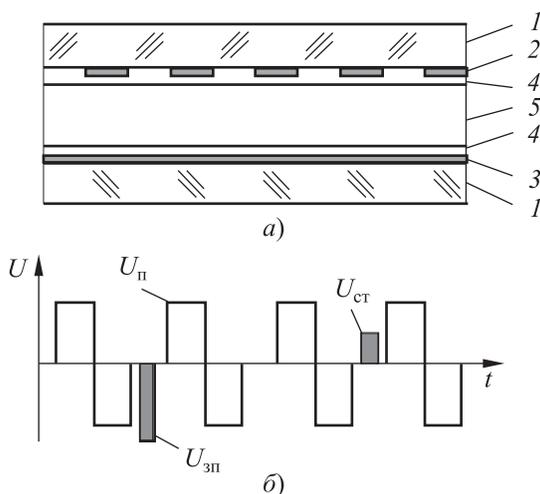


Рис. 4.19. ГИП переменного тока: *а* — конструкция; *б* — временная диаграмма

Яркость пикселей, образующих мозаичное изображение, достаточно велика и не зависит от размерности матрицы. Для управления такой панелью требуется соответствующая диаграмма управления (рис. 4.19, б). Импульса напряжения горения амплитудой U_r недостаточно для возникновения разряда, но достаточно для поддержания горения. Для селективного перевода пикселей из одного состояния в другое используются стабилизированные по амплитуде импульсы записи $U_{зп}$ и стирания $U_{ст}$, синхронизированные с поддерживающим напряжением U_r . Такой тип ГИП обладает яркостью в 2–3 раза большей, чем ГИП постоянного тока, и отсутствием мерцания изображения. Данный принцип работы позволяет осуществлять покадровую смену изображений без циклической регенерации.

Современные ГИП имеют ряд важных преимуществ перед другими типами индикаторов:

- плоскостность экрана — толщина 10÷20 мм;
- сравнительно высокая разрешающая способность — минимальный размер пиксела около 0,3÷0,5 мм;
- высокая информационная емкость — созданы панели с матрицей 1024 × 1024;
- высокая яркость — свыше 350÷1000 кд/м², обеспечивающая четкое воспроизведение информации при освещенности до 75 000 лк, что соответствует прямому солнечному освещению;
- широкий угол зрения — до ±80°;
- высокая контрастность — свыше 300 : 1;
- высокая надежность — более 3 · 10⁴ ч в полном температурном диапазоне –60÷85 °С и при жестких механических нагрузках;
- безопасность для обслуживающего персонала — отсутствие электромагнитного излучения;
- возможность наращивания больших информационных панно из сравнительно небольших (64 × 64) ГИП.

Недостатком ГИП, как указывалось, является низкий КПД — 0,1÷0,3 лм/Вт, достаточно большие рабочие напряжения — сотни вольт, сложные системы управления и большое энергопотребление, которое оценивается на уровне около 0,35 Вт/см².

Несмотря на указанные недостатки ГИП наряду с ЖКИ остаются одними из самых распространенных индикаторных устройств, особенно для систем коллективного пользования.

4.5. Электролюминесцентные индикаторы (ЭЛИ)

Электролюминесцентное излучение возникает в результате приложения электрического поля к люминоформному материалу. Свечение связано с ударным возбуждением люминофоров потоком

электронов высокой энергии (предпробойная электролюминесценция), для чего требуется достаточно большая напряженность поля порядка $(0,1 \div 1,0) \cdot 10^6$ В/см. Интенсивность излучения зависит от напряженности поля, а также частоты его изменения, если поле переменное.

Наиболее распространенным люминофором является сульфид цинка, легированный медью ($ZnS:Cu$), марганцем ($ZnS:Mn$) и некоторыми другими элементами. От типа люминофора и количества примесей зависит интенсивность и цвет свечения, перекрывающий практически всю видимую область спектра. Наибольшей яркостью обладают люминофоры лимонно-желтого и зеленого свечения.

В УОИ наибольшее распространение получили два типа электролюминесцентных индикаторов (ЭЛИ): на основе порошкообразных люминофоров, возбуждаемых постоянным полем, и на основе тонких пленок, возбуждаемых переменным полем.

Рассмотрим *тонкопленочные ЭЛИ*, которые работают на переменном токе и в настоящее время являются наиболее технологичными, надежными и перспективными приборами. Конструктивно тонкопленочные ЭЛИ представляют собой сложную слоистую структуру, которая создается на подложке методами вакуумного напыления (рис. 4.20).

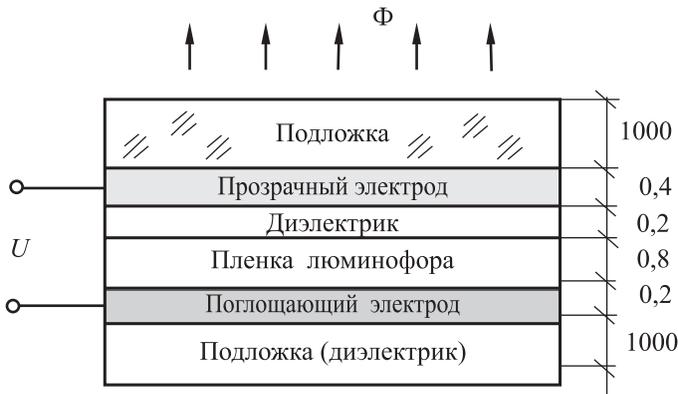


Рис. 4.20. Структура тонкопленочного ЭЛИ

Тонкий слой люминофора (размеры на рис. 4.20 приведены в микрометрах) размещается между слоями диэлектрика, на которые напылены проводящие электроды. Один из электродов является прозрачным (тонкие пленки оксида олова (SnO_2), имеющие прозрачность около 80%), а другой поглощающим, повышающим контрастность изображения. Таким образом, элемент ЭЛИ представляет собой конденсатор. После приложения к электродам переменного напряжения начинается свечение люминофорной панели. При необходимости

форма электродов может быть сделана фигурной, что дает возможность высветить определенные знаки, фигуры и транспаранты.

Характерной особенностью тонкопленочных ЭЛИ является нелинейная зависимость яркости L [кд/м²] и световой отдачи μ [лм/Вт] от приложенного напряжения (рис. 4.21).

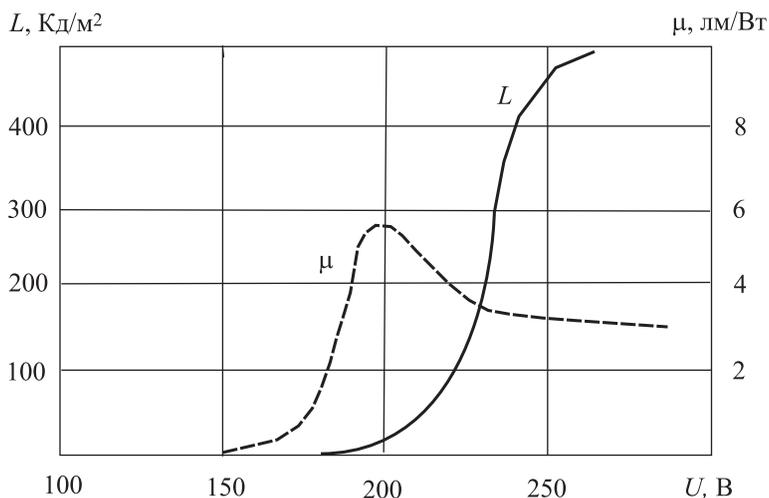


Рис. 4.21. Зависимость яркости L и световой отдачи μ ЭЛИ на ZnS:Mn от напряжения

Такая характеристика, а также отсутствие свечения ниже порогового уровня облегчают конструирование тонкопленочных ЭЛИ и панелей с матричной формой управления, когда координатные управляющие электроды выполняются в виде тонких параллельных шин. Переменное питающее напряжение прикладывается к шинам с помощью высоковольтных ключей. При этом обеспечивается свечение пиксела, который расположен на пересечении активной пары электродов. Изменяя амплитуду и частоту управляющего напряжения, можно менять яркость ЭЛИ и даже цвет его свечения.

Наиболее благоприятно синусоидальное управляющее напряжение (крутые фронты могут пробить диэлектрик) с амплитудой 100÷250 В и частотой 50÷2000 Гц. Для управления ЭЛИ выпускаются специальные микросхемы, например в серии 1224, а получение высоковольтных напряжений осуществляется с помощью схем интегральных конверторов DC/AC.

Достоинства тонкопленочных ЭЛИ:

- высокая технологичность;
- малая толщина панелей (плоская конструкция) и возможность изготовления ЭЛИ на гибком основании;
- большой угол обзора — более 160°;

- сравнительно высокое быстродействие — время отклика менее 1 мс;
- высокое разрешение — $0,2 \div 0,8$ мм/пиксел;
- хорошие эксплуатационные и надежность характеристики — температурный диапазон $-50 \div +80$ °С, ресурс $(0,2 \div 1,0) \cdot 10^5$ ч.

В то же время серийные ЭЛИ характеризуются:

- средней яркостью — до 150 кд/м²;
- средней контрастностью — до $150 : 1$;
- средней светоотдачей — зависит от яркости и достигает $1 \div 1,5$ лм/Вт.

Определенные проблемы связаны с применением высоковольтных напряжений, высоковольтных ключей и деградацией люминофоров. Широкое распространение ЭЛИ находят также в качестве подсвечивающих панелей ЖКИ (обладают высокой равномерностью подсветки) и пультов операторов.

Последние достижения в области ЭЛИ связаны с применением органических люминофоров, в которых рабочие напряжения уменьшены (до $5 \div 6$ В), увеличена светоотдача (до 20 лм/Вт) и улучшены другие светотехнические и эргономические характеристики — пиковая яркость, угол зрения, контраст. Матричные ЭЛИ с органическими люминофорами уже нашли применение в дисплеях сотовых телефонов.

Глава 5

Системы сбора данных (ССД) измерительных преобразователей

5.1. Общие сведения об интегральных ССД

5.1.1. Архитектура ССД

Повсеместное внедрение микропроцессорной техники привело к созданию аналого-цифровых сигнальных процессоров или просто сигнальных процессоров (СП) (в англоязычной литературе ADSP — analog-digital signal processor). СП предназначены для ввода, преобразования в код и обработки сигналов датчиков и выдают либо управляющие воздействия, либо стыкуются с устройствами отображения информации и более мощными процессорами верхнего уровня управления. В любом случае СП включает в себя систему сбора данных (ССД). ССД является неотъемлемой частью современных информационно-измерительных систем (ИИС), начиная от простейших измерений физических характеристик различных технологических процессов до сложнейших испытательных комплексов космических аппаратов. Хотя в общем случае в ИИС может поступать информация как в аналоговом, так и в цифровом виде, и значительная часть ИИС состоит из цифровых блоков, в дальнейшем будут рассматриваться особенности схемотехники *аналоговых* узлов ССД.

Типичная структура ССД, работающая в многоканальном режиме, приведена на рис. 5.1. Помимо входного аналогового мультиплексора (МХ) она содержит программируемый усилитель (ПУ) или усилитель с программируемым коэффициентом усиления (PGA — program gain amplifier), устройства выборки и хранения (УВХ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и источник опорного напряжения (ИОН).

АЦП предназначен для преобразования входного сигнала U_x в пропорциональный цифровой код N_x . Для приведения сигналов к разрешенному диапазону преобразования используется операция масштабирования, которая осуществляется с применением ПУ. На время преобразования входная величина должна фиксироваться в аналоговом УВХ. Результат преобразования обычно запоминается

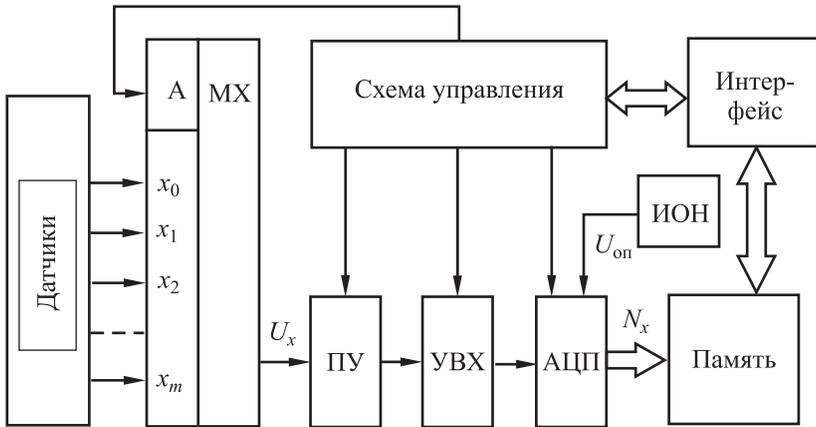


Рис. 5.1. Структурная схема системы сбора данных

в памяти и через интерфейс выдается потребителям. Режимы и работа ССД осуществляются под управлением специальной схемы — микроконтроллера. Разумеется, возможны и другие варианты построения ССД, которые будут отличаться быстродействием, стоимостью и другими характеристиками. Но в любом случае ССД содержит развитую цифровую и аналоговую часть, центральное место в которой занимает АЦП. Характеристики АЦП в решающей степени определяют характеристики ИИС и систем управления. В состав многих современных ССД и АЦП входят и обратные цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), которые также нуждаются в рассмотрении.

К настоящему времени созданы высокоинтегрированные ССД на одном кристалле, что значительно упрощает задачу разработчиков при проектировании ИИС. Однако грамотное применение ССД невозможно без понимания схемотехники базовых АЦП/ЦАП. Это объясняется тем, что перечень однотипных аналоговых микросхем с близкими характеристиками на рынке зачастую превышает несколько сотен (например, фирма Maxim разрабатывает по одной новой микросхеме в день). Кроме того, наукоемкость современных ССД очень велика, что требует прочных знаний в области аналоговой схемотехники, микроэлектроники, метрологии, цифровой обработки сигналов.

В ИИС требования к быстродействию значительно снижены по сравнению с медийными приложениями и системами связи. В то же время требования к точности, разрешению, стабильности, помехозащищенности, потребляемой мощности могут быть очень высоки. Поэтому схемотехника ССД будет рассматриваться с учетом этих обстоятельств. Наконец, без понимания схемотехники ССД невозможно ориентироваться в работе СП, которые находят широкое применение в информационно-управляющих системах (ИУС).

5.1.2. Процессы дискретизации функций

Процесс преобразования непрерывной величины в дискретную заключается в представлении непрерывной величины последовательным во времени рядом ее мгновенных, квантованных по уровню значений. При этом преобразовании обычно имеют место два вида квантования:

- 1) квантование во времени;
- 2) квантование по уровню.

Процесс квантования вносит в преобразуемую информацию ряд специфических погрешностей.

5.1.2.1. Квантование во времени

Квантование во времени непрерывных сообщений есть процесс преобразования функции непрерывного времени $x(t)$ в функцию дискретного времени $x_i(t)$, представляемую совокупностью координат (величин), по значениям которых может быть получена оценка $x^*(t)$ исходного непрерывного сообщения.

В самом общем виде дискретное представление непрерывного сообщения $x(t)$ на интервале T совокупностью координат сообщения x_0, \dots, x_n и последующее восстановление по ним исходного сообщения $x^*(t)$ можно записать в виде:

$$(x_0, x_1, \dots, x_n) = \mathbf{A}x(t),$$

$$x^*(t) = \mathbf{B}(x_0, x_1, \dots, x_n),$$

где \mathbf{A} — оператор представления (приближающая функция); \mathbf{B} — оператор восстановления (воспроизводящая функция). При этом возникает текущая погрешность дискретного представления

$$x(t) - x^*(t) = \varepsilon(t).$$

Обычно выбирают такие операторы (алгоритмы), которые при приемлемых затратах обеспечивают минимум ошибки при восстановлении функции.

При $x_i = x(k\Delta t)$ процесс квантования во времени соответствует фиксации мгновенного значения аналоговой величины в равноотстоящие дискретные моменты времени, т. е. непрерывная функция заменяется отсчетами (рис. 5.2, а). При такой замене из рассмотрения исключается все множество значений функции, находящихся внутри интервала Δt . Полученную функцию часто называют решетчатой (рис. 5.2, б).

Дискретизация во времени может быть *равномерной* (принудительной), когда интервал дискретизации Δt остается неизменным,

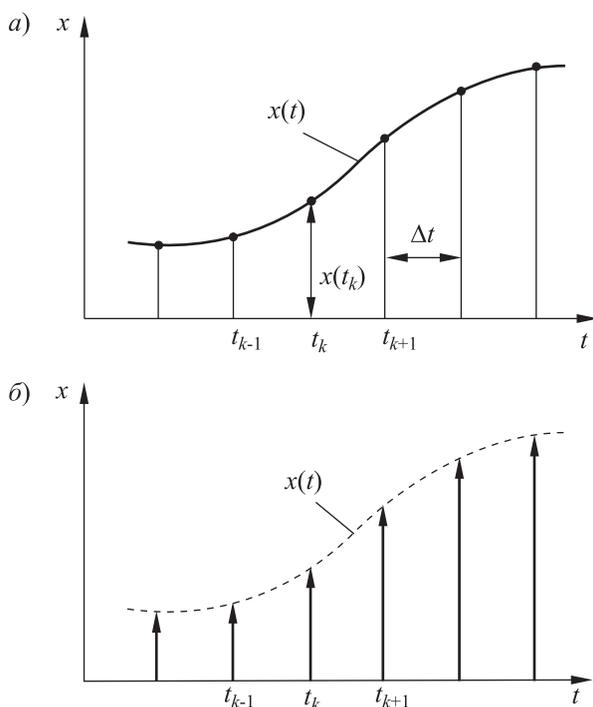


Рис. 5.2. Квантование во времени: *a* — формирование отсчетов; *б* — решетчатая функция

и *неравномерной*, когда $\Delta t = \text{var}$ и меняется в соответствии с каким-либо параметром сообщения. В настоящее время наиболее широкое применения нашла равномерная дискретизация. Таким образом, при равномерной дискретизации получается периодическая последовательность δ -импульсов, веса которых равны мгновенным значениям сообщения в моменты времени $t = k\Delta t$, т. е. в моменты взятия отсчетов.

При решении задачи дискретизации непрерывных сообщений возникает ряд вопросов:

- из каких соображений необходимо исходить при выборе интервала дискретизации Δt ;
- какова точность замены непрерывного сообщения последовательностью его отсчетов, взятых в дискретные моменты времени;
- каков максимально допустимый интервал дискретизации Δt , при котором еще принципиально возможно восстановление непрерывного сообщения по его отсчетам.

Получить ответ на эти и другие вопросы можно, если проблему дискретизации по времени рассматривать в неразрывной связи с обрат-

ной проблемой — восстановлением непрерывной функции времени по ее мгновенным значениям.

Очевидно, что чем меньшим количеством отсчетов заменяется сообщение длительностью T_c , т. е. чем больше интервал дискретизации Δt , тем сложнее выполнить восстановление исходной функции, и наоборот. Иными словами, погрешность восстановления зависит от вида исходной функции, интервала квантования и алгоритма восстановления.

Таким образом, при реализации квантования по времени возникает задача выбора частоты квантования и метода аппроксимации с тем, чтобы иметь возможность восстановить затем исходную непрерывную функцию $x(t)$ с заданной точностью ε_0 ($x^*(t)$ — оценка исходной функции).

К вопросу квантования и восстановления функции нельзя подойти однозначно, если не учитывать класс сигналов, подлежащих преобразованию из непрерывной формы в дискретную. Например, сигналы датчиков физических величин в большинстве случаев гладкие, низкочастотные, монотонные во времени (температура, давление и т. д.). В отличие от них сигналы датчиков вибраций и речевой сигнал имеют высокочастотный спектр. Существует несколько подходов к решению указанной задачи.

1. В первом случае (низкочастотный спектр) задача решается на основе *теории аппроксимации* (приближения) функций степенными полиномами. При этом построение аппроксимирующей, т. е. приближающей, функции можно проводить различными путями: интерполированием, среднестепенным приближением, равномерным приближением и т. д. Для информационно-измерительных систем, к которым относятся системы сбора данных, в основном применяется интерполирование нулевого и первого порядка, т. е. ступенчатая и линейная аппроксимирующая функция.

2. Во втором случае (высокочастотный спектр) для сигналов, обладающих квазистационарными свойствами, задача решается на основе частотного критерия, который учитывает спектральный состав функции (*теорема Котельникова*).

Определение частоты квантования с помощью степенных полиномов

Воспроизводящий полином с одной стороны должен обеспечить необходимую точность воспроизведения при минимальном числе членов ряда, а с другой — обеспечивать простую техническую реализацию устройств восстановления.

Для медленно меняющихся монотонных функций широко применяется метод определения частоты квантования и восстановления с помощью *интерполяционного многочлена Лагранжа*.

Сущность метода интерполирования сводится к следующему. Если известны значения функции $x(t)$ в $n + 1$ произвольных точках $x(t_i)$, где $i = 0, 1, \dots, n$, то требуется построить полином $\varphi_n(t)$ степени n

$$\varphi_n(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_j t^j + \dots + a_n t^n,$$

который в данных точках ($n + 1$ точек, не совпадающих друг с другом) t_0, t_1, \dots, t_n принимал бы соответствующие известные значения:

$$\varphi(t_0) = x(t_0) = x_0,$$

$$\varphi(t_1) = x(t_1) = x_1,$$

...

$$\varphi(t_n) = x(t_n) = x_n.$$

Задача состоит в определении коэффициентов a_j ($j = 0, 1, \dots, n$) полинома $\varphi_n(t)$.

В процессе решения может быть получена система из $(n + 1)$ линейных уравнений с числом $(n + 1)$ неизвестных. Решение задачи интерполяции найдено Лагранжем (интерполяционная формула Лагранжа):

$$\varphi_n(t) = x_0 L_0(t) + x_1 L_1(t) + \dots + x_j L_j(t) + \dots + x_n L_n(t),$$

$$\text{где } L_j(t) = \frac{(t - t_0)(t - t_1) \dots (t - t_{j-1})(t - t_{j+1}) \dots (t - t_n)}{(t_j - t_0)(t_j - t_1) \dots (t_j - t_{j-1})(t_j - t_{j+1}) \dots (t_j - t_n)} = \frac{\prod_{i=0, i \neq j}^n (t - t_i)}{\prod_{i=0, i \neq j}^n (t_j - t_i)}$$

являются коэффициентами Лагранжа. Причем нетрудно заметить, что $L_j(t_i) = 0$, если $j \neq i$, и $L_j(t_i) = 1$, если $j = i$. Если раскрыть произведение всех скобок в числителе (в знаменателе все скобки — числа), то получим полином n -го порядка от t , поскольку в числителе содержится n сомножителей первого порядка. Следовательно, интерполяционный полином Лагранжа не что иное, как обычный степенной полином n -го порядка со специфической формой записи.

Погрешность аппроксимации запишется в виде остаточного члена интерполяционной формулы

$$\Delta = |x(t) - \varphi_n(t)| \leq \frac{1}{(n+1)!} [\max |x^{(n+1)}(t)|] \prod_{i=0}^n |t - t_i|,$$

где $x^{(n+1)}(t)$ — $(n + 1)$ -я производная.

Интерполяция полиномом нулевой степени (ступенчатая аппроксимация) показана на рис. 5.3, а, а интерполяция полиномом первой степени (кусочно-линейная аппроксимация) — на рис. 5.3, б.

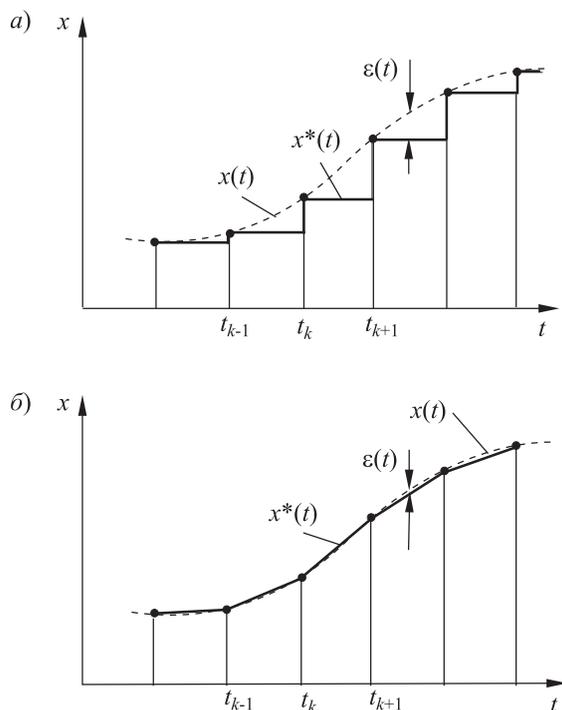


Рис. 5.3. Интерполяция: а — ступенчатая; б — кусочно-линейная

При кусочно-линейной аппроксимации ($n = 1$), где погрешность аппроксимации значительно меньше, чем при ступенчатой ($n = 0$), восстановление на интервале $(t_k - t_{k+1})$ идет по известной *интерполяционной формуле Ньютона*

$$x^*(t) = x(t_k) + \frac{x(t_{k+1}) - x(t_k)}{\Delta t} (t - t_k). \quad (5.1)$$

Доказано, что максимальная погрешность аппроксимации Δ_{\max} находится в середине интервала интерполирования (при $(t - t_k) = |t - t_{k+1}| = \Delta t/2$ имеем $\prod_{i=0}^n |t - t_i| = (\Delta t)^2/4$) и не превышает

$$\Delta_{\max} < \frac{\Delta t^2}{8} \max |x''(t)|. \quad (5.2)$$

Выражение (5.2) позволяет определить величину интервала квантования по времени Δt , при которой погрешность аппроксимации не будет превышать допустимой величины $\Delta_{\text{доп}}$:

$$\Delta t \leq \sqrt{\frac{8\Delta_{\text{доп}}}{\max |x''(t)|}}. \quad (5.3)$$

Формулы (5.1)–(5.3) являются основными при определении частоты квантования. Анализ показал, что интерполяция полиномами более высоких степеней хотя и допускает более низкую частоту квантования, но ведет к значительному усложнению алгоритма восстановления и поэтому не находит широкого применения.

Пример. Для гармонического сигнала $U(t) = U_0 \sin 2\pi ft$, имеющего амплитуду $U_0 = 10$ В и частоту $f = 100$ Гц, определить частоту квантования при кусочно-линейной аппроксимации и заданной относительной погрешности восстановления сигнала $\delta_{\text{доп}} \leq 1\%$.

Решение. Очевидно, что $\max|U''(t)| = U_0 \omega^2$, $\Delta_{\text{доп}} = U_0 \delta_{\text{доп}}$, $\omega = 2\pi f$. Воспользовавшись формулой (3), имеем

$$f_{\text{кв}} \geq \left(\sqrt{\frac{8U_0 \delta_{\text{доп}}}{U_0 (2\pi f)^2}} \right)^{-1} \geq \pi f \sqrt{\frac{1}{2\delta_{\text{доп}}}} = \frac{\pi \cdot 10^2}{10^{-1} \sqrt{2}} \approx 2,2 \text{ кГц.}$$

Определение частоты квантования по теореме Котельникова (теорема отсчетов)

Квантование во времени — это, по существу, δ -модуляция. При этом могут возникать биения частот (разностные частоты), известные также как смещение спектров (aliasing). Для гармонического сигнала частотой f_x низкочастотная разностная частота $f_{\text{кв}} - f_x$ (показана пунктирной линией на рис. 5.4) проявляется при условии

$$\frac{f_{\text{кв}}}{2} < f_x < f_{\text{кв}}.$$

При рассмотрении этого явления в частотной области (рис. 5.5, а) наглядно видно, что если f_x попадает в первую зону Найквиста (см. рис. 5.5, а), то биения проявляются на частотах $(\pm K f_{\text{кв}} \pm f_x)$, где $K = 1, 2, 3, \dots$, в виде отражений от частот $K f_{\text{кв}}$, и могут быть отфильтрованы ФНЧ. Если же f_x находится за пределами первой зоны (рис. 5.5, б), то его отражения попадут в полосу пропускания (первую зону Найквиста), и не могут быть подавлены ФНЧ.

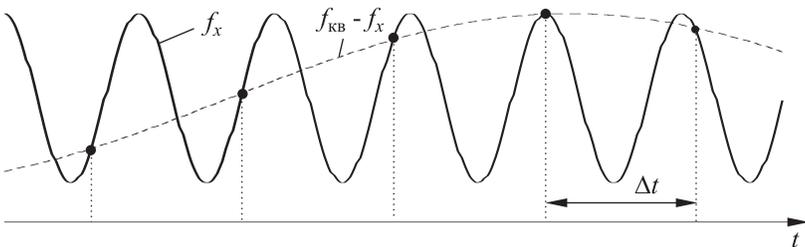


Рис. 5.4. Эффект смещения спектров во временной области (биения)

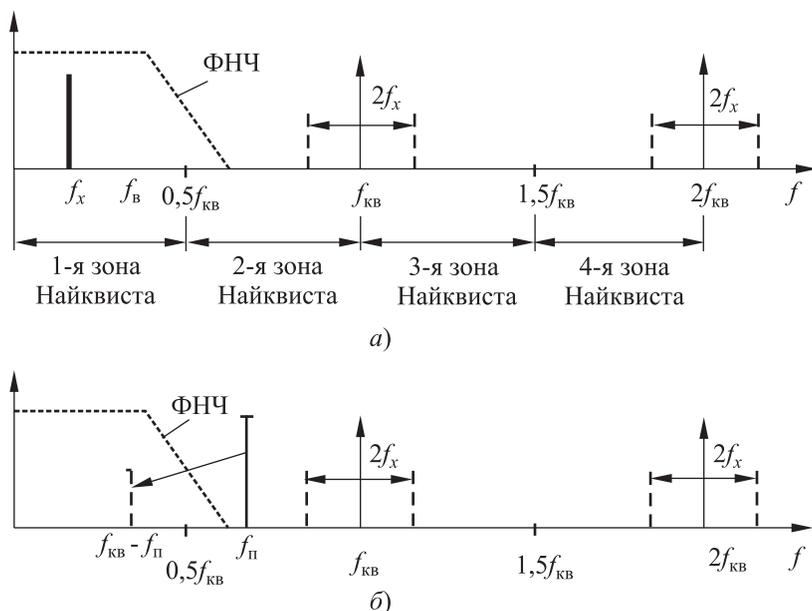


Рис. 5.5. Отражение спектра сигнала и помехи при квантовании во времени

Иными словами, для исключения биений в низкочастотной области необходимо, чтобы частота квантования была бы не менее чем в 2 раза больше верхней частоты в спектре входного сигнала:

$$f_{KB} > 2f_{x \max} = 2f_B. \quad (5.4)$$

Второй вывод, который следует из проведенного анализа, состоит в том, что на входе АЦП должен устанавливаться *антиалиазинговый* ФНЧ, который будет эффективно подавлять спектральные компоненты вне рабочей полосы частот. Требованию к этому фильтру зависят от того, насколько близко f_B отстоит от $f_{KB}/2$ (т. е. от границы первой зоны).

Впервые условие (5.1) было сформулировано без доказательства Найквистом в 1928 г. на основе рассмотренного частотного представления исходной функции. По предложению Шеннона этот критерий с 1948 г. в англоязычной литературе называют критерием или *теоремой отсчетов Найквиста*.

Однако еще в 1933 г. строгое доказательство теоремы отсчетов привел В. А. Котельников. Кроме того, он сформулировал и доказал условие восстановления исходной функции. В отечественной литературе теорему отсчетов чаще называют *теоремой Котельникова*. Смысл ее состоит в следующем.

Любую функцию $x(t)$, имеющую ограниченный спектр частот от нуля до f_B и наблюдаемую неограниченное время $T_c \rightarrow \infty$, можно представить с любой степенью точности ε при помощи чисел (отсчетов), следующих друг за другом через равные интервалы времени

$$\Delta t \leq \frac{1}{2f_\varepsilon}. \quad (5.5)$$

При этом восстановление функции должно осуществляться рядом Котельникова

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) \frac{\sin[\omega_B(t - k\Delta t)]}{\omega_B(t - k\Delta t)}, \quad (5.6)$$

где k — целое число; $x(k\Delta t)$ — значение функции в момент времени $(k\Delta t)$; $\omega_B = 2\pi f_B$.

Таким образом, функция $x(t)$, имеющая ограниченный спектр частот, может быть представлена в виде бесконечной суммы, каждое слагаемое которой выражается функцией вида $z = y \frac{\sin c}{c}$ и отличается от остальных слагаемых значениями амплитуд y и временным сдвигом.

Функция

$$\psi_k(t) = \frac{\sin \omega_B(t - k\Delta t)}{\omega_B(t - k\Delta t)}$$

называется *функцией Котельникова* или *функцией отсчетов*.

Функция отсчетов $z = \psi_k$ имеет вид, представленный на рис. 5.6, и в моменты отсчета, т. е. при $t = k\Delta t$ принимает максимальное значение, равное единице, а в моменты $t - k\Delta t$, кратные π , равна нулю.

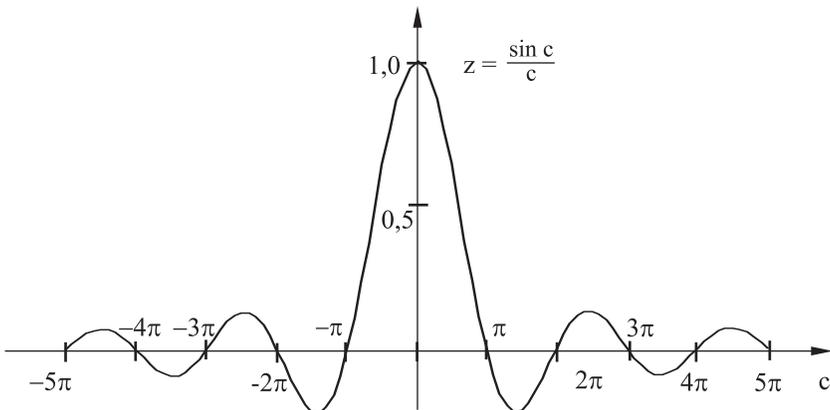


Рис. 5.6. Функция отсчетов

Для полного восстановления непрерывной функции $x(t)$ по значениям ее отсчетов необходимо просуммировать бесконечное множество членов ряда (рис. 5.7).

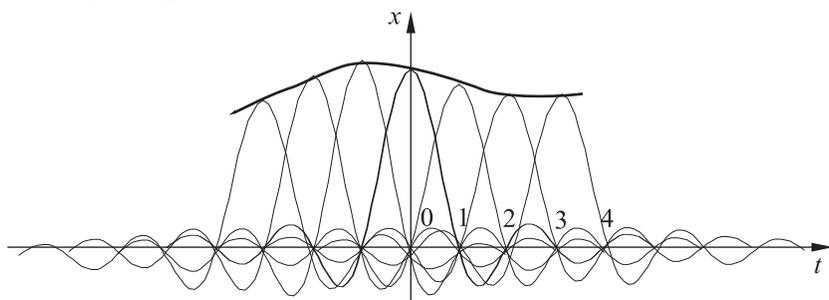


Рис. 5.7. Восстановление исходной функции рядом Котельникова

Доказано, что функция отсчетов является реакцией идеального ФНЧ с полосой $(0-\omega_b)$ на входную δ -функцию.

Итак, восстановление непрерывного сообщения по его отсчетам можно выполнять в соответствии с теоремой Котельникова–Найквиста. Эта процедура может быть выполнена двумя способами:

- 1) фильтрационным, с применением аналогового ФНЧ;
- 2) с помощью ряда Котельникова (6) на специализированных интерполяторах или универсальных ЭЦВМ.

Точное восстановление фильтрационным способом физически не реализуемо, так как требуется идеальный ФНЧ.

Восстановление рядом Котельникова (5.6) требует большого объема памяти машины, и получить на выходе исходную функцию можно только после прохождения всего процесса $x(t)$, т. е. имеет задержку, что не дает возможности работать в реальном масштабе времени.

На практике все исследуемые процессы обычно ограничены во времени и по определению не могут иметь ограниченный спектр, поэтому при применении теоремы Котельникова возникают погрешности представления реальных сигналов, обусловленные отбрасыванием (например, по энергетическим соображениям) высокочастотных малозначачщих гармоник спектра входного сигнала.

По этим причинам в технике АЦП критерий Котельникова–Найквиста применяется лишь для асимптотической оценки минимально возможной частоты квантования.

5.1.2.2. Квантование по уровню

Квантование по уровню сводится к представлению текущих значений непрерывно изменяющегося сигнала конечным числом уровней. С математической точки зрения квантование по уровню равносильно операции округления.

При квантовании по уровню сигнал представляется приближенными значениями, т. е. непрерывно изменяющаяся величина $x(t)$ представляется ступенчатой функцией $x_{\text{кв}}(t)$ (рис. 5.8).

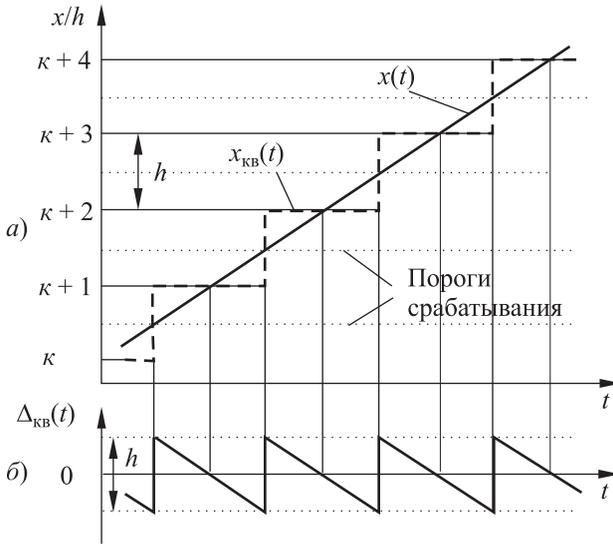


Рис. 5.8. Квантование по уровню: *а* — формирование квантованной функции; *б* — погрешность квантования по уровню

Интервал между соседними уровнями квантования называется *шагом квантования* $\Delta x = h$, где h — единица младшего разряда (ЕМР — в русскоязычной литературе, LSB — в иностранной). Если $\Delta x = \text{const}$, то квантование называется *равномерным*.

Шаг квантования по уровню, в сущности, определяет разрешающую способность преобразователя.

При равномерном квантовании непрерывной величины $x(t)$ весь диапазон ее изменения $A = x_{\text{max}} - x_{\text{min}}$ разбивают на N равных частей. При этом шаг квантования определяется следующим соотношением:

$$\Delta x = h = \frac{A}{N} = \frac{x_{\text{max}} - x_{\text{min}}}{N}.$$

Для квантованного сигнала $x_{\text{кв}}(t)$ характерно наличие скачков на величину h в момент, когда непрерывный сигнал $x(t)$ проходит уровень срабатывания квантователя. Ошибка квантования по уровню $\Delta_{\text{кв}} = x_{\text{кв}} - x$ нигде не превышает $\pm 0,5h$, т. е.

$$-0,5h \leq \Delta_{\text{кв}} \leq 0,5h.$$

Формально операцию квантования по уровню можно рассматривать как прохождение исходной функции через некое устройство, которое можно назвать *квантователем*. Амплитудная характеристика равномерного квантователя и сам процесс квантования представлен на рис. 5.9.

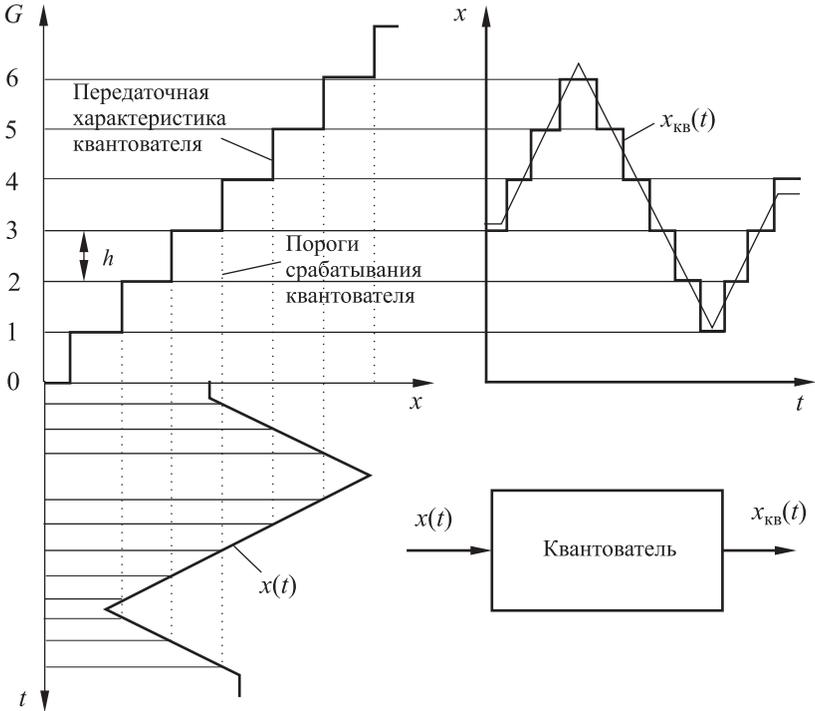


Рис. 5.9. Прохождение функции $y(t)$ через квантователь

Найдем среднеквадратическую ошибку, обусловленную квантованием сигнала $x(t)$ по уровню.

Так как $A \gg h$, то даже небольшое изменение $x(t)$ оказывается соизмеримым с h . Поэтому полагают, что в момент отсчета величина $x(t)$ с равной вероятностью может принимать любое значение в пределах h вблизи одного из уровней квантования. Это означает, что для ошибки Δx в точке отсчета можно принять равновероятный закон распределения вероятности (рис. 5.10).

Площадь подинтегральной кривой равна 1, поэтому вероятность $P(\Delta x)$ определяется следующим выражением

$$\left. \begin{aligned} P(\Delta x = \Delta_{\text{кв}}) &= \frac{1}{h} && \text{при } |\Delta x = \Delta_{\text{кв}}| \leq 0,5h \\ P(\Delta x = \Delta_{\text{кв}}) &= 0 && \text{при } |\Delta x = \Delta_{\text{кв}}| > 0,5h \end{aligned} \right\}.$$

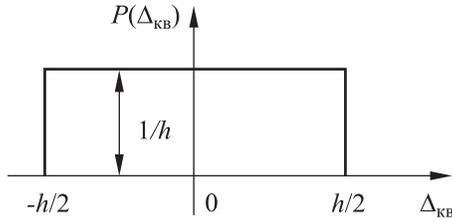


Рис. 5.10. Закон распределения погрешности квантования

Дисперсия ошибки квантования по уровню определяется по формуле

$$D = \sigma_{\text{кв}}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\Delta x)^2 P(\Delta x) d(\Delta x).$$

С учетом выражения для равновероятного закона распределения

$$\sigma_{\text{кв}}^2 = \int_{-0,5h}^{0,5h} \frac{1}{h} (\Delta x)^2 d(\Delta x) = \frac{1}{h} \left(\frac{1}{3} (\Delta x^3) \Big|_{-0,5h}^{0,5h} \right) = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{4} \cdot h^2 = \frac{h^2}{12},$$

откуда

$$\sigma_{\text{кв}} = \frac{h}{2\sqrt{3}}.$$

Как видим, среднеквадратическая погрешность квантования в $\sqrt{3}$ раз меньше предельной ошибки квантования.

Погрешность квантования порождает *шум квантования*, который ограничивает соотношение сигнал/шум (SNR — signal-to-noise ratio) в АЦП. Допустим, на входе действует полномасштабная синусоида

$$U(t) = \frac{h2^n}{2} \sin(\omega t).$$

Ее действующее значение будет в $\sqrt{2}$ раз меньше амплитудного:

$$\overline{U(t)} = \frac{h2^n}{2\sqrt{2}}.$$

Тогда

$$SNR = 20 \lg \frac{\overline{U(t)}}{\sigma_{\text{кв}}} = 20 \left(\lg 2^n + \lg \frac{\sqrt{6}}{2} \right) = 6,02n + 1,76 \text{ [дБ]}.$$

Формула дает теоретическое значение отношения сигнал/шум для идеального n -разрядного АЦП. Например, для 20-разрядного АЦП соотношение сигнал/шум должно составить $\text{SNR} = 122,16$ дБ. Важно отметить, что среднеквадратическое значение шума квантования замеряется во всей полосе пропускания Найквиста от 0 до $f_B/2$.

5.1.2.3. Влияние погрешности квантования на полную погрешность преобразования

Как известно из метрологии, в погрешности преобразователей можно выделить систематическую и случайную составляющую. *Систематическая* составляющая может быть тем или иным способом учтена и скомпенсирована. *Случайная* погрешность принципиально не может быть скомпенсирована и проявляется статистически при каждом отсчете.

Определение случайной погрешности преобразования в ЦАП/АЦП в отличие от аналоговых измерительных приборов имеет определенную специфику, поскольку на инструментальную погрешность преобразователя накладываются погрешности дискретизации. Они проявляются по-разному. При статических измерениях рассмотренная выше погрешность квантования во времени не проявляется при любых алгоритмах восстановления исходного сигнала. И только в случае изменяющегося входного сигнала (в динамике) погрешность квантования во времени даст дополнительную погрешность, которая зависит и от частоты входного сигнала, и от алгоритмов восстановления.

В то же время *погрешность квантования по уровню всегда входит в результат измерения*, и ей уделяется основное внимание. Поскольку погрешность квантования по уровню является случайной погрешностью, то она суммируется со случайной инструментальной погрешностью преобразователя и формирует случайную статическую погрешность преобразования.

Случайная инструментальная погрешность преобразователя складывается из большого числа отдельных составляющих, являющихся статистически независимыми величинами. Если среди них нет доминирующих, то в силу центральной предельной теоремы теории вероятностей она описывается нормальным законом распределения, или законом Гаусса

$$P_{\text{и}}(x) = \frac{1}{\sigma_{\text{и}} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{\text{и}}^2}\right),$$

где $\sigma_{\text{и}}$ — параметр нормального распределения (среднеквадратическая инструментальная погрешность).

Определение суммарной статической погрешности отсчета, таким образом, сводится к определению композиции равновероятного закона с распределением $P_{\text{кв}}(x)$, которому подчиняется погрешность квантования по уровню, и нормального закона $P_{\text{н}}(x)$, которому подчиняется инструментальная погрешность.

Плотность вероятности композиционного закона определяется через интеграл свертки и в обозначениях рис. 5.11, а выражается через табулированные функции Лапласа

$$P(x) = \frac{1}{2h_j} \left[F\left(\frac{x_2 - x}{\sigma_{\text{н}} \sqrt{2}}\right) + F\left(\frac{x - x_1}{\sigma_{\text{н}} \sqrt{2}}\right) \right],$$

где F — функция Лапласа.

Вероятность того, что погрешность преобразования, обусловленная инструментальной погрешностью и погрешностью квантования по уровню, не превышает кванта j -го разряда, определяется интегралом

$$P_j = \int_{-0,5h_j}^{0,5h_j} P(x) dx$$

и зависит от отношения $(\sigma_{\text{н}}/\sigma_{\text{кв}})$. При $\sigma_{\text{н}}/\sigma_{\text{кв}} = 0$ композиционное распределение полностью совпадает с равновероятным. При $\sigma_{\text{н}}/\sigma_{\text{кв}} > 0$ происходит трансформация («размытие») равновероятного закона, что может вызвать недостоверность отсчета. Недостоверность отсчета будет определяться площадью заштрихованных областей $P(x)$ на рис. 5.11, а.

Результаты расчетов на ЭВМ зависимости $P_j = f(\sigma_{\text{н}}/\sigma_{\text{кв}j})$ для $j = n$; $n - 1$; $n - 2$ приведены на рис. 5.11, б. Как следует из графиков, достаточно высокая достоверность нахождения измеряемой величины внутри «отсчетного» кванта n -го разряда может быть лишь при $\sigma_{\text{н}}/\sigma_{\text{кв}} \leq 0,25$. Чем «грубее» квант, тем больше достоверность результата преобразования.

Композиционный закон наиболее полно характеризует статическую погрешность преобразователей, но не совсем удобен для инженерных расчетов. При инженерной оценке исходят из того, что дисперсия суммарной погрешности двух независимых (некоррелированных) величин представляет собой сумму дисперсий этих величин, независимо от законов их распределения:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_{\text{н}}^2 + \sigma_{\text{кв}}^2$$

или

$$\sigma_{\Sigma} = \sigma_{\text{н}} \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma_{\text{кв}}}{\sigma_{\text{н}}}\right)^2}. \quad (5.7)$$

Очевидно, что класс преобразователя определяется его инструментальной погрешностью, и имеет смысл не увеличивать суммарную погрешность за счет погрешности квантования. Следовательно, соотно-

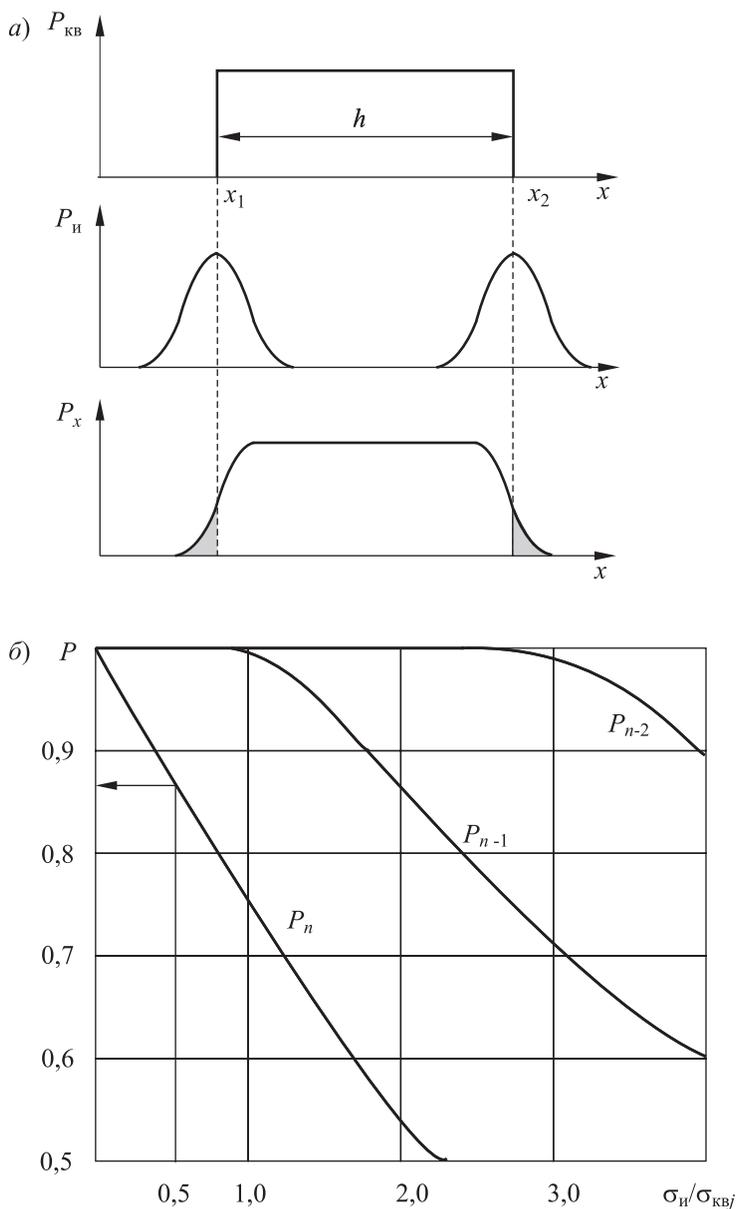


Рис. 5.11. Определение статической погрешности преобразователя:
 а — формирование композиционного закона распределения;
 б — зависимость достоверности разряда от отношения $\sigma_{\text{и}}/\sigma_{\text{кв}}$

шение ($\sigma_{\text{кв}}/\sigma_{\text{и}}$) необходимо уменьшать за счет рационального увеличения разрядности. Анализ формулы (5.7) показывает, что увеличением σ_{Σ} в пределах инженерной погрешности (12%) можно пренебречь, если при выборе разрядности выдерживать соотношение

$$\sigma_{\text{кв}} \leq 0,5 \sigma_{\text{и}}. \quad (5.8)$$

Последним соотношением часто пользуются в инженерной практике для выбора разрядности преобразователя. Естественно, достоверность младшего разряда при этом будет сравнительно низкой. С другой стороны, недостоверные разряды позволяют в разумных пределах повысить чувствительность систем и проводить более плавное регулирование в ИУС.

Пример. Инструментальная погрешность АЦП равна $\sigma_{\text{и}} = 0,1\%$. Необходимо определить рациональную разрядность АЦП.

1. На основании (5.8) выбираем $\sigma_{\text{кв}} = 0,5 \sigma_{\text{и}} = 0,05\%$.

2. Тогда $h = \sigma_{\text{кв}} 2 \sqrt{3} = 0,173\%$.

3. Следовательно, $n > \log_2(1/h) > \log_2(10^2/0,173) > \log_2(568,2) > 9$. Если выбрать $n = 10$, то, как следует из графиков рис. 5.11, б, достоверность кванта 10-го разряда окажется низкой (около 0,5) и только 8-й разряд будет иметь достоверность, близкую к единице.

5.1.3. Основные характеристики ЦАП/АЦП

ЦАП/АЦП являются взаимно обратными преобразователями, часть их характеристик имеет один и тот же смысл и является основой многих преобразователей другого типа. Поэтому при обсуждении характеристик целесообразно сосредоточиться на характеристиках преобразователей одного типа, например ЦАП, в необходимых случаях обращая внимание на специфические отличия характеристик АЦП. Обычно характеристики ЦАП/АЦП делятся на *статические* и *динамические*.

5.1.3.1. Статические параметры ЦАП/АЦП

Основные точностные характеристики преобразователей — нелинейность, интегральную нелинейность, дифференциальную нелинейность, смещение начальной точки, отклонение в конечной точке — можно оценить на основе анализа его статической передаточной характеристики (рис. 5.12). Номинальная передаточная характеристика (ПХ) представляет собой квантованную прямую, проходящую через нуль и конечную точку с координатой ($U_{\text{оп}} - N_{\text{max}}$). Величина кванта $h = U_{\text{оп}}/(2^n - 1)$ определяет *разрешающую способность* или чувствительность. Реальная ПХ отклоняется от номинальной, что вызывает ряд погрешностей.

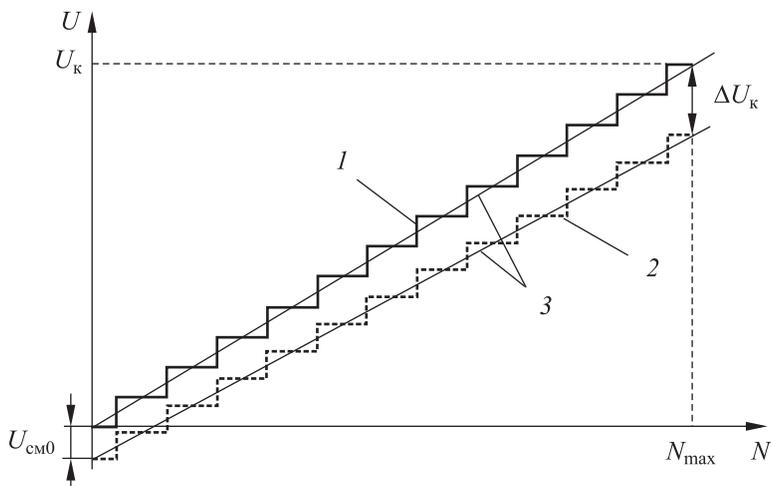


Рис. 5.12. Передаточные характеристики ЦАП: 1 — номинальная; 2 — при наличии аддитивной и мультипликативной погрешностей; 3 — аппроксимация ПХ

Погрешность смещения нуля определяется при $N = 0$, является аддитивной и выражается или в единицах младшего разряда (ЕМР), или в относительных единицах:

$$\Delta_{\text{см}0} = \frac{U_{\text{см}0}}{h} [\text{ЕМР}]; \quad \delta_{\text{см}0} = \frac{U_{\text{см}0}}{U_{\text{оп}}} 100\%.$$

Погрешность полной шкалы — определяется в конечной точке шкалы при N_{max} как разность между реальной ПХ и номинальной. Эта погрешность является мультипликативной:

$$\Delta_{\text{к}} = \frac{U_{\text{к}}}{h} [\text{ЕМР}]; \quad \delta_{\text{к}} = \frac{\Delta U_{\text{к}}}{U_{\text{оп}}} 100\%.$$

Нелинейность в данной точке — это отклонение точки на реальной ПХ от аппроксимирующей прямой. Аппроксимация может быть проведена различными способами: по методу наименьших квадратов, через начальную и конечные точки ПХ и т. п. Под *интегральной нелинейностью* понимается максимальное значение нелинейности во всем диапазоне входных/выходных величин. Обычно она выражается в единицах младшего разряда (ЕМР) h или в относительных величинах:

$$\Delta_L = \frac{|\Delta U_{\text{вых}}|_{\text{max}}}{h} [\text{ЕМР}] \quad \text{или} \quad \delta_L = \frac{|\Delta U_{\text{вых}}|_{\text{max}}}{U_{\text{оп}}} 100\%,$$

где $|\Delta U_{\text{вых}}|_{\text{max}}$ — максимальное отклонение реальной ПХ от номинальной; $U_{\text{оп}}$ — опорное напряжение, определяющее диапазон изменения аналоговой величины.

Дифференциальная нелинейность δ_{LD} — это максимальное отклонение действительного шага квантования от номинального значения (рис. 5.13):

$$\Delta_{LD} = \frac{h_{\text{max}} - h}{h} [\text{ЕМР}] \quad \text{или} \quad \delta_{LD} = \frac{h_{\text{max}} - h}{U_{\text{оп}}} 100\%,$$

где h_{max} — максимальное значение шага квантования ПХ.



Рис. 5.13. Передаточные характеристики ЦАП при наличии дифференциальной нелинейности

Дифференциальная нелинейность имеет прямую связь с монотонностью. Под *монотонностью* понимается неизменность знака приращения выходной величины при последовательном изменении входного кода. Условие монотонности ПХ ЦАП:

$$|\Delta_{LD}| \leq 1,0 [\text{ЕМР}].$$

Так как по определению вес j -го разряда ЦАП (h_j) должен быть равен сумме весов всех предыдущих разрядов плюс квант (вес) младшего разряда h_n :

$$h_j = \sum_{k=n}^{j+1} h_k + h_n,$$

то для экспериментальной проверки монотонности необходимо оценить веса всех разрядов ЦАП, а затем проверить условие

$$\Delta U_j = h_j - \sum_{k=n}^{j+1} h_k \geq 0.$$

У АЦП немонотонность ведет к пропуску кодовых комбинаций.

Температурная нестабильность ЦАП характеризуется температурными коэффициентами погрешности смещения нуля, погрешности полной шкалы и погрешности интегральной нелинейности. Обычно эти погрешности указываются в миллионных долях (ppm) полной шкалы на градус, например 50 ppm/°C.

5.1.3.2. Динамические параметры ЦАП/АЦП

Динамические параметры определяются по изменению выходного сигнала при скачке входного сигнала (рис. 5.14). Для ЦАП важнейшим динамическим параметром является *время установления* — интервал от момента изменения входного кода до момента последнего вхождения выходного напряжения в «трубку» допустимых отклонений (обычно $\pm h/2$). В технических условиях обычно время установления определяется при смене кода от «всех нулей» до «всех единиц».

Для перемножающих ЦАП указывается также *полоса пропускания* — диапазон частот, в котором аналоговый входной сигнал проходит на выход с допустимым ослаблением.

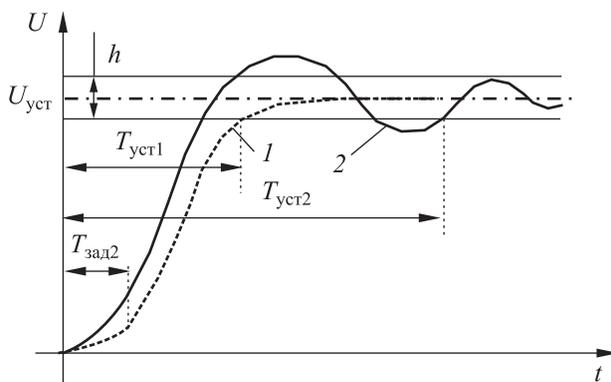


Рис. 5.14. Переходной процесс в ЦАП:
1 — экспоненциальный; 2 — апериодический

Во время смены кодовых комбинаций размыкания и замыкания аналоговых ключей в разрядах происходят неодновременно, в результате чего на выходе ЦАП возникают короткие выбросы в выходном сигнале (glitch). Наибольший выброс возникает при возникновении единицы переноса в старший разряд. При этом из-за задержек в переключении ключей в течение короткого промежутка времени на выходе будет сигнал, соответствующий либо «всем нулям», либо «всем единицам». Выбросы оцениваются по их площади в (В · с). Наличие выбросов затягивает переходные процессы и существенно снижает быстродействие ЦАП.

Основным динамическим параметром АЦП является *время преобразования* $T_{пр}$ — время, отсчитываемое от начала команды начала преобразования до появления устойчивого кода на выходе. Время преобразования зависит от метода преобразования. Например, в АЦП поразрядного уравнивания минимальная длительность такта T_0 определяется, исходя из установления с необходимой точностью переходных процессов. В частности, при экспоненциальном переходном процессе:

$$T_0 \geq \tau_{\Sigma} \ln \frac{1}{\delta} + T_{зад},$$

где $\tau_{\Sigma} = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2 + \tau_3^2}$ — суммарная постоянная АЦП; τ_1 — постоянная ЦАП; τ_2 — постоянная схемы сравнения; τ_3 — постоянная компаратора; $T_{зад}$ — время задержки включения; δ — допустимая погрешность (обычно $\delta \leq 2^{-n}$).

Обратной величиной от $T_{пр}$ является *максимальная частота дискретизации*, которая определяется в МСПС (Mega Cycle Per Second), например 100 МСПС.

Для оценки динамических свойств быстродействующих АЦП, в которых с частотой существенно возрастает шумовая составляющая, используют понятие *эффективного количества разрядов* ENOB (Effective Number Of Bit). ENOB определяется в общем случае соотношением сигнал/шум SNR (Signal-Noise Ratio):

$$\text{ENOB} = \log_2 \left(\frac{U_{оп}}{\sigma_N} \right),$$

а для гармонического входного сигнала

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNR} - 1,76}{6,02},$$

где σ_N — среднеквадратическое значение шума; SNR — в децибелах. Напомним (см. п. 5.1.2.2), что в идеальном АЦП, где шум определяется только шумом квантования, получаем

$$\text{SNR} = 6,02n + 1,76 \text{ [дБ]}.$$

5.1.4. Подключение датчиков к ССД

Основой любой ИИС и ИУС являются первичные датчики (сенсоры). Обычно они преобразуют входные физические величины (температуру, давление, влажность, освещенность, магнитный поток, ускорение и т. д.) в пропорциональный электрический выходной сигнал.

Термин «сбор данных» (data acquisition) обычно относится к многоканальным системам. Как правило, в таких системах один АЦП в силу высокого быстродействия успевает обслуживать (оцифровывать) множество сравнительно медленных датчиков, которые подключаются на вход АЦП через аналоговый мультиплексор. Алгоритм подключения АЦП определяется системными требованиями, в частности динамикой регистрируемых процессов. В простейшем случае это может быть циклический процесс с поочередным подключением, в других — с учетом приоритетов. Таким образом, мультиплексирование является фундаментальной частью систем сбора данных (ССД).

Особенность построения ССД состоит в том, что плата ССД является смешанной (аналого-цифровой) с различными физическими уровнями информационных сигналов — от единиц вольт в цифровых линиях связи до долей милливольт в аналоговых линиях передачи информации. Цифровые сигналы обладают крутыми фронтами и в силу этого наводят внутренние широкополосные помехи на аналоговые линии связи даже в отсутствие других источников помех. Например, верхняя полоса f_B в спектре определяется длительностью фронта t_Φ цифрового сигнала ($f_B \approx 0,35/t_\Phi$) и для $t_\Phi = 5$ нс составляет 70 МГц.

Конфигурация ССД может быть различной. Типичная структура ССД показана на рис. 5.15, а, где представлены датчик (Д), устанавливаемый на объекте, предусилитель D_1 и собственно плата сбора данных (плата СД) с приемниками (усилителями) D_2 , мультиплексором и АЦП. На линии связи L_1 и L_2 наводятся внешние помехи, поэтому их приходится экранировать от внешних полей путем хорошего заземления экрана. При этом экранирование линии и передача сигнала по L_2 , как правило, создает меньше проблем, поскольку D_1 имеет низкоим-

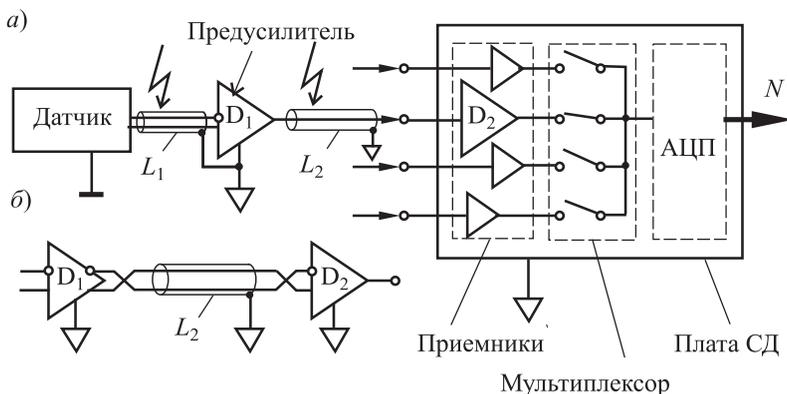


Рис. 5.15. Типичная структура системы сбора данных (а), вариант применения в линии L_2 приемно-передатчика с дифференциальными входами/выходами (б)

педанский выход, а отношение сигнал/шум в линии может быть сделано достаточно большим за счет предварительного усиления сигнала. В линии L_2 можно также устанавливать интегральные пары «передатчик (D_1)–приемник (D_2)» с дифференциальными входами/выходами. Такие линии в сочетании с витыми парами и экранами (рис. 5.15, б) в силу своей симметрии значительно лучше защищены от помех, чем несимметричные линии.

Датчики могут иметь различное выходное сопротивление (*низкоомные* и *высокоомные*), быть *заземленными* и *незаземленными*, что в общем случае требует их согласования с нагрузкой. В ответственных случаях датчики оснащаются встроенными схемами согласования, включающими и предусилители, что позволяет решить многие проблемы согласования, но увеличивает стоимость ССД. Впрочем, с развитием микроэлектроники и снижением стоимости схем согласования эта проблема постепенно отходит на задний план и не является доминирующей.

Способы подключения датчиков к ССД для обеспечения корректности измерений зависят от многих факторов:

- вида первичного датчика;
- протяженности линии связи;
- помеховой обстановки;
- требований к экономичности ССД и т. п.

Под согласованием датчиков с ССД понимают решение целого комплекса вопросов, возникающих при подключения датчиков к ССД и включающих:

- усиление сигналов;
- защиту от помех;
- компенсацию сопротивления подводящих проводов;
- линеаризацию характеристик;
- гальваническую развязку и т. д.

Основные источники погрешности при подключении датчиков

Источником погрешности при передаче и обработке сигнала на плате ССД может быть падение напряжения на участке земляного провода, общем для сигнала и нагрузки. Такая паразитная связь называется *кондуктивной*. Влияние кондуктивных погрешностей особенно велико в смешанных аналого-цифровых платах, к которым относятся и платы ССД. Рисунок 5.16, а иллюстрирует ситуацию возникновения кондуктивной помехи $U_{\text{п}} = I_1 R$ в аналоговых элементах платы ССД за счет протекания тока возврата цифровых схем I_1 по общему участку земляной шины с сопротивлением R . Кроме того,

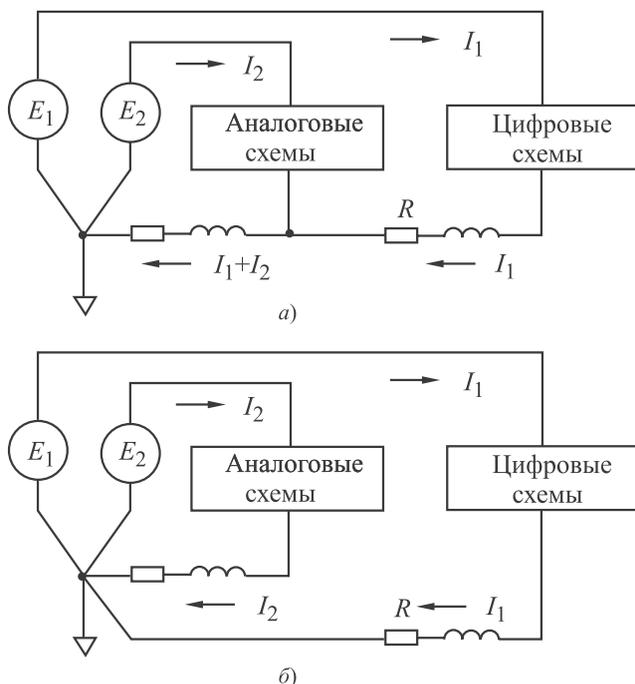


Рис. 5.16. Разводка земляных шин в смешанных аналого-цифровых платах

земляные шины имеют индуктивность L , поэтому при переключении цифровых элементов дополнительно генерируется помеха

$$\Delta U = L \frac{dI_1}{dt}.$$

Например, токи переключения цифровых элементов с крутизной 1 мА/нс при погонной индуктивности шины в 5 нГн/см на проводе длиной 10 см сгенерируют помеху амплитудой 50 мВ.

Решением описанной проблемы, помимо снижения уровня потребляемой мощности, является известный прием — разделение сигнальной, аналоговой и цифровой земель и объединение их только соединением типа «звезда» (рис. 5.16, б). Однако одноточечное заземление в реальной плате ССД, которая содержит много траекторий возврата токов разных частот, нереально. Поэтому в качестве земляных шин используется земляной слой (сторона) платы с максимально возможной площадью.

Еще одним источником погрешностей являются распределенные сопротивления соединительных проводов. Допустим, что для измерения температуры с погрешностью в $\Delta T = 0,1$ °С используется платино-

вый резистор стандартного номинала $R_{T_0} = 100 \text{ Ом}$ с ТКС $\alpha = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Следовательно, требуется регистрировать изменение номинала этого резистора с погрешностью не больше $\Delta R = R_{T_0} \alpha \Delta T = 100 \cdot 3,9 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 = 3,9 \cdot 10^{-2} \text{ Ом}$. Это значение вполне соизмеримо с сопротивлением медного проводника длиной 1 м и площадью 1 мм² (напомним, что удельное сопротивление меди составляет $\rho = 1,7 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}$). Для компенсации изменения сопротивления подводящих проводов $R_{\text{п}}$ повсеместно применяется четырехпроводное соединение, в котором цепи запитки терморезистора R_T током I_0 и цепи съема информационного сигнала разделены (рис. 5.17).

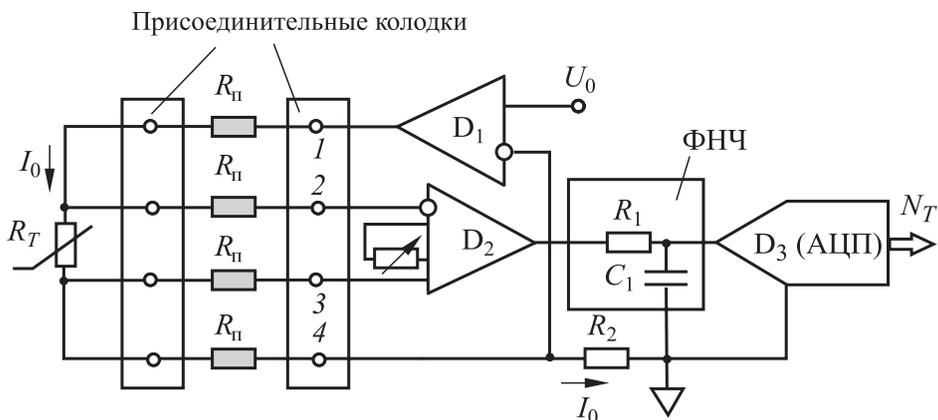


Рис. 5.17. Схема четырехпроводного включения резистивного датчика

Терморезистор R_T включен в цепь обратной связи ОУ D_1 , поэтому ток запитки равен $I_0 = U_0/R_2$. Входные токи инструментального усилителя D_2 с регулируемым коэффициентом передачи чрезвычайно малы и ими можно пренебречь.

Однако компенсация сопротивления соединительных проводов требуется не всегда. На рисунке 5.18 приведена схема подключения к АЦП D_3 термопары, которая формирует термоЭДС, пропорциональную разности температур горячего (T_1) и холодного (T_2) спаев. Подключение осуществляется через диффузител D_2 , обладающий малым напряжением смещения (усилители с модуляцией и демодуляцией) и ключ SA_2 . Компенсации сопротивления соединительных проводов действительно не требуется, так как сигналы термопары малы (находятся в милливольтовом диапазоне), а следовательно малы и информационные токи.

Для абсолютных измерений необходимо знать температуру холодного спая T_2 , для чего на присоединительной колодке устанавливает-

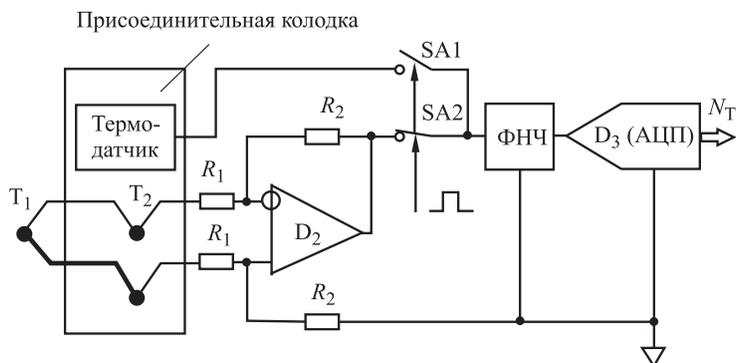


Рис. 5.18. Схема включения термопары

ся дополнительный термодатчик (например, полупроводниковый), который подключается к АЦП в режиме мультиплексирования через ключ SA_1 .

Очень важно также учитывать неэквипотенциальность шины земли (опорного уровня), поскольку датчик, устанавливаемый на объекте, может быть удален от предусилителя на некоторое расстояние и иметь другой физический опорный уровень. По этой причине земли на схемах подключения показываются разными значками.

Источниками внешних помех являются индуктивные и емкостные наводки на сигнальные провода, которые могут создаваться:

- силовыми кабелями;
- электрическими разрядами;
- искрением электрооборудования;
- радиопередатчиками;
- микроволновым оборудованием;
- осветительным оборудованием и т. д.

В простейшей модели, удобной для качественного анализа влияния этих помех, рассматриваются два параллельных провода, связанных индуктивной и емкостной связью (рис. 5.19). Активный провод возбуждается источником E_{Π} с током I_{Π} .

Тогда под действием электромагнитной индукции в сигнальном проводнике в отсутствие емкостной связи и при гармонической форме сигнала E_{Π} с частотой ω наводится *индуктивная* (магнитная) аддитивная помеха U_M :

$$U_M = \frac{\omega M(R_c + R_H)}{\sqrt{(R_c + R_H)^2 + (\omega L)^2}} I_{\Pi}, \quad (5.9)$$

где M — взаимная индуктивность; R_c — выходное сопротивление источника сигнала; R_H — сопротивление нагрузки (входное сопротивление приемника).

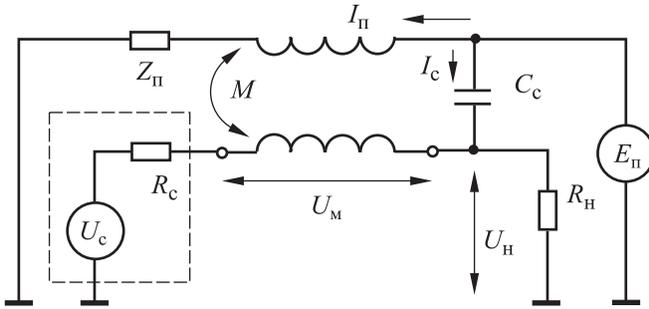


Рис. 5.19. Прохождение индуктивной и емкостной помехи от источника $E_{\text{П}}$

В общем случае величина взаимной индуктивности M пропорциональна площади контура, в котором наводится индуктивная помеха, и косинусу угла между проводниками. Контур образован сигнальным проводником, сопротивлениями источника, приемника и земляной шиной. Следовательно, для уменьшения индуктивной помехи сигнальный провод должен прокладываться максимально близко к шине «земля» и ортогонально активным проводам платы ССД. Выполнение первого условия осуществляется с помощью витых (скрученных) пар проводов, один из которых земляной, или с помощью земляного слоя многослойной платы. Наконец, желательно, чтобы по отношению к приемнику источник сигнала был бы источником тока. В этом случае сигнал в приемнике не будет зависеть от U_M .

Емкостная наводка через паразитную емкость связи C_c и в отсутствие индуктивной связи создает помеху, определяемую делителем из C_c и эквивалентного сопротивления $R_{\text{ЭК}} = R_c \parallel R_{\text{Н}}$:

$$U_c = \frac{\omega R_{\text{ЭК}} C_c}{\sqrt{1 + (\omega R_{\text{ЭК}} C_c)^2}} E_{\text{П}}. \quad (5.10)$$

Как следует из (5.10), при $R_c \rightarrow 0$ емкостная помеха полностью отсутствует.

Таким образом, для снижения емкостной наводки сигнал нужно передавать идеальным источником напряжения, а для снижения индуктивной наводки — идеальным источником тока.

Радикальным способом борьбы с помехами является токовая дифференциальная передача сигнала на приемник с токовым (низкоомным) входом (рис. 5.20). Здесь индуктивная помеха мала, поскольку информация передается в форме тока, а емкостная помеха проявляется как синфазная составляющая и подавляется ОУ.

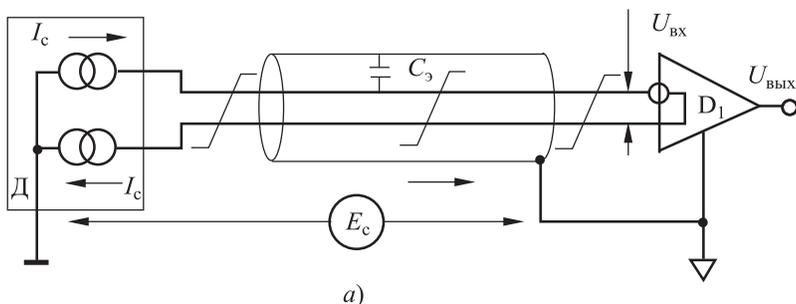


Рис. 5.20. Дифференциальный источник и приемник тока для качественной передачи сигнала

Для получения высокого качества передачи сигнала необходимо также проводить экранирование сигнальных проводов и/или использовать витые пары.

Эффективность проводящих экранов зависит от двух факторов: *отражения* от экрана и дальнейшего *поглощения* в экране прошедшей в него электромагнитной энергии. Отражение *электрических* полей пропорционально проводимости экрана, а для *магнитных* полей — магнитной проницаемости. Потери на поглощение в экране одинаковы для электрических и магнитных полей, а затухание по глубине идет экспоненциально. Затухание характеризуется скин-слоем δ , где интенсивность поля уменьшается в e раз:

$$\delta = \sqrt{\pi \sigma \mu_0 \mu_r f},$$

где σ — проводимость экрана; μ_0 — магнитная постоянная, μ_r — относительная магнитная проницаемость.

Толщина скин-слоя зависит как от материала экрана, так и от частоты. Из графика на рис. 5.21 видно, что для высокочастотных полей в качестве поглощающего экрана может применяться любой металл (на частоте 1 МГц $\delta(\text{Cu}) \approx 0,66$ мм), а на низких частотах предпочтительна сталь.

Таким образом, для *электрических* полей главный механизм экранирования на низких частотах состоит в потерях на отражение (пропорциональны проводимости экрана), а на высоких — в потерях на поглощение (пропорциональны магнитной проницаемости и частоте). Поэтому для эффективного экранирования электрических полей могут использоваться любые материалы с высокой проводимостью (медь, алюминий, сталь).

Для *магнитных* полей потери на отражение на низких частотах малы, для увеличения поглощения требуются материалы с высокой

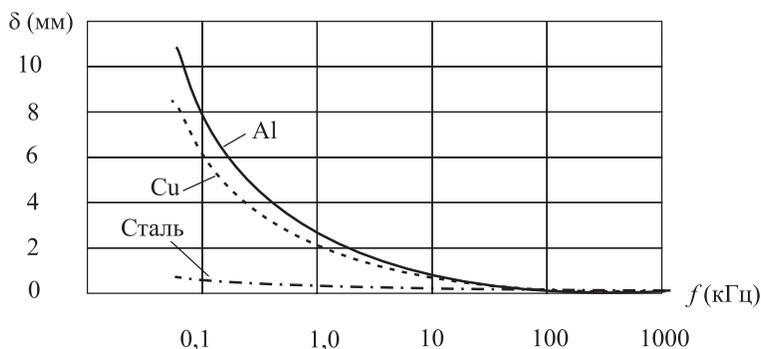


Рис. 5.21. Зависимость толщины скин-слоя разных материалов от частоты

магнитной проницаемостью. Например, мю-металлы на низких частотах имеют относительную магнитную проницаемость в 20 раз большую, чем сталь. Однако на высоких частотах магнитная проницаемость и поглощение мю-металлов резко падают. Поэтому в большинстве случаев для эффективного экранирования лучшим решением являются толстые стальные экраны.

Итак, выбор материала экранирования при передаче аналогового сигнала в каждом конкретном случае зависит от того, какая помеха преобладает — емкостная или индуктивная, поскольку требования к их подавлению противоречивы. Как правило, емкостные наводки преобладают в маломощных и низкочастотных измерительных цепях (до 100 кГц), а индуктивные — при наличии силовых и импульсных цепей.

Рассмотрим более подробно особенности измерений с заземленными и незаземленными источниками сигналов. При этом будем исходить из концепции короткой линии связи, когда длина линии $L_1 = \lambda$, где $\lambda = c/f$ — длина волны электромагнитной помехи, c , f — скорость света и частота. Если положить $L_1 < \lambda/20$, то для наводок от промышленной сети в 50 Гц короткой будет считаться линия длиной менее 300 км, а уже на частоте 1 МГц короткой будет считаться линия длиной менее 15 м.

Измерение с заземленными источниками сигналов

В некоторых случаях источники сигналов должны быть обязательно заземлены, например, по соображениям безопасности, а линии связи защищены от помех экранированием. Измерения с заземленными источниками сигналов лучше проводить с использованием дифференциального подключения предусилителя. Однако в случае заземления экрана с двух сторон (рис. 5.22, а) в силу неэквипотен-

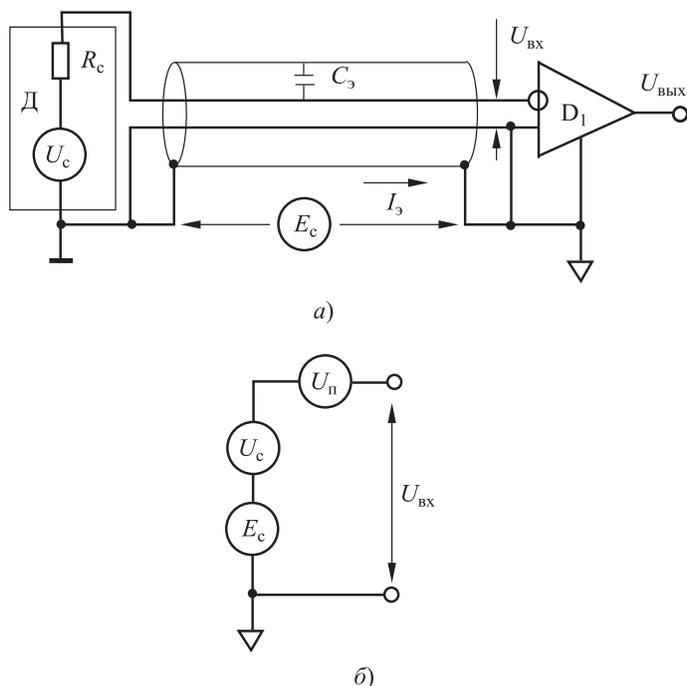


Рис. 5.22. Подключение заземленного источника сигнала экранированным кабелем, заземленным с двух сторон (а) и эквивалентная схема источника сигнала (б)

циальности земли в разных точках контура входной сигнал предусилителя $U_{вх}$ будет представлять собой сумму сигнала датчика U_c , помехи $U_{п}$, наводимой через емкость экрана C_3 , и разности потенциалов E_c , существующей между точками заземления датчика и предусилителя (рис. 5.22, б). Такой схемы заземления экрана в большинстве случаев следует избегать.

Для уменьшения паразитной емкостной связи для сигнальных цепей используется электростатический экран, заземленный только с одной стороны, поскольку в этом случае не только уменьшается емкостная помеха за счет емкостного делителя между активными и сигнальными проводниками, но и разрывается цепь протекания тока по экрану. При этом исключаются и индуктивные наводки от тока экрана на сигнальные провода.

В случае заземления экрана с одной стороны (рис. 5.23, а) разность потенциалов E_c не суммируется с информационным сигналом, а проявляется только в виде синфазного сигнала на входе предусилителя (рис. 5.23, б). Однако наводимая помеха продолжает искажать результат измерения, если КОСС у ОУ недостаточно велика.

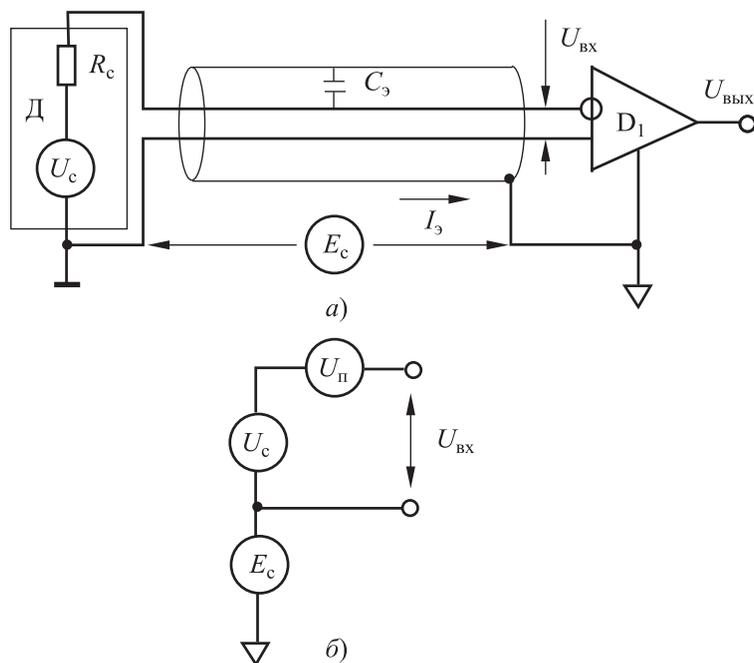


Рис. 5.23. Подключение заземленного источника сигнала экранированным кабелем, заземленным с одной стороны (а) и эквивалентная схема источника сигнала (б)

Таким образом, в рассмотренных схемах необходимо использовать ОУ с большой величиной КОСС. Например, инструментальные ОУ имеют $КОСС = 100 \div 120$ дБ. Высокой степенью подавления синфазной составляющей (не менее 160 дБ) обладают также изолирующие ОУ, однако они имеют ограниченную точность и потому в прецизионных аналоговых ССД с разрешением выше 12 двоичных разрядов практически не используются.

Напротив, для подавления индуктивных импульсных и других высокочастотных помех от таких источников, как процессоры, радиотелефоны, коллекторные электродвигатели и т. п., для которых линии связи являются длинными, причем они могут иметь разную величину наводок по длине кабеля, поэтому рекомендуется применять экраны из материалов с высокой магнитной проницаемостью, *заземленные с двух сторон*.

Для одновременного подавления и низкочастотных, и высокочастотных помех во многих случаях применяют витую пару в экране со *смешанным* заземлением (рис. 5.24, а). В этом случае приемный конец кабеля можно заземлить через конденсатор небольшой емкости. Конденсатор действует как соединение с землей по высокой частоте, но блокирует протекание по экрану тока низкой частоты.

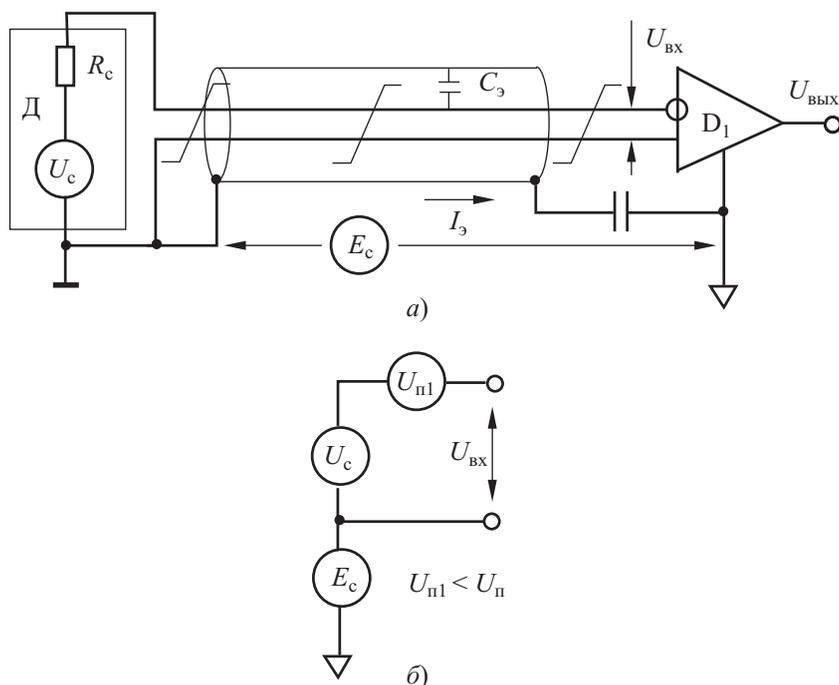


Рис. 5.24. Смешанное подключение заземленного источника сигнала экранированной витой парой (а) и эквивалентная схема источника сигнала на низких частотах (б)

Как ни парадоксально, во многих реальных случаях при заземлении экрана кабеля с двух сторон ослабление помех может оказаться больше (до 40 дБ), чем при заземлении с одного конца. Возможно, это связано с большей симметрией дифференциальной линии или какими-то неучтенными обстоятельствами. Поэтому в реальной помеховой обстановке вариант заземления экрана следует выбирать экспериментально.

Измерение с незаземленными источниками сигналов

К *незаземленным* или «плавающим» источникам сигналов относятся, например, источники с батарейным питанием, устройства с изолированным выходом, незаземленные термопары и т. д. Подключение к «плавающему» источнику сигнала можно проводить как с использованием общего провода, так и дифференциального подключения. И в том и другом случае необходимо обеспечить цепь прохождения токов смещения ОУ и работу в линейной области. На рисунке 5.25, а приведена схема дифференциального подключения незаземленного источника к предусилителю D_1 , в которой

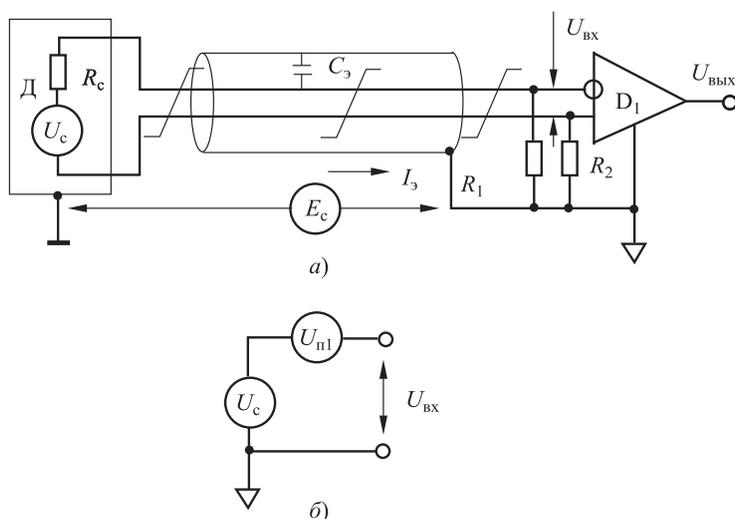


Рис. 5.25. Подключение незаземленного источника сигнала экранированной витой парой, заземленной с двух сторон (а) и эквивалентная схема источника сигнала (б)

привязка входов ОУ к уровню земли осуществляется с помощью высокоомных резисторов R_1 и R_2 номиналом не менее 1 МОм.

Как видно из схемы, без установки резисторов напряжение источника будет действительно «плавающим» и усилитель может свалиться в насыщение, так как отсутствуют цепи для прохождения токов смещения. Но и в случае установки высокоомных резисторов R_1 и R_2 ток смещения ОУ может сдвинуть уровень «плавающего» источника сигнала за пределы линейного диапазона и вогнать ОУ в насыщение. Чтобы избежать этого, необходимо применять ОУ с малыми входными токами смещения.

В заключение еще раз подчеркнем, что к проблемам подключения датчиков к ССД следует относиться с максимальным вниманием, поскольку неправильный выбор схемы подключения не позволяет реализовать потенциальные возможности ССД. Зачастую оптимальное подключение датчиков в реальных системах находится опытным путем.

При невысоких требованиях к точности передачи аналоговых сигналов могут использоваться витые пары или невитые сигнальные провода в общем экране. При этом не исключено взаимовлияние между сигналами. Напротив, при высоких требованиях сигналы должны передаваться витой парой в индивидуальном экране с минимальным шагом скрутки и симметрией импедансов. Наконец, в прецизионных ССД следует стремиться осуществлять токовую дифференциальную передачу сигналов датчиков.

5.2. Цифро-аналоговые преобразователи

В ССД цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) используются как самостоятельно для преобразования кодов в электрические величины, так и в качестве составной части обратных аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Они различаются точностью, быстродействием, аппаратными затратами и другими характеристиками. В данном разделе рассматривается схемотехника наиболее распространенных интегральных ЦАП.

5.2.1. Параллельный ЦАП с весовыми резисторами

Двоичной весовой матрицей резисторов называется резистивная матрица, в которой номиналы резисторов распределены по двоичному закону

$$R_j = R \cdot 2^{j-1}.$$

На рисунке 5.26 представлена четырехразрядная секция ЦАП с весовыми резисторами, которая состоит из весовой матрицы R - $2R$ - $4R$ - $8R$, перекидных аналоговых ключей SA_1 - SA_4 , источника опорного напряжения $U_{оп}$ (ИОН) и выходного ОУ D_1 .

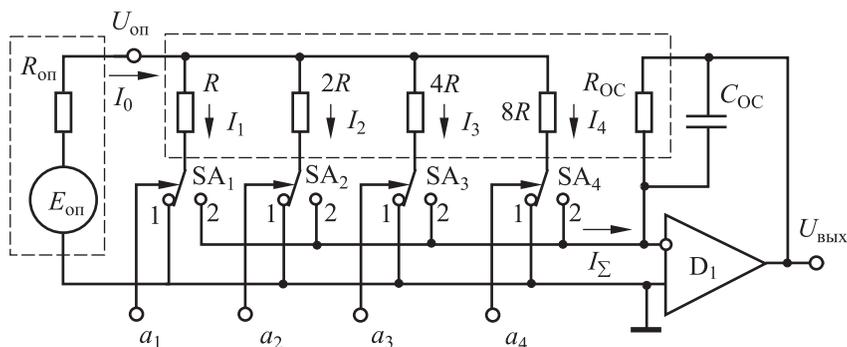


Рис. 5.26. Параллельный ЦАП с весовыми резисторами

Если пренебречь сопротивлением замкнутых ключей, то такая резистивная матрица вместе с ИОН является источником весовых разрядных токов $I_j = U_{оп}/R_j$, которые суммируются на входе ОУ:

$$I_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n I_j a_j = \frac{U_{оп}}{R} \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{2^{j-1}} = \frac{U_{оп}}{R \cdot 2^n} N, \quad (5.11)$$

где a_j — значение двоичного разряда; n — разрядность ЦАП; N — код числа.

Таким образом, напряжение на выходе D_1 , работающего в режиме преобразователя «ток–напряжение», составляет

$$U_{\text{вых}} = R_{\text{OC}} I_{\Sigma} = \frac{R_{\text{OC}} U_{\text{оп}}}{R \cdot 2^n} N. \quad (5.12)$$

Такой ЦАП обладает рядом особенностей.

1. Масштабный коэффициент преобразования и, следовательно, точность, как следует из (5.12), не зависят от абсолютных значений номиналов резисторов, а зависят от стабильности отношения R_{OC}/R . Это предопределяет изготовление всех резисторов, включая R_{OC} , в едином технологическом цикле, который обеспечивает стабильность отношений тонкопленочных резисторов во всех режимах на уровне не хуже 0,1%, хотя разброс абсолютных значений номиналов может достигать $\pm(30 \div 50)\%$.

2. Входное сопротивление матрицы не зависит от кода и остается постоянным, равным $R_{\text{вх}} = R \cdot 2^{n-1}/(2^n - 1) \approx R/2$, что снижает требования к выходному сопротивлению $R_{\text{оп}}$ ИОН.

3. Разрядные ключи SA_1 – SA_4 работают практически под нулевым коммутируемым напряжением, что не приводит к перезаряду паразитных емкостей и увеличивает быстродействие.

4. Отсутствует взаимовлияние между разрядами матрицы, что облегчает процесс подстройки резисторов в процессе изготовления.

Источниками погрешностей в ЦАП с весовыми резисторами являются нестабильность ИОН, сопротивлений перекидных МОП-ключей в замкнутом состоянии и аддитивные погрешности ОУ ($U_{\text{см0}}$, $\Delta I_{\text{вх}}$).

Нестабильность ИОН, очевидно, не должна превосходить относительной величины младшего значащего разряда ЦАП, т. е. $\delta(U_{\text{оп}}) \leq 2^{-n}$. Погрешности перекидных КМОП-ключей (рис. 5.27), обусловленные ненулевым начальным значением его сопротивлений r_0 в замкнутом состоянии (50–100 Ом), могут быть учтены в номиналах весовых резисторов при подстройке матрицы.

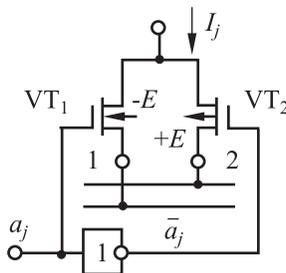


Рис. 5.27. Схема перекидного ключа на КМОП-транзисторах

Однако при изменении температуры изменение $\Delta r_0(T)$ не удается компенсировать. Наиболее высокие требования предъявляются к ключам старшего разряда. Например, при $\Delta r_0(T) = 20 \text{ Ом}$ и $R = 10 \text{ кОм}$ относительная погрешность с учетом веса старшего разряда составит $\Delta r_0(T)/R < 0,1\%$, что ограничивает точность на уровне десяти двоичных разрядов. В ряде случаев для минимизации влияния $\Delta r_0(T)$ в старших разрядах применяют параллельное включение нескольких МОП-ключей.

Аддитивные погрешности ОУ пересчитываются на выход как

$$\Delta U_{\text{вых}} = [U_{\text{см0}} + \Delta I_{\text{вх}}(\text{ОУ})(R_{\text{ос}} \parallel R_{\text{вх}})] \frac{R_{\text{ос}}}{R_{\text{вх}}}.$$

Основным недостатком ЦАП с весовыми резисторами является большой диапазон номиналов резисторов, так как $R_{j \text{ max}}/R_{j \text{ min}} = 2^{n-1}$. Общая сумма сопротивлений всех весовых резисторов составляет

$$R_{\Sigma} = (2^n - 1)R,$$

что при большом количестве разрядов обуславливает низкую технологичность и большую площадь матрицы. Кроме того, мощность, рассеиваемая резисторами, и токи, протекающие в них, также имеют диапазон 2^{n-1} . Все это приводит к трудностям поддержания необходимого соотношения резисторов в широком температурном диапазоне.

Радикальный способ уменьшить диапазон применяемых резисторов является применение лестничных или цепных резистивных делителей, как это делается в ЦАП на матрице R - $2R$.

5.2.2. Параллельный ЦАП на матрице R - $2R$

В ЦАП, построенных на матрице R - $2R$, требуются резисторы только двух номиналов. Это дает определенные технологические преимущества. На рисунке 5.28 представлена схема четырехразрядного ЦАП на матрице R - $2R$, который отличается от ЦАП с весовыми резисторами только самой резистивной матрицей.

Лестничный резистивный делитель составлен таким образом, что передача разрядных напряжений от точки N_j к точке N_{j+1} осуществляется с коэффициентом 0,5. В этом нетрудно убедиться, сворачивая и разворачивая эквивалентную схему матрицы (рис. 5.29, а), составленную с учетом того, что на инвертирующем входе ОУ имеется виртуальный нуль. В результате потенциалы в точках N_j и разрядные токи I_j оказываются распределенными по двоичному закону.

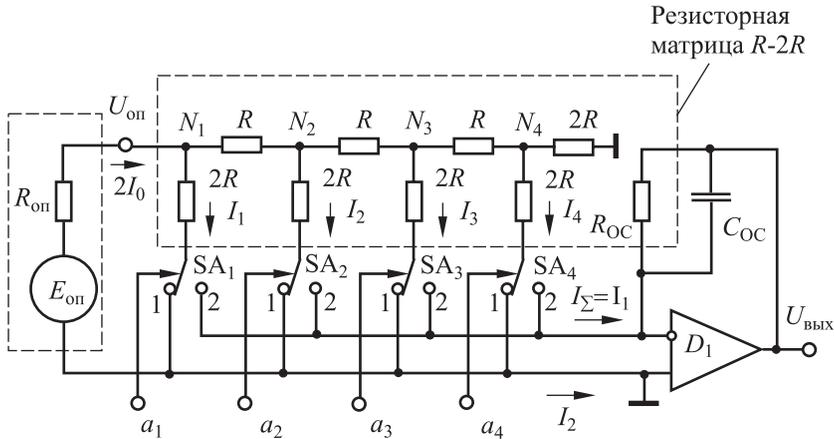


Рис. 5.28. Параллельный ЦАП на матрице $R-2R$

С помощью несложных преобразований можно показать, что выходное напряжение составит

$$U_{\text{вых}} = R_{\text{OC}} I_{\Sigma} = R_{\text{OC}} \sum_{j=1}^n I_j a_j = R_{\text{OC}} \sum_{j=1}^n \frac{U_{\text{он}}}{2^{j-1} 2R} a_j = \frac{R_{\text{OC}} U_{\text{он}}}{R 2^n} N \quad (5.13)$$

Как видим, выходное напряжение преобразователя линейно зависит от кода N . Изменяя R_{OC} , можно изменить масштаб преобразования.

Матрица $R-2R$ является частным случаем лестничного или цепного делителя, основным звеном которого является Г-образная структура из резисторов R_L и R_p , которая нагружена на сопротивление нагрузки R_p (рис. 5.29, б). При синтезе звена делителя исходят из того, что звено должно удовлетворять двум условиям.

Во-первых, условию наращаемости и, во вторых, условию фиксированного заданного коэффициента передачи напряжения от звена к звену.

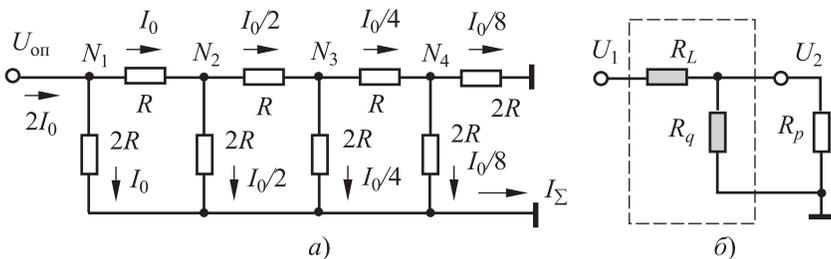


Рис. 5.29. Эквивалентные схемы: а — матрицы $R-2R$; б — звена цепного делителя

Первое условие сводится к тому, что распределение потенциалов в узлах матрицы не должно меняться при присоединении дополнительных разрядов, т. е. входное сопротивление звена должно быть постоянным и равным оконечному сопротивлению матрицы R_p :

$$R_{\text{вх}} = R_L + (R_q \parallel R_p) = R_p = \text{const.} \quad (5.14)$$

Второе условие запишется как

$$\alpha = \frac{U_2}{U_1} = \frac{(R_q \parallel R_p)}{R_L + (R_q \parallel R_p)} = \text{const.} \quad (5.15)$$

Решая (5.14) и (5.15) относительно R_L и R_p , получим

$$R_L = \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha} R_q, \quad (5.16)$$

$$R_p = \frac{(1 - \alpha)}{\alpha} R_q. \quad (5.17)$$

Задаваясь в уравнениях (5.16) и (5.17) $\alpha = 0,5$ и $R_q = 2R$, получим

$$R_L = R, \quad R_p = 2R.$$

Достоинством указанного ЦАП является то, что с увеличением числа разрядов общее сопротивление матрицы растет по линейному закону с увеличением числа разрядов и составляет

$$R_{\Sigma} = 2Rn + 2R + R(n - 1) = R(3n + 1).$$

В то же время для ЦАП с весовыми резисторами общее сопротивление матрицы растет практически по экспоненте:

$$R_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n R \cdot 2^j = R(2^n - 1).$$

Таким образом, выигрыш в площади кристалла или подложки для матрицы R -2 составит

$$m = \frac{R(2^n - 1)}{R(3n - 1)} \approx \frac{2^n}{3n}.$$

Для $n = 10$ выигрыш в площади составляет более 30 раз.

Недостатком ЦАП на матрице R -2R является взаимовлияние между разрядами, что затрудняет настройку.

Первый интегральный десятиразрядный ЦАП на матрице R -2R AD7250 (отечественный аналог 572 ПА1) был создан фирмой Analog

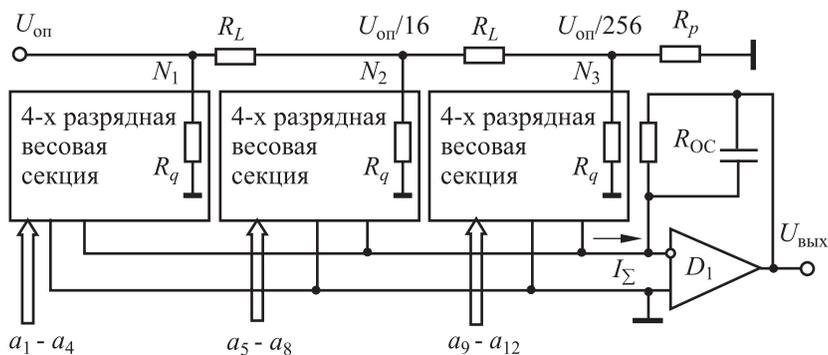


Рис. 5.32. 12-разрядный секционированный ЦАП с тремя четырехразрядными весовыми секциями

ветствии с весами секций должен составить $\alpha = 1/16$. Подставляя эти значения в формулы (5.16) и (5.17), найдем $R_L = 15R/2$, $R_p = 8R$. Таким образом, диапазон номиналов резисторов в комбинированном ЦАП не превышает 16, что облегчает его реализацию в интегральном исполнении. Кроме того, ЦАП легче подстраивать и, следовательно, обеспечить более высокую точность.

5.2.3. Параллельные ЦАП с токовыми ключами

Одной из проблем создания высокоточных ЦАП (на 14÷16 двоичных разрядов) является создание высокостабильных ключей, поскольку разрядный ток старшего разряда должен формироваться с относительной точностью не хуже 2^{-n} . Влияние сопротивления открытого МОП-ключа r_0 можно уменьшить путем увеличения номинала резисторной матрицы, однако это приводит к увеличению площади кристалла, что нежелательно. Другой путь состоит в использовании источников и ключей тока. Для этого источники одинаковых токов I_0 в разрядах a_j включаются последовательно с ключами тока SA_j , а токи суммируются на матрице $R-2R$ в соответствии с весами разрядов (рис. 5.33, а).

Вследствие высокого выходного сопротивления источников разрядных токов, влияние прямого сопротивления ключей крайне незначительно.

Анализируя схемы замещения матрицы для произвольного узла N_j (рис. 5.33, б), можно показать, что для каждого источника тока нагрузка составляет $2R/3$, а ток от узла N_j к узлу N_{j-1} передается с коэффициентом 0,5. Тогда вклад j -го разряда в суммарный ток I_Σ составит

$$I_j = \frac{4}{3} I_0 \frac{1}{2^j}.$$

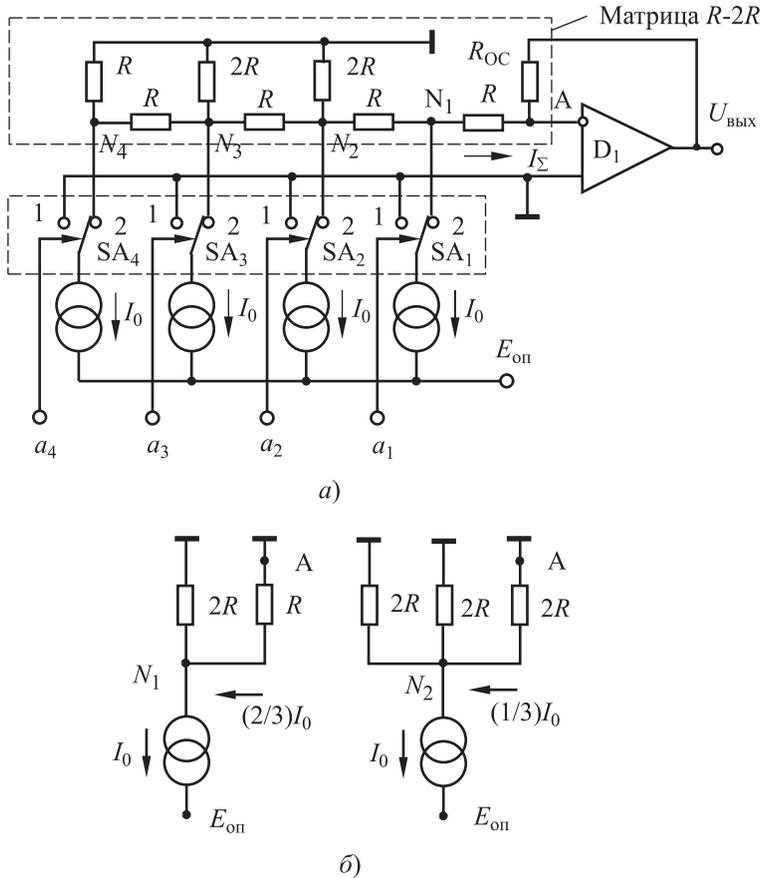


Рис. 5.33. ЦАП на матрице $R-2R$ с источниками тока (а) и схемы замещения для узлов N_1 и N_2 (б)

Следовательно

$$U_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{OC}} I_{\Sigma} = \frac{4}{3} I_0 R_{\text{OC}} \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{2^j} = \frac{4}{3} I_0 R_{\text{OC}} N.$$

Известно, что наибольшим быстродействием и простотой обладают диодные ключи и ключи на биполярных транзисторах (БПТ). Рисунок 5.34, а иллюстрирует принцип работы токового диодного ключа. Источник тока состоит из транзистора VT_1 с эмиттерным сопротивлением R_0 , а токовый ключ построен на диодах VD_1 и VD_2 . Коммутация тока I_0 из VD_1 в VD_2 и обратно осуществляется сигналом a_j с перепадами в $\pm 0,8$ В относительно потенциала «земля». На рисунке 5.34, б приведен фрагмент (старший разряд) ЦАП с источником тока и ключом

Как видим, ток I_0 должен зависеть от напряжения $U_{бэ}$, которое имеет температурный коэффициент $-(2,1 \div 2,4)$ мВ/°С. В интегральных ЦАП для стабилизации I_0 во всем температурном диапазоне применяют схему стабилизации (термокомпенсации). Она состоит из дополнительного компенсационного транзистора VT_k , выполненного на одной подложке с остальными транзисторами и включенного в цепь обратной связи D_2 . Базо-эмиттерный переход транзистора VT_k является, по существу, температурным датчиком. Предполагается, что все разрядные транзисторы и компенсационный транзистор VT_k изготавливаются в едином технологическом цикле на одной подложке, имеют коррелированные характеристики и работают в одинаковых условиях. В силу этого все разрядные токи также одинаковы:

$$I_0 = I_{вх} = \frac{U_{оп}}{R_{вх}}.$$

Они зависят только от опорного напряжения $U_{оп}$ и резистора $R_{вх}$.

5.2.4. Сегментированные резистивные ЦАП

Базовые архитектуры ЦАП обладают определенными достоинствами и недостатками. На практике приходится комбинировать эти структуры для достижения наибольшей эффективности. Один из приемов — разбиение разрядной сетки на секции, каждая из которых отвечает определенной архитектуре построения ЦАП. Такой прием называется *сегментированием*. Проиллюстрируем его на ряде схем.

На рисунке 5.35 приведен пример построения семиразрядного сегментированного ЦАП с токовым выходом, в котором три старших разряда ($a_1 \div a_3$) проходят полную дешифрацию (3×8) в термометрический код $b_1 \div b_7$, а 4 младших разряда ($a_4 \div a_7$) реализуются на матрице $R-2R$.

Для уменьшения выбросов в выходных сигналах данные к разрядным ключам должны подводиться синхронно по сигналу синхронизации f_c . Для этого в схему вводятся дополнительные регистры-защелки. На выходе ЦАП формируются комплементарные токи, которые при дифференциальной обработке позволяют подавить искажения четного порядка.

Все более популярными становятся и сегментированные ЦАП на основе *резистивного делителя Кельвина* (рис. 5.36, а), состоящего из последовательно соединенных резисторов и многопозиционного ключа, управляемого от декодера ($n \times 2^n$). Декодер преобразует n -разрядный двоичный код в термометрический код. Буферный повторитель D_1 обеспечивает режим холостого хода для резистивного делите-

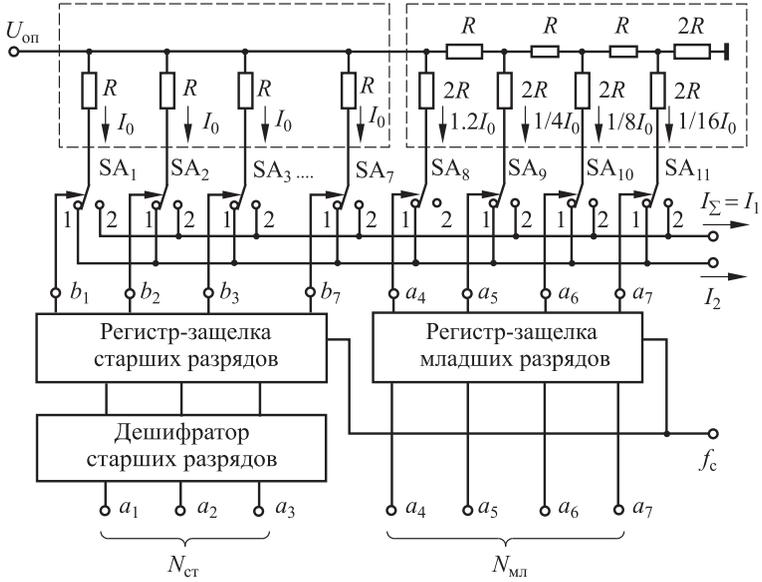


Рис. 5.35. Сегментированный параллельный ЦАП с комплементарными токовыми выходами

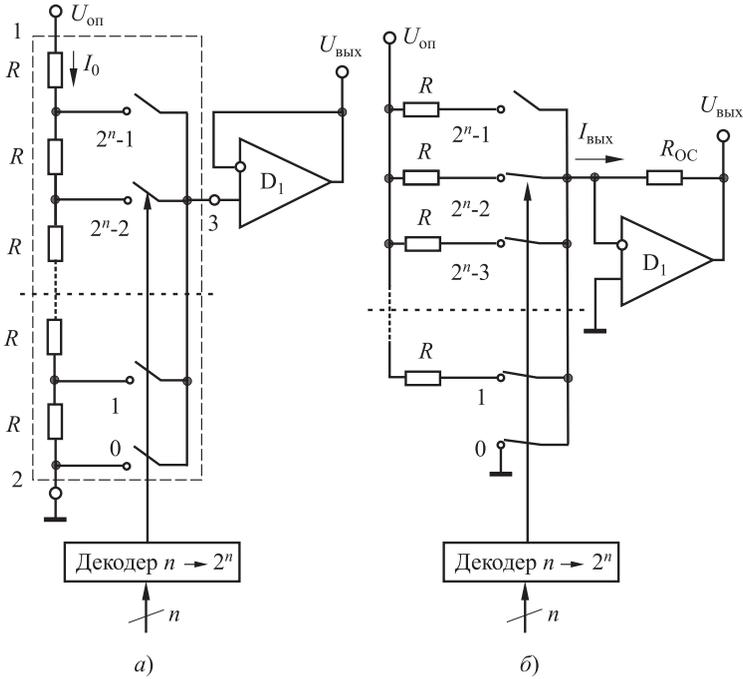


Рис. 5.36. Сегментированный ЦАП на основе резистивного делителя Кельвина: *а* — с выходом по напряжению; *б* — с выходом по току

ля. Такой ЦАП изначально обеспечивает *монотонный* выходной сигнал — даже если одно из сопротивлений равно нулю, выход U_j не может превышать U_{j+1} . Иногда такой ЦАП называют струнным или строчковым.

Архитектура линейна, если все резисторы равны по величине, но может быть преднамеренно сделана нелинейной. Так как в момент переключения работают только *два* ключа (один включается, другой — выключается), ЦАП обладает малым уровнем глитчей (выбросов) выходного сигнала (*low-glitch*). Для него

$$U_{\text{вых}} = I_0 R_N = \frac{U_{\text{оп}}}{2^n} \sum_{i=1}^n R a_i 2^{n-i} = \frac{U_{\text{оп}}}{2^n} \sum_{i=1}^n a_i 2^{n-i} = \frac{U_{\text{оп}}}{2^n} N,$$

где R_N — сопротивление между землей и точкой подключения ОУ D_1 . Аналогичный ЦАП с выходом по току показан на рис. 5.36, б. Так как в момент переключения работает только один ключ, эта архитектура также обладает малым уровнем глитчей. Струнный ЦАП обладает *большим быстродействием*.

Существенным недостатком струнных ЦАП являются большие аппаратные затраты. Поэтому они не используются как самостоятельные многоуровневые преобразователи, но часто входят как компоненты в более сложные *сегментированные* ЦАП, в которых часть выходного сигнала струнного ЦАП вновь поступает на делитель Кельвина (рис. 5.37, а). При этом разрядная сетка разбивается на старшую (m разрядов) и младшую (k разрядов) ступени ($n = m + k$). Данная структура (иногда ее называют делителем Кельвина–Варлея) монотонна, если делитель второй ступени монотонен.

В другом варианте во второй ступени применяется обращенный ЦАП на матрице R - $2R$ (рис. 5.37, б), т. е. в младшей ступени для управления ключами используется бинарный (весовой) код. Эта структура требует меньших аппаратных затрат, однако для изготовления матрицы R - $2R$ высокого разрешения требуется тонкопленочная технология. Более сложные сегментированные трехсекционные ЦАП фирмы Analog Devices имеют разрешение в $14 \div 16$ двоичных разрядов с быстродействием до 160-MSPS (160 млн выборок/с).

То обстоятельство, что в струнном ЦАП (см. рис. 5.36, а) программируется, по существу, точка подключения вывода 3 между отводами 1 и 2, позволяет интерпретировать его как *цифровой потенциометр* (рис. 5.38). Такой ЦАП незаменим в микропроцессорных системах управления, так как позволяет не только избежать проблем с механическими потенциометрами (износ, дребезг, дрейф, температурная чувствительность), но и использовать динамическое управление.

Цифровые потенциометры выпускаются многими зарубежными фирмами и могут содержать до шести независимых каналов с коли-

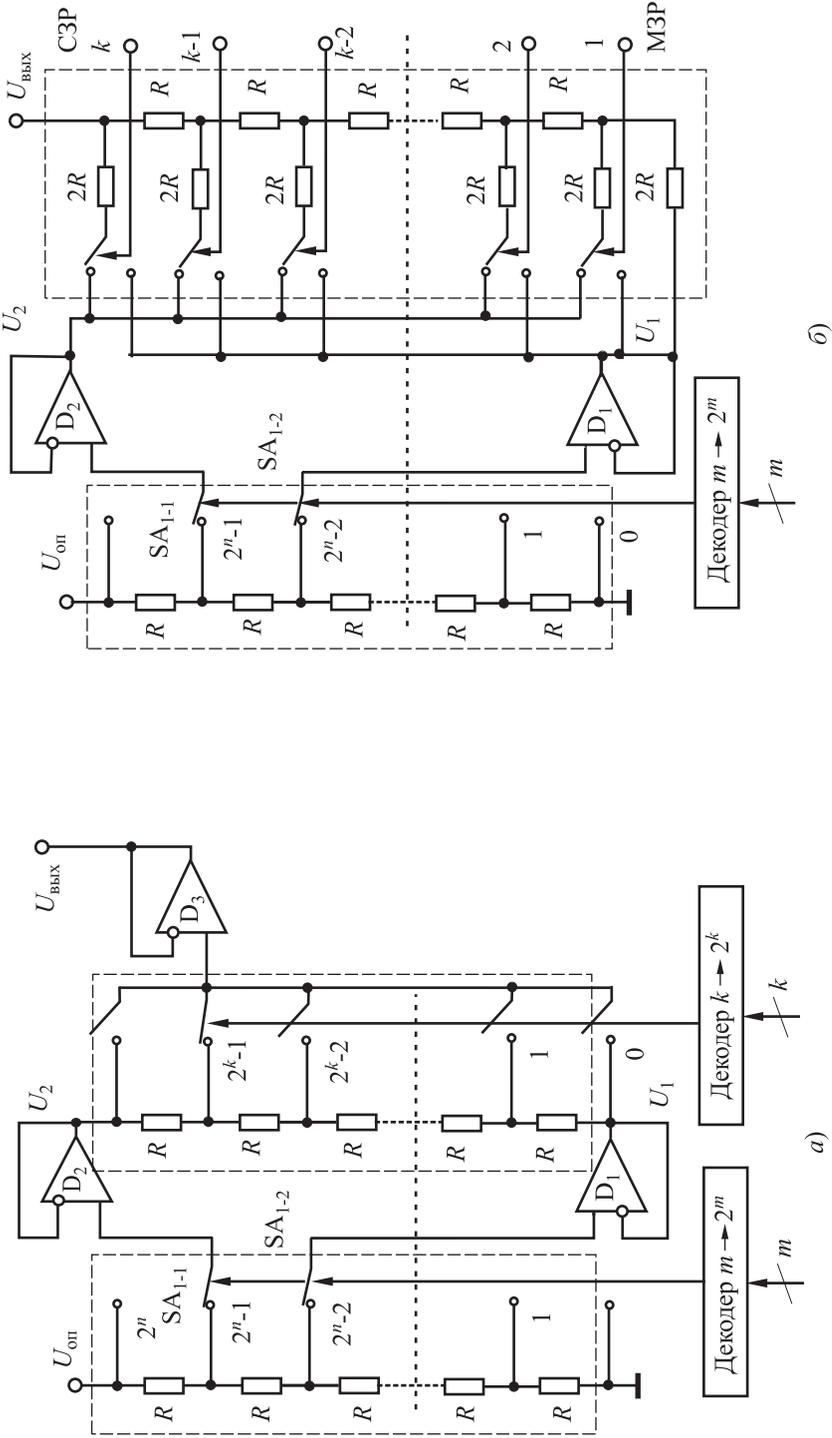


Рис. 5.37. Сегментированный ЦАП с выходом по напряжению:
 а — с делителем Кельвина–Варлея; б — с делителем Кельвина и матрицей R - $2R$

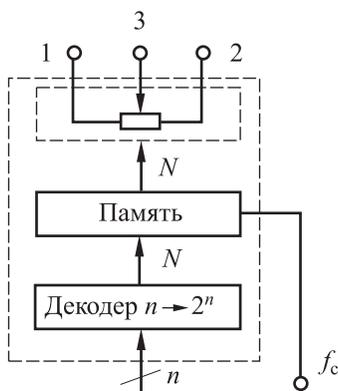


Рис. 5.38. Цифровой потенциометр

чеством резисторов в канале от 256 до 1024 с номиналами 5, 10, 50 и 100 кОм. ТКС поликремниевых резисторов составляет около ± 500 ppm/°C, а тонкопленочных — примерно ± 35 ppm/°C. Полоса пропускания резистивного делителя составляет $10^4 \div 10^6$ Гц и зависит от постоянной $\tau = C_{\text{п}}R$, где $C_{\text{п}}$ — паразитная емкость. В качестве ключей используются КМОП-ключи с минимальным сопротивлением канала.

Цифровой потенциометр, как правило, содержит энергонезависимую память. Есть потенциометры с электрически перепрограммируемой памятью (ЭПЗУ), что особенно удобно для систем с автокалибровкой, с регулировкой усиления и т. п., и потенциометры с однократно программируемой памятью. В некоторых моделях в память записываются данные о действительных номиналах резисторов.

5.2.5. ЦАП на коммутируемых конденсаторах

Ключи в умножающих ЦАП изготавливаются по МОП-технологии, а изготовление резистивных делителей в этой технологии затруднено. Гораздо проще в МОП-технологии изготавливать МОП-емкости и на них перераспределять заряды в соответствии с весами разрядов. Так появились ЦАП на коммутируемых конденсаторах.

ЦАП с коммутируемыми конденсаторами имеет еще ряд преимуществ по сравнению с ЦАП на тонкопленочных резисторных матрицах. Это связано, в первую очередь, с тем, что исключается процесс лазерной подстройки тонкопленочных резисторов, который значительно увеличивает стоимость ЦАП. Преимущество этих ЦАП состоит также в том, что их точность и линейность определяется, прежде всего, соотношением площадей конденсаторных пластин, т. е. *качеством фотолитографии*. Стабильность интегральных конденсаторов также выше, чем у тонкопленочных резисторов (табл. 5.1).

Таблица 5.1

Характеристики тонкопленочных резисторов и МОП-конденсаторов (при 5-мкм топологии)

Параметры	Резисторы	Конденсаторы
Абсолютная точность, %	± 5	$\pm(1 \div 2)$
Относительная точность, %	$\pm(1 \div 2)$	$\pm 0,1$
Температурная стабильность, ppm \cdot $^{\circ}\text{C}^{-1}$	± 1500	$\pm(20 \div 30)$
Влияние напряжения, ppm/V	$\pm(200 \div 800)$	$\pm(20 \div 30)$

В целом согласование температурных характеристик МОП-конденсаторов может быть лучше, чем $1 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, что и обеспечивает высокую температурную стабильность.

Схема четырехразрядного ЦАП на коммутируемых конденсаторах представлена на рис. 5.39.

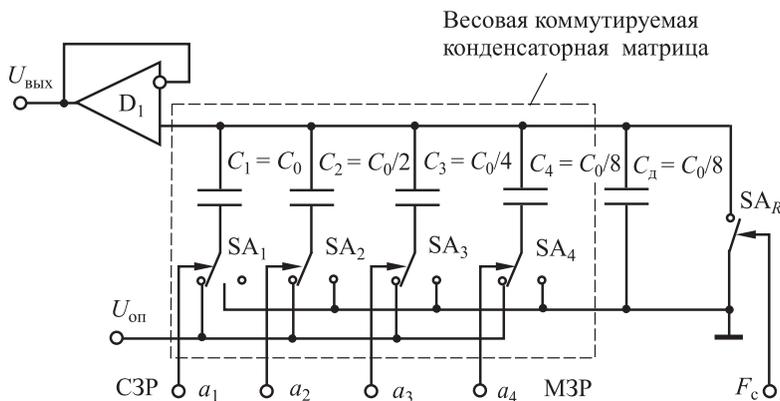


Рис. 5.39. Параллельный четырехразрядный ЦАП на коммутируемых конденсаторах

Схема состоит из четырех конденсаторов C_1, C_2, C_3, C_4 , взвешенных по двоичному закону. В общем виде при n -разрядном ЦАП j -й разряд содержит емкость

$$C_j = \frac{C_0}{2^{j-1}} = 2C_0 \frac{1}{2^j}.$$

Также в схеме имеется дополнительный оконечный конденсатор C_d , емкость которого равна емкости конденсатора младшего разряда, т. е.

$$C_d = 2C_0 \frac{1}{2^n}.$$

Преобразователь имеет n аналоговых разрядных переключателей (на схеме SA₁–SA₄) и дополнительный переключатель SA_R, определяющий режим работы ЦАП. Для получения напряжения $U_{\text{вых}}$, пропорционального коду $N = a_1 a_2 a_3 a_4$, на выходе конденсаторной матрицы установлен операционный усилитель D₁ в режиме повторителя напряжения.

Работа схемы осуществляется в два этапа.

1. Вначале по команде F_c замыкается ключ SA_R, а на ключи SA₁–SA₄ подается преобразуемый код. При этом, если в j -м разряде $a_j = 1$, то конденсатор C_j подключается к напряжению $U_{\text{оп}}$, а если $a_j = 0$, то конденсатор C_j подключается к «земле». Таким образом, на конденсаторе C_j накапливается заряд $q_j = C_j U_{\text{оп}} a_j$.

2. Затем размыкается ключ SA_R, а все разрядные ключи SA₁–SA₄ замыкаются на землю, т. е. все конденсаторы соединяются параллельно. При этом общий суммарный заряд конденсаторной матрицы составляет

$$q_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n q_j = \sum_{j=1}^n C_j U_{\text{оп}} = 2 \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{2^j} C_0 U_{\text{оп}} = 2 C_0 U_{\text{оп}} N.$$

При этом постоянное напряжение на конденсаторах, а следовательно, на входе и выходе ОУ, составляет

$$U_{\text{вых}} = \frac{q_{\Sigma}}{C_{\Sigma}} = \frac{2 C_0 U_{\text{оп}} N}{2 C_0} = U_{\text{оп}} N,$$

где

$$C_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n \frac{C_0}{2^{j-1}} + \frac{C_0}{2^{n-1}} = C_0 + \frac{C_0}{2} + \frac{C_0}{4} + \frac{C_0}{8} + \frac{C_0}{8} = 2 C_0.$$

На этом этап преобразования заканчивается и схема переходит в режим хранения накопленного заряда. Для длительного хранения результата преобразования к выходу ЦАП этого типа следует подключать качественный ОУ или дополнительное качественное УВХ, что является некоторым недостатком схемы. Другим недостатком является большая площадь кристалла конденсаторной матрицы в многоразрядных ЦАП. Впрочем, эта проблема решается в многосекционных ЦАП с коммутируемыми конденсаторами.

На рисунке 5.40 приведена схема двухсекционного ЦАП. Он содержит две одинаковые весовые коммутируемые конденсаторные матрицы с конденсатором связи $C_{\text{св}}$ и усилитель заряда на D₁ с разрядным ключом SA_R. Можно показать, что при $C_{\text{св}} = C_0/8$ коэффициент передачи заряда от младшей секции к старшей составляет 1/16 и

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} \frac{2 C_0}{C_{\text{ОС}}} \left(N_{\text{ст}} + \frac{1}{16} N_{\text{мл}} \right).$$

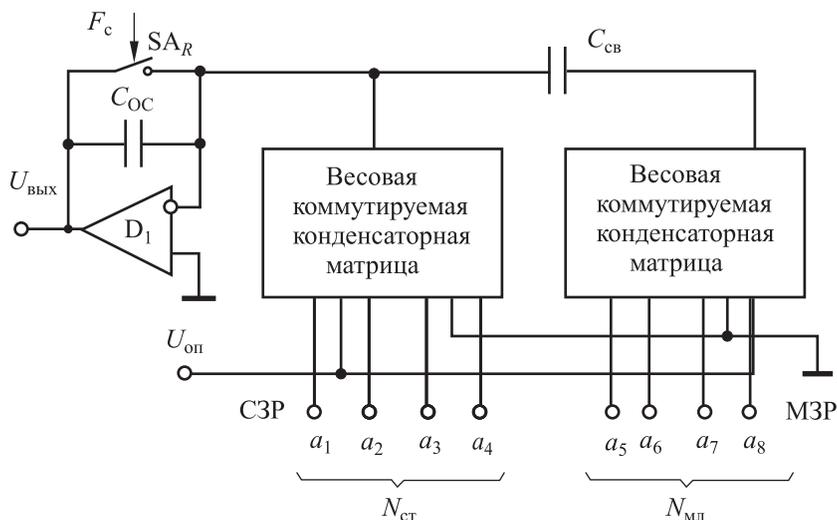


Рис. 5.40. Двухсекционный ЦАП на коммутируемых конденсаторах

Если $C_{OC} = 2C_0$, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ОП}} \left(N_{\text{СТ}} + \frac{1}{16} N_{\text{МЛ}} \right).$$

В промышленных ЦАП для достижения высокой точности и линейности дополнительные встроенные конденсаторы малой емкости могут подключаться параллельно основным разрядным конденсаторам или отключаться от них в соответствии с алгоритмом автокалибровки.

Общая проблема применения конденсаторных ЦАП состоит в том, что разряд конденсаторов за счет токов утечки делает непригодными такие ЦАП для общих приложений. В силу этих причин ЦАП на переключаемых конденсаторах применяются в основном в составе АЦП.

5.2.6. Биполярные ЦАП

Для преобразования биполярного кода в аналоговый сигнал необходимо иметь дополнительный знаковый разряд $\text{sign}N$. В биполярном преобразовании наиболее часто используются двоичные коды в следующих форматах:

- знак плюс модуль числа;
- двоичный код со смещением.

Рассмотрим структуры биполярного ЦАП в формате «знак плюс модуль числа».

1. Метод коммутации

В зависимости от типа ЦАП его биполярную работу можно осуществить различными способами. Один из них — переключение полярности опорного напряжения $U_{оп}$ в зависимости от дополнительного разряда $sign N$, характеризующего знак входного кода (рис. 5.41). Рассмотрим для определенности параллельный ЦАП с токовыми комплементарными выходами. Цифровой сигнал на входе ЦАП представлен в формате «знак плюс модуль числа». Для коммутации полярности $U_{оп}$ на D_2 собран знакоинвертор. При этом ЦАП должен работать с разнополярными $U_{оп}$, т. е. быть умножающего типа.

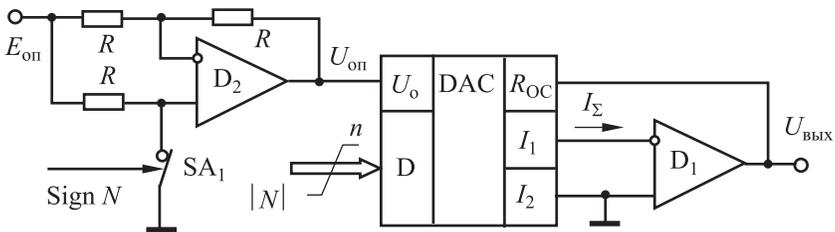


Рис. 5.41. Биполярный ЦАП с дополнительным знаковым разрядом и с коммутацией $U_{оп}$

Если ЦАП работает только с $U_{оп}$ одной полярности, то переключатель полярности выходного напряжения устанавливается на выходе ЦАП и схема приобретает вид, показанный на рис. 5.42. И в этом случае знакоинвертор на D_2 , управляемый знаковым разрядом $sign N$, определяет полярность $U_{вых}$.

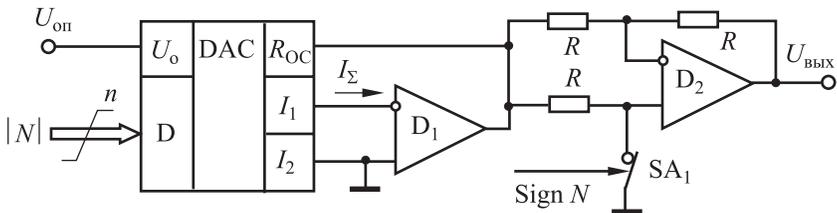


Рис. 5.42. Биполярный ЦАП с дополнительным знаковым разрядом и с коммутацией $U_{вых}$

Передаточная характеристика биполярного ЦАП с дополнительным знаковым разрядом $sign N$ располагается в двух квадрантах и представлена на рис. 5.43, а. Диапазон представимых чисел составляет $\pm(2^n - 1)$. Однако схемы, работающие с кодом в формате «знак плюс модуль числа», имеют сдвоенный ноль, поскольку «+ ноль» и «- ноль» совпадают, что является недостатком схемы.

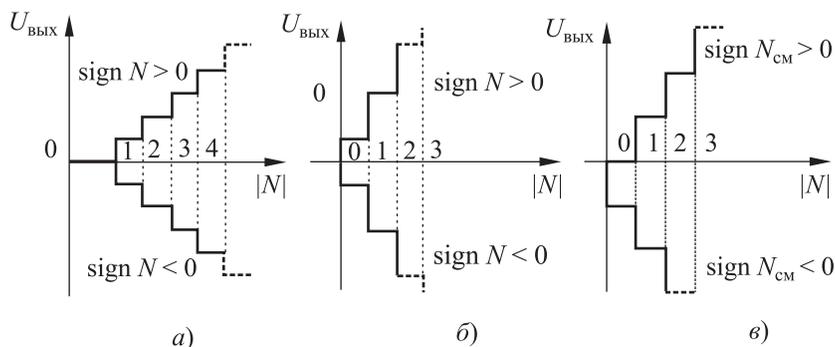


Рис. 5.43. Передаточные характеристики биполярного ЦАП:

- a* — с дополнительным знаковым разрядом и коммутацией напряжений;
б — без дополнительного знакового разряда; *в* — со смещенным кодом на входе

Обойтись без коммутации напряжений и несколько упростить схему можно, используя комплементарные токовые выходы ЦАП (рис. 5.44). На D_2 происходит инверсия тока I_2 , а следовательно D_1 для токов I_1 и I_2 работает как дифференциальный преобразователь «ток–напряжение». Знак разности токов и полярность передаточной характеристики будут определяться значением старшего разряда кода $\text{sign } N$ (рис. 5.43, б). При этом диапазон кодируемых чисел при одинаковой разрядности ЦАП уменьшится вдвое, а квант МЗР, наоборот, увеличится вдвое. В отличие от схем с дополнительным знаковым разрядом схема на рис. 5.44 не имеет «нуля».

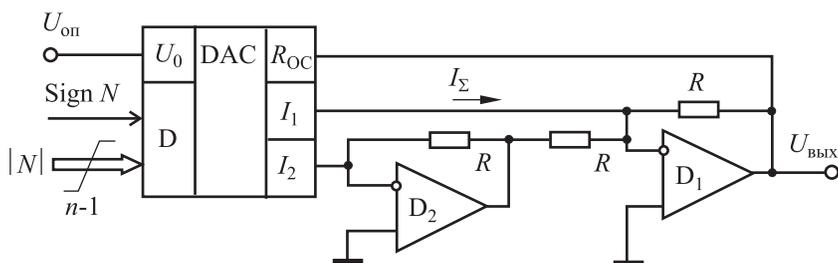


Рис. 5.44. Биполярный ЦАП без коммутации напряжений

2. Метод смещения нуля

Обычно в процессоре отрицательные двоичные числа представляются в *дополнительном коде*. Таким путем, например, с помощью восьми двоичных разрядов можно закодировать числа в диапазоне от -128 до $+127$. Поскольку на входе ЦАП необходим униполярный код, дополнительный код сдвигают на полдиапазона, т. е. на $+128$.

В этом случае числа кодируются в диапазоне от 0 до +255. Такое представление чисел со знаком называется *смещенным кодом*, а его синтез производится простой инверсией старшего разряда дополнительного кода. Соответствие рассмотренных кодов и аналоговых величин иллюстрируется табл. 5.2.

Таблица 5.2

Соответствие кодов и аналоговых величин биполярного ЦАП

Десятичный код	Входной код		Относительный выходной сигнал
	Дополнительный	Смещенный	
+127	01111111	11111111	127/255
+1	00000001	10000001	1/255
0	00000000	10000000	0
-1	11111111	01111111	-1/255
-127	10000001	00000001	-127/255
-128	10000000	00000000	128/255

Как видим, коды отличаются цифрой в старшем знаковом разряде, который для смещенного кода интерпретируется как $\text{sign } N_{\text{см}}$. Разрядность сетка ЦАП включает и знаковый разряд.

Чтобы получить выходной сигнал правильной полярности, необходимо выполнить обратный сдвиг выходного сигнала на полшкалы, что осуществляется на дополнительном сумматоре D_2 (рис. 5.45).

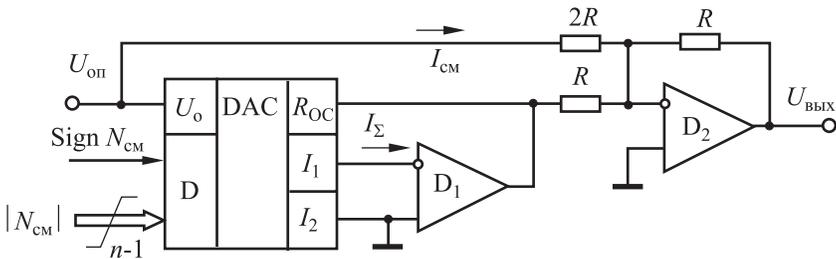


Рис. 5.45. Биполярный ЦАП со смещенным кодом на входе

Передаточная характеристика биполярного ЦАП со смещением на полшкалы представлена на рис. 5.43, в. Слово, в котором все разряды равны 0 (т. е. 00...00) и которое соответствует отрицательному значению полной шкалы, при вычислениях в двоичном коде со смещением не используется. Однако этот код может применяться при настройке и контроле преобразователя.

Достоинством кода со смещением на полшкалы является то, что он хорошо согласуется с входным и выходным сигналами ЦВМ, более удобен при вычислениях, чем числа в формате «знак плюс модуль», и к тому же в нем нуль представлен только одной кодовой комбинацией.

Основным *недостатком* двоичного кода со смещением является существование главного перехода вблизи нуля — изменяются все разряды при переходе от 01...11 к 10...00. В статическом режиме это приводит к погрешности линейности, так как нелинейность более вероятна в точках основных переходов. Кроме того, в динамическом режиме из-за разной скорости включения и выключения всех разрядов могут происходить значительные выбросы аналогового сигнала.

5.3. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)

5.3.1. Классификация АЦП

Классификация АЦП основана на том, как во времени протекает процесс преобразования аналогового сигнала в код. АЦП ССД отличаются большим разнообразием и в них применяются все три известных метода измерения аналоговых величин:

- метод считывания;
- метод последовательного счета;
- метод сравнения и вычитания.

В соответствии с используемым методом АЦП относят к той или иной группе (рис. 5.46).

АЦП считывания (Flash АЦП) обладают наибольшей скоростью преобразования, но невысокой разрешающей способностью (до 10 бит). Применяя методы свертки, можно поднять разрешающую способность АЦП считывания до 14÷16 бит (Pipeline или конвейерные АЦП).

АЦП последовательного счета делятся на неинтегрирующие и интегрирующие (Dual Slope АЦП и сигма-дельта АЦП). Первые отличаются простотой и средним быстродействием, а вторые — высокой чувствительностью, хорошей помехозащищенностью, но низким быстродействием. Показания интегрирующих АЦП пропорциональны среднему значению входного напряжения за время измерения. Применение процессорных методов обработки позволяет достичь сверхвысокой чувствительности (до 24 бит) и повысить быстродействие.

В преобразователях сравнения и вычитания (SAR АЦП) входное напряжение уравнивается по цепи обратной связи. Эти АЦП

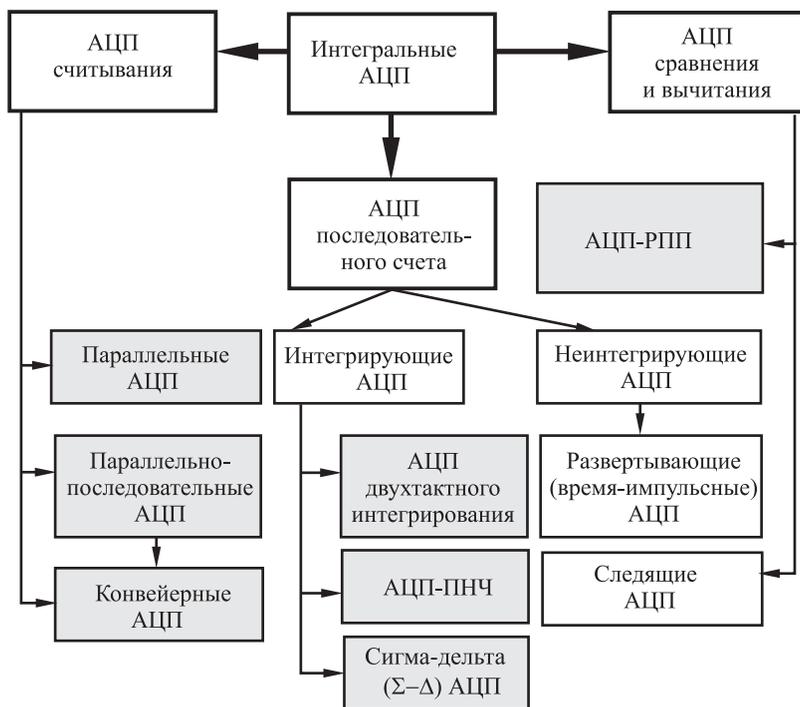


Рис. 5.46. Классификация интегральных АЦП для ССД

нашли широкое применение в измерительных системах благодаря хорошим показателям по точности, быстродействию и аппаратурным затратам.

Характеристики наиболее распространенных типов интегральных АЦП в координатах «разрешение — частота дискретизации» приведены на рис. 5.47.

5.3.2. Быстродействующие АЦП

Быстродействующими принято считать АЦП с частотой дискретизации свыше 10 МГц/с (10~MSPS). Область применения таких АЦП — видеотехника, цифровая обработка сигналов, цифровые осциллографы, анализаторы спектра, медицинская электроника. Наиболее перспективными для этих отраслей считаются «конвейерные» АЦП, которые строятся на основе базового параллельного АЦП.

5.3.2.1. Параллельные АЦП

В основе работы данного АЦП лежит *метод считывания*. Поэтому параллельные АЦП также называют АЦП считывания. В процессе

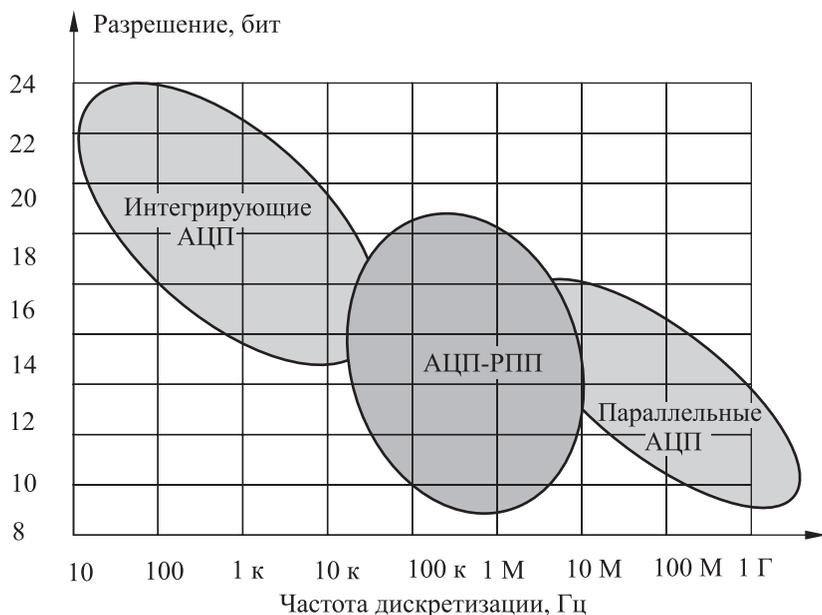


Рис. 5.47. Характеристики АЦП различной архитектуры

преобразования входная аналоговая величина сравнивается с помощью $(2^n - 1)$ компараторов с набором $(2^n - 1)$ эталонных напряжений, формируемым резистивным делителем Кельвина (рис. 5.48, а).

Код x_7, x_6, \dots, x_1 на выходе компараторов D_7, D_6, \dots, D_1 называют термометрическим или термокодом (табл. 5.3). Термокод в дальнейшем может быть преобразован в обычный двоичный код a_1, a_2, a_3 с помощью очевидных соотношений математической логики

$$a_3 = \overline{x_1 x_2} + \overline{x_3 x_4} + \overline{x_5 x_6} + x_7,$$

$$a_2 = \overline{x_2 x_4} + x_6,$$

$$a_1 = x_4.$$

Однако в многоразрядных АЦП применяют специальный *приоритетный дешифратор* (рис. 5.48, б), который имеет две ступени. Первая ступень, состоящая из трехвходовых схем «И», вначале преобразует термокод в код «1 из 7» или в так называемую «бегущую единицу» (см. табл. 5.3). Каждая из схем «И» связана с двумя соседними схемами прямым и инверсным сигналами. В результате высокий уровень сигнала будет только на выходе старшей схемы «И». Вторая ступень реализуется на схемах проводного «ИЛИ». Этим достигается по-

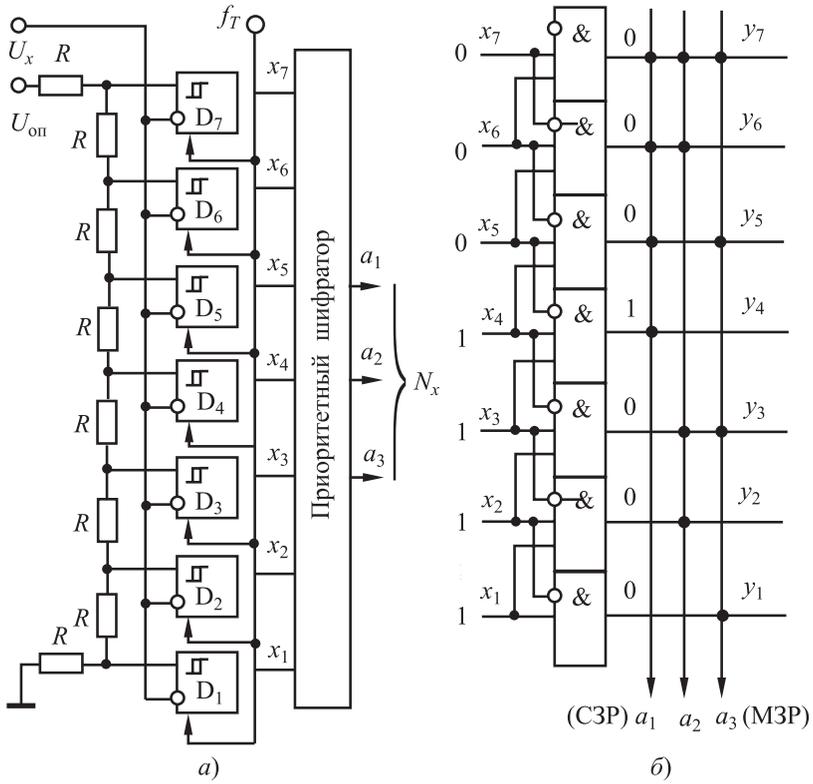


Рис. 5.48. Трехразрядный параллельный АЦП:
 а — структурная схема; б — приоритетный шифратор

Таблица 5.3

Коды, формируемые в параллельном АЦП

$U_x/U_{оп}$	Термокод							Двоичный код			Код «1из 7»						
	x_7	x_6	x_5	x_4	x_3	x_2	x_1	a_1	a_2	a_3	y_7	y_6	y_5	y_4	y_3	y_2	y_1
<1/8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<2/8	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
<3/8	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
<4/8	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0
<5/8	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0
<6/8	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0
<7/8	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
<1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

вышение помехоустойчивости параллельного АЦП. С этой же целью вводится стробировка компараторов по тактам f_T .

Резисторная сетка (СР) параллельного АЦП должна быть изготовлена из низкоомных резисторов с тем, чтобы входные токи компараторов не влияли на уровни пороговых напряжений и чтобы иметь достаточно высокую точность. Для монолитных АЦП, например, можно использовать резисторы, изготовленные по технологии ионного легирования с точностью порядка 0,3% и стабильные в широком диапазоне температур.

Параллельные АЦП являются многоканальными структурами, и их инструментальная погрешность определяется точностью выполнения СР, погрешностями эталонного источника и компараторов (гистерезис, изменение порога чувствительности в заданном диапазоне температур), взаимовлияние между компараторами, что ограничивает разрешающую способность АЦП на уровне 8–10 двоичных разрядов.

Параллельные АЦП имеют большой объем аналогового оборудования, который растет пропорционально 2^n , и большую потребляемую мощность (для быстродействующих АЦП на GaAs мощность достигает единиц ватта). Однако параллельные АЦП обладают громадным быстродействием.

Действительно, быстродействие АЦП (время преобразования $T_{пр}$) определяется временем срабатывания компараторов и задержкой распространения сигнала в логических схемах:

$$T_{пр} = T_{кп} + \sum_{i=1}^s \tau_{лс_i},$$

где $T_{кп}$ — максимальное время срабатывания компараторов; $\tau_{лс}$ — задержка распространения сигнала в логических схемах; s — количество последовательно соединенных логических схем. У современных параллельных АЦП частота дискретизации достигает 1 ГГц. Параллельные АЦП применяются в основном для скоростных процессов с частотой дискретизации более 100 МГц (время преобразования менее 0,01 мкс). По этой причине их иногда называют видео-АЦП, флеш-АЦП.

Для повышения разрешающей способности быстродействующих преобразователей на основе параллельных АЦП применяют комбинированные параллельно-последовательные АЦП, которые используют недорогую КМОП-технологии и имеют производительность до нескольких сотен MSPS при разрешении до 14 разрядов.

5.3.2.2. Конвейерные АЦП

Конвейерные АЦП относятся к параллельно-последовательным АЦП и состоят из нескольких однотипных каскадов на основе базовых параллельных АЦП ЦАП. Структурная схема простейшего двухступенчатого параллельно-последовательного АЦП представлена на рис. 5.49. В первой ступени, содержащей АЦП 1, выполняется грубое кодирование, а во второй ступени, содержащей АЦП 2, — точное, и процесс преобразования распределен в пространстве. Измеряемое напряжение U_x подается на вход параллельного АЦП 1, с выхода которого код N_1 разрядностью n_1 подается на быстродействующий параллельный ЦАП. Этот ЦАП в свою очередь вырабатывает квантованное напряжение U_1 , пропорциональное коду N_1 . Таким образом

$$N_1 = \text{ent}(U_x/h_1),$$

где ent — операция выделения целой части; h_1 — квант младшего разряда АЦП 1.

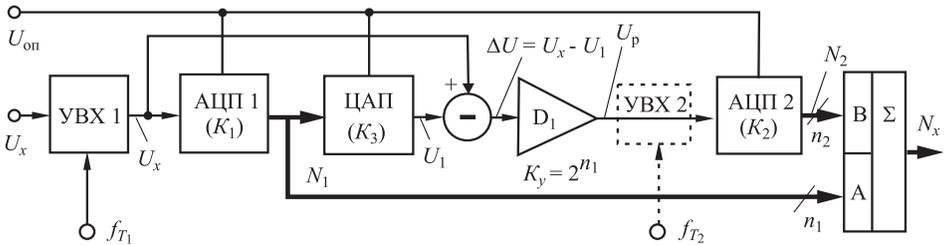


Рис. 5.49. Параллельно-последовательный (конвейерный) АЦП

Диффузителю D_1 усиливает разность $\Delta U = U_x - U_1$ в 2^{n_1} раз и подает это разностное напряжение на АЦП 2, на выходе которого получается код N_2 разрядностью n_2 . Чтобы с уверенностью достигать разрешения больше, чем 8 разрядов, применяется цифровая коррекция — коды N_1 и N_2 в дальнейшем суммируются (сшиваются или состыковываются) в сумматоре. В процессе преобразования U_x надо поддерживать неизменным с помощью УВХ 1. Поскольку процесс распространения сигналов в схеме протекает асинхронно, то реализуется максимальное быстродействие. Очевидно, что объем оборудования параллельно-последовательного АЦП по сравнению с параллельным АЦП уменьшается во много раз.

Процесс преобразования можно представить системой уравнений

$$\begin{cases} N_{\text{вых}} = K_{\Sigma} N_1 + N_2, \\ N_1 = \text{ent}(K_1 U_x + \Delta_1), \\ N_2 = \text{ent}(U_x - U_1) K_y K_2 + \Delta_2, \\ U_1 = N_1 K_3 + \Delta_3, \end{cases} \quad (5.18)$$

где K_1, K_2, K_3, K_y — номинальные коэффициенты передачи соответствующих блоков; K_{Σ} — коэффициент передачи цифрового сумматора по входу А; Δ_j — погрешности преобразования звеньев. С точностью до Δ_2 (погрешность АЦП 2)

$$N_{\text{вых}} = K_{\Sigma} N_1 + K_2 K_y (U_x - N_1 K_3 - \Delta_3). \quad (5.19)$$

При выполнении соотношений

$$\begin{aligned} K_{\Sigma} &= K_y K_1 K_3, \\ K_y (U_x - U_1) &\leq U_{\text{оп}}, \end{aligned} \quad (5.20)$$

пренебрегая Δ_3 (погрешность ЦАП), получаем

$$N_{\text{вых}} = K_2 K_y U_x.$$

Как видим, погрешность АЦП 1 (Δ_1) при выполнении условия (5.20) на результат преобразования не влияет, а влияние погрешности АЦП 2 (Δ_2) тем меньше, чем больше коэффициент K_y . Однако в силу условия (5.20) значение K_y ограничено сверху:

- дифференциальной нелинейностью АЦП 1 ($\Delta_{h1} \leq (1,2 \div 1,5) h_1$ (рис. 5.50));
- динамическим изменением входного сигнала U_x за время установления напряжения U_1 .

Поэтому K_y выбирают из (5.20) с некоторым запасом, а на входе АЦП устанавливают УВХ. Для согласования отсчетов с помощью сумматора осуществляют перекрытие шкал на 1–2 разряда. Если перекрывается один разряд, то вес СЗР АЦП 2 должен быть равен весу МЗР АЦП 1. При этом суммарная разрешающая способность параллельно-последовательного АЦП уменьшится на число перекрывающихся разрядов. Разумеется, полный двоичный сумматор нужен лишь для перекрывающихся разрядов, а младшие разряды АЦП 2 передаются на выход непосредственно. Это может упростить сумматор.

Из формулы (5.19) следует, что основным источником погрешности является ЦАП (Δ_3). Вот почему ЦАП является мерой точности, и точность параллельно-последовательного АЦП не может быть выше точности ЦАП.

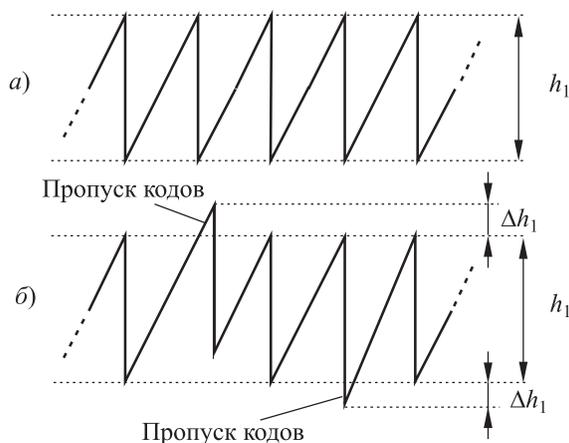


Рис. 5.50. Диаграмма остаточного напряжения:
 а — при идеальном АЦП 1; б — при нелинейном АЦП 1

Особые требования в параллельно-последовательных АЦП предъявляются к дифференциальному усилителю D_1 : он должен иметь одинаковые и стабильные коэффициенты передачи по обоим входам, а быстродействие его должно быть выше быстродействия параллельного АЦП.

Частоту дискретизации параллельно-последовательных АЦП можно увеличить в несколько раз, если ввести синхронизацию между предыдущей и последующей ступенями. Для этого между ступенями вводят дополнительные внутренние УВХ (на рис. 5.49 УВХ 2 показано пунктиром). Это и будет собственно *конвейерный* (pipelined) АЦП, в котором процесс преобразования разделен во времени между ступенями. Термин «конвейерная архитектура» означает способность последующей ступени обрабатывать данные, полученные от предыдущей ступени, в течение любой части такта «выборка–хранение». Сигналы выборки на УВХ 1 и УВХ 2 поступают в разные моменты времени, разделенные временем распространения сигнала по АЦП 1 и ЦАП. Пока первая ступень на рис. 5.49 обрабатывает текущую выборку, вторая обрабатывает предыдущую. Хотя информация на выходе появляется с некоторой задержкой, это не мешает реконструкции сигнала. Однако в системах реального времени это неприемлемо.

Важной проблемой для конвейерных АЦП является сохранение их характеристик при низкой частоте выборки, потому что в этом случае увеличивается время хранения внутренних УВХ и возрастает погрешность. По этой причине конвейерные АЦП нельзя применять в мультиплексированном и однократном режимах систем сбора данных.

На рисунке 5.51 представлена схема синхронного конвейерного АЦП, в который входит только один параллельный АЦП. Это позволяет ценой некоторого снижения быстродействия еще больше уменьшить объем оборудования.

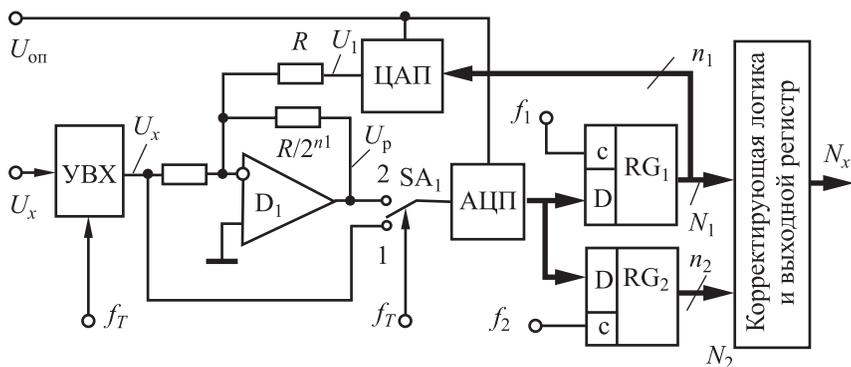


Рис. 5.51. Синхронный конвейерный АЦП

Преобразование осуществляется за два этапа. На первом (ключ SA_1 находится в положении 1), параллельный АЦП формирует старшие разряды кода N_1 , которые по f_1 записываются в регистр RG_1 и одновременно поступают на параллельный быстродействующий ЦАП. В результате формируются напряжение U_1 и разность U_p , которая на втором этапе (ключ SA_1 переключается в положение 2) вновь поступает на тот же параллельный АЦП и обеспечивает формирование младших разрядов кода N_2 . Код N_2 по f_2 записывается в регистр RG_2 . Выходная логика необходима как и в конвейерном АЦП для согласования отсчетов.

Частным случаем параллельно-последовательных АЦП является приведенный на рис. 5.52 n -каскадный АЦП конвейерного типа. Здесь в каждом каскаде применяется одноразрядный АЦП (компаратор D_j), одноразрядный ЦАП (аналоговый ключ SA_j) и операционные усилители OU_j , включенные по дифференциальной схеме с умножением разности сигналов на два (в соответствии с весами секций).

Ключи SA_j в зависимости от значения бита a_j данного разряда подключают к инвертирующему входу OU : либо потенциал нуля при $a_j = 0$, либо потенциал эталонного источника $U_{оп}/2$ при $a_j = 1$. На другой вход OU_j поступает сформированный в предыдущем каскаде разностный сигнал $U_p(j+1)$; на первый каскад поступает U_x .

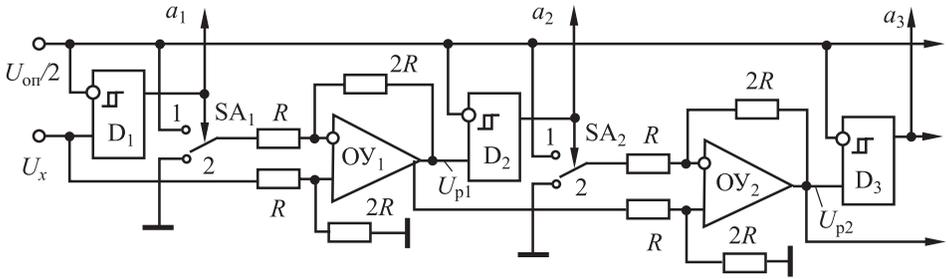


Рис. 5.52. Конвейерный АЦП на одnorазрядных АЦП и ЦАП

Разностный сигнал в соответствии с итерационным алгоритмом Шеннона постепенно сводится к нулю. В результате можно записать

$$2 \left\{ 2 \left[2 \dots 2 \left(U_x - \frac{U_{оп}}{2} a_1 \right) - a_2 \frac{U_{оп}}{2} \dots - a_{n-2} \frac{U_{оп}}{2} \right] - a_{n-1} \frac{U_{оп}}{2} \right\} - a_n \frac{U_{оп}}{2} \approx 0.$$

После свертки получим

$$2^n U_x = 2^n U_{оп} \sum_{j=1}^n \frac{a_j}{2^j},$$

$$U_x = U_{оп} N_x.$$

Отсюда

$$N_x = \frac{U_x}{U_{оп}}.$$

Инструментальная погрешность АЦП зависит в основном от погрешностей компараторов и усилителей. Для получения точного коэффициента усиления $K = 2$ необходимо, чтобы сопротивление резистора R , подключенного к инвертирующему входу ОУ, выполнялось с учетом сопротивления замкнутого ключа K_j во всем температурном диапазоне АЦП. У интегральных АЦП все элементы выполняются по монолитной технологии, включая резисторные делители. Существующие технологии изготовления аналоговых ключей, ОУ и компараторов позволяют получить точность АЦП на уровне 12 разрядов ($n = 12$).

При анализе быстродействия в каждом каскаде следует учитывать задержку на срабатывание компаратора t_{31} , задержку переключения ключей t_{32} и частоту среза ОУ f_1 . Поскольку процесс преобразования асинхронный, то время преобразования

$$T_{пр} = \sqrt{\left(\frac{n+1}{2\pi f_1} \ln 2 \right)^2 + t_{31}^2 + t_{32}^2}.$$

Применение данного АЦП конвейерного типа позволяет:

- получить оптимальную последовательность поразрядного уравнивания (так называемый алгоритм Шеннона) и минимальный объем оборудования;
- получить однородный элементный состав, что существенно для интегрального исполнения схемы.

5.3.3. Неинтегрирующие АЦП уравнивания

Неинтегрирующие АЦП уравнивания являются наиболее распространенными преобразователями и удовлетворяют большинству измерительных задач. Они строятся на основе отработанных параллельных ЦАП, обладают высокой точностью, средним быстродействием, простой архитектурой, а АЦП с регистром последовательных приближений (РПП) в настоящее время является промышленным стандартом в области ССД.

В АЦП уравнивающего преобразования входное напряжение U_x в процессе преобразования уравнивается тем или иным способом напряжением U_{OC} , формируемым в цепи обратной связи (ОС). Данные АЦП являются устройствами с отрицательной ОС и содержат три блока: компаратор D_1 , ЦАП в цепи ОС и схему управления (рис. 5.53).

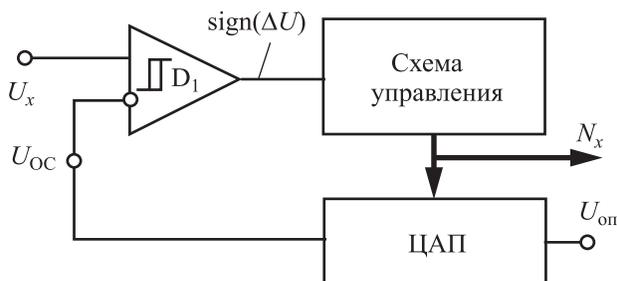


Рис. 5.53. Структурная схема АЦП уравнивающего преобразования

В цепи ОС наиболее часто используется линейный ЦАП со статической передаточной характеристикой

$$U_{OC} = \frac{U_{оп}}{N_{x\max}} N_x = \frac{U_{оп}}{2^n - 1} N_x,$$

где $U_{оп}$ — опорное напряжение ЦАП ($U_x \leq U_{оп}$); N_x — код на входе ЦАП ($N_{x\max} = 2^n - 1$); n — разрядность ЦАП.

В момент уравнивания входного напряжения U_x напряжением U_{OC} выполняется равенство:

$$U_x = U_{OC} = \frac{U_{оп}}{N_{x \max}} N_x$$

и, следовательно, выходной код N_x оказывается пропорциональным входному напряжению:

$$N_x = \frac{U_x}{U_{оп}} N_{x \max} = k U_x.$$

Как в любой системе, охваченной ООС, статическая погрешность АЦП будет определяться погрешностью ЦАП и смещением компаратора. Наличие точных параллельных ЦАП и стабильных схем сравнения позволяет строить 14–16-разрядные АЦП.

В зависимости от алгоритма работы устройства управления различают три классические структуры АЦП уравнивания:

- АЦП развертывающего уравнивания;
- АЦП следящего уравнивания;
- АЦП поразрядного уравнивания (АЦП последовательных приближений).

5.3.3.1. АЦП развертывающего уравнивания

В таких АЦП (рис. 5.54, а) в качестве устройства управления используется счетчик (СТ). В *циклическом* режиме непрерывно работающий счетчик совместно с ЦАП формирует «цифровую» (квантованную) пилу или линейно нарастающее напряжение («цифровую» развертку) с длительностью преобразования $T_{пр} = 2^n / f_0$ (рис. 5.54, б). В момент смены знака рассогласования $\text{sign}(\Delta U) = \text{sign}(U_x - U_{оп})$ срабатывает компаратор D_1 , и текущее значение кода счетчика $N_{ст}$ переписывается в выходной регистр RG. Затем цикл преобразования повторяется.

Таким образом, АЦП фиксирует мгновенные значения входного сигнала на интервале дискретизации, равном $T_{пр}$. Частоту тактовых импульсов f_0 следует выбирать из условия завершения переходных процессов в ЦАП и компараторе D_1 . Например, при $n = 10$, $f_0 = 1$ МГц интервал $T_{пр}$ составит около 1 мс, что соответствует частоте дискретизации около 1 кГц. Для многих процессов такое быстроедействие является вполне достаточным. Как следует из временных диаграмм, в процессе преобразования входная величина U_x преобразуется в промежуточный параметр — пропорциональный временной интервал T_x , который удобно передавать потребителю по однопроводной линии связи:

$$T_x = \text{sign}(\Delta U) = \frac{U_x}{U_{оп} f_0}.$$

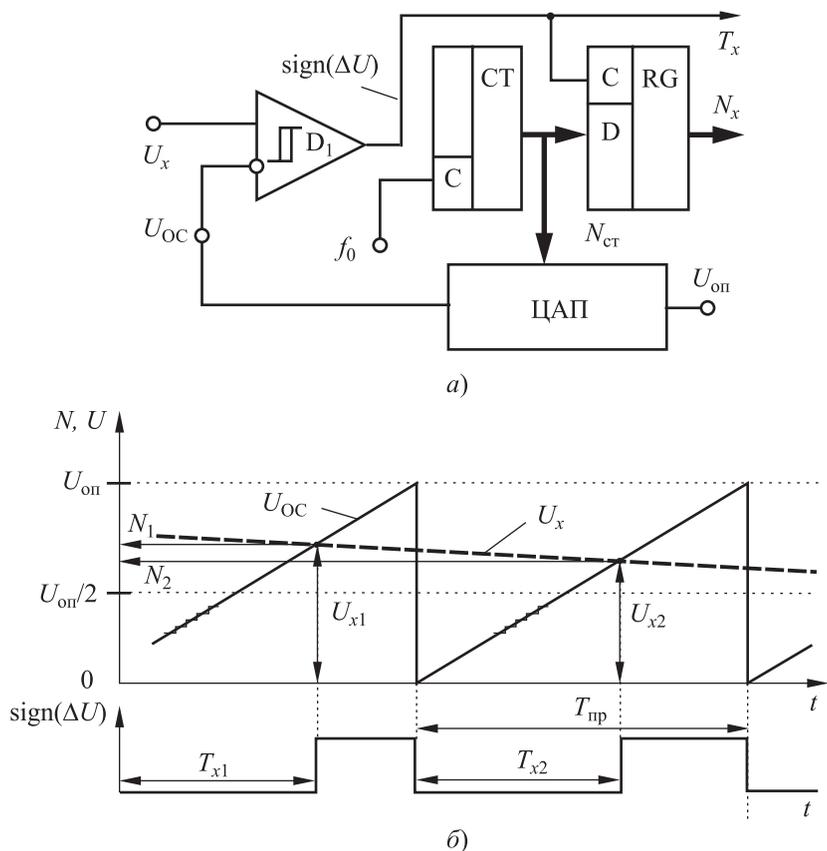


Рис. 5.54. АЦП развертывающего уравнивания:
 а — структурная схема; б — временная диаграмма

Кроме циклического, возможен и *ациклический* однократный режим преобразования, когда счетчик СТ начинает считать по команде «Пуск», а заканчивает в момент уравнивания. В этом случае результат преобразования будет храниться в счетчике до прихода новой команды «Пуск».

Основное достоинство данной схемы — возможность работать в многоканальном (мультиплексном) режиме (рис. 5.55). Счетчик по-прежнему работает в циклическом режиме, что обеспечивает формирование цифровой пиры U_{oc} , которая сравнивается с входными сигналами U_{xj} в блоке компараторов. Данные и адрес канала выдаются на общую шину (ОШ) в момент срабатывания компаратора любого канала по сигналу «Разрешение». Количество каналов практически неограниченно.

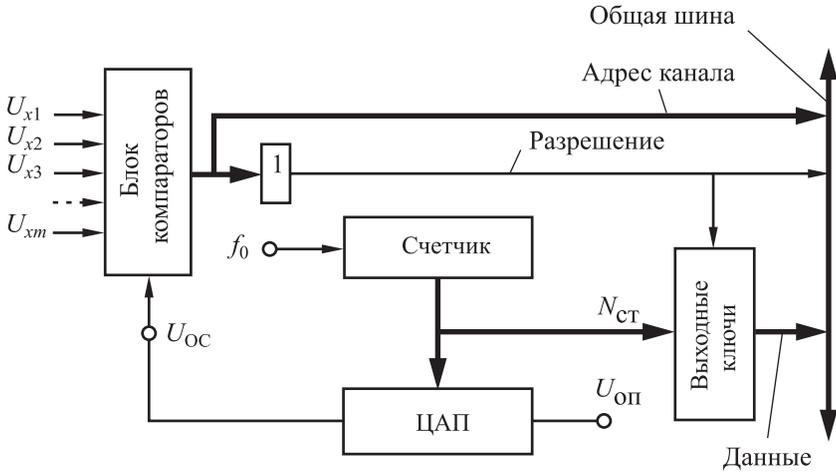


Рис. 5.55. Увеличенная структурная схема АЦП развертывающего уравнивания в мультиплексном режиме

Максимально допустимая скорость изменения входного сигнала может быть оценена на основе очевидного выражения:

$$\left| \frac{dU_x}{dt} \right|_{\max} T_{\text{пр}} \leq \Delta_{\max},$$

где Δ_{\max} — допустимая погрешность дискретизации.

В рассмотренном примере при $U_{\text{оп}} = 10 \text{ В}$ и $\Delta_{\max} \leq U_{\text{оп}}/2_n$ (квант младшего разряда) скорость изменения входного сигнала не должна превышать 10 мВ/мс . Некоторого уменьшения $T_{\text{пр}}$ можно достичь применением ациклического режима работы в каждом канале.

5.3.3.2. АЦП следящего уравнивания

В устройстве управления этого АЦП (рис. 5.56, а) устанавливается реверсивный счетчик (СТ), направление счета которого (сложение или вычитание) определяется знаком рассогласования $\text{sign}(\Delta U)$. При общей отрицательной ОС цифровая следящая система стремится свести рассогласование к нулю (рис. 5.56, б). В установившемся режиме содержимое СТ с точностью до кванта младшего значащего разряда (МЗР) пропорционально U_x . Однако во время переходных процессов возникают динамические погрешности, и, следовательно, информация (код) достоверна только при рассогласовании $|\Delta U| \leq \Delta p$, где $\Delta p = U_{\text{оп}}/2^n$ — квант младшего разряда преобразователя.

Для уменьшения времени переходных процессов в следящих ЦАП иногда применяют пропорциональное управление, т. е. большие рассогласования обрабатывают с большими частотами f_c , а небольшие —

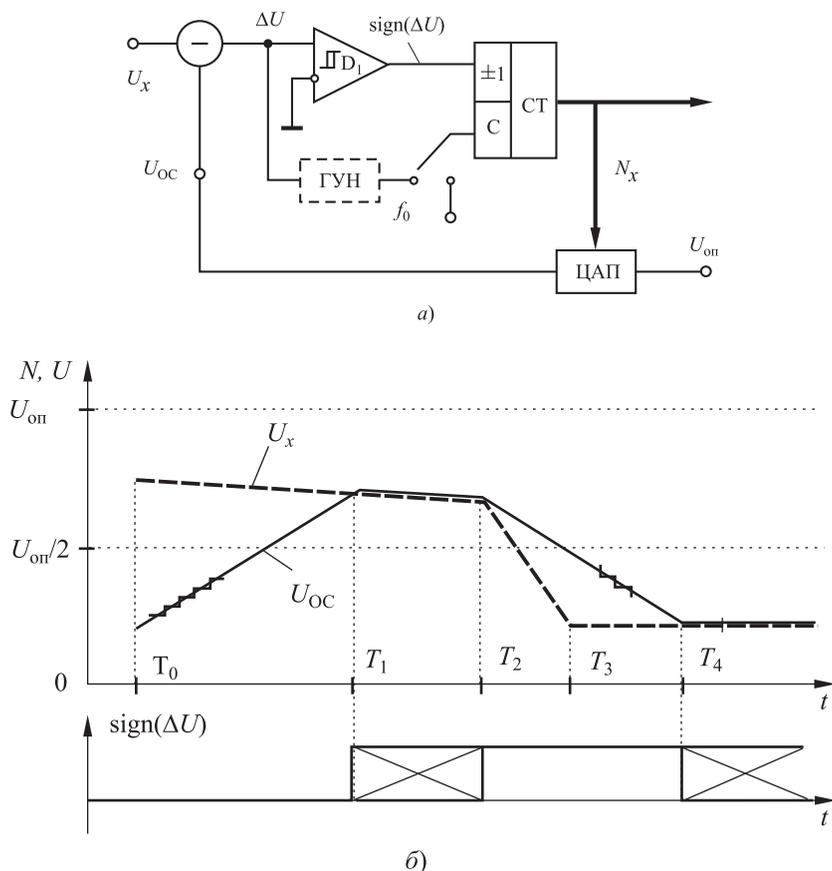


Рис. 5.56. АЦП следящего уравнивания:
a — структурная схема; *б* — временная диаграмма

с меньшими. С этой целью в схему встраивают генератор, управляемый напряжением (ГУН), с характеристикой вида

$$f_c = K |\Delta U|.$$

Основное достоинство АЦП следящего уравнивания — большое быстродействие в режиме слежения, поскольку обрабатывается только приращение входной величины, а не сама величина, и также возможность считать выходной код в любой момент времени. Основной недостаток — неэффективная работа в мультиплексном режиме. АЦП следящего уравнивания в виде отдельных ИМС не выпускаются, но используются для построения преобразователей «угол-код» на базе вращающихся трансформаторов и сельсинов.

5.3.3.3. АЦП поразрядного уравнивания

В качестве устройства управления здесь применяется регистр последовательных приближений (РПП). РПП реализует алгоритм последовательных приближений или алгоритм Шеннона, при котором уравнивание производится последовательно (потактно), начиная со старшего разряда (рис. 5.57, а). На первом такте схема управления всегда включает старший разряд ЦАП a_1 , т. е. устанавливается код $100\dots 0$ и формируется U_{OC} , соответствующее весу этого разряда

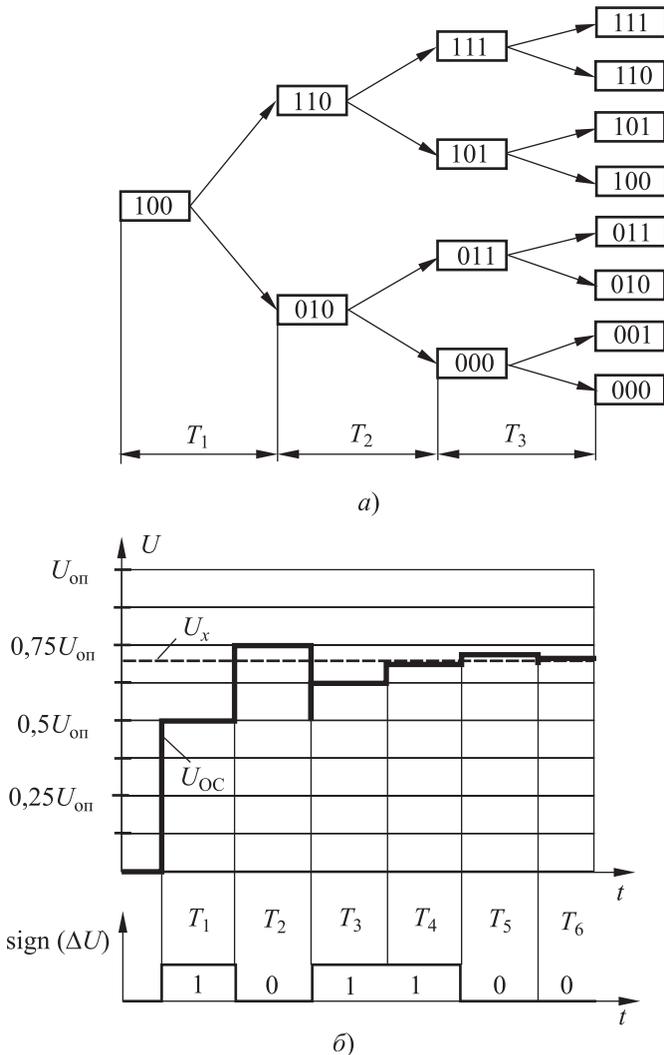


Рис. 5.57. АЦП поразрядного уравнивания: а — диаграмма Шеннона для трех разрядов; б — временная диаграмма

$U_{OC} = U_{оп}/2$. В зависимости от результата сравнения этот разряд на втором такте T_2 сбрасывается или запоминается в РПП, и включается следующий разряд a_2 (с весом $U_{оп}/4$) и т. д. Подобным образом идет процесс до n -го такта. На каждом такте сравнения $T_1, T_2, T_3 \dots$ вырабатывается сигнал $\text{sign}\Delta U$, поступающий в РПП.

Временная диаграмма уравнивания АЦП-РПП с одинаковой длительностью тактов приведена на рис. 5.57, б. Процесс уравнивания можно отразить также рекуррентной формулой

$$\left\{ \left[\left(\left(\left(U_x - a_{n-1} \frac{U_{оп}}{2^1} \right) - a_{n-2} \frac{U_{оп}}{2^2} \right) - a_{n-3} \frac{U_{оп}}{2^3} \right) - \dots \right] - a_0 \frac{U_{оп}}{2^n} \right\} = 0,$$

где a_j — значение j -го разряда (0 или 1).

Равенство (1) выполняется с точностью до кванта младшего разряда $\Delta p = U_{оп}/2^n$, следовательно:

$$U_x = a_{n-1} \frac{U_{оп}}{2^1} + a_{n-2} \frac{U_{оп}}{2^2} + \dots + a_0 \frac{U_{оп}}{2^n} = U_{оп} \sum_{j=0}^{n-1} a_j 2^j = \frac{U_{оп}}{2^n} N.$$

В состав РПП (рис. 5.58) входит кольцевой сдвиговый регистр RG1 из n информационных и дополнительных служебных разрядов и набор RS-триггеров с логическими схемами на входах. Регистр RG2 является также регистром результата.

РПП выпускается также в виде отдельных микросхем, что позволяет создавать АЦП-РПП нужной конфигурации из «россыпи» микросхем.

С развитием технологии КМОП в новых АЦП-РПП все большее распространение получают более технологичные ЦАП на коммутируемых конденсаторах. Как известно, их линейность и стабильность определяются площадями конденсаторов (стабильностью процессов фотолитографии) и намного выше, чем у тонкопленочных резисторных матриц. Одновременно ЦАП на коммутируемых конденсаторах играет роль УВХ (см. п. 5.2.5).

На рисунке 5.59 приведена укрупненная структурная схема четырехразрядного АЦП-РПП, содержащая весовую конденсаторную матрицу, трехпозиционные разрядные ключи $SA_1 \div SA_4$, вспомогательные ключи S_1, S_2 и S_3 , компаратор D_1 и РПП. Суммарная емкость конденсаторной матрицы составляет $2C$. Работа АЦП протекает в три этапа.

На первом этапе S_1, S_2 замкнуты, разрядные ключи $SA_1 \div SA_4$ и S_3 находятся в положении 1 и конденсаторная матрица заряжается до напряжения U_x . На втором этапе S_1, S_2 размыкаются, а разрядные ключи $SA_1 \div SA_4$ и S_3 переводятся в положение 2. При этом на входе

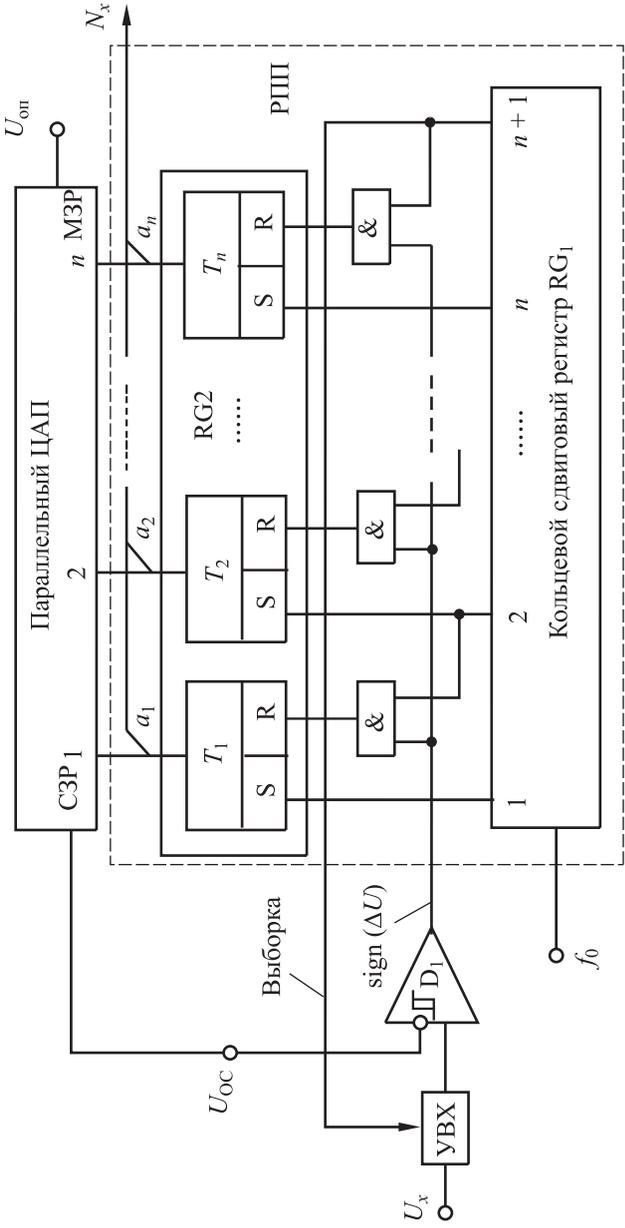


Рис. 5.58. Структурная схема АЦП последовательных приближений

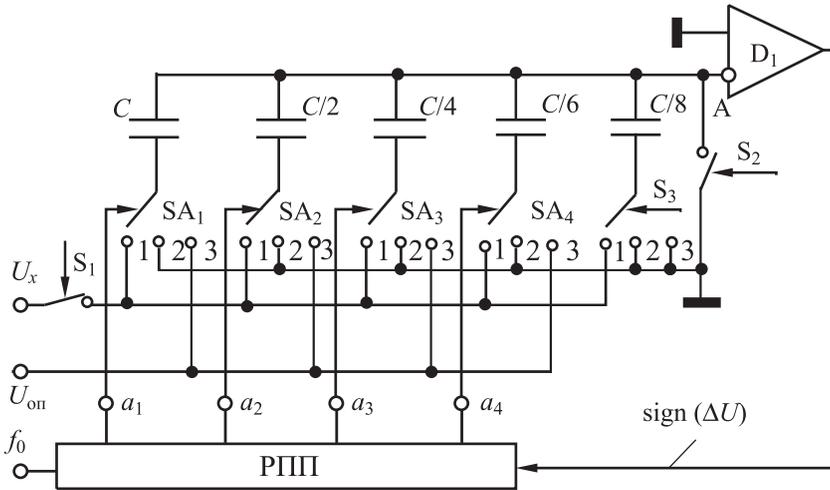


Рис. 5.59. Четырехразрядный АЦП-РПП с ЦАП на коммутируемых конденсаторах

компаратора \$D_1\$ (точка А) происходит переполюсовка и устанавливается напряжение \$-U_x\$. Наконец, на *третьем* этапе в соответствии с алгоритмом последовательных приближений в РПП, начиная со старшего разряда, последовательно подключаются к \$U_{оп}\$ разрядные ключи \$SA_1 \div SA_4\$, а компаратор \$D_1\$ при каждом подключении вычисляет значение \$sign \Delta U\$, которое сохраняется в соответствующем разряде РПП. При этом разрядный ключ \$SA_j\$ либо остается в положении 3, либо возвращается в положение 2. Рассмотренная технология получила фирменное название PulSAR (Analog Devices). По такой технологии строятся АЦП-РПП мегагерцового диапазона до 18 двоичных разрядов.

5.3.3.4. Оценка характеристик АЦП уравнивания

В терминах теории автоматического управления передаточная функция \$W\$ системы с ОС, каковой являются уравнивающие АЦП, запишется как

$$W = \frac{k(\omega)}{1 + k(\omega)\beta(\omega)},$$

где \$k(\omega)\$ — коэффициент передачи прямой цепи (цепь управления); \$\beta(\omega)\$ — коэффициент передачи цепи ОС. В статике (\$\omega \to 0\$) и при больших коэффициентах усиления \$k\$, когда петлевое усиление \$k(\omega)\beta(\omega) \gg 1\$, справедливо равенство

$$W = \frac{1}{\beta}.$$

Таким образом, все статические свойства, в том числе и точностные (инструментальные погрешности), будут определяться исключительно точностными характеристиками цепи ЦАП, а также точностью схемы сравнения.

Основной динамической характеристикой АЦП с полной ОС является время преобразования $T_{\text{пр}}$, которое определяется методом преобразования и тактовой частотой. В свою очередь минимальная длительность T_0 определяется исходя из установления с необходимой точностью переходных процессов. В частности, при экспоненциальном переходном процессе длительность единичного такта определяется как

$$T_0 = \frac{1}{f_0} \geq \tau_{\Sigma} \ln \frac{1}{\delta} + T_{\text{зад}},$$

где f_0 — частота синхроимпульсов; $\tau_{\Sigma} = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}$ — суммарная постоянная АЦП; τ_1 — постоянная ЦАП; τ_2 — постоянная схемы сравнения (компаратора); δ — допустимая погрешность установления $U_{\text{ОС}}$; $T_{\text{зад}}$ — задержка цифровых схем.

Пример. Определить частоту синхроимпульсов f_0 для АЦП-РПП при $n = 10$, $\tau_{\Sigma} = 0,1$ мкс. Полагая, что $T_{\text{зад}} \ll \tau_{\Sigma}$, имеем $T_0 = 1/f_0 \geq \tau_{\Sigma} \ln \delta^{-1} = \tau_{\Sigma} \ln 2^n = n \tau_{\Sigma} \ln 2 = 10 \cdot 10^{-7} \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot 10^{-6}$ с. Следовательно, $f_0 < 1,4$ МГц.

Очевидно, что все три метода преобразования обладают различными быстродействием и сложностью.

АЦП развертывающего преобразования в циклическом режиме характеризуется фиксированным временем преобразования

$$T_{\text{пр}} = 2^n / f_0.$$

В следящем АЦП в общем случае время преобразования зависит от входного сигнала и начальных условий:

$$2^n / f_0 \geq T_{\text{пр}} \geq f_0.$$

В частности, в установившемся режиме $T_{\text{пр}} \geq 1/f_0$.

При поразрядном уравнивании

$$T_{\text{пр}} = n / f_0,$$

где f_0 — частота синхроимпульсов. Достоинством АЦП-РПП помимо высокого быстродействия является также возможность многоканальной работы.

Погрешность квантования во времени определяет максимальную скорость изменения входного сигнала. Соответственно, допустимая

частота гармонического сигнала $U_x = U_0 \sin(2\pi f_{\text{вх}} t)$ на входе АЦП при допустимой погрешности ΔU_0 и ступенчатой аппроксимации получается из условия:

$$\left| \frac{dU_x}{dt} \right|_{\max} \leq \frac{\Delta U_0}{T_{\text{пр}}}$$

и при $\Delta U_0 \leq U_{\text{оп}}/2^n$ составляет:

- для развертывающего преобразования $f_{\text{вх}} \leq \frac{1}{\pi} \frac{U_{\text{оп}} f_0}{U_0 2^{2n}}$;
- для следящего уравнивания $f_{\text{вх}} \leq \frac{1}{\pi} \frac{U_{\text{оп}} f_0}{U_0 2^n}$;
- для поразрядного уравнивания $f_{\text{вх}} \leq \frac{1}{\pi} \frac{U_{\text{оп}} f_1}{U_0 n 2^n}$.

Например, в последнем случае при $U_0 = 1$ В; $U_{\text{оп}} = 10$ В; $n = 10$ частота входного сигнала $f_{\text{вх}} < 500$ Гц (при погрешности дискретизации в квант десятого разряда). Из рассмотренного примера следует, что для реализации потенциального быстродействия при сохранении неизменным количества эффективных разрядов в АЦП-РПП на его входе необходимо устанавливать УВХ.

Некоторого увеличения быстродействия АЦП-РПП можно достигнуть при переменной тактовой частоте f_0 . В связи с тем, что переходные процессы наиболее длительные в первом такте, (на выходе ЦАП устанавливается максимальный перепад напряжений), то $\delta_1 = 1/2^n$, а время установления старшего разряда максимально и составит $t_{y1} = (n + 1) \tau \ln 2$.

При увеличении номера такта, длительность такта можно уменьшать в соответствии с весами разрядов. Это позволяет сократить $T_{\text{пр}}$, выполнив тактовую частоту переменной. Действительно, минимальная длительность j -го такта определяется как

$$T_j \geq t_{yj} = (n + 1 - j) \tau \ln 2.$$

Тогда

$$T_{\text{пр}} \geq \sum_{j=1}^n t_{yj} = \tau \ln 2 \sum_{j=1}^n (n + 1 - j).$$

Выигрыш в быстродействии определяется отношением

$$\frac{T_{\text{пр1}}}{T_{\text{пр}}} = \frac{\sum_{j=1}^n (n + 1 - j)}{n(n + 1)}.$$

Как видно из последнего выражения, при переменной частоте тактов f_0 уменьшение времени преобразования $T_{\text{пр}}$ может достигать 50%.

5.3.4. Интегрирующие АЦП

5.3.4.1. АЦП двухтактного интегрирования

В данном преобразователе преобразование осуществляется за два такта интегрирования: на первом такте интегрируется входное напряжение U_x , а на втором такте — опорное напряжение $U_{оп}$. Схема АЦП (рис. 5.60) содержит интегратор D_1 с входными ключами SA_1 , SA_2 и ключом разряда SA_3 , компаратор D_2 , формирователи импульсов F_1 , F_2 , RS-триггер и счетчик CT .

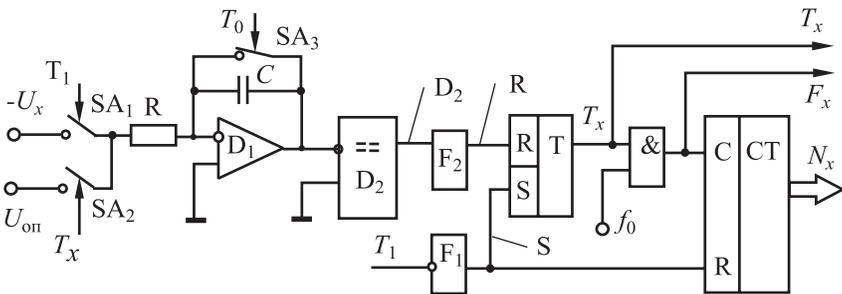


Рис. 5.60. Структурная схема АЦП двухтактного интегрирования

Временная диаграмма приведена на рис. 5.61. В исходном состоянии в течение интервала T_0 , предшествующего интегрированию напряжения U_x , RS-триггер находится в нулевом состоянии, ключи SA_1 и SA_2 разомкнуты, а SA_3 замкнут, чем обеспечиваются нулевые начальные условия на интеграторе D_1 . С приходом импульса T_1 ключ SA_3 размыкается, SA_1 замыкается и начинается интегрирование U_x . В течение такта T_1 напряжение на выходе интегратора меняется по линейному закону

$$U_1(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^t \overline{U_x} dt, \text{ достигая величины } U_1(T_1) = \frac{\overline{U_x}}{\tau} T_1, \quad (5.21)$$

где $\overline{U_x}$ — средняя величина напряжения U_x на интервале интегрирования T_1 ; $\tau = RC$ — постоянная интегратора.

По заднему фронту импульса T_1 срабатывает формирователь F_1 , взводится RS-триггер, размыкается ключ SA_1 , замыкается SA_2 и начинается интегрирование опорного напряжения $U_{оп}$, имеющего полярность, противоположную U_x . На этом этапе напряжение на выходе интегратора

$$U_2(t) = U_1(T_1) - \frac{1}{\tau} \int_0^t U_{оп} dt. \quad (5.22)$$

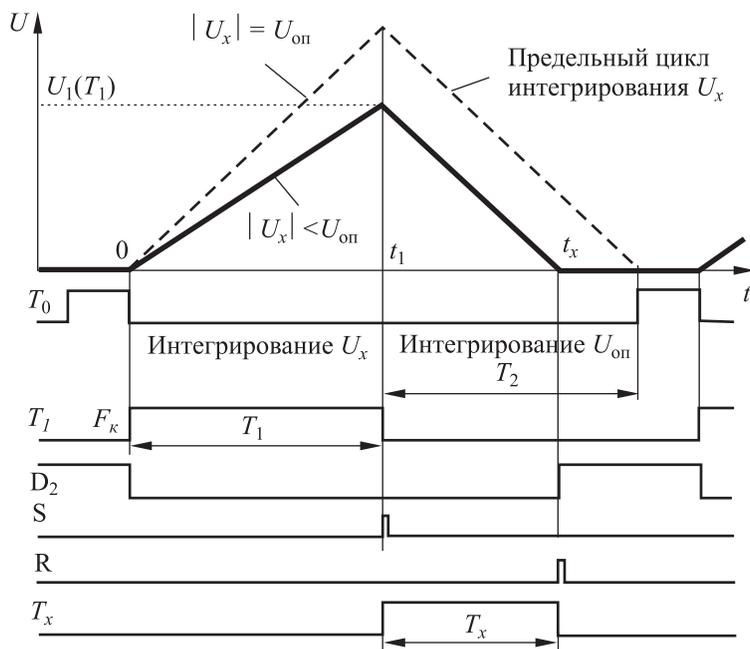


Рис. 5.61. Временные диаграммы АЦП двухтактного интегрирования

Когда в момент t_x напряжение на интеграторе уменьшается до нуля, срабатывает компаратор D_2 , формирователь F_2 и RS-триггер возвращается в исходное состояние. Приравнявая (5.22) нулю, найдем, что импульс на выходе триггера имеет длительность

$$T_x = U_1 = \frac{\overline{U_x}}{U_{\text{оп}}} T_1. \quad (5.23)$$

Таким образом осуществлено промежуточное преобразование входного напряжения в пропорциональный временной интервал T_x , который может быть измерен любым цифровым частотомером или преобразован в код, например, счетно-импульсным методом, путем подсчета счетчиком СТ импульсов стабильной частоты f_0 на интервале T_x (см. рис. 5.60). С учетом того, что всегда можно обеспечить $T_1 = 2^n / f_0$, из (5.23) окончательно имеем

$$N_x = T_x f_0 = \frac{\overline{U_x}}{U_{\text{оп}}} 2^n. \quad (5.24)$$

Очевидно, что предельному циклу интегрирования, показанному на рис. 5.61 пунктирной линией, соответствует $|U_x| = U_{\text{оп}}$; $T_x = T_1 = T_2$.

Из выражения (5.24) видно, что на результате преобразования не сказываются ни значения тактовой частоты генератора, ни постоянная интегрирования τ (если они не изменяются в процессе преобразования на интервале $T_{\text{пр}} = T_1 + T_2$), что позволяет данному АЦП легко обеспечивать точность на уровне 0,01%.

Высокой точности способствует и то обстоятельство, что АЦП подключен ко входу только на время T_1 , а отдельные импульсные и высокочастотные помехи при соответствующем выборе T_1 в значительной мере усредняются. Иными словами отдельные импульсные помехи и шумы не сильно сказываются на интеграле напряжения $U_1(T_1)$, а на интервале T_x входное напряжение вообще отключено и на точность работы компаратора не влияет.

Кроме того, метод характеризуется малыми аппаратными затратами, экономичностью и, что очень важно, *монотонностью передаточной характеристики* в силу непрерывности функции интеграла.

Требование к выбору постоянной интегратора определяется тем, что напряжение на выходе интегратора не должно превышать напряжение насыщения $U_{\text{н}}$ операционного усилителя:

$$U_1(T_1) = U_{\text{оп}} \frac{T_1}{\tau} \leq U_{\text{нас}}.$$

Например, при $U_{\text{нас}} = U_{\text{оп}} = 10 \text{ В}$, $T_1 = 20 \text{ мс}$ и $R = 100 \text{ кОм}$ получим $C \geq 0,2 \text{ мкФ}$.

Как следует из (5.24), точность метода в значительной мере определяется аналоговыми элементами схемы: разбросом и нестабильностью опорного напряжения, а также ошибками установки нуля интегратора и компаратора. Учитывая напряжения смещения интегратора $U_{\text{см1}}$ и компаратора $U_{\text{см2}}$ (сюда входит и дополнительное смещение от температурного дрейфа), уравнение баланса можно записать в виде

$$(\overline{U_x} + U_{\text{см1}})T_1 + (U_{\text{оп}} + U_{\text{см1}})T_x = \tau U_{\text{см2}}. \quad (5.25)$$

Из уравнения (5.25) с точностью до величин второго порядка малости получим

$$T_x = \frac{\overline{U_x} + U_{\text{см1}}}{U_{\text{оп}}} T_1 + \frac{\tau U_{\text{см2}}}{U_{\text{оп}}}.$$

Тогда

$$\Delta T_x = \frac{U_{\text{см1}}}{U_{\text{оп}}} T_1 + \frac{\tau U_{\text{см2}}}{U_{\text{оп}}}$$

или в относительных величинах

$$\delta T_x = \frac{\Delta T_x}{T_1} = \frac{U_{\text{см1}}}{U_{\text{оп}}} + \frac{\tau U_{\text{см2}}}{T_1 U_{\text{оп}}}.$$

Например, при $U_{\text{см1}} = U_{\text{см2}} = \pm 1$ мВ, $U_{\text{оп}} = 10$ В, $\tau = T_1$ получим погрешность $\delta T_x = \pm 2 \cdot 10^{-4} = \pm 0,02\%$, что соответствует приблизительно 12 двоичным разрядам.

Для повышения точности необходимо применять более качественные компоненты или схему автоматической компенсации смещения нуля интегратора и компаратора. В последнем случае (рис. 5.62) компаратор D_2 снабжен предусилителем D_3 , а на входе интегратора устанавливается дополнительный ключ SA_4 , работающий синхронно с ключом SA_3 .

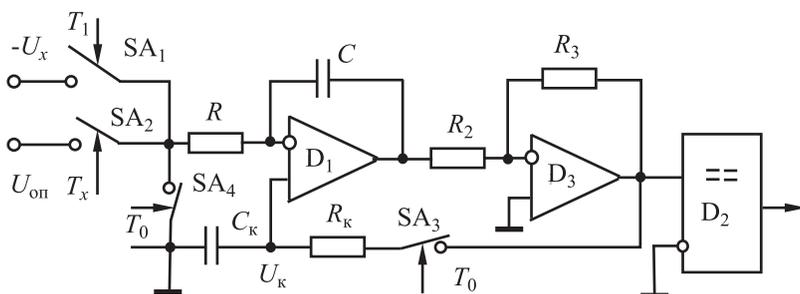


Рис. 5.62. Схема коррекции напряжения смещения нуля

В фазе задания начальных условий по импульсу T_0 эти ключи замыкаются (на входе интегратора «ноль»), и интегратор D_1 с предусилителем D_3 образуют повторитель напряжения. На выходе повторителя устанавливается напряжение смещения предусилителя, равное порогу срабатывания компаратора. В то же время на емкости C_k выделяется напряжение компенсации $U_k = U_{\text{см1}} - I_{\text{вхD1}} R$. При интегрировании U_x (ключ SA_1 замыкается) ключи SA_3 и SA_4 размыкаются, а напряжение компенсации U_k хранится на конденсаторе C_k . Такая схемотехника позволяет не только компенсировать смещение интегратора, но и существенно (в $W = R_3/R_2$ раз) уменьшить погрешность от смещения компаратора. По окончании процесса измерения конденсатор C_k вновь подзарядается до напряжения U_k . Постоянная времени $C_k R_k$ выбрана значительно большей, чем период измерения, поэтому разрядом емкости можно пренебречь как ошибкой 2-го порядка малости.

АЦП с двухтактным интегрированием обладает хорошими фильтрационными свойствами к низкочастотным гармоническим поме-

хам, в том числе сетевым. Действительно, при наличии гармонической помехи входной аналоговый сигнал представляет собой смесь измеряемого сигнала U_x и гармонической помехи:

$$U_x(t) = U_x + U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}),$$

где U_{Π} , ω_{Π} , φ_{Π} — амплитуда, угловая частота и фаза помехи. В конце первого такта на выходе интегратора напряжение с учетом гармонической помехи примет вид:

$$U_1 = U_x \frac{T_1}{\tau} + U_{\Pi} \frac{\cos(\omega_{\Pi} T_1 + \varphi_{\Pi}) - \cos \varphi_{\Pi}}{\omega_{\Pi} \tau}.$$

Измеряемый сигнал и помеха имеют коэффициенты передачи $\frac{T_1}{\tau}$ и $\frac{\cos(\omega_{\Pi} T_1 + \varphi_{\Pi}) - \cos \varphi_{\Pi}}{\omega_{\Pi} \tau}$ соответственно. Коэффициент подавления помехи будет равен отношению этих коэффициентов:

$$K_{\text{шп}} = \frac{\omega_{\Pi} T_1}{\cos(\omega_{\Pi} T_1 + \varphi_{\Pi}) - \cos \varphi_{\Pi}}$$

или в децибеллах

$$K_{\text{шп}} = 20 \lg(2\pi T_1 / T_{\Pi}) - 20 \lg[\cos(2\pi T_1 / T_{\Pi} + \varphi_{\Pi}) - \cos \varphi_{\Pi}]. \quad (5.26)$$

Как видно из выражения (5.26), степень подавления помехи зависит как от соотношения T_1 / T_{Π} , так и от фазы помехи. Но в любом случае, если период интегрирования T_1 кратен периоду помехи T_{Π} , помеха полностью подавляется независимо от фазы помехи. На рисунке 5.63 приведены значения $K_{\text{шп}}$ для $\varphi_{\Pi} = 0$. Пользуясь выражением (5.26) для $K_{\text{шп}}$ можно определить степень подавления любой помехи, разложив ее в гармонический ряд. Спектральный состав низкочастотных помех сложен и во многих случаях априори точно неизвестен, поэтому существенное ослабление помех достигается за счет увеличения времени интегрирования. В промышленных условиях время интегрирования достигает долей секунды, например для подавления сетевых помех оно составляет 0,1 или 0,5 с. Указанные АЦП имеют информационную емкость до 16–18 двоичных разрядов, но низкое быстродействие.

Иногда в ответственных случаях в АЦП предусматривают автоподстройку T_1 под доминирующую помеху (чаще всего сеть 50 Гц), поскольку $K_{\text{шп}}$ при нарушении условий кратности резко падает. Например, при $T_1 / T_{\Pi} = 1 \pm 0,01$ коэффициент $K_{\text{шп}}$ не превышает 70 дБ.

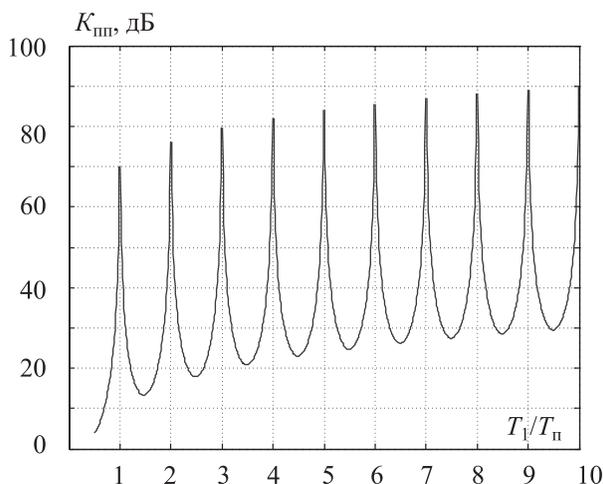


Рис. 5.63. Коэффициент подавления гармонической помехи при $\varphi_n = 0$

Различные модификации интегрирующих АЦП направлены на некоторое повышение быстродействия, например в АЦП трехтактного интегрирования уменьшается время второго такта, однако они не нашли широкого распространения.

АЦП с двухтактным интегрированием выпускаются в виде монолитных МОП-схем с малой потребляемой мощностью (1–10 мВт), с мультиплексированным входом, с двоичным или двоично-десятичным выходным кодом для сопряжения с семисегментными индикаторами вольтметров и щитовых измерительных приборов.

5.3.4.2. АЦП с промежуточным преобразованием в частоту (АЦП-ППЧ)

АЦП с двухтактным интегрированием, несмотря на свою высокую стабильность и точность, имеют недостатки:

- сложность измерения разнополярных напряжений;
- автоматическая стабилизация дрейфа нуля интегратора и нуль-органа требует большого количества аналоговых ключей.

Как и в АЦП с двухтактным интегрированием, процесс преобразования в АЦП-ППЧ также сводится к интегрированию. Однако вместо подсчета импульсов фиксированной частоты f_0 за переменный временной интервал T_x в данном случае ведется подсчет импульсов переменной частоты f_x в фиксированный временной интервал T_0 .

В структурную схему (рис. 5.64, а) входят преобразователь напряжения U_x в частоту f_x (ПНЧ), счетчик (СТ) и схема совпадения.

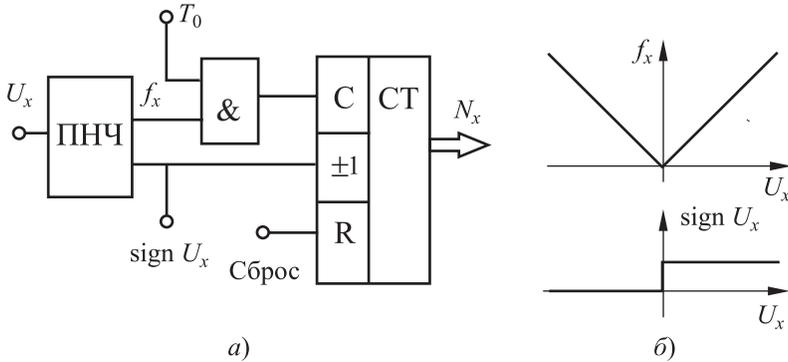


Рис. 5.64. АЦП-ППЧ: *a* — структурная схема; *б* — передаточная характеристика ПНЧ

Основным элементом АЦП-ППЧ является ПНЧ. В рабочей области передаточная характеристика ПНЧ линейна:

$$f_x(t) = S_f U_x(t),$$

где f_x — выходная частота; S_f — крутизна ПНЧ; U_x — входное напряжение.

Если выходную частоту ПНЧ подать на счетчик импульсов и подсчитать количество импульсов N_x за фиксированное время T_0 , т. е. проинтегрировать f_x за время T_0 , то получим

$$N_x = \int_0^{T_0} f_x(t) dt = S_f \overline{U_x} T_0,$$

где $\overline{U_x}$ — среднее за интервал T_0 напряжение U_x . Как видим, выходной код будет пропорционален входному напряжению. В двуполярных АЦП-ППЧ необходимо также формировать знаковый сигнал $\text{sign} U_x$.

Конечная точность преобразователя зависит от точности ПНЧ, которые бывают разомкнутого и замкнутого (уравновешивающего) типов. На рисунке 5.65 приведен простейший двуполярный ПНЧ *разомкнутого типа* на интеграторе со сбросом.

Он содержит интегратор D_1 , два компаратора D_2 и D_3 с симметричными разнополярными порогами срабатывания $\pm U_{п}$, схему «ИЛИ», одновибратор D_4 , ключ сброса интегратора SA_1 и RS-триггер. В процессе интегрирования входного напряжения, в зависимости от полярности U_x , срабатывает один из компараторов, одновибратор D_4 вырабатывает короткий импульс сброса интегратора $T_{и}$, и процесс интегрирования повторяется. Приравнивая порог срабатывания ком-

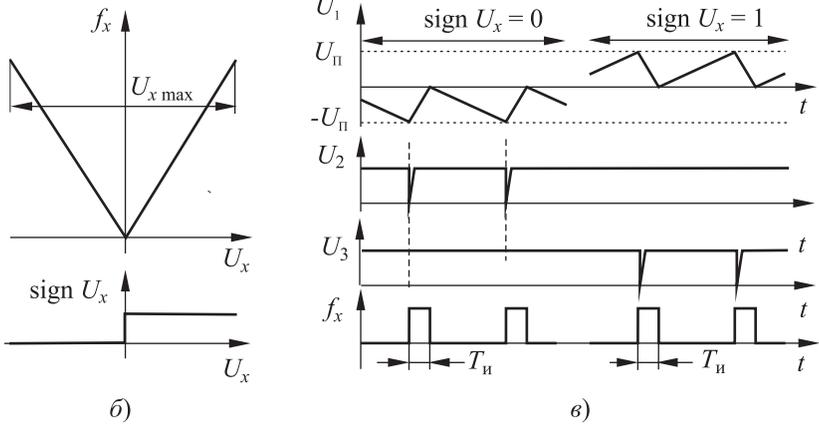
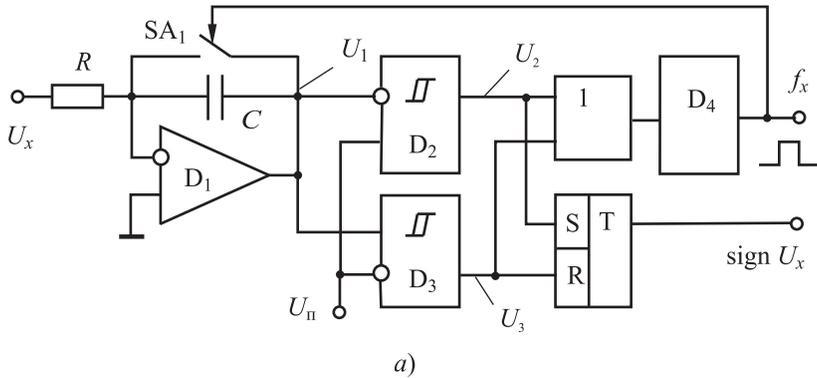


Рис. 5.65. Двуполярный ПНЧ на интеграторе со сбросом:
 а — функциональная схема; б — передаточная характеристика ПНЧ;
 в — временная диаграмма

паратора $U_{\text{н}}$ напряжению на выходе интегратора, можно оценить период T_x и частоту f_x импульсной последовательности на выходе ПНЧ:

$$U_{\text{н}} = \frac{1}{\tau} \int_0^{T_x} U_x dt = \frac{T_x \overline{U_x}}{\tau}, \quad f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{\overline{U_x}}{\tau U_{\text{н}}}$$

где $\tau = RC$ (предполагается, что $T_{\text{и}} \ll T_x$).

Таким образом, схема осуществляет линейное преобразование напряжения в частоту с крутизной $S_f = 1/(\tau U_{\text{н}})$. Заметим, что в RS-триггере фиксируется полярность U_x ($\text{sign} U_x$). Недостатками этой схемы являются зависимость частоты от постоянной интегратора и сравнительно большое «мертвое» время, необходимое для разряда конденса-

тора. Наличие этого времени вызывает отклонение передаточной характеристики ПНЧ от линейности в области высоких частот. Другие варианты построения разомкнутых ПНЧ рассмотрены в п. 1.4.

Более высокими характеристиками обладают ПНЧ *замкнутого типа* с уравниванием заряда, создаваемым входным напряжением, зарядом, формируемым в цепи ОС. В схеме на рис. 5.66 уравнивание заряда интегратора D_1 , создаваемого напряжением \bar{U}_x , осуществляется зарядом, вносимым опорным током $I_{оп} = U_{оп}/R_2$. Ток $I_{оп}$ поступает на вход интегратора при замыкании ключа SA_1 на время $T_{и}$. Назначение остальных элементов схемы на рис. 5.66 соответствует схеме на рис. 5.65, а.

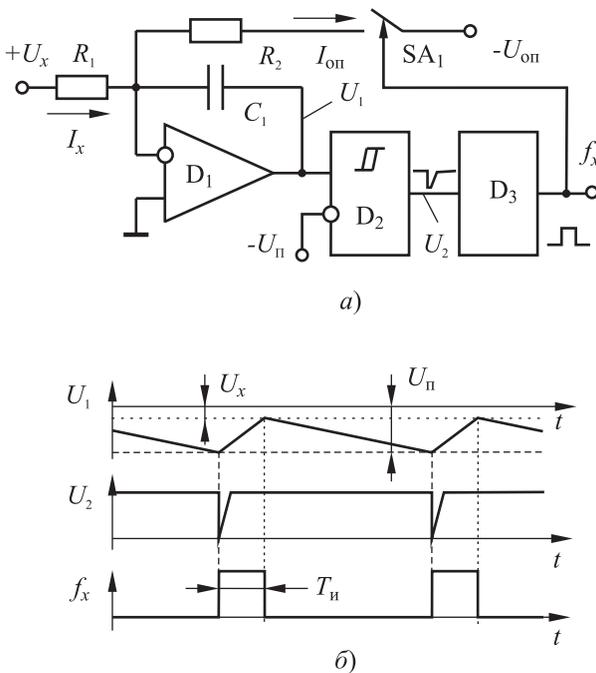


Рис. 5.66. ПНЧ с уравниванием заряда: а — функциональная схема; б — временная диаграмма

В установившемся состоянии выполняется условие равенства зарядов, поступающих из входной цепи и цепи уравнивания:

$$I_x T_x = I_{оп} T_{и}.$$

Тогда

$$f_x = \frac{R_2}{R_1 T_{и}} \cdot \frac{\bar{U}_x}{U_{оп}}.$$

В данной схеме частота не зависит ни от емкости интегратора C_1 , ни от порогового напряжения $U_{\text{п}}$ компаратора D_3 . По этой схеме построены ПНЧ VFC32, VFC320 (фирма Burr Brown), ADCFC32 (фирма Analog Device), отечественные интегральные ПНЧ 1108ПП1, 1443ПП1, имеющие нелинейность менее $\pm 0,01\%$ и $f_{x \text{ max}} = 500$ кГц.

Другой вариант схемы с уравниванием заряда, в котором осуществляется уравнивание калиброванным зарядом, приведен на рис. 5.67.

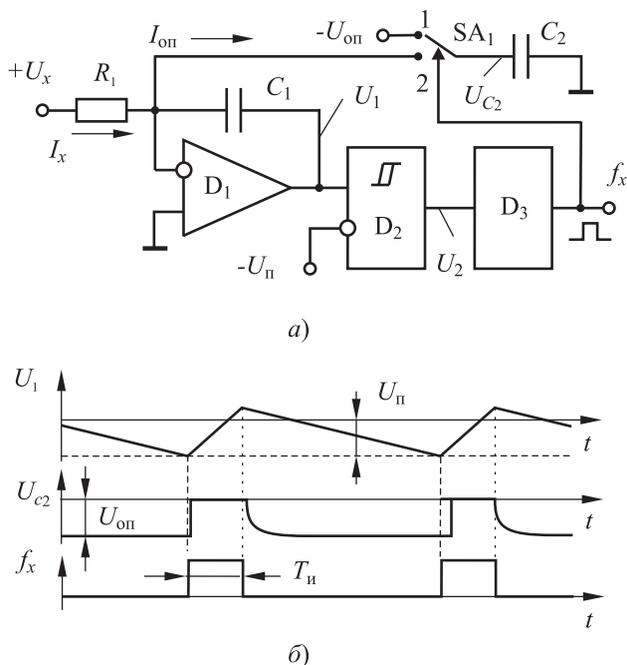


Рис. 5.67. ПНЧ с уравниванием калиброванным зарядом импульса $T_{\text{и}}$:
а — функциональная схема; б — временная диаграмма

Калиброванный заряд $q = U_{\text{оп}} C_2$ накапливается на емкости C_2 , которая при замыкании ключа SA_1 в положение 2, разряжается на виртуальный нуль ОУ D_1 . Из уравнения баланса зарядов, поступающих из входной цепи и цепи ОС,

$$C_2 U_{\text{оп}} = \int_0^{T_x} \bar{I}_x dt = \bar{I}_x T_x$$

может быть получено выражение для оценки выходной частоты ПНЧ:

$$f_x = \frac{1}{C_2 R_1} \cdot \frac{\bar{U}_x}{U_{\text{оп}}}$$

Как видим, частота f_x не зависит ни от емкости C_1 , ни от порогового напряжения $U_{\text{п}}$ компаратора D_2 , ни от длительности импульса $T_{\text{и}}$ одновибратора D_3 , а следовательно, и от быстродействия компаратора D_2 . Схема обладает высокой линейностью в области средних частот (десятки килогерц). Высокочастотная область ограничивается длительностью импульса $T_{\text{и}}$, которая должна быть достаточна для гарантированного (с заданной точностью) разряда емкости C_2 . По этой схеме построены ПНЧ семейства TC9400 фирмы Microchip (TelCom).

Еще один вариант ПНЧ, выходная частота которого не зависит от постоянного интегратора, приведен на рис. 5.68.

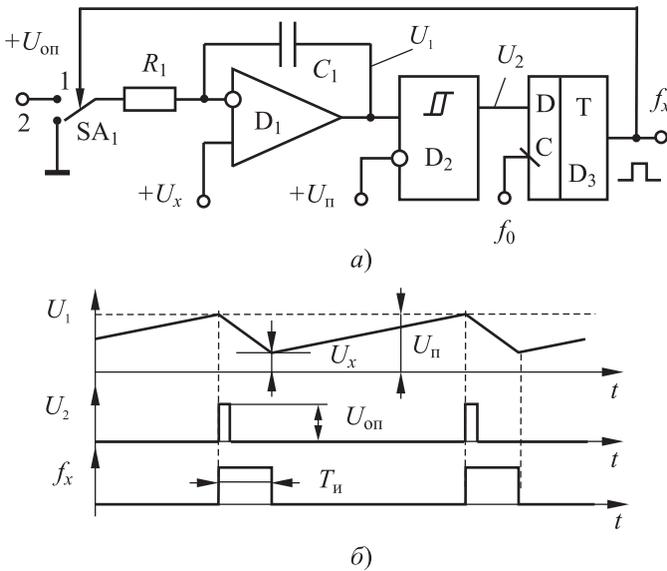


Рис. 5.68. ПНЧ с частотой f_x , не зависящей от постоянного интегратора:
а — функциональная схема; б — временная диаграмма

Входной сигнал подается на неинвертирующий вход интегратора D_1 , а уравнивающий заряд от источника $U_{\text{оп}}$ — на инвертирующий вход. Из уравнения уравнивания зарядов

$$\frac{U_{\text{оп}} - U_x}{R_1} T_{\text{и}} = \frac{U_x}{R_1} (T_x - T_{\text{и}})$$

имеем

$$f_x = \frac{1}{T_{\text{и}} U_{\text{оп}}} U_x.$$

Как следует из последней формулы, частота f_x не зависит ни от постоянной интегрирования $\tau = RC$, ни от порогового напряжения $U_{\text{п}}$, однако необходима стабилизация $T_{\text{и}}$. Кроме того, необходимо, чтобы $U_{\text{п}} > U_x > 0$.

Как в любой системе с ОС, для повышения точности требуется увеличение точности формирования уравнивающего заряда или, как говорят, стабилизация вольт-секундной площади импульса уравнивания. В рассмотренных схемах этот импульс формируется асинхронно и обладает сравнительно низкой стабильностью. Поэтому в так называемых синхронных структурах ПНЧ длительность импульса $T_{\text{и}}$ стабилизируется кварцевыми генераторами (в AD652, AD7740). Это можно осуществить, например, заменив одновибратор D_3 на тактируемый D-триггер (см. рис. 5.68).

ПНЧ могут применяться и для построения обратных преобразователей «частота–напряжение» (ПЧН), которые широко используются в аналоговых электроприводах, тахометрах, устройствах гальванической развязки и т. п. Например, в схеме на рис. 5.67 f_x подается на вход компаратора, а интегратор включается последовательно с компаратором по схеме ФНЧ. Очевидно, что постоянная ФНЧ определяет быстродействие и амплитуду пульсаций на выходе интегратора.

Однако при использовании рассмотренных уравнивающих ПНЧ в составе АЦП-ППЧ следует учитывать, что они неработоспособны в области нулевых частот и пригодны только для сигналов одной полярности. Оба указанных недостатка устраняются путем введения напряжения смещения $U_{\text{см}}$. К сожалению, за введение смещения $U_{\text{см}}$ приходится расплачиваться потерей калибровки АЦП и потерей информации о полярности входного сигнала. Однако эти трудности преодолимы, если проводить два последовательных измерения, в которых коммутируется только входное напряжение U_x .

Схема и временная диаграмма двуполярного АЦП-ПСЧ со смещением представлены на рис. 5.69. Преобразование осуществляется за два такта. На первом такте при $T_1 = T_0$ ключ SA_1 замыкается на землю, и на вход интегратора поступает напряжение $U_{\text{см}}$ и $U_x = 0$. При этом на выходе ПНЧ установится частота, равная

$$f_1 = S_f U_{\text{см}},$$

где S_f — крутизна ПНЧ.

В течение такта T_1 импульсы поступают в реверсивный счетчик на вычитание. За время T_1 накопится число M_1 :

$$M_1 = f_1 T_0.$$

По окончании первого такта T_1 ключ SA_1 переключается и подает на вход измеряемое напряжение U_x . В результате на входе интеграто-

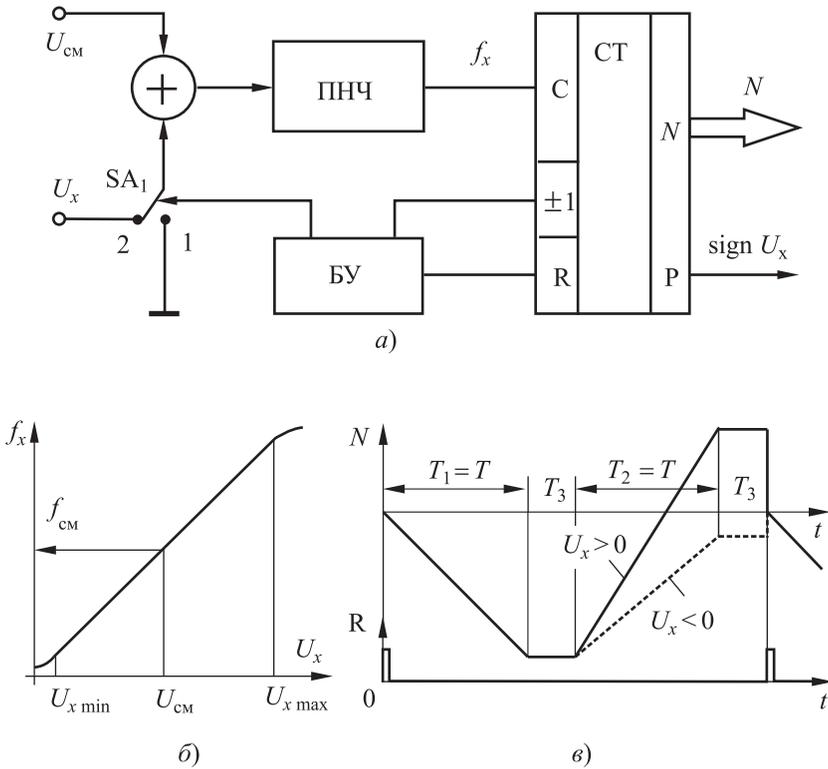


Рис. 5.69. Двуполярный АЦП-ППЧ со смещением; *а* — структурная схема; *б* — передаточная характеристика ПНЧ; *в* — временная диаграмма

ра будет напряжение $\pm U_x + U_{\text{см}}$. По истечении времени запаса T_3 , достаточного, чтобы в контуре закончились переходные процессы, на выходе ПНЧ установится частота

$$f_2 = S_f(\pm U_x + U_{\text{см}}).$$

Эта частота поступает на положительный вход реверсивного счетчика. За время $T_2 = T_0$ в счетчик поступит M_2 импульсов:

$$M_2 = f_2 T_0.$$

В конце преобразования в счетчике будет код

$$M = -M_1 + M_2 = T_0(-f_1 + f_2),$$

$$M = S_f T_0(\pm U_x),$$

который не зависит от $U_{\text{см}}$. При этом, если $U_x < 0$, то $f_2 < f_1$ и код отрицателен. Если $U_x > 0$, то $f_2 > f_1$ и код положителен. Полярность вход-

ного напряжения $\text{sign}U_x$ фиксируется на выходе переноса счетчика. Управляющие импульсы формируются блоком управления (БУ).

Для нормальной работы преобразователя необходимо выполнить условие $U_{\text{см}} \geq |U_x|_{\text{max}}$. Интервалы T_3 необходимы для установки интегратора и цепи обратной связи в стационарное состояние. Следовательно, в данном преобразователе за счет двойного счета (т. е. увеличения длительности цифровой обработки) происходит автоматическая установка нуля и полярности входного напряжения.

Достоинства двухтактного АЦП-ППЧ.

1. Температурные дрейфы напряжения смещения интегратора и дрейф входного разностного тока можно рассматривать как часть $U_{\text{см}}$. Между двумя соседними интервалами T_1 и T_2 они изменяться не могут, следовательно, температурные дрейфы не влияют на результат преобразования.

2. То же самое можно сказать и о дрейфе частоты ПНЧ, так как в течение времени преобразования, необходимого для полного цикла, центральная частота ПНЧ не изменяется.

3. Рациональным выбором T_0 можно отфильтровать доминирующую гармоническую помеху.

Недостаток — малое быстродействие.

Измерительные ПНЧ относятся к классу интегрирующих АЦП, поэтому обладают хорошей линейностью и точностью при минимуме прецизионных компонентов, а также высокой помехоустойчивостью и отсутствием дифференциальной нелинейности. В среднем, рассмотренные ПНЧ на ОУ обладают линейностью в десятые и сотые доли процентов, средним быстродействием и хорошо подходят для построения многоканальных измерительных систем на базе микроконтроллеров. Точность и стабильность ПНЧ ограничивается аддитивными и мультипликативными погрешностями, присущими интегральным ОУ. В таблице 5.4 приводятся характеристики некоторых серийных интегральных ПНЧ.

5.3.4.3. Сигма-дельта АЦП

Интегрирующие АЦП, как известно, обеспечивают высокую линейность и принципиальную монотонность передаточной характеристики при сравнительно небольшом количестве аналоговых компонентов. В отличие от АЦП других видов, в которых отсчеты берутся в точках дискретизации и являются мгновенными значениями в этих точках, в интегрирующих АЦП отсчеты берутся на интервалах дискретизации и являются *средними значениями сигнала на этих интервалах*, что априори обеспечивает усреднение и значительное подавление шумов и помех. При этом, однако, снижается быстродействие. В то же время нелинейность в АЦП двухтактного

Таблица 5.4

Характеристики серийных интегральных ПНЧ

Модель/ Архитектура	Незатухающая, % / при $f_{\text{вых}}$	$U_{\text{см0}}, \text{мВ} / \text{ТК}(U_{\text{см0}}), \text{мВ} / \text{мкВ} \cdot \text{с}^{-1}$	$\Delta K, \% \text{ ПШ} / \text{ТК}(K), \text{с}^{-1}$	Полная шкала (ПШ), МГц/ Внешняя частота, МГц	КВИП, %/В	Выходной ток, мкА/Входное напряжение, В	Напряжение питания, В/ Потребляемый ток, мА	Опорное напряжение, В	Режим ПЧН	Динамический диапазон, дБ	Однополарное питание	Примечание
VFC32/ асинхронная	0,025/100	$\pm 4 / \pm 3$	$\pm 5\% / \pm 75 \cdot 10^{-3}$	0,5/-	0,015	-/-	$\pm 11 \div \pm 20 / 6$	Встроенное	+	100	-	Промышленный стандарт
KP1108 ПШ1 асинхронная	0,0175/10	$\pm 8 / \pm 15$	$\pm 5 / \pm 50$	-	-	$0,15 \div 200 / 0 \div 10$	$\pm 15 / 7$	Встроенное 7,5	+	-	-	Дешевый
VFC110 синхронная	0,005/100	$\pm 3 / \pm 35$	$\pm 5 / \pm 50$	4/-	0,01	-/10	$\pm 8 \div \pm 18 / 16$	Встроенное 5	+	-	-	Высокая линейность
VFC320 асинхронная	0,03/10 0,1/1000	$\pm 0,15 / \pm 5$	$\pm 5 / \pm 20$	-/-	0,015	$0,075 \div 750 / 0 \div 10$	$\pm 13 \div \pm 20 / 7,5$	Встроенное -7,5	+	120	+	
LM331 асинхронная	0,02/10	$\pm 10 / -$	$\pm 10 / \pm 50$	0,1/-	0,1	$0,08 / 0 \div 10 U_{\text{пит}}$	$\pm 5 \div \pm 40 / 6 \div 8$	Встроенное 1,89	+	100	-	Дешевый
AD650 асинхронная	0,05/10 0,1/1000	$\pm 4 / \pm 30$	$\pm 10 / \pm 50$	1,0/-	0,015		$\pm 9 \div \pm 18 / 8$	Встроенное 7,5	+	-	+	Высокая линейность
AD652 синхронная	0,005/2 МГц 0,02/4 МГц	$\pm 2 / \pm 25$	$\pm 0,75 / \pm 50$	4/-	0,01	-/ $1 \div U_{\text{пит}} - 4$	$\pm 6 \div \pm 18 / 15$	Встроенное 5	-	-	+	Вх. сопротивление $R_x = 20 \text{ кОм}$
AD7741 синхронная/ асинхронная	0,012/3 МГц 0,024/6 МГц	$\pm 40 / \pm 30$	$\pm 1,6 / \pm 16$	-/-	-63 дБ	$0,05 / 0 \div 2,5$	$\pm 5 \div \pm 5\% / 8$	Встроенное 2,5	-	-	-	Возможен внешний ИОН и генератор
ТС9401 асинхронная	0,01/10 0,08/100	$\pm 50 / \pm 30$	$\pm 10 / \pm 40$	-/-	-	10/-	$\pm 4,5 \div \pm 7,5 / 6$	Внешнее -5	+	-	+	

интегрирования проявляется в большей степени, чем у АЦП-ППЧ, так как во втором случае ОУ, на котором выполнен интегратор, работает в меньшем динамическом диапазоне.

Как было показано, количество эффективных разрядов (ENOB) и предельно-достижимая разрешающая способность АЦП определяется в конечном итоге соотношением сигнал/шум (S/N)

$$\text{ENOB} = \frac{S/N [\text{дБ}] - 1,76}{6,02}.$$

Дальнейшее повышение отношения сигнал/шум, расширение динамического диапазона и увеличение разрешающей способности в максимальной степени достигается в «сигма-дельта АЦП» (Σ - Δ АЦП) за счет трансформации шумов в высокочастотную область и подавления шумов с помощью цифровой обработки сигнала. Заметим, что в литературе наряду с термином « Σ - Δ АЦП» используется и термин «дельта-сигма АЦП» (Δ - Σ АЦП).

Своим названием АЦП обязан двум блокам: Σ — наличию интегратора, Δ — наличию дифференциального усилителя, т. е. в Σ - Δ АЦП вычисляется интеграл (Σ) от разности (Δ).

В сигма-дельта АЦП аналоговый сигнал квантуется с низким разрешением (как правило, в 1 бит) на частоте *передискретизации*, во много раз превышающей максимальную частоту спектра входного сигнала. При этом равномерный спектр шумов квантования из полосы пропускания сигнала трансформируется в высокочастотную область. Для снижения эффективной скорости поступления отсчетов на выходе АЦП применяется децимация (прореживание) отсчетов.

Используя методику передискретизации в сочетании с цифровой фильтрацией, уже можно уменьшить шумы, повысить отношение сигнал/шум и разрешающую способность. Еще более значительное повышение отношения сигнал/шум достигается при использовании сигма-дельта модуляции и усреднении результатов измерения с помощью *цифровой фильтрации*.

Существует множество архитектур Σ - Δ АЦП. Простейший Σ - Δ АЦП 1-го порядка (рис. 5.70) может иметь вход как по напряжению (входной сигнал на клемме U_a), так и по току (входной сигнал на клемме I_a). В последнем случае может быть уменьшена аддитивная погрешность от напряжения смещения нуля ОУ D_1 .

Σ - Δ АЦП состоит из Σ - Δ модулятора и цифрового фильтра. Σ - Δ модулятор — это синхронизированный ПНЧ с уравниванием заряда, включающий однобитовый АЦП (компаратор D_2 и D-триггер), подключенный к выходу суммирующего интегратора D_1 , и одноразрядный ЦАП в цепи ОС (источники $\pm U_{\text{оп}}$ и ключ SA). ПНЧ работает на частоте передискретизации $f = KF_{\text{кв}}$, ($F_{\text{кв}}$ удовлетворяет критерию Котельникова).

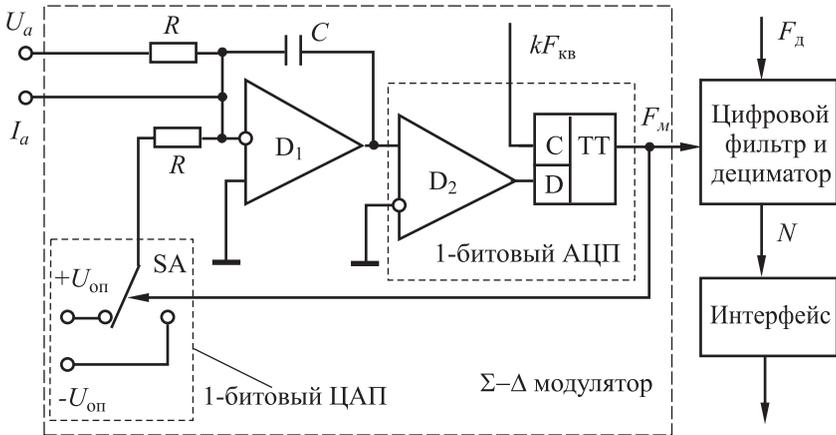


Рис. 5.70. Σ - Δ АЦП с модулятором 1-го порядка

Как было показано в п. 3.4.2, мгновенная частота Σ - Δ модулятора пропорциональна мгновенным значениям входного сигнала. Длительность импульсов Σ - Δ модулятора $\tau = 1/(kF_{\text{КВ}})$ постоянна, а длительность интервалов между ними может быть любой. Временные диаграммы модулятора при $k = 16$ для различных значений входного сигнала и значения кодов приведены на рис. 5.71.

Хотя в любом отдельном интервале дискретизации входного сигнала данные с выхода одноразрядного АЦП не содержат смысловой информации, после усреднения большого числа выборок (фильтрация плюс децимация) результат наполняется смыслом. Выходная частота модулятора, определяемая частотой следования единичных посылок на интервале децимации $\Delta t = 1/F_{\text{д}}$, равна

$$F_{\text{м}} = kF_{\text{КВ}} N_1 / (N_0 + N_1),$$

где N_0 , N_1 — количество нулевых и единичных посылок на интервале дискретизации.

Таким образом, битовый поток с выхода D-триггера несет информацию о средней величине входного напряжения

Линеаризованная модель Σ - Δ модулятора 1-го порядка, учитывающая шум квантования $q = h/12$ (h — квант младшего разряда), представлена на рис. 5.72. Передаточная функция по входу x составит

$$W_x = \frac{W_1 W_2}{1 + W_1 W_2} = \frac{1/p}{1 + 1/p} = \frac{1}{p+1},$$

где $W_1 = 1/p$ — интегратор, $W_2 = k = 1$ — квантователь.

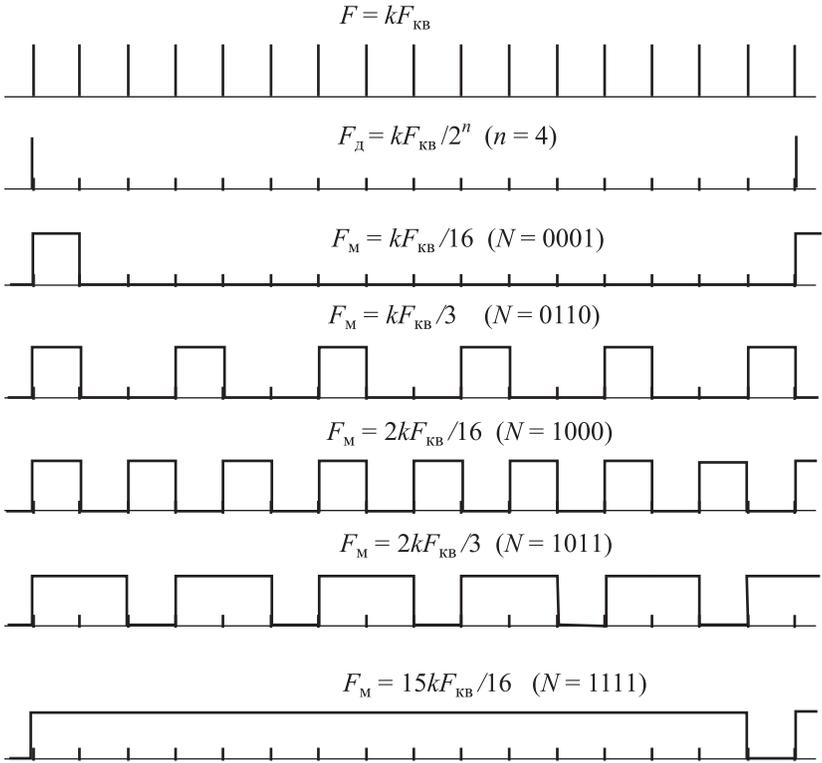


Рис. 5.71. Импульсные последовательности на выходе Σ - Δ модулятора ($k = 16$)

Передаточная функция по входу q :

$$W_q = \frac{1}{1 + W_1 W_2} = \frac{1}{1 + 1/p} = \frac{p}{1 + p}$$

Тогда выходной сигнал y равен

$$y = xW_x + qW_q = \frac{x}{p+1} + \frac{pq}{p+1}$$

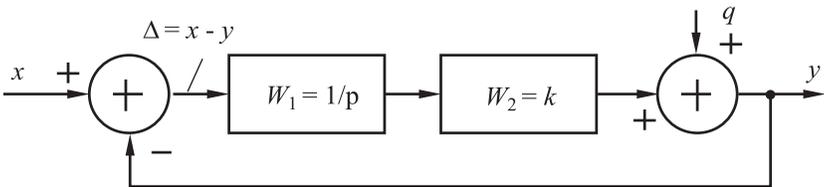


Рис. 5.72. Линейная модель Σ - Δ модулятора первого порядка

Отсюда следует, что для низкочастотного входного сигнала Σ - Δ модулятор является ФНЧ 1-го порядка, а для шума квантования q — ФВЧ, т. е. осуществляет подъем шума с возрастанием частоты. При неизменной мощности шума квантования модулятор трансформирует шумовой спектр в область высоких частот (рис. 5.73) или, как говорят, осуществляет шейпинг (вытеснение) шума квантования из полосы пропускания, поэтому модулятор называется *шумообразующим*.

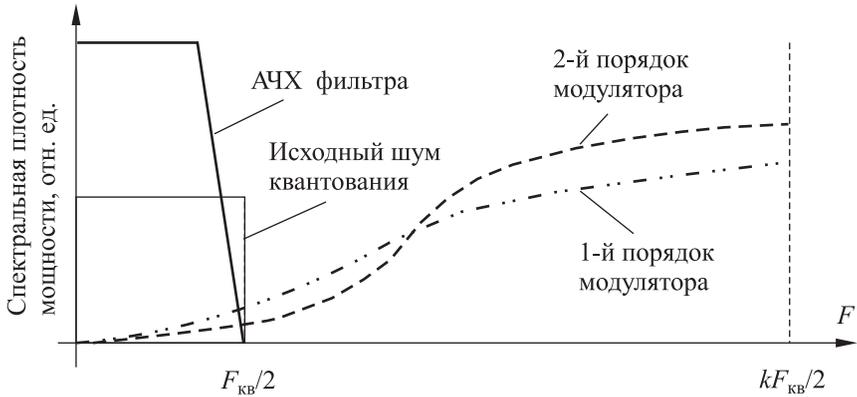


Рис. 5.73. Формирование спектра шума Σ - Δ модуляторами разного порядка

Если на выходе установить цифровой ФНЧ, то шум в полосе $F_{кв}/2 \div kF_{кв}/2$ будет в значительной степени подавлен, причем, чем больше коэффициент передискретизации, тем сильнее подавление шумов. Для модулятора 1-го порядка степень подавления увеличивается в пропорции 9 дБ/октаву (рис. 5.74).

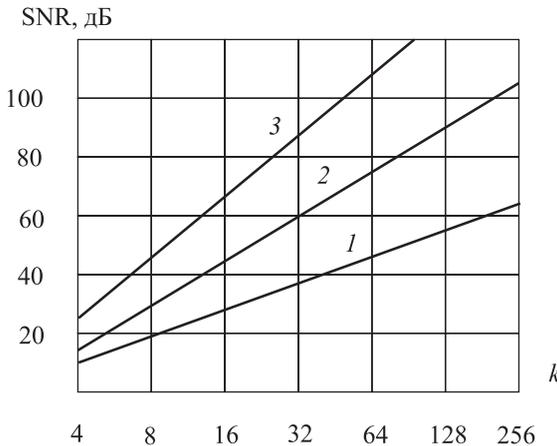


Рис. 5.74. Зависимость отношения сигнал/шум от параметров Σ - Δ модулятора: 1, 2, 3 — 1-й, 2-й, 3-й порядки модулятора

Таким образом реализуется аналого-цифровое преобразование высокого разрешения при низком разрешении АЦП. Заметим, что при классическом подходе к процессу дискретизации шум квантования располагается в первой зоне Найквиста (в рабочей полосе частот от 0 до $F_{\text{кв}}/2$, см. рис. 5.73). Шейпинг шума квантования в высокочастотную область выделяет Σ - Δ АЦП из всех других видов АЦП. Причина — важно обеспечить хорошее отношение сигнал/шум в рабочей полосе еще до стадии фильтрации, поскольку каким бы ни был цифровой фильтр, удалить шум квантования в собственной полосе, где находится и полезный сигнал, он не может.

Цифровой фильтр должен ослаблять переотражения от выходной частоты преобразования $F_{\text{кв}}$, подавлять компоненты шумообразующего процесса Σ - Δ модулятора, а также проводить децимацию (прореживание). В простейшем случае в качестве цифрового фильтра на ранних стадиях использовался накопительный счетчик, который осуществляет на интервале децимации «интервальную» фильтрацию вида $\sin x/x$ с АЧХ:

$$H(f) = \left| \frac{\sin(D\pi f / F_M)}{D \sin(\pi f / F_M)} \right|,$$

где D — коэффициент децимации. Такая АЧХ совпадает с АЧХ АЦП двухтактного интегрирования.

Для получения более широкого динамического диапазона при широкой полосе пропускания и умеренном коэффициенте передискретизации необходимы Σ - Δ модуляторы более высокого порядка. На рисунке 5.75 приведена структурная схема Σ - Δ модулятора 2-го порядка, включающая дополнительный сумматор и дополнительный интегратор (введение дополнительного интегратора равносиль-

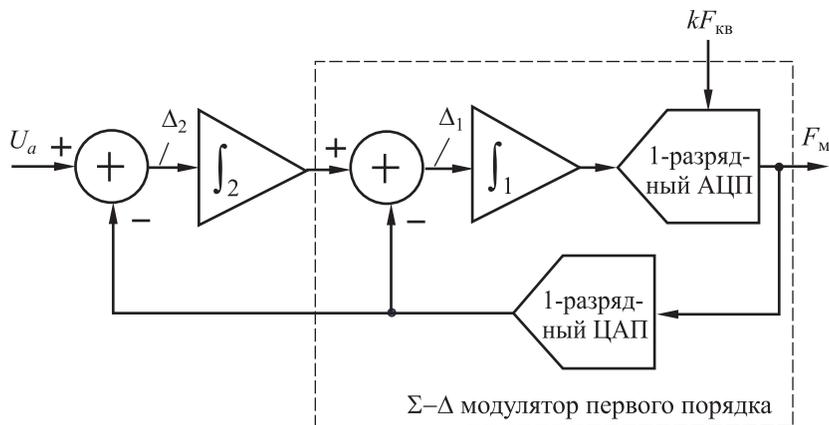


Рис. 5.75. Структурная схема Σ - Δ модулятора 2-го порядка

но повышению порядка аналогового фильтра в прямой цепи преобразования). Она обеспечивает более эффективный шейпинг шумов в высокочастотную область: степень подавления шумов увеличивается в пропорции 15 дБ/октаву (см. рис. 5.74).

Таким образом, для повышения разрешающей способности следует увеличивать коэффициент передискретизации и применять Σ - Δ модуляторы более высоких порядков. Однако с повышением порядка Σ - Δ модулятора возникают проблемы обеспечения устойчивости. Важно отметить, что независимо от порядка модулятора применение одноразрядного ЦАП *принципиально* исключает дифференциальную нелинейность АЦП, поскольку ЦАП имеет всего одну ступень квантования.

Очевидно, количество эффективных разрядов (ENOB) в Σ - Δ АЦП уменьшается с увеличением частоты отсчета $F_{\text{отс}}$, так как будет уменьшаться степень усреднения. Например, 24-разрядный Σ - Δ АЦП AD7714 уже на частоте 50 Гц имеет лишь 15,5 эффективных разряда (рис. 5.76). Эта же тенденция наблюдается и в других быстродействующих Σ - Δ АЦП.

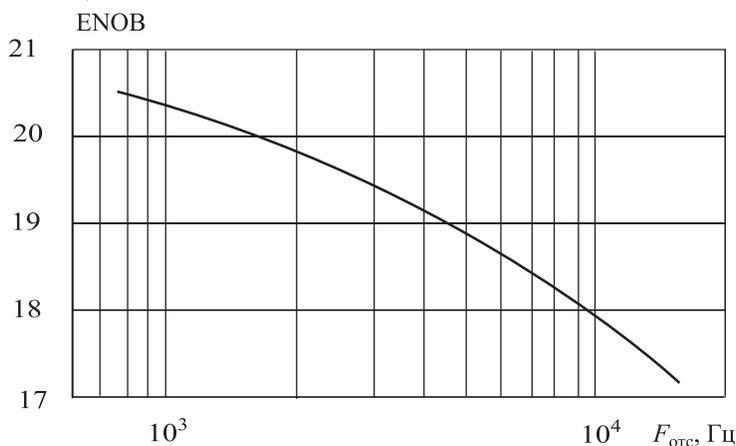


Рис. 5.76. Зависимость количества эффективных разрядов быстродействующего Σ - Δ АЦП AD7732 от частоты отсчетов

Наряду с одноразрядными Σ - Δ модуляторами применяются и многоразрядные, содержащие r -разрядные параллельные АЦП и ЦАП (рис. 5.77). Многоразрядная сигма-дельта модуляция позволяет уменьшить коэффициент передискретизации в 2^r раз (r — разрядность модулятора) и увеличить быстродействие. Эта архитектура расширяет динамический диапазон при умеренном коэффициенте передискретизации и заданном порядке цифрового фильтра. Реальный недостаток состоит в том, что нелинейность Σ - Δ АЦП будет увеличиваться и определяться нелинейностью многоразрядного ЦАП.

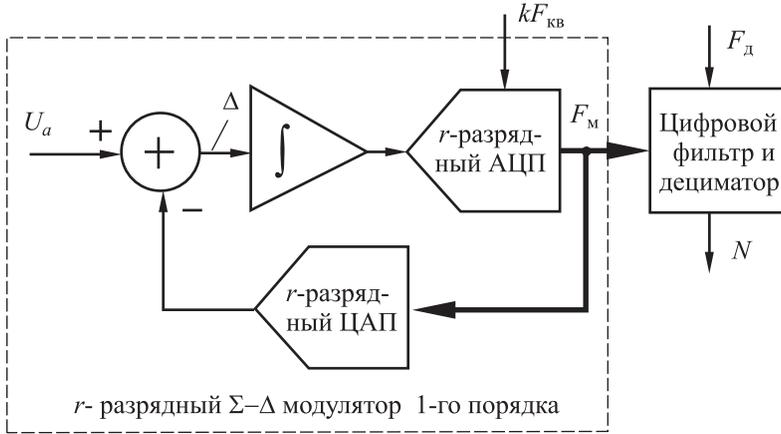


Рис. 5.77. Структурная схема многоразрядного Σ - Δ АЦП 1-го порядка

Более совершенным способом преобразования битового потока с выхода Σ - Δ модулятора в код является применение цифровых фильтров вместо счетчика. В Σ - Δ АЦП высокого разрешения, предназначенных для прецизионных измерений, обычно применяются цифровые фильтры с АЧХ вида $(\text{sinc})^3 = (\sin x/x)^3$. Такие фильтры фильтруют помехи значительно эффективней, чем это происходит в интегрирующих АЦП (рис. 5.78).

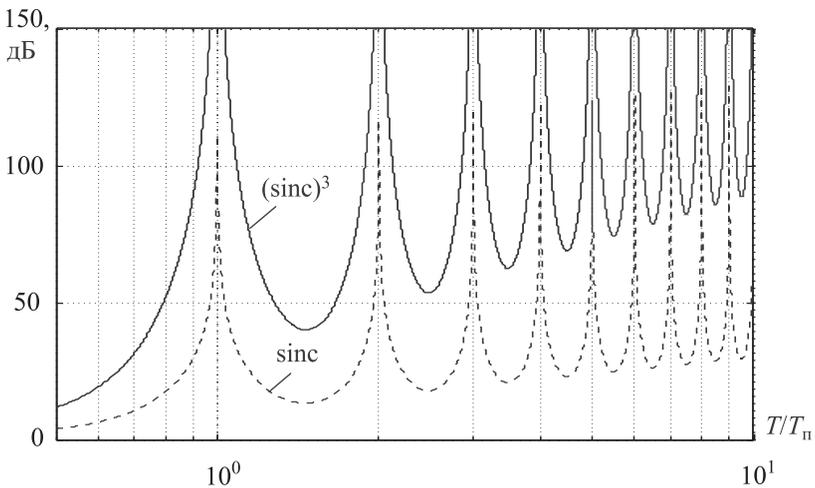


Рис. 5.78. Нормированные АЧХ цифровых фильтров Σ - Δ АЦП

Наличие цифрового фильтра (методы построения цифровых фильтров подробно рассматриваются в литературе по цифровой обработке сигналов) значительно усложняет схемную реализацию Σ - Δ АЦП. Однако при современном уровне развития технологии производства интегральных схем и с появлением DSP-процессоров этот недостаток не считается существенным.

Σ - Δ АЦП позволяют также решить проблему наложения (*aliasing*) спектров — появление ложной низкочастотной разностной частоты. Сигнал, подаваемый на вход АЦП, должен быть свободен от спектральных составляющих за первой зоной Найквиста (рис. 5.79, а). Например, если $F_{\text{КВ}} = 5$ кГц, а в спектре входного сигнала появляется составляющая (помеха, шум) на частоте 3 кГц, то она будет воспроизведена на разностной частоте в 2 кГц. Поэтому на входе обычного АЦП необходимо устанавливать *антиалиазинговый* ФНЧ с частотой

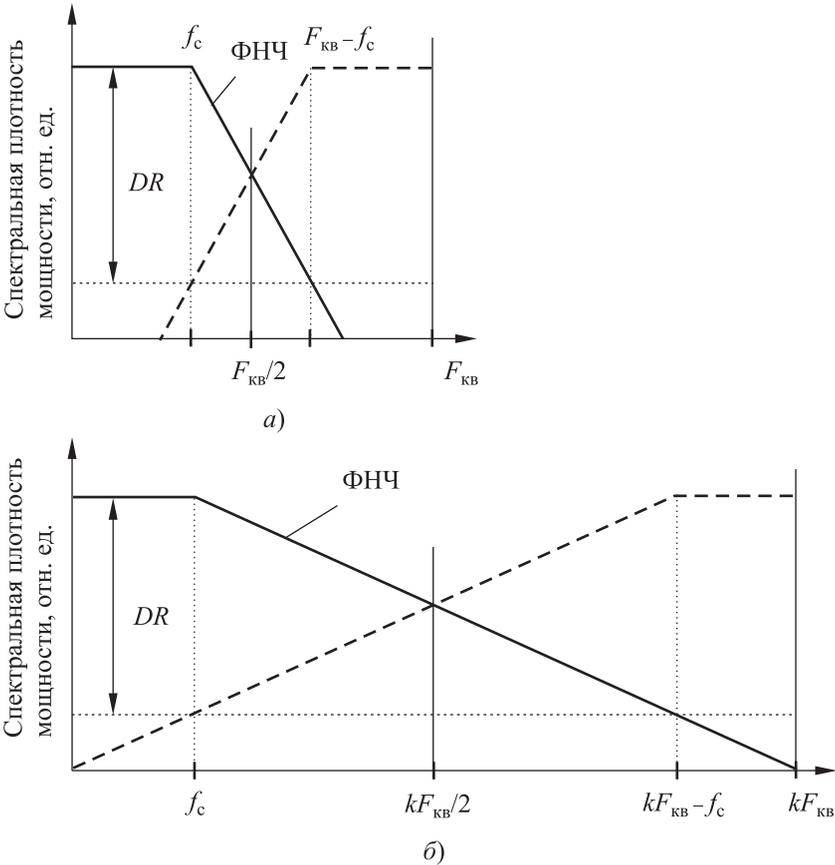


Рис. 5.79. Снижение требований к крутизне спада антиалиазингового ФНЧ: а — при выборе $f_{\text{КВ}}$ по теореме отсчетов; б — при передискретизации (DR — динамический диапазон сигнала)

среза $f_c \leq f_{\text{кв}}/2$ и достаточно резким спадом АЧХ за полосой Найквиста, т. е. ФНЧ высокого порядка, что достаточно сложно.

В случае передискретизации и переноса шума в область высоких частот требования к входному антиалиазинговому ФНЧ существенно снижаются (рис. 5.79, б) и в большинстве случаев достаточно устанавливать пассивный ФНЧ 1-го порядка с частотой среза $F_{\text{кв}}/2$.

Стабильность Σ - Δ АЦП в целом определяется стабильностью источников опорного напряжения $U_{\text{оп}}$. Широкому их распространению в измерительной технике способствуют не только высокая разрешающая способность и линейность, но и отличная совместимость с КМОП-технологией. Небольшая емкость конденсатора-интегратора (десятки пикофарад) позволяет изготавливать его на кристалле АЦП. Кроме того, отсутствие жестких требований по точности и стабильности к используемым аналоговым элементам позволяет изготавливать их по технологии цифровых интегральных схем. К тому же развитая цифровая часть обеспечивает возможность программирования параметров АЦП — коэффициентов децимации, усиления, режимов калибровки.

В настоящее время выпускаются две группы Σ - Δ АЦП:

1) широкополосные Σ - Δ АЦП умеренного (до 14 разрядов) и высокого (до 16÷20 разрядов) разрешения для аудиоприложений, поскольку здесь необходимо сочетание низкого уровня шумов, большого динамического диапазона и высокой точности при относительно небольших частотах выборки;

2) низкочастотные высокого разрешения и точности (16÷24 разряда) для измерительных систем — непосредственная работа с термопарами, терморезисторами, тензотетрическими, биомедицинскими и другими датчиками.

Некоторые из преимуществ измерительных Σ - Δ АЦП:

- широкий динамический диапазон (свыше 100 дБ);
- низкая дифференциальная нелинейность (менее 2^{-24});
- высокое разрешение (до 22-х эффективных разрядов);
- высокая точность (интегральная нелинейность до 2^{-19});
- высокая стабильность (температурный дрейф усиления менее $0,5 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$);
- программируемое соотношение между частотой преобразования и разрешением;
- подавление помех промышленной сети;
- снижение требований к антиалиазинговому фильтру.

В настоящее время Σ - Δ АЦП — наиболее популярная архитектура среди АЦП высокого и сверхвысокого разрешения.

5.4. Функциональные устройства ЦАП-АЦП

5.4.1. Источники опорных напряжений

В технике ЦАП/АЦП источники опорного напряжения (ИОН) определяют потенциальную точность и стабильность преобразователей, т. е. точность ЦАП/АЦП не может быть выше точности ИОН. Например, стабильность поддержания опорного напряжения $\delta U_{\text{оп}}$ в 16-разрядном ЦАП/АЦП не может быть хуже, чем $\delta U_{\text{оп}} < 2^{-16}$. Эти требования к ИОН должны выдерживаться при всех условиях эксплуатации: при нестабильности питающих напряжений, токов нагрузки, изменениях температуры и прочих дестабилизирующих факторах.

Различают параметрические и непараметрические (компенсационные) ИОН. Характеристики *параметрических* ИОН определяются их собственными параметрами. *Компенсационные* ИОН бывают разомкнутого и замкнутого типа. Компенсационные ИОН *замкнутого* типа представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования на полупроводниковых приборах (ПП), которые, как и стабилизаторы напряжения, поддерживают на нагрузке стабилизированное $U_{\text{оп}}$. Однако в отличие от стабилизаторов ИОН являются малонагруженными источниками, а во многих случаях имеют постоянный ток нагрузки.

В настоящее время в составе интегральных ЦАП/АЦП применяются в основном три типа ИОН:

- 1) параметрические ИОН на стабилитронах (стабилитронные ИОН);
- 2) компенсационные ИОН на биполярных транзисторах с напряжением запрещенной зоны полупроводника (ИОН bandgap);
- 3) компенсационные ИОН на полевых транзисторах с управляющим $p-n$ -переходом (ИОН ХФЕТ).

5.4.1.1. Стабилитронные ИОН

Для стабилизации напряжения с помощью стабилитрона используют обратную ветвь ВАХ диода (рис. 5.80) в режиме обратимого электрического пробоя. Здесь при широком диапазоне изменения тока, протекающего через диод, напряжение на нем меняется незначительно.

Для ограничения тока через стабилитрон последовательно с ним включается токоограничивающее сопротивление (рис. 5.81, *a*), которое и определяет рабочую точку А на пересечении ВАХ высоковольтного стабилитрона (кривая 1) и характеристики токоограничивающего сопротивления (кривая 3). Последняя в режиме ХХ проходит

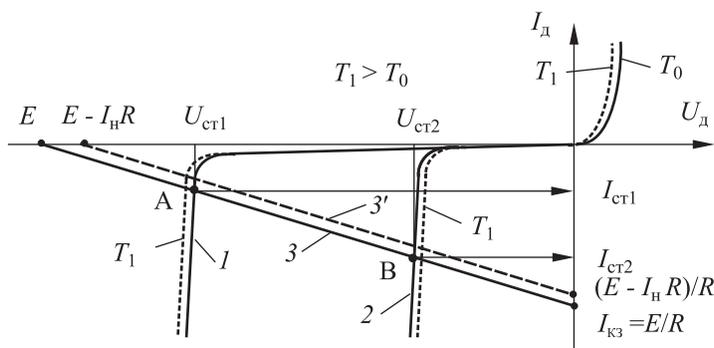


Рис. 5.80. ВАХ стабилизатора

через точки $U_d = E$ и $I_d = E/R$. При наличии тока нагрузки I_H линия 3 смещается параллельно самой себе по оси напряжений на величину $I_H R$ (прямая 3'), что вызывает некоторое изменение напряжения стабилизации. В дальнейшем предполагается, что ИОН работает в режиме, близком к режиму ХХ, т. е. $I_H \ll I_{ст}$. Для более низковольтного стабилизатора (кривая 2) рабочей точкой будет точка В.

Основными параметрами стабилизатора являются номинальное напряжение стабилизации $U_{ст}$ при заданном токе стабилизации $I_{ст}$, его дифференциальное сопротивление r_d в рабочей точке и температурный коэффициент стабилизации $TK(U_{ст})$, который определяется как

$$TK(U_{ст}) = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta T U_{ст}}$$

Типичные параметры приборных стабилизаторов: $U_{ст} = 3 \div 15$ В, $I_{ст} = 1 \div 10$ мА, $r_d = 10 \div 50$ Ом, $TK(U_{ст}) \approx \pm 1 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

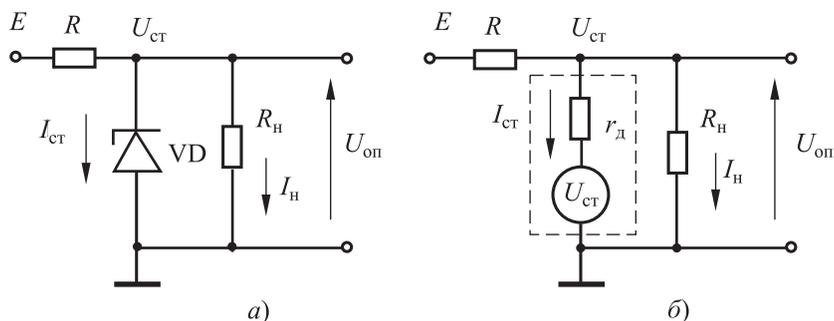


Рис. 5.81. Стабилизаторный ИОН: а — схема включения; б — схема замещения

Дифференциальное сопротивление r_d и температурный коэффициент стабилизации $\text{TK}(U_{\text{ст}})$ в сильной степени зависят от номинала $U_{\text{ст}}$ (рис. 5.82).

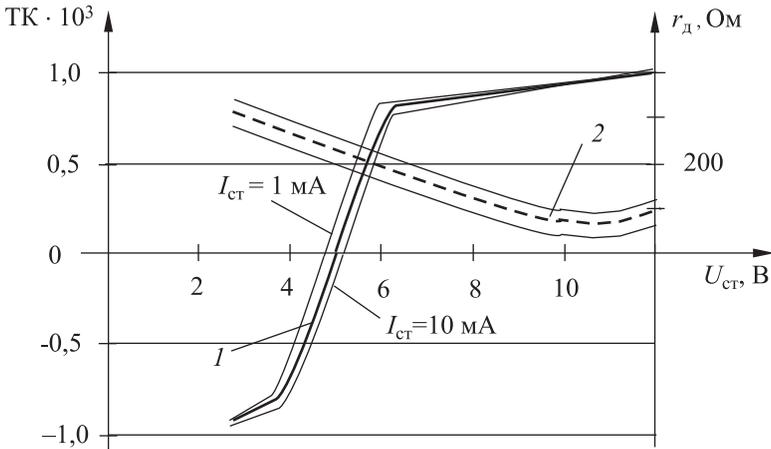


Рис. 5.82. Зависимости температурного коэффициента стабилизации (кривая 1) и динамического сопротивления r_d (кривая 2) стабилитрона от напряжения стабилизации

Минимальное сопротивление r_d соответствует значению $U_{\text{ст}} \approx 10 \text{ В}$, а минимальный $\text{TK}(U_{\text{ст}})$ — значению $U_{\text{ст}} \approx 5 \text{ В}$. Последнее объясняется тем, что в низковольтных стабилитронах ($U_{\text{ст}} < 5 \text{ В}$) превалирует зенеровский (туннельный) пробой с отрицательным $\text{TK}(U_{\text{ст}})$, а в более высоковольтных — лавинный пробой с положительным $\text{TK}(U_{\text{ст}})$. ВАХ стабилитронов при $T_1 > T_0$ показаны пунктирными линиями на рис. 5.80. Минимизировать $\text{TK}(U_{\text{ст}})$ можно как подбором $U_{\text{ст}}$, так и регулировкой тока стабилизации (рис. 5.82).

Основными источниками нестабильности стабилитронных ИОН являются:

- температурная зависимость напряжения стабилизации стабилитрона;
- нестабильность питающего напряжения;
- изменение тока нагрузки.

Для стабилитронов с $U_{\text{ст}} > 7 \div 8 \text{ В}$ возможна достаточно простая термокомпенсация с помощью встречно включенных диодов (рис. 5.83). Температурная характеристика диода в прямом включении имеет крутизну $\alpha_d(T) \approx -2,1 \text{ мВ } ^\circ\text{C}^{-1}$, что соответствует $\text{TK}(U_d) = \alpha_d(T)/U_d \approx \approx -3 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Тогда количество термокомпенсирующих диодов m определяется из равенства

$$\text{TK}(U_d)U_d \Delta T m + \text{TK}(U_{\text{ст}})U_{\text{ст}} \Delta T = 0.$$

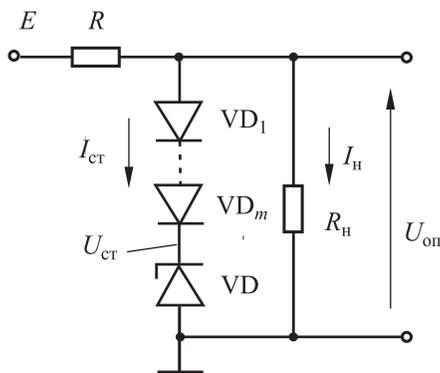


Рис. 5.83. Термокомпенсация стабилитронного ИОН

Например, для $U_{ст} = 8$ В и $U_d = 0,65$ В из последнего выражения получим

$$m = \frac{\text{TK}(U_{ст})U_{ст}}{\text{TK}(U_d)U_d} = \frac{10^{-3} \cdot 8}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 0,65} \approx 4,$$

$$U_{оп} = U_{ст} + mU_d = 10 + 4 \cdot 0,65 = 12,6 \text{ В.}$$

Параметры некоторых отечественных термокомпенсированных прецизионных стабилитронов приведены в табл. 5.5.

Таблица 5.5

Отечественные прецизионные стабилитроны

Параметр Прибор	$U_{ст}$, В	$\text{TK}(U_{ст})$, $^{\circ}\text{C}^{-1}$	r_d , Ом	ΔT , $^{\circ}\text{C}$
КС818Г	$7,65 \div 10,35$	$5 \cdot 10^{-5}$	< 25	$-55 \div +100$
КС196Г	$9,6 \pm 10\%$	$5 \cdot 10^{-6}$	< 18	± 60

При неизменной температуре качество ИОН определяется двумя коэффициентами:

1) коэффициентом сглаживания пульсаций питающего напряжения E :

$$K_{сп} = \frac{\Delta E}{\Delta U_{оп}};$$

2) коэффициентом стабилизации напряжений по выходу (при изменении тока нагрузки I_H):

$$K_{сн} = \frac{\Delta U_{оп}}{\Delta I_H}.$$

Для линеаризованной схемы замещения стабилизатора (рис. 5.81, б) можно записать следующую систему уравнений

$$\begin{cases} E = (I_{\text{ст}} + I_{\text{н}})R + U_{\text{оп}}, \\ U_{\text{ст}} = U_{\text{оп}} - r_{\text{д}} I_{\text{ст}}. \end{cases}$$

Решая ее, можно определить

$$U_{\text{оп}} = \frac{1}{R + r_{\text{д}}} (E r_{\text{д}} + U_{\text{ст}} R - I_{\text{н}} r_{\text{д}} R). \quad (5.27)$$

Дифференцируя последнее выражение по соответствующему параметру, найдем

$$K_{\text{сп}} = \frac{\Delta E}{\Delta U_{\text{оп}}} = \left(\frac{\partial U_{\text{оп}}}{\partial E} \right)^{-1} = \frac{R + r_{\text{д}}}{r_{\text{д}}}, \quad (5.28)$$

$$K_{\text{сн}} = \frac{\Delta U_{\text{оп}}}{\Delta I_{\text{н}}} = \left(\frac{\partial U_{\text{оп}}}{\partial I_{\text{н}}} \right) = \frac{r_{\text{д}} R}{r_{\text{д}} + R}. \quad (5.29)$$

Коэффициент стабилизации по выходу имеет размерность сопротивления и характеризует выходное сопротивление ИОН. Фактически с учетом $R \gg r_{\text{д}}$ имеем

$$K_{\text{сн}} = r_{\text{д}}. \quad (5.30)$$

Аналогично можно найти влияние стабилизатора на опорное напряжение:

$$K_{\text{ст}} = \left(\frac{\partial U_{\text{оп}}}{\partial U_{\text{ст}}} \right)^{-1} = \frac{R + r_{\text{д}}}{R} \approx 1.$$

Из последнего выражения следует вывод, что нестабильность стабилизатора полностью передается на выход ИОН.

Пример. Рассчитать параметры стабилизатора ИОН в режиме ХХ при $E = 15 \text{ В}$; $U_{\text{ст}} = 10 \text{ В}$; $I_{\text{ст}} = 5 \text{ мА}$; $r_{\text{д}} = 20 \text{ Ом}$; $\delta E = \pm 10\%$; $\Delta I_{\text{н}} = 1 \text{ мА}$.

Расчет. 1. Коэффициент стабилизации по выходу, в соответствии с (5.30), составит $K_{\text{сн}} = r_{\text{д}} = 20 \text{ Ом}$.

2. Токоограничивающий резистор определяется как $R = (E - U_{\text{ст}})/I_{\text{ст}} = (15 - 10)/5 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ кОм}$.

3. В соответствии с (5.28) $K_{\text{сп}} = (R + r_{\text{д}})/r_{\text{д}} = (10^3 + 20)/20 \approx 50$.

В результате получаем $\Delta U_{\text{оп}} = \pm (E \cdot \delta E / K_{\text{сп}} + r_{\text{д}} \cdot \Delta I_{\text{н}}) = \mp (15 \cdot 0,1/50 + 20 \times (10^{-3})) = \pm 50 \text{ мВ}$, что совершенно неприемлемо для ЦАП/АЦП.

Как следует из уравнения (5.28), если задано напряжение питания E , то $K_{\text{ст}}$ оказывается ограниченным отношением R/r_d и не может быть высоким. Для его увеличения необходимо запитывать стабилитрон от источника с большим выходным сопротивлением, желательно от источника тока. Простейшим источником тока является источник на основе полевого транзистора (рис. 5.84). Поскольку полевой транзистор (ПТ) VT_1 охвачен отрицательной обратной связью, его выходное сопротивление равно

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{си}}(1 + SR),$$

где $r_{\text{си}}$, S — сопротивление канала «сток–исток» и крутизна транзистора VT_1 , соответственно.

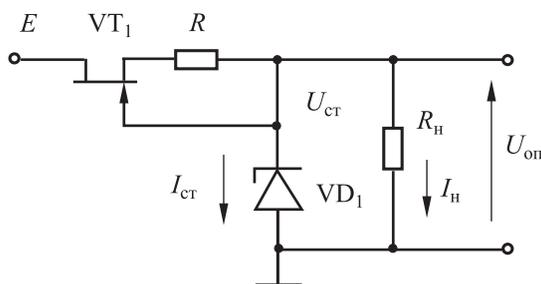


Рис. 5.84. Стабилитронный ИОН с запиткой от источника тока на полевом транзисторе

Для ПТ при токе в 1 мА типичные величины $r_{\text{си}} = 100 \div 250$ кОм, $S \approx 2$ мА/В. Тогда, при $R = 2$ кОм, $r_d = 25$ Ом, $r_{\text{си}} = 100$ кОм имеем $R_{\text{вых}} = 100 \cdot 10^3 (1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3) = 0,5$ МОм, и, следовательно, $K_{\text{ст}} = 1 + 500 \cdot 10^3 / 25 = 2 \cdot 10^4$.

Но сопротивление $r_{\text{си}}$ имеет большой технологический разброс от образца к образцу и поэтому гарантировать предельные коэффициенты стабилизации достаточно сложно. В среднем считается, что эта схема дает коэффициент стабилизации по входу порядка 10^4 , что, впрочем, на три порядка лучше, чем у простого стабилитронного ИОН.

Для увеличения коэффициента стабилизации по выходу между стабилитроном с токовой запиткой и нагрузкой включают буфер на ОУ (рис. 5.85). Выходное сопротивление буфера не превышает долей ома, а коэффициент передачи задается замыканием переключки в интегральной матрице резисторов $R_1 \div R_4$ и выдерживается с высокой точностью. В результате может быть сформирован стандартный ряд опорных напряжений, например 2,5; 5,0; 10,0 В. Подобные стабилитронные ИОН выпускаются в интегральном исполнении. Следует помнить, что выходной импеданс буферизированного ИОН зависит от частоты и увеличивается с увеличением частоты на 20 дБ/дек, что ухудшает стабилизацию при импульсной нагрузке.

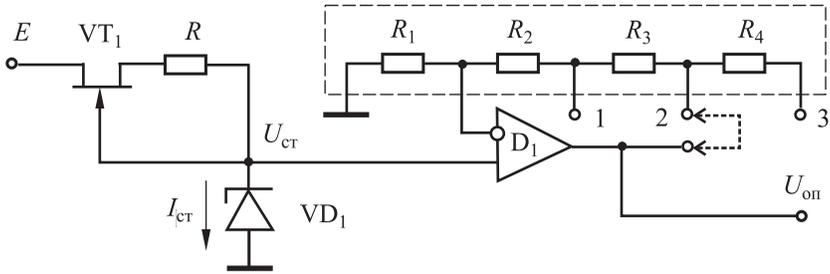


Рис. 5.85. Структура серийного стабилизированного ИОН со стандартным набором $U_{оп}$

Характеристики опорных источников можно улучшить, если питать стабилизатор от стабильного источника напряжения (рис. 5.86).

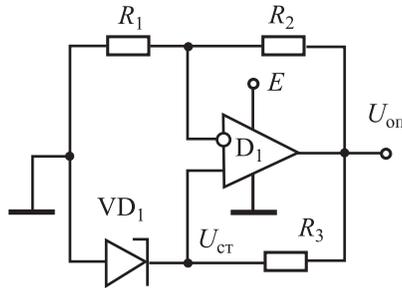


Рис. 5.86. Стабилизированный ИОН с запиткой стабилизированным напряжением

Здесь стабилизатор VD_1 подключается к выходу ОУ и

$$U_{оп} = U_{ст}(1 + R_2/R_1) > U_{ст}.$$

Коэффициент стабилизации в такой схеме в основном определяется коэффициентом влияния источников питания в применяемом ОУ и достигает величин $10^4 \div 10^5$. Для обеспечения устойчивости схемы, охваченной положительной ОС, применяется однополярное питание ОУ.

5.4.1.2. ИОН на биполярных транзисторах (bandgap)

Развитие техники АЦП/ЦАП потребовало создания экономичных низковольтных ИОН. В принципе в качестве такого ИОН может быть использован полупроводниковый диод, однако он имеет значительный ТК($U_{ст}$) $\approx -3 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Этот коэффициент может быть уменьшен, если напряжение диода (база-эмиттерного перехода) суммировать с другим напряжением, имеющим положительный темпе-

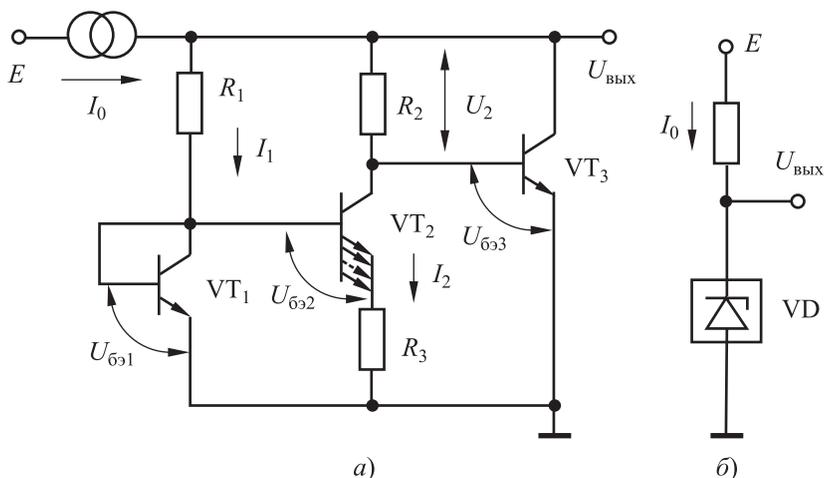


Рис. 5.87. ИОН типа bandgap на биполярных транзисторах:
 а — базовая схема; б — обозначение и схема включения

ратурный коэффициент напряжения (ТКН). Именно так делается в ИОН на напряжении запрещенной зоны полупроводника (bandgap), реализуемых на биполярных транзисторах.

Для базовой схемы ИОН типа bandgap, приведенной на рис. 5.87,

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_2 + U_{\text{бэ3}}. \quad (5.31)$$

Если второй член в (5.31) имеет $\text{ТКН} = -2,1 \text{ мВ} \cdot \text{К}^{-1}$, то для температурной компенсации $U_{\text{ВЫХ}}$ первый член в (5.31) должен иметь положительный коэффициент. При анализе схемы будем полагать, что все транзисторы идеально согласованы по параметрам и имеют высокий коэффициент передачи тока базы, а напряжение на база-эмиттерном переходе определяется уравнением Эберса–Молла

$$U_{\text{бэ}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_s} = \varphi_T \ln \frac{I}{I_s},$$

где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; q — заряд электрона; I — ток через база-эмиттерный переход; φ_T — тепловой потенциал; I_s — ток насыщения p - n -перехода.

VT_1 и VT_2 включены по схеме токового зеркала (VT_2 имеет n эмиттеров). Следовательно, токи через транзисторы будут равны, а плотности токов J_1, J_2 через p - n -переходы транзисторов будут отличаться в n раз. Тогда

$$\Delta U_{\text{бэ}1-2} = U_{\text{бэ}1} - U_{\text{бэ}2} = \varphi_T \ln \frac{J_1}{J_2} = \varphi_T \ln n. \quad (5.32)$$

Это напряжение выделяется на резисторе R_3 и усиливается пропорционально отношению резисторов R_2/R_3 :

$$U_2 = \frac{R_2}{R_3} \Delta U_{\text{бэ}1-2} = \frac{R_2}{R_3} \varphi_T \ln n, \quad (5.33)$$

$$\frac{dU_2}{dT} = \frac{R_2}{R_3} \frac{k}{q} \ln n, \quad (5.34)$$

причем ТКН U_2 будет положительным. Для температурной компенсации необходимо, чтобы $dU_2/dT = +2,1$ мВ/К. Тогда из (5.34) получим

$$\frac{R_2}{R_3} = 2,1 \frac{q}{k \ln n} = \frac{21T}{\varphi_T \ln n}. \quad (5.35)$$

Выбором значений R_3 , R_2 , n , I_1 можно обеспечить почти нулевой ТКН выходного напряжения в широком диапазоне изменения температуры.

Пример. Рассчитать $U_{\text{вых}}$ для $n = 8$, $I_1 = 0,1$ мА, $U_{\text{бэ}3} = 0,6$ В.

Поскольку для $T = 300$ К тепловой потенциал $\varphi_T = 26$ мВ, из (5.35) получим $R_2/R_3 \approx 11,6$. Тогда $\Delta U_{\text{бэ}1-2} = \varphi_T \ln n = 26 \ln 8 = 54,1$ мВ. Из (5.33) имеем $U_2 = \Delta U_{\text{бэ}1-2}(R_2/R_3) = 54,1 \cdot 11,6 \approx 630$ мВ и окончательно $U_{\text{вых}} = U_2 + U_{\text{бэ}3} \approx 0,63 + 0,60 = 1,23$ В.

Свое название ИОН типа bandgap получили потому, что их выходное напряжение при нулевом ТКН равно напряжению запрещенной зоны кремния, т. е. примерно 1,22 В. Эти ИОН представляют собой двухполюсник, и его схема включения не отличается от схемы включения обычного стабилитрона (рис. 5.87, б). Для увеличения нагрузочной способности ИОН типа bandgap включается в цепь обратной связи ОУ (рис. 5.88), при этом получается регулируемый ИОН типа bandgap, в котором

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{д}} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right).$$

Для устойчивой работы схемы необходимо однополярное питание.

На рисунке 5.89 приведена усовершенствованная схема прецизионного ИОН типа bandgap. Поскольку потенциалы входов ОУ D_1 равны, то оба транзистора VT_1 и VT_2 работают при одинаковых коллекторных токах, но разных плотностях токов через $p-n$ -переходы транзисторов. Это приводит к разности падений напряжений на переходах в соответствии с уравнением (5.32). При этом на резисторе R_2 выделяется напряжение U_T , пропорциональное абсолютной температуре:

$$U_T = 2 \frac{R_2}{R_1} \Delta U_{\text{бэ}} = 2 \frac{R_2}{R_1} \varphi_T \ln n = 2 \frac{R_2 k T}{R_1 q} \ln n.$$

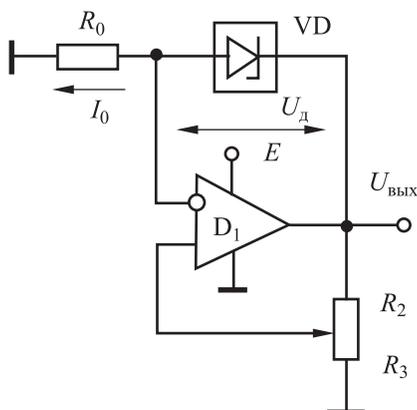


Рис. 5.88. Регулируемый ИОН типа bandgap

На базах транзисторов выделяется опорное напряжение запрещенной зоны

$$U_Z = U_T + U_{\text{бэ}2}.$$

В схеме на рис. 5.89 ОУ играет роль регулирующего элемента, масштабного усилителя и выходного буфера

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_Z \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right). \quad (5.36)$$

Из (5.36) следует, что на выходе можно получить опорное напряжение любого номинала, большего U_Z . Это дает возможность запитать транзисторы VT_1 и VT_2 с выхода ОУ стабильным напряжением и

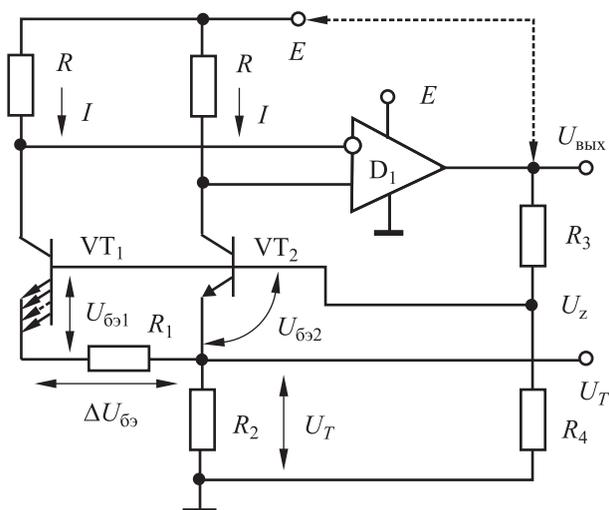


Рис. 5.89. Прецизионный ИОН типа bandgap на биполярных транзисторах

реализовать существенно больший коэффициент стабилизации входного напряжения (на рис. 5.89 эта связь показана пунктиром). В некоторых ИОН типа bandgap дополнительно предусмотрен вывод напряжения U_Z , пропорционального температуре.

Типичные параметры ИОН типа bandgap:

- ТКН — $(10^{-5} \div 10^{-6})/K$;
- точность выходного напряжения — $0,1 \div 0,5\%$;
- долговременный дрейф — $(5 \div 10) \cdot 10^{-5}$ за 1000 часов;
- размах фликкер-шума в полосе $0,1 \div 10$ Гц — $5 \div 50$ мкВ;
- регулируемое выходное напряжение от 2,5 В до 15 В;
- выходное сопротивление — менее 0,2 Ом;
- потребляемый ток в режиме ХХ — не более 0,1 мА;
- ток нагрузки — до $10 \div 20$ мА.

В настоящее время ИОН типа bandgap один из наиболее распространенных типов ИОН для интегральных ЦАП/АЦП.

5.4.1.3. Источники опорного напряжения на униполярных транзисторах (XFET)

Низковольтный ИОН типа XFET основан на свойствах униполярных транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом. ИОН-XFET относится к ИОН компенсационного типа, и его принцип работы в определенной степени аналогичен принципу работы ИОН типа bandgap. Но если в последних для создания компенсирующего напряжения применяются многоэмиттерные транзисторы, то в ИОН типа XFET задействована пара интегральных полевых транзисторов (ПТ) с разными напряжениями отсечки. В дальнейшем дифференциальное напряжение между затворами ПТ усиливается, и формируется выходное опорное напряжение. Для получения ПТ с разными напряжениями отсечки применяется дополнительная ионная имплантация, что и дало название данному типу ИОН (XFET — eXtra implantation junction Field Effect Transistor).

Базовая схема ИОН типа XFET приведена на рис. 5.90. Поскольку потенциалы стоков транзисторов VT_1 и VT_2 равны между собой, то через них протекают одинаковые токи I_0 . Один из транзисторов выполнен с ионной имплантацией, за счет чего напряжения отсечки VT_1 и VT_2 отличаются на 500 мВ.

Преднамеренная асимметрия напряжений отсечки ПТ при одинаковых токах и напряжениях сток–исток приводит к появлению между затворами дифференциального напряжения

$$\Delta U_{зи} = U_{зи1} - U_{зи2},$$

которое прикладывается к резистору R_1 , включенному в цепь обратной связи ОУ D_1 . ОУ D_1 играет роль регулирующего элемента, удерживающего

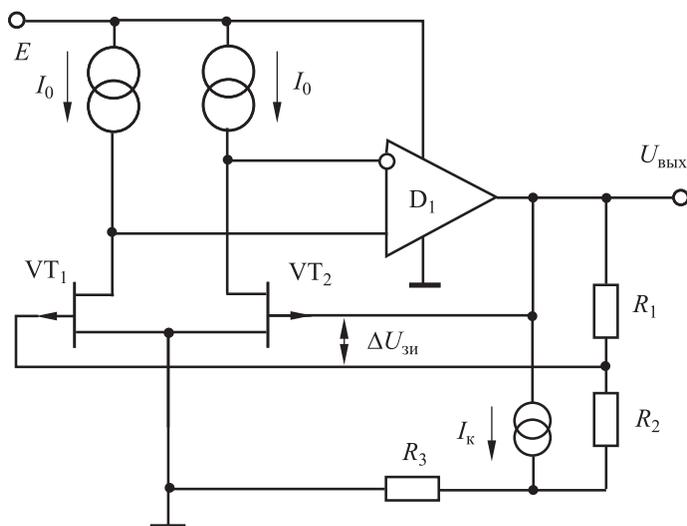


Рис. 5.90. ИОН типа XFET

живая равными потенциалами стоков ПТ. Выходное напряжение схемы составляет

$$U_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{зи}}}{R_3} (R_1 + R_2 + R_3) + I_{\text{к}} R_3.$$

Источник компенсационного тока $I_{\text{к}}$ имеет положительный ТКН и подстраивается в процессе производства с целью температурной компенсации $\Delta U_{\text{зи}}$. Номиналы резисторов $R_1 \div R_3$ также подстраиваются в процессе производства для получения стандартных уровней опорных напряжений для ЦАП-АЦП в 2,048, 2,5, 4,096, 5,0 В.

Архитектура XFET позволяет достичь улучшенных характеристик по сравнению с другими интегральными ИОН. При одинаковых токах ИОН-XFET имеет меньший уровень шума, а также обладает низким ТКН (не более $(3 \div 8) \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$), и превосходной долговременной стабильностью.

Типичные параметры ИОН типа XFET:

- диапазон напряжений питания $3 \div 15 \text{ В}$ (запас по питанию $< 1,0 \text{ В}$);
- потребляемый ток не более $0,5 \text{ мА}$;
- ТКН не более $(3 \div 8) 10^{-6} \text{ K}^{-1}$;
- низкочастотный шум в полосе $0,1 \div 10 \text{ Гц}$ составляет $2 \div 6 \text{ мкВ}$ от пика до пика;
- широкополосный шум в полосе 1 кГц составляет $60 \div 400 \text{ нВ} \times \text{Гц}^{-0,5}$;
- долговременный дрейф за 1000 ч менее $5 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$.

Некоторые характеристики интегральных ИОН приведены в таблице 5.6.

Таблица 5.6

Характеристики интегральных источников опорного напряжения

Модель	$U_{сгр. В}$	ТКН $\cdot 10^{-6}$	Ток холостого хода, мА	Ток нагрузки, мА	Коэффициент стабилизации	Выходное сопротивление, Ом	Долговременная стабильность, мкВ/1000 ч	Примечание
Стабилитронные ИОН								
LM399 (2С438)	6,95±0,35	3	17	10	–	0,7	140	
AD688	10±0,0025	3,6	12	10	5000	0,05	15	Два симметричных выхода
AD586	10±0,0025	2	5	2	–	0,05	15	Шум 100 нВ \cdot Гц ^{-0,5}
MAX671С	10±0,001	3	9	10	20 000	0,01	500	
ИОН типа bandgap								
TL431 (142ЕН19)	2,5±0,05	10	1	100	–	1,2	–	
AD1582	2,5±0,002	50	0,065	5	40 000	0,25	250	
AD395	5,0±0,006	25	0,125	5	40 000	0,1	50	Шум 5 мкВ (p-p) в полосе 0,1÷10Гц
MAX676A	4,096±0,001	1	10	10	8000	0,04	80	Имеется выход датчика температуры
ИОН тип XFET								
ADR291E	2,5±0,002	3	0,012	5	1300	0,075	125	Шум 8 мкВ (p-p) в полосе 0,1÷10Гц
ADR431	2,5±0,002	3	0,5	±10	–	0,1	125	Шум 2 мкВ (p-p) в полосе 0,1÷10Гц

5.4.2. Аналоговые устройства выборки и хранения

Устройства выборки и хранения (УВХ — sample-and-hold-amplifier) находят самое широкое применение для построения ЦАП/АЦП и подразделяются на *гибридные* и *монолитные*. Гибридные ИС УВХ допускают настройку и позволяют получить более высокие характеристики, например быстродействия, но они более дорогие.

Впрочем, почти все АЦП последних разработок выпускаются со встроенными УВХ (АЦП с *дискретизацией*), что дает существенный выигрыш в компактности, снижает стоимость и уменьшает трудоемкость при применении и проектировании ССД. УВХ также используются в пиковых детекторах, для подавления выбросов (глитчей) на выходе ЦАП, в аналоговых линиях задержки, системах с синхронной выборкой данных. Однако для понимания динамических свойств АЦП необходимо знать принципы работы УВХ.

В большинстве случаев УВХ строятся на различных сочетаниях накопительного конденсатора, аналоговых ключей и согласующих ОУ. Простейшая схема УВХ (рис. 5.91, а) содержит ключ SA и накопительную емкость C_0 . Буферные повторители на D_1 и D_2 применяются для исключения влияния цепей источника сигнала и нагрузки.

В работе такой схемы есть два основных этапа, отраженных на временной диаграмме (рис. 5.91, б).

Этап 1. Выборка (слежение) — ключ SA замыкается, и емкость C_0 через входной буферный повторитель D_1 заряжается до входного напряжения $U_{вх}(t)$. Иными словами, напряжение на C_0 отслеживает входное напряжение $U_{вх}(t)$ и передается на выход схемы через выходной буферный повторитель D_2 . В этом режиме УВХ ведет себя как аналоговый ключ. Повторитель D_1 должен обладать способностью отдавать большой ток для быстрой перезарядки C_0 .

Этап 2. Хранение — ключ SA размыкается, но на конденсаторе C_0 сохраняется какое-то время напряжение, предшествующее моменту размыкания ключа, которое продолжает подаваться на выход второго буферного повторителя D_2 . При этом C_0 сравнительно медленно разряжается за счет паразитных токов утечки. Для минимизации токов утечки необходимо выбирать качественную накопительную емкость, ОУ с минимальным входным током и ключ с высоким сопротивлением в разомкнутом состоянии.

Помимо двух основных режимов, УВХ имеет два переходных: переход от выборки к хранению и переход от хранения к слежению (рис. 5.92). Каждый из четырех режимов работы характеризуется своей системой статических и динамических параметров.

Когда УВХ переключается в режим *выборки*, оно должно выполнить захват входного сигнала с заданной точностью, обычно 0,01%.

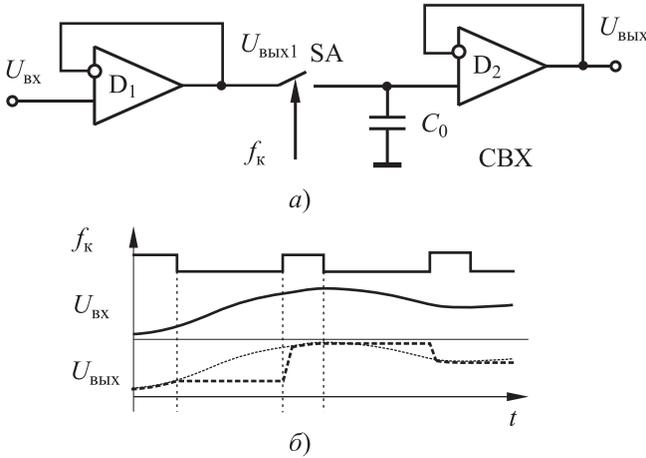


Рис. 5.91. Устройство выборки и хранения: *а* — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы

Время захвата при экспоненциальном переходном процессе определяется постоянной заряда накопительной емкости: $\tau_3 = r_{\text{к.л}} \cdot C_0$, где $r_{\text{к.л}}$ — сопротивление замкнутого ключа SA. Если обозначить δ_3 — погрешность заряда емкости C_0 , то при экспоненциальном нарастании заряда длительность импульса выборки T_B составляет

$$T_B \geq \tau_3 \ln \frac{1}{\delta_3} = r_{\text{к.л}} C_0 \ln \frac{1}{\delta_3}. \quad (5.37)$$

Пример. Для $r_{\text{к.л}} = 20$ Ом, $C_0 = 100$ пФ, $\delta_3 = 0,01\%$ получим $T_B \geq 18,4$ нс.

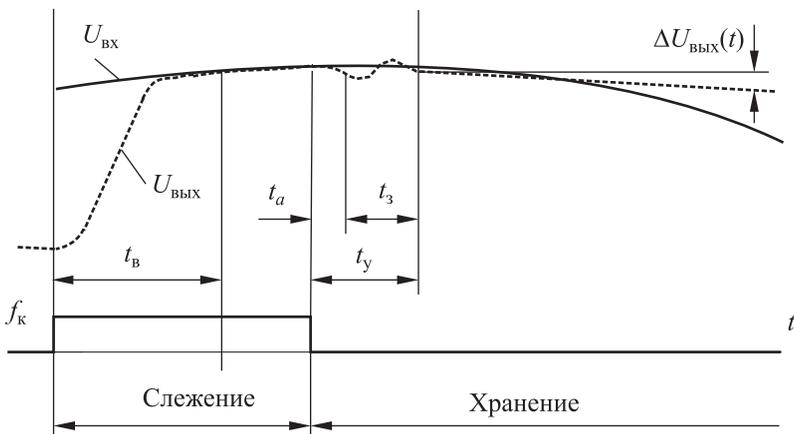


Рис. 5.92. Переходные процессы в УВХ

В режиме выборки УВХ представляет собой усилитель, который характеризуется статическими аддитивными и мультипликативными погрешностями (напряжением смещения, коэффициентом усиления, нелинейными искажениями) и динамическими погрешностями (полосой пропускания, крутизной, временем установления, шумом и т. д.).

Время перехода от выборки к хранению зависит от ошибок коммутации и называется *временем установления режима хранения* t_y . Оно включает апертурное время t_a , в течение которого из-за динамических свойств ключа сохраняется неопределенность между $U_{\text{ВЫХ}}$, и следовательно, моментом времени, к которому относится выборка, и временем окончания переходных процессов с заданной погрешностью t_3 . Апертурное время t_a не остается постоянным (дрожание апертуры — Δt_a), что вызывает дополнительные погрешности. Типичная среднеквадратическая величина дрожания апертурного времени составляет от 10 до 50 пс, а погрешность

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt} \Delta t_a.$$

Выходной сигнал может измениться также за счет просачивания сигналов с амплитудой U_s из цепи управления через паразитные емкости $C_{\text{П}}$:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{C_{\text{П}}}{C_0} U_s.$$

Окончательное значение напряжения на конденсаторе в первом приближении равно среднему значению $U_{\text{ВХ}}(t)$ на интервале t_a , когда импеданс ключа переключается от низкого к высокому.

Важнейшим параметром *режима хранения* является скорость спада выходного напряжения, когда емкость C_0 относительно медленно разряжается за счет паразитных токов. Разряд емкости определяется соотношением

$$\Delta U(t) = \frac{1}{C_0} \int_0^{\Delta t} I_{\Sigma} dt, \quad (5.38)$$

где I_{Σ} — суммарный ток, разряжающий конденсатор; Δt — интервал времени разряда. Тогда

$$\Delta U(t) = \frac{I_{\Sigma}}{C_0} \Delta t.$$

Задаваясь допустимой относительной величиной разряда емкости δ_p ($\Delta U = \delta_p U_{\text{оп}}$), получим, что время хранения не должно превышать

$$\Delta t_x \leq \frac{C_0 \delta_p U_{\text{оп}}}{I_\Sigma}. \quad (5.39)$$

Пример. При $I_\Sigma = 10$ нА; $\delta_p = 0,01\%$; $C_0 = 100$ пФ; $U_{\text{оп}} = 5,0$ В получим $\Delta t_x \leq 5$ мкс.

Малый разряд емкости можно получить, если применить МОП-технологии (выбирать ОУ с входом на полевом транзисторе и МОП-ключи с высоким сопротивлением в разомкнутом состоянии) и большие номиналы накопительной емкости. Однако из (5.37) и (5.39) очевидно, что выбор номинала накопительной емкости определяется компромиссом между режимами выборки и хранения, поскольку ее влияние в этих режимах противоположно.

При выборе типа накопительной емкости в высокоточных УВХ необходимо учитывать паразитные эффекты 2-го порядка малости, к которым относится явление диэлектрической адсорбции конденсатора — восстановление остаточного напряжения или так называемый «эффект памяти». В этой связи предпочтительны тефлоновые, полистироловые и пропиленовые конденсаторы, которые при $T_k = 1/f_k = 5$ мкс имеют погрешность от диэлектрической адсорбции на уровне $10^{-3}\%$.

При практической реализации УВХ для уменьшения аддитивной составляющей погрешности в режиме выборки используется общая цепь обратной связи (рис. 5.93). При этом устраняется напряжение смещения D_2 . Существуют две разновидности схем с общей ОС: с повторителем и с интегратором.

В УВХ с *повторителем* (рис. 5.93, а) дополнительные цепи из R_1 , VD_1 , VD_2 защищают D_1 от перегрузки в режиме хранения, когда ОС размыкается. В режиме хранения диоды закрыты и на работу схемы не влияют. По этой схеме реализовано УВХ LF398 и его отечественный аналог УВХ 1100СК2, которое при $C_0 = 100$ пФ характеризуется временем выборки $t_b \leq 0,4$ мкс (с точностью $0,1\%$), $t_a < 100$ нс, переносом напряжения (заряда) по цепи управления $\Delta U_{\text{вых}} < 0,5$ мВ, скоростью спада в режиме хранения $dU_{\text{вых}}/dt < 0,2$ мВ/мкс.

В УВХ с *интегратором* (рис. 5.93, б) ключ SA подключается к точке с фиксированным нулевым потенциалом, что упрощает реализацию схемы управления, а выходное напряжение устанавливается на уровне $U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} R_2/R_1$ (диоды $VD_1 \div VD_4$ по-прежнему защищают от перегрузки D_1).

Однако введение общей ОС, улучшая характеристики УВХ по постоянному току, ухудшает их быстродействие. По этой причине быст-

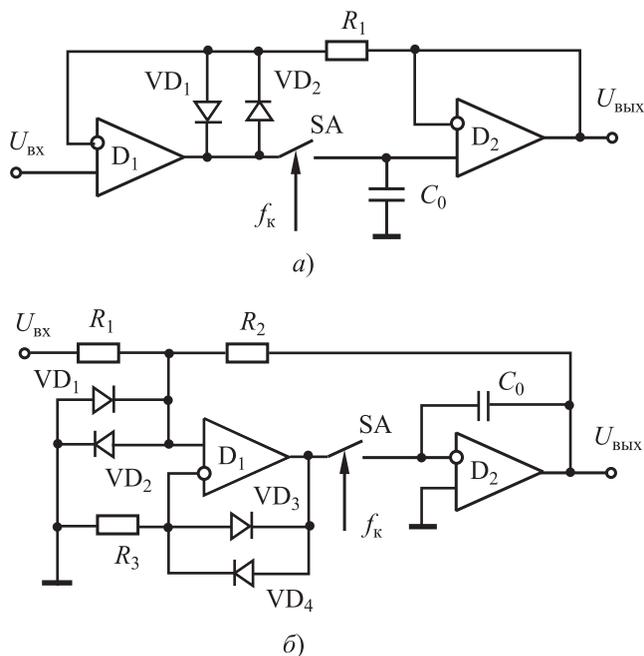


Рис. 5.93. Замкнутые УВХ: а — с повторителем; б — с интегратором

родействующие УВХ предпочитают строить по разомкнутой схеме или вообще без D_1 .

Разновидностью разомкнутых УВХ являются *пиковые детекторы*, которые позволяют зафиксировать максимальное значение сигнала на некотором интервале времени. Простейший пиковый детектор (рис. 5.94, а) состоит из диодного ключа VD_1 и накопительной емкости C_0 . Операционные усилители D_1 и D_2 включены по схеме повторителей. Когда напряжение на входе увеличивается, диод VD_1 открыт и напряжение на накопительной емкости следит за входным напряжением. Причем характеристики диода, включенного в цепь обратной связи D_1 , совершенно не влияют на процесс заряда. Как только $U_{\text{вх}}$ начнет уменьшаться, знак дифференциального напряжения на входе D_1 меняется, напряжение на аноде диода VD_1 уменьшается, диод запирается, а на емкости C_0 сохраняется накопленный заряд и напряжение, достигнутое к моменту размыкания. Временная диаграмма пикового детектора приведена на рис. 5.94, б.

Как видим, в работе пикового детектора, как и в УВХ, различают два основных режима: режим *слежения* и режим *хранения*. Перед началом работы емкость C_0 должна принудительно обнуляться через ключ SA коротким импульсом T_c . Скорость спада выходного напря-

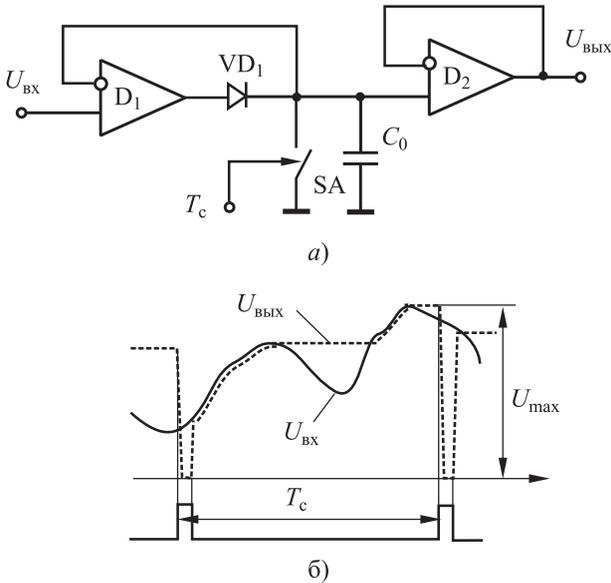


Рис. 5.94. Пиковый детектор: *а* — схема функциональная; *б* — временная диаграмма

жения определяется процессом разряда емкости, т. е. токами утечки I_{Σ} , которые достаточно малы и реально не превышают $50 \div 100$ пА. На основании этого запишем формулу

$$\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{I_{\Sigma}}{C_0}. \quad (5.40)$$

Скорость нарастания выходного напряжения в режиме слежения определяется как частотными свойствами ОУ, так и нагрузочной способностью D_1 по току I_H — типичное значение для ОУ $10 \div 20$ мА. Если пренебречь частотными свойствами ОУ, то максимальная скорость нарастания выходного напряжения составит

$$\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{I_H}{C_0}. \quad (5.41)$$

Пример. Определить скорость спада и нарастания $U_{\text{ВЫХ}}$ для $C_0 = 0,01$ мкФ; $I_H = 20$ мА; $I_{\Sigma} = 100$ пА. Подставляя исходные данные в формулы (5.40) и (5.41), получим

$$\begin{aligned} dU_{\text{ВЫХ}}/dt &= 10^2 \cdot 10^{-12} / (10^{-2} \cdot 10^{-6}) = 10^{-2} \text{ В/с} = 10^{-2} \text{ мВ/мс}, \\ dU_{\text{ВЫХ}}/dt &= 20 \cdot 10^{-3} / (10^{-2} \cdot 10^{-6}) = 2^6 \text{ В/с} = 2 \text{ В/мкс}. \end{aligned}$$

Одно из распространенных применений пикового детектора — преобразование переменного напряжения в постоянное с последующей

оцифровкой АЦП. По сравнению с традиционным способом, включающим выпрямление и последующее сглаживание в течение нескольких периодов с помощью ФНЧ, применение пикового детектора позволяет получить результат за один период преобразуемого переменного напряжения.

Схема преобразователя приведена на рис. 5.95, а, где простейший пиковый детектор по аналогии с УВХ для повышения точности охвачен цепью общей ОС. Кроме того, он дополнен синхронизатором на компараторе D_3 и формирователе F_1 для автоматической выработки импульсов сброса T_c , которые формируются один раз за период вход-

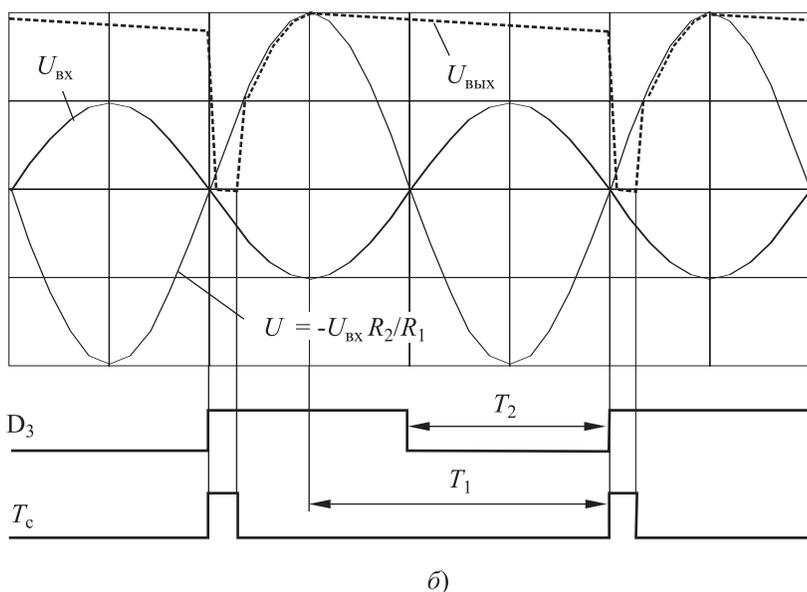
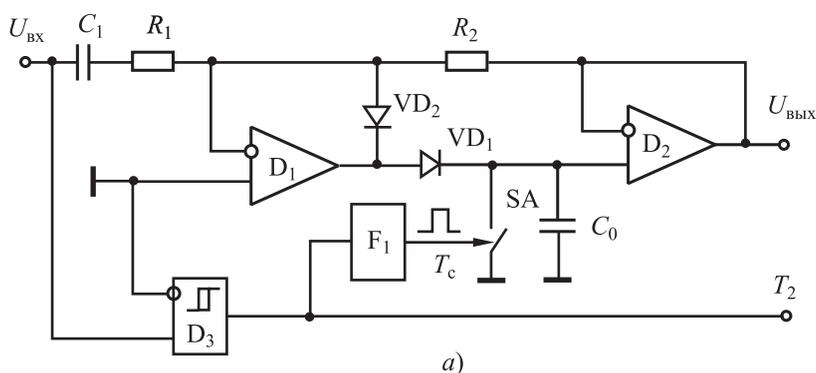


Рис. 5.95. Преобразование переменного напряжения в постоянное пиковым детектором: а — функциональная схема; б — временная диаграмма

ной частоты. Диод VD_2 создает местную ОС и предотвращает насыщение D_1 при запираии VD_1 .

Работа схемы ясна из временной диаграммы рис. 5.95, б. В полосе пропускания детектируемое постоянное напряжение составляет

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1}.$$

Аналого-цифровое преобразование может осуществляться в общем случае в интервале T_1 , но наиболее просто синхронизовать АЦП в интервале T_2 . Если проводить измерение на промышленной частоте в 50 Гц и ориентироваться на полученную в примере скорость спада в 10^{-2} мВ/мс, то за 20 мс погрешность выпрямления пиковым детектором не превысит 0,2 мВ.

Приложения

Приложение 1 Моделирование измерительных усилителей

Измерительные усилители предназначены в основном для усиления сигналов маломощных сенсоров на фоне значительных синфазных сигналов и помех. Поэтому они должны обеспечивать большое входное сопротивление и высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) или малый коэффициент передачи синфазного сигнала (K_c). Теория измерительных усилителей, построенных на базе интегральных ОУ (ИОУ), рассмотрена в п. 2.4.1. В данном разделе будут рассмотрены вопросы моделирования на языке Multisim трех типов ИОУ: простого ИОУ на одном ОУ и более совершенных — на двух и на трех ОУ. Для сравнительной оценки различных ИОУ между собой коэффициенты усиления во всех схемах приняты одинаковыми и равными $K_d = 100$.

П1.1. Моделирование ИОУ на одном ОУ

Схема моделирования классического ИОУ-1 (на одном ОУ) приведена на рис. П1.1. Она содержит пятивыводной ОУ U1 в дифференциальном включении, ключи J1–J3 для коммутации входных сигналов, источник дифференциального сигнала $U_c = V3$ с выходным сопротивлением $R_c = U4$, источники синфазного сигнала постоянного $E_c = V4$ и переменного тока $E_{c1} = V8$. Коэффициент усиления дифференциального K_d и синфазного сигналов $K_{c\Sigma}$ определяются как

$$K_d = m = R_1/R_3 = R_2/R_4; \quad K_{c\Sigma} = \delta m + K_c (\text{ОУ}).$$

Питание ОУ обеспечивают источники постоянного напряжения V1 (E_p) = +15 В, V2 (E_n) = –15 В. Осциллограф XSC1 предназначен для просмотра результатов моделирования в динамическом режиме, а вольтметр U2 — для измерения сигналов постоянного тока на выходе ОУ. Особенностью модели является применение управляемых напряжением резисторов U4 (R_c) и U3 (R_4). Коэффициент передачи

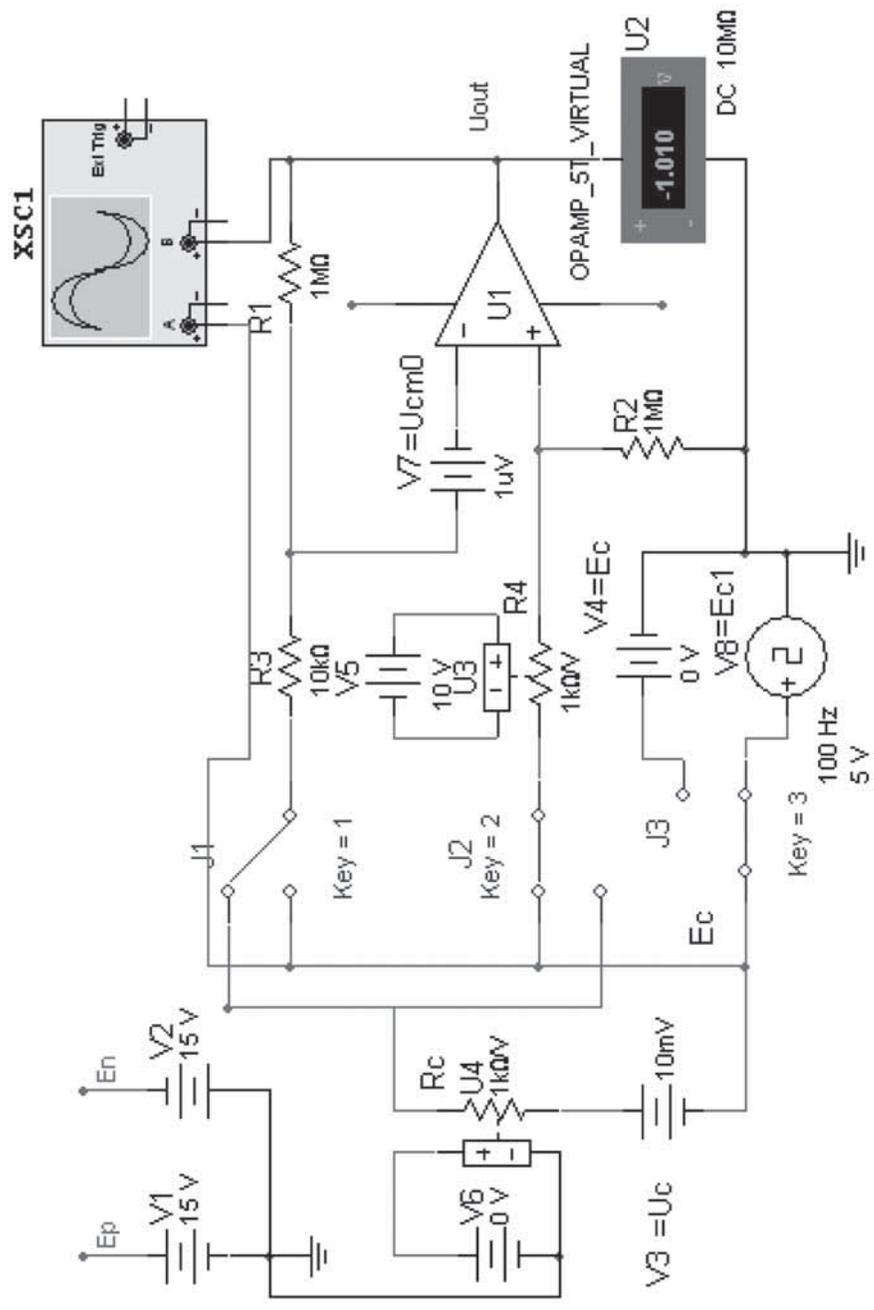


Рис. П1.1.1. Схема моделирования ИОУ-1 (ИОУ на одном ОУ)

управляемых резисторов установлен равным 1 кОм/В. Напряжение смещения нуля $U_{\text{см}0}$ ОУ моделируется внешним источником постоянного напряжения V7.

Влияние синфазной составляющей наглядно проявляется на осциллограммах рис. П1.2, где усиление входного дифференциального сигнала амплитудой $U_c = 10$ мВ происходит на фоне импульсного синфазного сигнала амплитудой $E_{\text{с}1} = 5$ В (верхний график). При этом параметры моделирования ИОУ-1 соответствуют рис. П1.1 ($\delta m = 0$, $R_c = 0$ и $U_{\text{см}0} = 1$ мкВ), а собственные параметры ОУ выведены в окне параметров на рис. П1.3.



Рис. П1.2. Осциллограмма выходного сигнала ИОУ-1 (нижний график) на фоне импульсного синфазного сигнала амплитудой 5 В (верхний график)

Особенность модели пятивыводного ОУ, представленного в Multisim, состоит в том, что параметр $U_{\text{см}0}$, выведенный в окне параметров ОУ, по каким-то причинам не влияет на выходное напряжение. В этом легко убедиться, меняя величину Input Offset Voltage (VOS) и контролируя напряжение на выходе. Этим и объясняется установка внешнего генератора $V7 = U_{\text{см}0}$.

Как следует из осциллограммы на рис. П1.2, перепад напряжения на выходе ИОУ-1, измеренный по показаниям маркеров, составляет $\Delta U_{\text{вых}} \approx 30$ мВ. Следовательно, $K_c = \Delta U_{\text{вых}}/E_c = 30 \cdot 10^{-3}/5 = 6 \cdot 10^{-3}$, а КОСС = $20 \lg(K_d/K_c) = 20 \lg[10^2/(6 \cdot 10^{-3})] \approx 84,5$ дБ. Это в 2 раза меньше, чем указано в окне параметров ОУ для CMMR

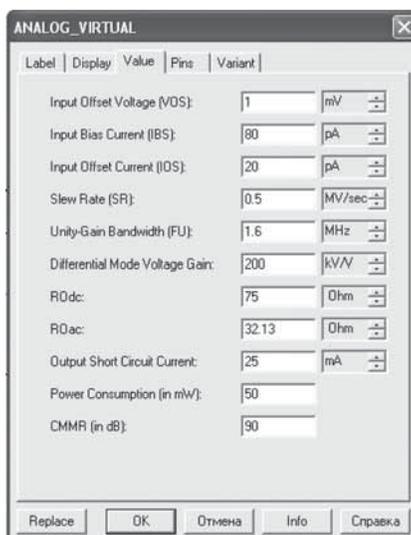


Рис. П1.3. Параметры виртуального ОУ

(КОСС) на рис. П1.3, и также должно учитываться в дальнейшем при анализе результатов.

Исследование влияние синфазного сигнала на выходное напряжение при $\delta t \neq 0$ проводится посредством изменения номинала управляемого резистора R4. Измерения удобно производить при нулевом дифференциальном сигнале.

Данный пункт можно выполнить, последовательно меняя напряжение источника V4 и записывая показания вольтметра. Однако Multisim позволяет автоматизировать данный процесс.

Зайдите в меню Simulate → Analyses и выберите пункт DC Sweep, который позволяет производить анализ работы схемы по постоянному току при различных значениях источников напряжения. Перед вами откроются окна (рис. П1.4). В закладке Output (рис. П1.4, а) указывается выходная цепь схемы (в данном случае цепь «out»). В закладке Analysis Parameters (рис. П1.4, б) предлагается задать исходные данные для моделирования в режиме DC Sweep.

Программа производит ряд измерений по постоянному току при значениях напряжения на источнике, указанных в секции Source 1, строке Source (в нашем случае это источник синфазного сигнала $E_c = V4$). В строках Start value, Stop value, Increment указываются начальное и конечное значения и приращение напряжения на источнике $E_c = V4$. Результаты будут представлены в виде графика зависимости напряжения в цепи, указанной как выход (см. рис. П1.4, а), от источника $E_c = V4$.

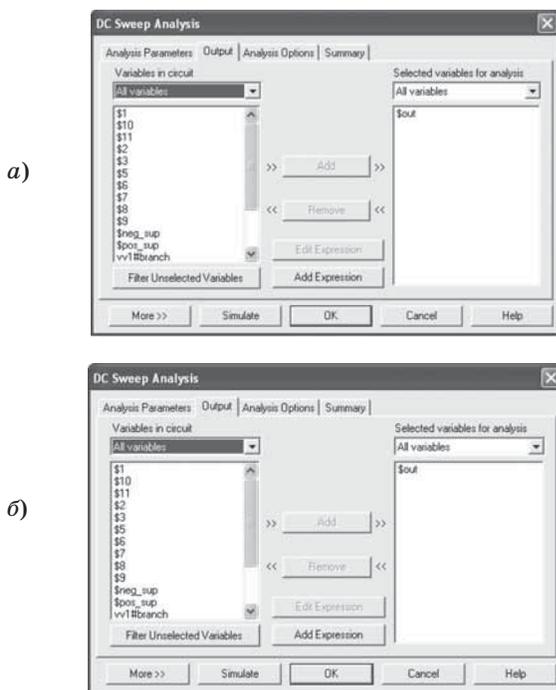


Рис. П1.4. Окна параметров моделирования: *a* — назначение выходной цепи; *б* — указание режима свипирования синфазного сигнала при трех значениях

Обратите внимание, что можно построить сразу несколько графиков зависимостей, придавая им различные параметры, указанные в секции Source 2. В нашем случае это источник U3, определяющий сопротивление резистора R4, для которого в секции Source 2 указаны номиналы и шаг приращения ($10 \pm 0,05$) кОм. Результаты моделирования приведены на рис. П1.5. С помощью курсоров вы можете измерить значение выходного сигнала при любом синфазном сигнале.

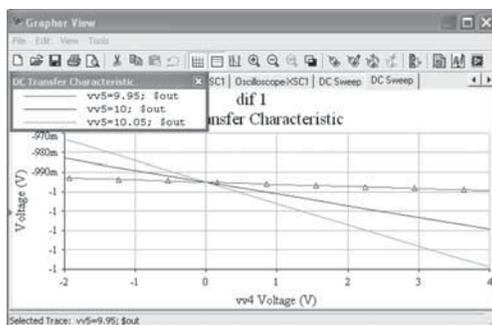


Рис. П1.5. Зависимости выходного сигнала ИОУ-1 при различных значениях E_c и δm

По аналогии с предыдущим, изменяя номинал $V6$, можно провести оценку влияния внутреннего сопротивления источника сигнала R_C на выходной сигнал ИОУ-1. На рисунке П1.6 приведен результат моделирования при изменении R_C от нуля до $R_C = R3$, свидетельствующий о низком входном сопротивлении ИОУ-1.

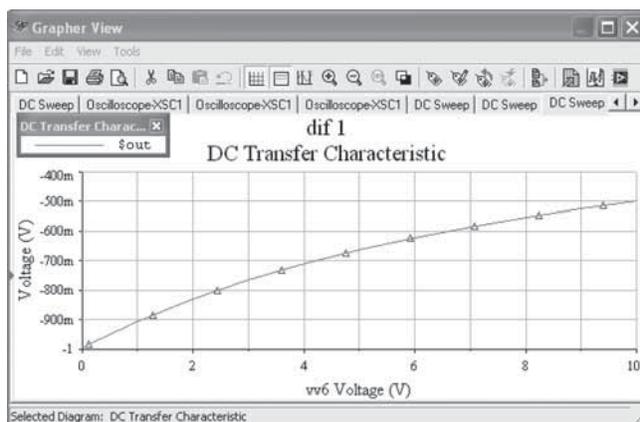


Рис. П1.6. Зависимость выходного сигнала ИОУ-1 от выходного сопротивления R_C источника дифференциального сигнала U_c

Для увеличения точности рекомендуется производить два измерения, при которых сигнал поочередно подается на разные входы дифференциального каскада. Полученные данные складываются по модулю и делятся на два. Тем самым при переполюсовке входных цепей, которая осуществляется с помощью ключей $J1$ и $J2$, исключается влияние всех аддитивных составляющих погрешностей, включая синфазную составляющую.

Наконец, варьируя величиной δm , можно найти ее оптимальное значение, которое максимизирует КОСС ИОУ-1. Это наглядно видно на рис. П1.5, где при $R4 = 9,95$ кОм имеем $\Delta U_{\text{ВЫХ}}(E_c) \approx 8$ мВ, что меньше, чем при номинальном значении $R4 = 10$ кОм. В этом случае

$$\text{КОСС} = 20 \lg \frac{K_d}{K_c} = 20 \lg \frac{K_d}{\Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta E_c} = 20 \lg \frac{100}{8 \cdot 10^{-3} / 6} \approx 97,5 \text{ дБ.}$$

В таблице П1.1 сведены результаты моделирования ИОУ-1. Полужирным шрифтом выделены изменяемые параметры в смежных пунктах. Анализ показывает, что схема ИОУ-1 обладает, как отмечалось, низким входным сопротивлением и ограниченной точностью. Для увеличения точности необходимо проводить два последовательных измерения с переполюсовкой входного сигнала, как это сделано в строках таблицы 3–4, 6–7 и 10–11.

Таблица П1.1

Результаты моделирования ИОУ-1 при различных параметрах схемы

№ п/п	U_C , мВ	R_C , кОм	E_C , В	$K_C(OY)$, дБ	$\delta m \cdot 10^{-3}$	U_{CMO} , мВ	$U_{ВЫХ}$, В
1	10	0	0	90	0	0	-0,995
2	10	1,0	0	90	0	0	-0,905
3	10	0	5	90	0	0	-1,025
4	-10	0	5	90	0	0	0,973
5	10	0	5	90	5	0	-1,050
6	10	0	5	80	0	0	-1,082
7	-10	0	5	80	0	0	0,916
8	10	0,1	5	90	0	0	-0,960
9	10	0	5	90	0	1	-0,924
10	10	0	5	90	5	1	-0,949
11	-10	0	5	90	5	1	1,049

П1.2. Моделирование ИОУ на двух ОУ

На рисунке П1.7 представлена схема ИОУ-2, выполненная на двух ОУ (U_1 , U_2). Они включены в режиме неинвертирующих ОУ, что априорно обеспечивает большое входное сопротивление. Коэффициент усиления дифференциального K_d и синфазного K_c сигналов определяются как

$$K_d = 1 + m + \frac{R1 + R4}{R7}, \quad K_{c\Sigma} = \delta m + 2K_c(OY),$$

$$m = R1/R2 = R4/R3, \quad \delta m = \Delta m/m = \Delta(U4)/U4.$$

Значение K_d устанавливается с помощью одного резистора $R7$ и при выбранных номиналах $K_d = 100$. Назначение остальных элементов схемы аналогично схеме ИОУ-1 (см. рис. П1.1).

На рисунке П1.8 приведена оценка влияния выходного сопротивления источника дифференциального сигнала. Результаты моделирования свидетельствуют о большом входном сопротивлении ИОУ-2, так как при $\Delta R_c = 10$ кОм изменение выходного напряжения составляет всего около 10 мВ.

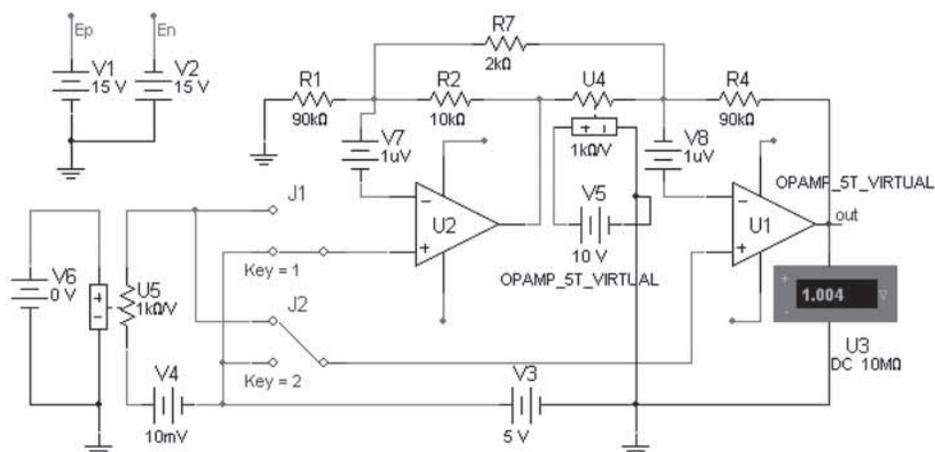


Рис. П1.7. Схема моделирования ИОУ-2 (ИОУ на двух ОУ)

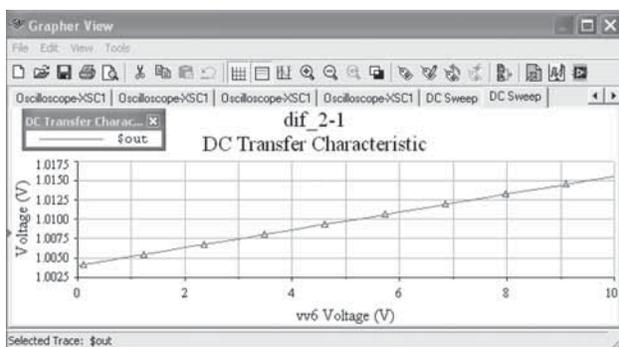


Рис. П1.8. Зависимость выходного сигнала ИОУ-2 от выходного сопротивления R_c источника дифференциального сигнала U_c

Однако в этой схеме на аддитивную составляющую погрешности будут влиять параметры уже двух ОУ. При большом КОСС (ОУ) величину $K_{c\Sigma}$ для ИОУ-2 по-прежнему будут определять погрешности делителей R1–R4, т. е. величина δm (рис. П1.9).

В таблице П1.2 сведены результаты моделирования ИОУ-2, где полужирным шрифтом выделены изменяемые параметры в смежных пунктах. Пункты 4–5, 8–9 и 11–12 в таблице соответствуют переполюсовке входного сигнала. Анализ показывает, что схема ИОУ-2 обладает большим входным сопротивлением и замечательным свойством подавлять синфазные (коррелированные) изменения параметров ОУ. Это свойство в значительной мере обеспечивает интегральная технология производства ИОУ. Конечно, для точных измерений по-прежнему, как и в ИОУ-1, необходимо принимать меры для устранения аддитивной составляющей погрешности.

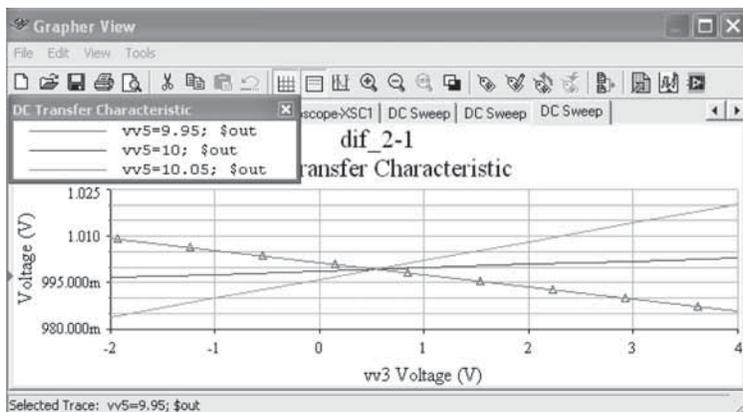


Рис. П1.9. Зависимости выходного сигнала ИОУ-2 при различных значениях E_c и δm

Таблица П1.2

Результаты моделирования ИОУ-2 при различных параметрах схемы

№ п/п	U_c , мВ	K_{C1}/K_{C2} , дБ	R_c , кОм	$\delta m \cdot 10^{-3}$	U_{cm01}/U_{cm02} , мВ	$U_{вых}$, В
1	-10	90/90	0	0	0/0	1,004
2	-10	80/80	0	0	0/0	1,004
3	-10	80/90	0	0	0/0	1,061
4	-10	80/80	0	0	1/1	1,004
5	+10	80/80	0	0	1/1	-0,994
6	-10	90/90	0	0	1/0	0,904
7	-10	90/90	0	0	0/-1	0,904
8	-10	90/90	0	0	1/-1	0,804
9	-10	90/90	0	-5	1/-1	0,781
10	+10	90/90	0	-5	1/-1	-1,222
11	-10	90/90	10	-5	1/-1	0,793
12	+10	90/90	10	-5	1/-1	-1,233
13	-10	90/80	0	-5	1/-1	0,724
14	-10	80/90	0	-5	1/-1	0,838

П1.3. Моделирование ИОУ на трех ОУ

Схема ИОУ-3 выполнена на трех ОУ: U1, U2, U3 (рис. П1.10). ОУ U1 и U2 включены в режиме повторителей, что априорно обеспечивает большое входное сопротивление. Коэффициенты усиления дифференциального K_d и синфазного $K_{c\Sigma}$ сигналов определяются как

$$K_d = m(1 + 2/\alpha), \quad K_{c\Sigma} = \delta m + K_{c3},$$

$$\alpha = R3/R1, \quad R1 = R2, \quad m = R6/R5 = R7/U4, \quad \delta m = \Delta m/m = \Delta(U4)/U4.$$

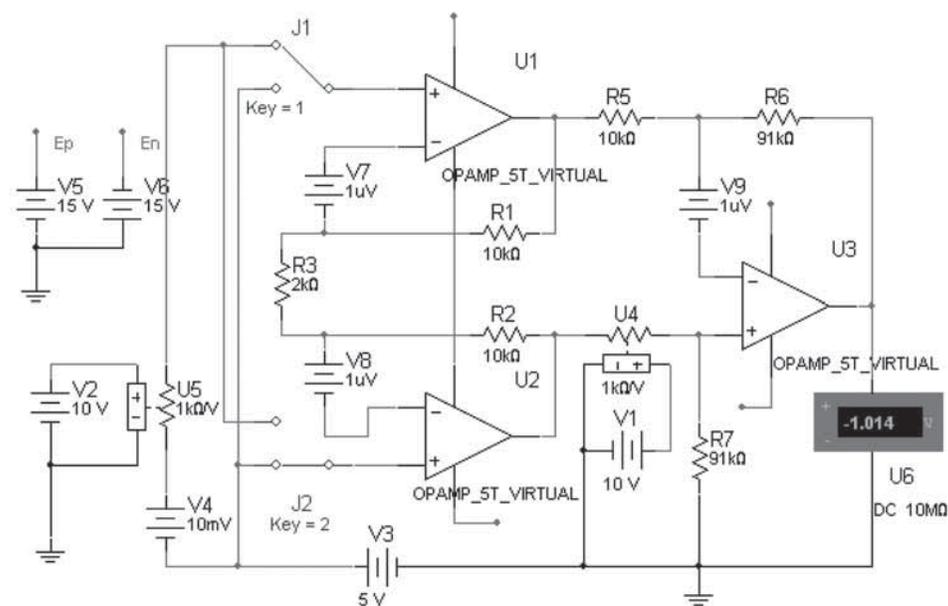


Рис. П1.10. Схема моделирования ИОУ-3 (ИОУ на трех ОУ)

Значение K_d устанавливается с помощью одного резистора R3 и при выбранных номиналах, определяющих $K_d = 100$. Назначение остальных элементов схемы аналогично схеме ИОУ-1, приведенной на рис. П1.1.

Типичные зависимости выходного напряжения ИОУ-3 от E_c и δm приведены на рис. П1.11, а некоторые результаты моделирования сведены в табл. П1.3, где полужирным шрифтом выделены изменяемые параметры в смежных пунктах. Пункты 13–14 и 15–16 в таблице соответствуют переполюсовке входного сигнала.

Анализ табл. П1.3 показывает, что схема обладает хорошими характеристиками, а наиболее жесткие требования предъявляются к симметрии входных каскадов и величине δm .

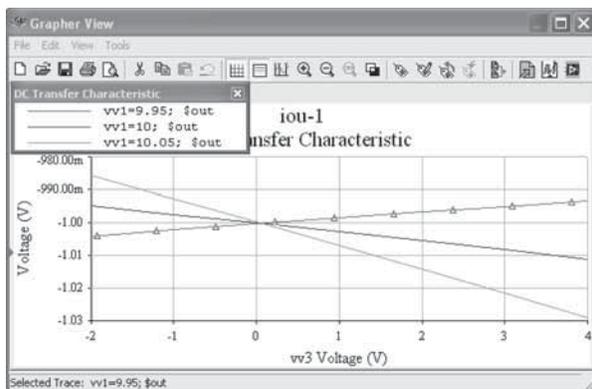


Рис. П1.11. Зависимости выходного сигнала ИОУ-3 при различных значениях E_c и δm

Таблица П1.3

Результаты моделирования ИОУ-3 при различных параметрах схемы

№ п/п	U_c , мВ	$K_{C1}/K_{C2}/K_{C3}$, дБ	R_c , кОм	$\delta m \cdot 10^{-3}$	$U_{cm01}/U_{cm02}/U_{cm03}$, мВ	$U_{вых}$, В
1	10	90/90/90	0	0	0/0/0	-1,003
2	10	90/90/80	0	0	0/0/0	-1,008
3	10	90/80/80	0	0	0/0/0	-1,065
4	10	80/80/80	0	0	0/0/0	-1,008
5	10	80/80/90	0	0	0/0/0	-1,003
6	10	90/90/90	0	-5	0/0/0	-0,981
7	10	90/90/80	0	-5	0/0/0	-0,986
8	10	90/90/90	0	0	0/0/1	-0,993
9	10	90/90/90	0	0	1/0/0	-0,903
10	10	90/90/90	0	0	1/1/0	-1,003
11	10	90/90/90	0	0	1/1/1	-0,993
12	10	90/90/90	0	0	1/(-1)/1	-0,803
13	10	90/90/90	0	-5	1/1/1	-0,971
14	-10	90/90/90	0	-5	1/1/1	1,031
15	-10	90/90/90	10	-5	1/1/1	1,041
16	+10	90/90/90	10	-5	1/1/1	-0,982

Приложение 2

Моделирование МДМ-усилителей

МДМ-усилители предназначены для усиления сигналов постоянного тока в тех случаях, когда амплитуда сигнала сравнима или меньше аддитивных погрешностей усилителя. Типичным примером является усиление микровольтовых сигналов термопар или сигналов тензомостов с помощью ОУ, имеющих напряжение смещения нуля на уровне милливольт. Теория МДМ-усилителей, построенных на базе интегральных ОУ, рассмотрена в п. 2.4.2.

Схема моделирования МДМ-усилителя представлена на рис. П2.1. Каскад усиления с коэффициентом передачи $K = 100$ выполнен на трехвыводном ОУ U1, а двупольные импульсные модулятор X1 и демодулятор X2 реализованы в виде подсхемы znakoinverter на основе знакоинверторов (рис. П2.2). Коэффициент передачи знакоинвертора зависит от положения ключа J6 и равен ± 1 . Сумматор A1 предназначен для добавления асинхронной помехи от генератора V1 в модулированный сигнал. Коэффициенты передачи на входах и выходе сумматора A1 могут изменяться в окне параметров A1 (при моделировании все коэффициенты установлены равными единице).

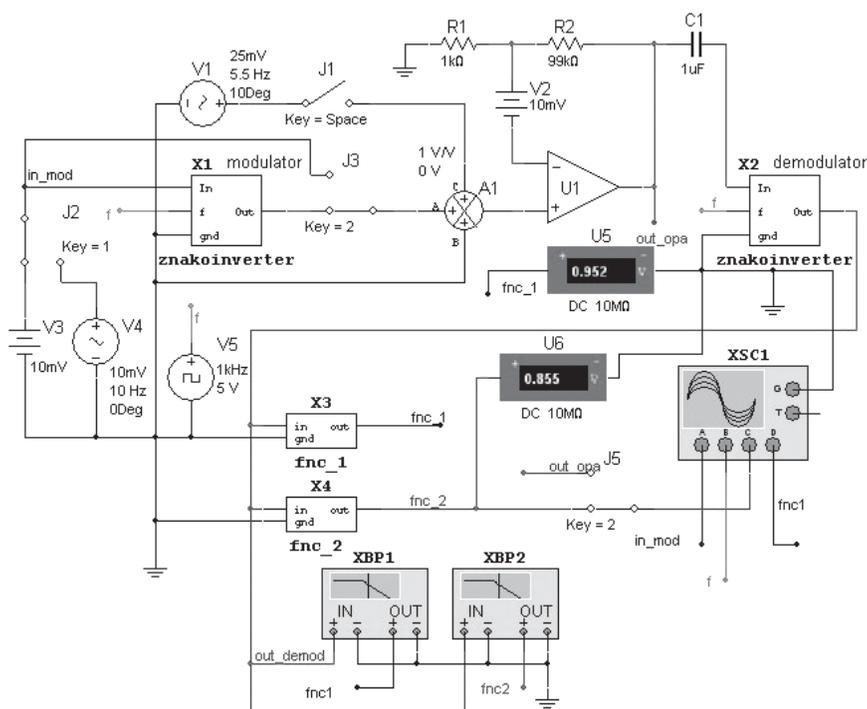


Рис. П2.1. Схема моделирования МДМ-усилителя

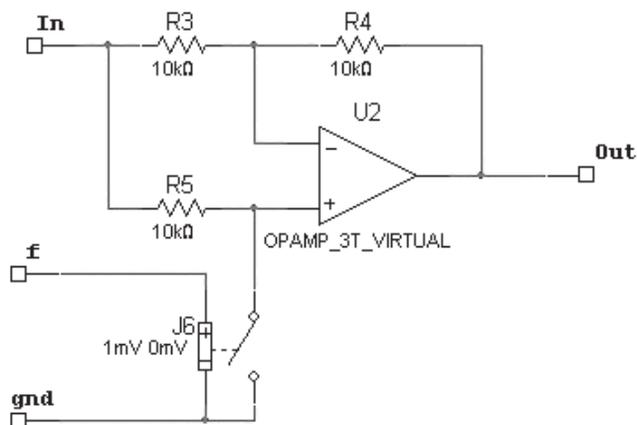


Рис.П2.2. Знакоинвертор

К выходу демодулятора (out_demod) подключены фильтры низких частот (ФНЧ) в виде подсхем X3 и X4, где X3 — пассивный ФНЧ 1-го порядка (рис. П2.3, а), X4-активный ФНЧ 2-го порядка (рис. П2.3, б).

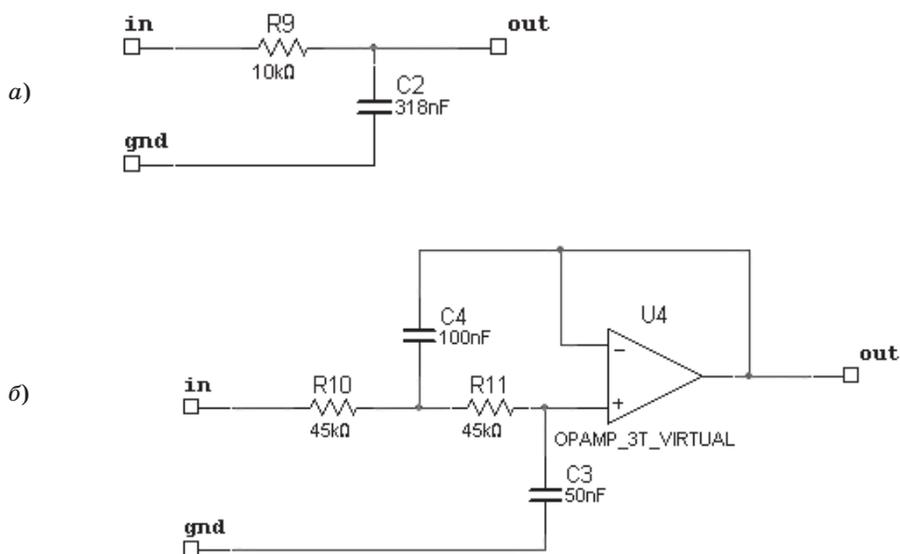


Рис. П2.3. ФНЧ: а — пассивный ФНЧ 1-го порядка; б — активный ФНЧ 2-го порядка

Назначение генераторов напряжения в схеме:

V1 — генератор частоты модуляции f (1 кГц, 5 В);

V2 — напряжение внешнего смещения ОУ U1 (10 мВ);

V3 — генератор входного напряжения постоянного тока (10 мВ);

V4 — генератор входного напряжения переменного тока (10 мВ, 10 Гц).

Назначение ключей в схеме:

J1 — подключение асинхронной помехи от генератора V1 на вход усилительного каскада U1;

J2 — выбор типа входного напряжения (генераторы постоянного или переменного тока);

J3 — переключение схемы из режима МДМ в режим обычного неинвертирующего усилителя с $K = 100$;

J5 — подключение к каналу С осциллографа либо выхода усилительного каскада U1 (out_ora), либо выхода ФНЧ 2-го порядка X4 (fnc_2); ключ J5 переключается синхронно с ключом J3.

Частота среза ФНЧ-1 1-го порядка X3 определяется постоянной $\tau_1 = R_9 C_2$:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\tau_1}.$$

Активный ФНЧ 2-го порядка X4 является фильтром Баттерворта и построен на основе АРС-фильтра с положительной обратной связью. Передаточная функция фильтра Баттерворта 2-го порядка в каноническом виде выглядит следующим образом:

$$W(p) = \frac{1}{p^2/\omega_0^2 + \sqrt{2}p/\omega_0 + 1},$$

где частота среза X4 определяется из соотношения

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{(R_{10}C_4)(R_{11}C_3)}}.$$

Частота среза обоих фильтров выбрана в районе 50 Гц. Очевидно, что их коэффициенты передачи в области низких частот составят $W_0 = 1$.

Моделирование позволяет оценивать влияние характеристик ФНЧ 1-го и 2-го порядков на выходной сигнал МДМ-усилителя. Для снятия частотных характеристик необходимо запустить моделирование и с помощью плоттеров Бюде построить АЧХ и ФЧХ обоих ФНЧ (рис. П2.4). Для этого также можно воспользоваться опцией Grapher (вызывается нажатием кнопки  на панели main). Одновременно на экране осциллографа можно наблюдать осциллограммы сигналов

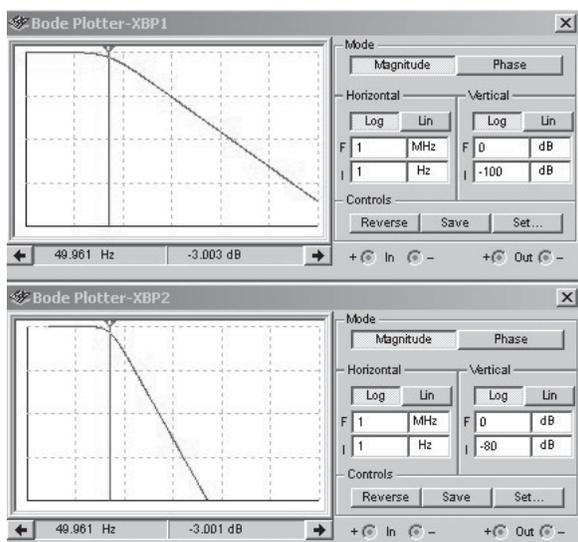


Рис. П2.4. АЧХ для ФНЧ базового варианта

в любых точках схемы и проводить их измерения с помощью маркеров (рис. П2.5).

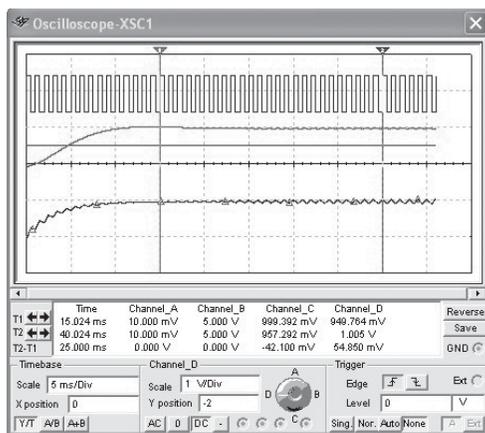


Рис. П2.5. Осциллограммы МДМ-усилителя (маркерами выделен канал D — fnc_1)

По осциллограммам можно также оценить время выхода на режим вашей схемы при работе с ФНЧ 1-го и 2-го порядков. *Обратите внимание, что на вход схемы должно подаваться постоянное напряжение.*

Спектральный состав сигналов в различных точках схемы можно исследовать с помощью Фурье-анализа. Перед этим убедитесь, что источником сигнала является генератор переменного напряжения V4.

Фурье-анализ выполняется в такой последовательности: меню Simulate → Analyses → Fourier analysis. В открывшемся окне (рис. П2.6) в строке Frequency resolution введите частоту источника входного сигнала (генератора переменного напряжения V4), в строке Number of harmonics — количество гармоник. Далее нажмите кнопку Edit transient analysis, в появившемся окне введите временные ограничения: в строке Start time укажите время выхода на режим для ФНЧ 2-го порядка, а в строке Stop time — время выхода на режим +100 мс. На вкладке Output (рис. П2.7) в колонке Selected variables for analysis укажите номера всех цепей, для которых будет проводиться Фурье-анализ.

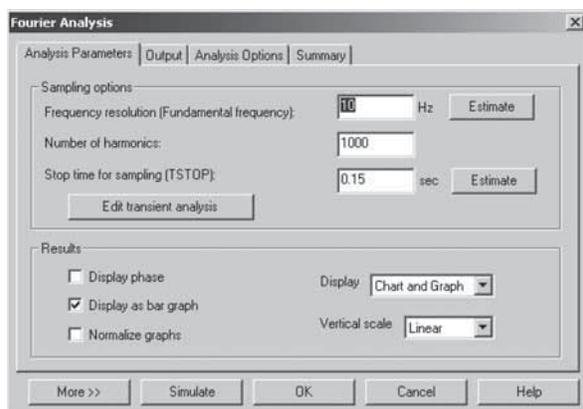


Рис. П2.6. Окно настроек Фурье-анализа

После введения всех параметров нажмите кнопку Simulate (см. рис. П2.6) и дождитесь окончания анализа, который при большом количестве точек может занять достаточное время.

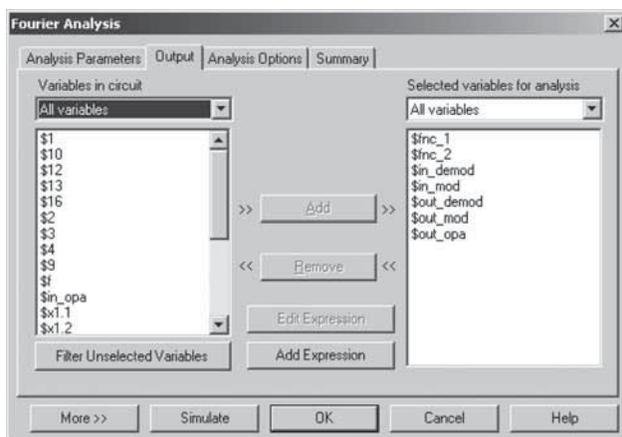


Рис. П2.7. Выбор цепей, для которых будет производиться Фурье-анализ

По завершении моделирования откроется окно с результатами проведенного анализа: в верхней части окна будет выведена подробная таблица с данными анализа (номера, амплитуды и фазы гармоник), а в нижней части — наглядная графическая интерпретация. На рисунках П2.8 и П2.9 приведены фрагменты Фурье-анализа на выходе демодулятора для высокочастотной и низкочастотной областей спектра.

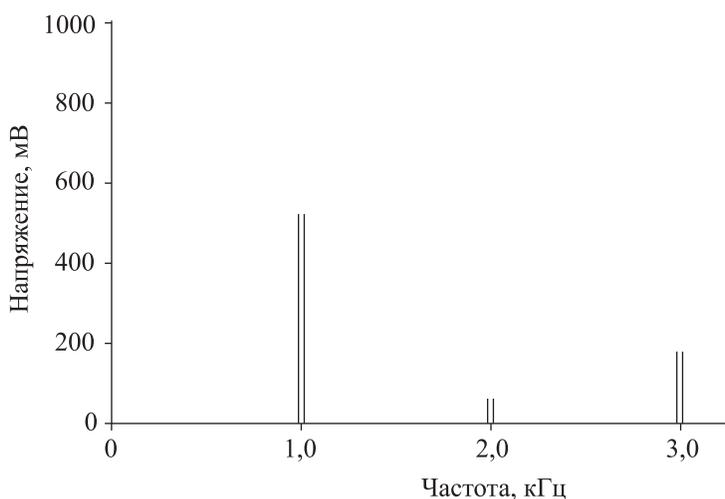


Рис. П2.8. Фрагмент высокочастотной области спектра на выходе демодулятора (информационный сигнал находится на частоте 10 Гц)

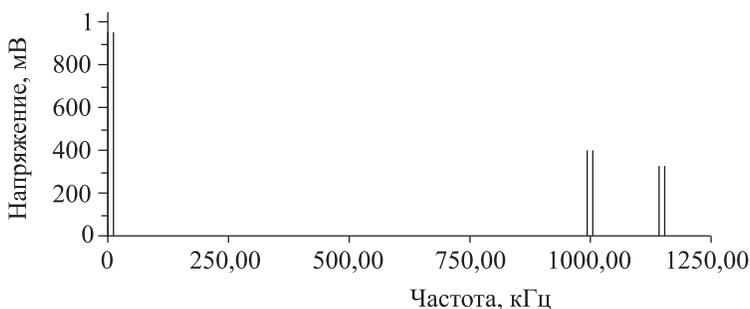


Рис. П2.9. Фрагмент низкочастотной области спектра на выходе демодулятора

Знание спектра на выходе демодулятора позволяет сформулировать требования к используемому типу ФНЧ. В случае недостаточной фильтрации сигнала с выхода демодулятора (см. рис. П2.5), можно последовательно включить фильтры 1-го и 2-го порядков, которые образуют фильтр 3-го порядка.

Аналогичным образом исследуется влияние помехи, проникающей на вход усилительного каскада (подключение производится с помощью ключа J1). На рисунке П2.10 показано влияние асинхронной помехи, моделируемой генератором V1 (амплитуда 25 мВ, частота 5,5 Гц) и находящейся в полосе пропускания МДМ, на усиление сигнала постоянного тока амплитудой 10 мВ. Момент отключения сигнала гармонической помехи определяется положением маркера T1.

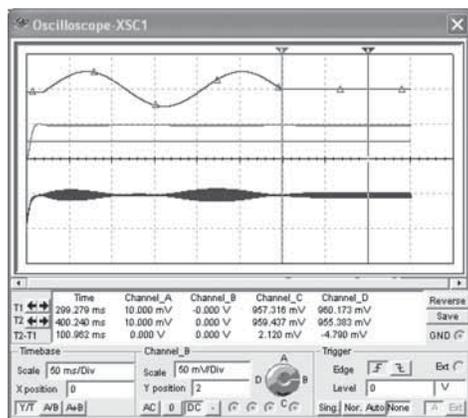


Рис. П2.10. Влияние помехи (выделена маркерами в канале В) на выходные сигналы МДМ

Приложение 3

Моделирование усилителей

с периодической компенсацией дрейфа нуля

П3.1. Исследование работы схемы одноканального ПКД-усилителя

Усилители с периодической компенсацией дрейфа нуля (ПКД-усилители) так же, как и МДМ-усилители, относятся к сверхпрецизионным ОУ. Однако в отличие от последних они имеют существенно большую полосу пропускания за счет некоторого ухудшения параметров постоянного тока. Теория работы ПКД-усилителей приведена в п. 2.4.4.

Схема простейшего ПКД-усилителя с коррекцией просечек приведена на рис. П3.1. Импульсный генератор V4 с инвертором U4A вырабатывает импульсы, управляющие работой схемы. Источник постоянного напряжения V2 имитирует внутреннее напряжение смещения нуля трехвыводного ОУ U1 широкого применения, обычно имеющего посредственные параметры по постоянному току.

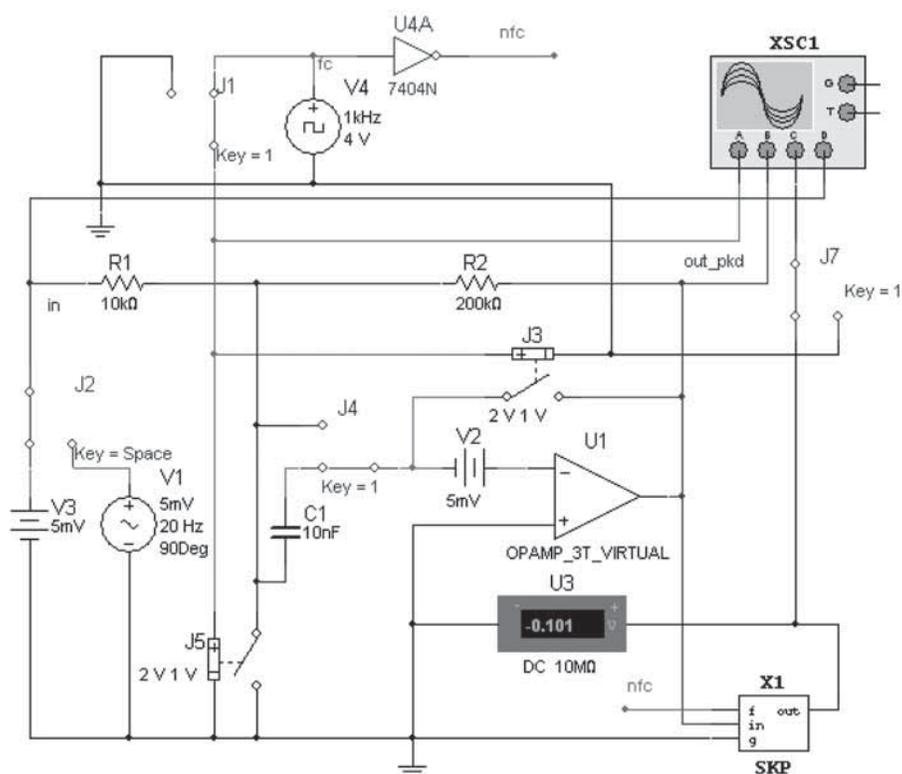


Рис. ПЗ.1. Схема простейшего одноканального ПКД-усилителя с коррекцией просечек

Внутреннее напряжение смещения нуля может устанавливаться в окне параметров ОУ. Оно алгебраически складывается с напряжением источника V2, поэтому суммарное напряжение смещения нуля может отличаться от V2.

Источниками входных сигналов являются генераторы V1 и V3. Выбор одного из них осуществляется ключом J2. Коррекция просечек на выходе схемы производится подсхемой X1-SKP (СКП). Она состоит из двух основных частей: схемы выборки-хранения (СВХ), в которую входят ключ J6, запоминающий конденсатор C2 и повторитель на U2, и ФНЧ 1-го порядка, построенного на RC-цепочке R3–C3 (рис. ПЗ.2).

Схема ПКД-усилителя с помощью ключей J1, J4 модифицируется в классический инвертирующий усилитель с тем же коэффициентом передачи $W = R2/R1 = 20$ и теми же внутренними параметрами ОУ, а ключ J7 синхронно отключает выход СКП. Это позволяет быстро и наглядно сравнивать влияние параметров ОУ на выходное напряжение как ПКД, так и классического инвертирующего ОУ.

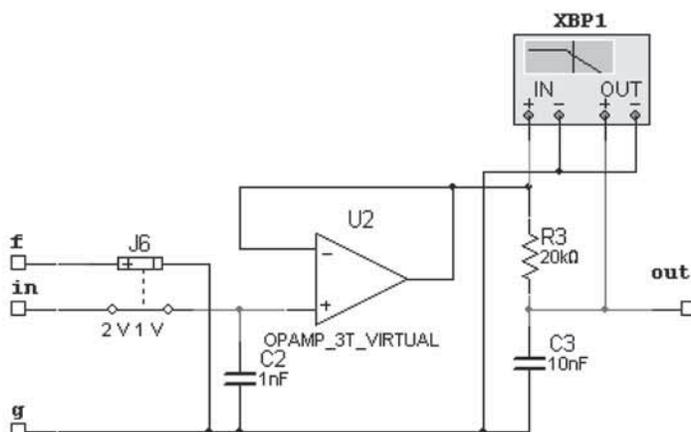


Рис. ПЗ.2. Подсхема коррекции просечек X1 SKP

На рисунке ПЗ.3 приведены осциллограммы усиления сигнала переменного тока. Верхняя осциллограмма соответствует частоте коммутации, нижняя — выходному сигналу. На осциллограмме наглядно видна работа ПКД и не подавленные схемой СВХ просечки в выходном сигнале.

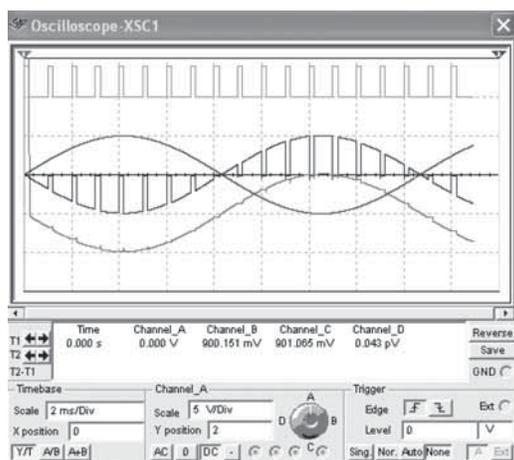


Рис. ПЗ.3. Осциллограммы усиления сигнала переменного тока ПКД-усилителем. Масштабы по каналам: канал А — 5 В/дел, смещение плюс 2 дел; канал В — 100 мВ/дел, смещение 0 дел; канал С — 100 мВ/дел, смещение минус 1 дел; канал Д ($U_{\text{вх}}$) — 5 мВ/дел, смещение 0 дел

На рисунке ПЗ.4 приведены осциллограммы усиления сигнала переменного тока частотой 20 Гц усилителем ПКД и инвертирующим

ОУ при частоте среза ФНЧ $f_{cp} \approx 800$ Гц. Переключение схемы из режима в режим соответствует положению маркеров T1 и T2. Как видно из осциллограмм, аддитивная составляющая погрешности подавляется, но возрастает шум в выходном сигнале.

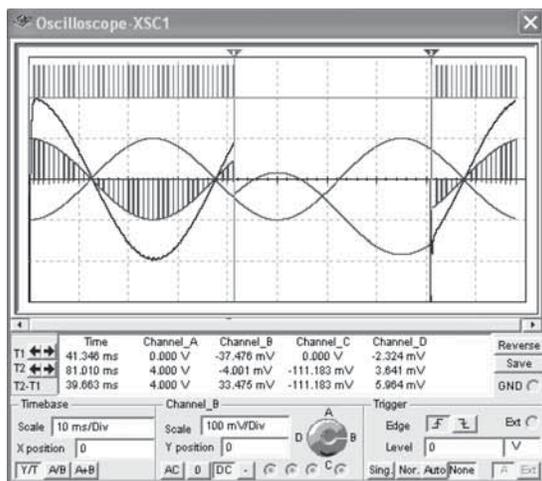


Рис. ПЗ.4. Осциллограммы усиления сигнала переменного тока частотой 20 Гц одноканальным ПКД и инвертирующим ОУ при $f_{cp} \approx 800$ Гц

При моделировании для большей наглядности длительность импульсов $T_{и}$ взята заведомо больше, чем предсказывают теоретические расчеты. Изменяя параметры ОУ, постоянные ФНЧ, длительность и частоту импульсов коррекции и другие параметры схемы, можно оценивать полосу пропускания, величину выбросов в выходном сигнале и степень подавления аддитивной погрешности.

ПЗ.2. Исследование работы схемы двухканального ПКД-усилителя

На рисунке ПЗ.5 приведена схема моделирования двухканального широкополосного ПКД-усилителя. Основной канал выполнен на трехвыводном ОУ U1 широкого применения с внешним источником смещения V1. Канал коррекции аддитивной погрешности реализован на простейшем одноканальном ПКД с коэффициентом усиления $W_k = R4/R3 = 100$. Корректирующий канал включает ОУ U2, ключи J4, J5 с запоминающей емкостью C1 и ФНЧ на цепочке R5-C2. Синхронные ключи J1, J2, аналогично предыдущему, позволяют модифицировать ПКД-схему в классический инвертирующий усилитель на ОУ U1 с коэффициентом передачи $W = 100$.

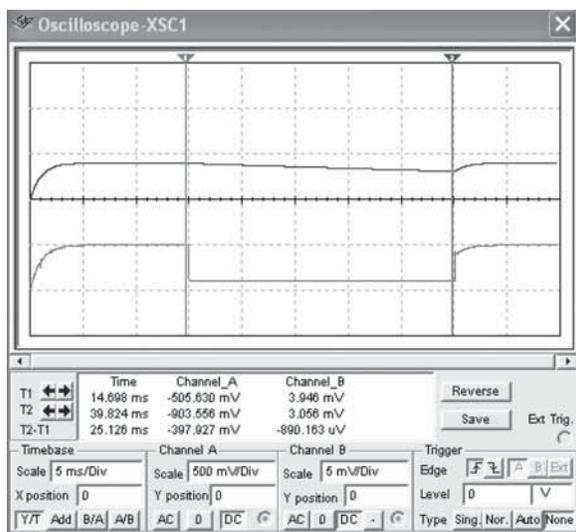


Рис. ПЗ.6. Осциллограммы усиления сигнала постоянного тока ($W = 100$): переключение между режимами ПКД/инвертирующими ОУ соответствует моментам $T1$ и $T2$

На рисунке ПЗ.7 приведены осциллограммы усиления сигнала переменного тока с $W = 20$ и переключением режимов ПКД/инвертирующий ОУ в момент $T1$ (положение маркера). Выбрана частота коммутации ПКД $f_c = 0,5$ кГц, длительность импульса частоты f_c равна 5% при скважности 20.

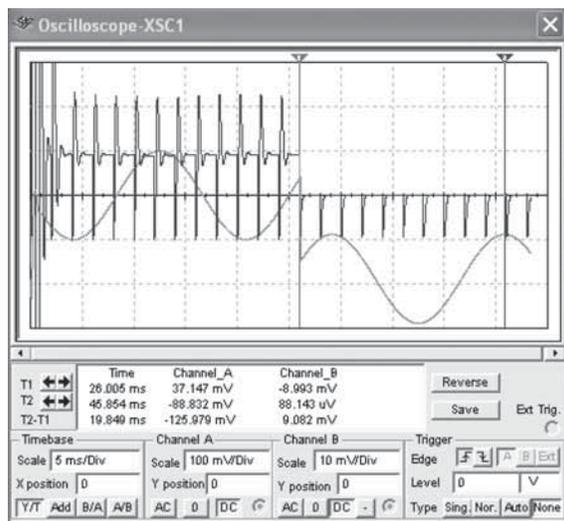


Рис. ПЗ.7. Моделирование двухканального ПКД с $W = 20$, $f_c = 0,5$ кГц/5%

На рисунке ПЗ.8 приведены АЧХ и ФЧХ ПКД с $W = 100$ (D1 — 10 мГц, D2— 1,5 мГц, 0,5 В/мкс). Частота среза схемы при указанных параметрах достигает $f_{cp} \approx 102$ кГц.

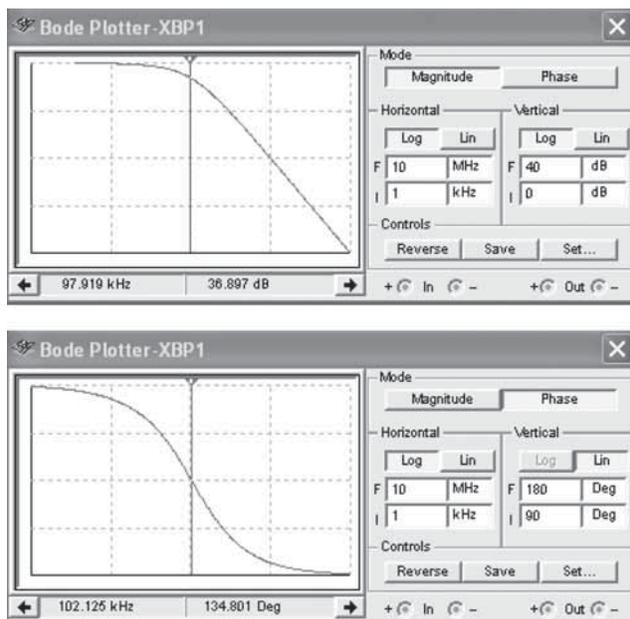


Рис. ПЗ.8. АЧХ и ФЧХ двухканального ПКД-усилителя

Результаты моделирования показывают, что в двухканальных ПКД аддитивная составляющая погрешности может быть уменьшена на несколько порядков. При этом простой схемотехникой реализуется сравнительно высокая полоса пропускания, необходимая для работы сенсоров на переменном токе. Выходной сигнал двухканального ПКД менее зашумлен, чем в простейшем одноканальном ПКД (это достигается увеличением постоянной ФНЧ), но при этом возрастает время выхода на режим.

Приложение 4

Моделирование интегрального тензомоста

Проблема температурной чувствительности полупроводниковых тензодатчиков, которые обладают значительной величиной ТКС резисторов особенно актуальна для интегральных тензомостов. Например, для кремниевого интегрального тензомоста с типичными характеристиками $\text{TKC} = \gamma = 0,25\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $R_0 = 500 \text{ Ом}$, $E = 5 \text{ В}$, температурный

коэффициент чувствительности (ТКЧ(x)) составляет внушительную величину порядка $\beta = -(0,2 \div 0,3)\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Теория компенсации ТКЧ интегрального тензооста изложена в п. 1.3.5.

П4.1. Моделирование температурной чувствительности тензооста

Укрупненная схема моделирования температурной чувствительности тензооста (рис. П4.1) содержит, помимо полного резистивного моста $R_1 \div R_4$, генератор входных воздействий (ГВВ), генератор напряжения компенсации (ГНК) и выходной дифференциальный усилитель D_1 , включенный в диагональ моста. В качестве плеч моста выбраны представленные в библиотеке Multisim резисторы, управляемые напряжением. Входные напряжения $U_A(x, T)$ и $U_B(x, T)$ управляемых резисторов вырабатываются с помощью ГВВ в зависимости от входной величины x (например, микродеформаций в тензоосте) и температуры T .

Компенсация температурной чувствительности моста может осуществляться либо за счет терморезистора R_T (ключ SA_1 в положе-

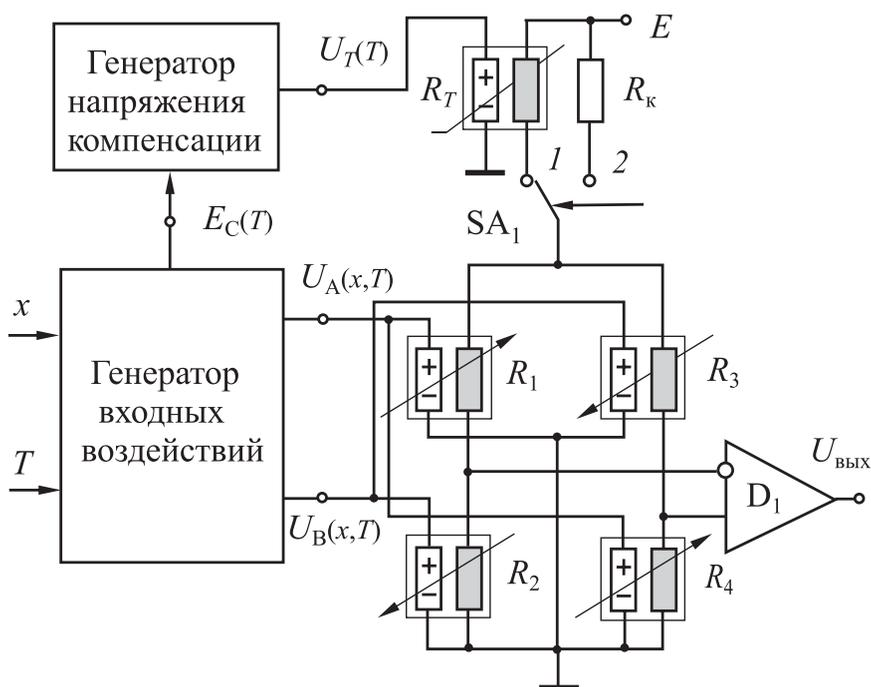


Рис. П4.1. Укрупненная структурная схема моделирования измерительного моста с термокомпенсацией

нии 1), либо дополнительного компенсационного резистора R_k постоянного номинала (ключ SA_1 в положении 2). Для исследования исходной термочувствительности моста резистор R_k устанавливается близким к нулевому значению, например $R_k = 1$ Ом.

Входные воздействия $U_A(x, T)$ и $U_B(x, T)$ формируются на сумматорах (D_1, D_2) и содержат дифференциальную и синфазную составляющие (рис. П4.2).

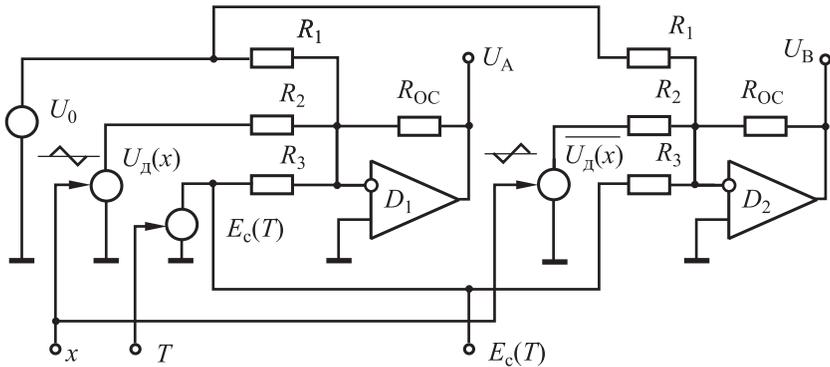


Рис. П4.2. Функциональная схема генератора входных воздействий

Дифференциальные составляющие $U_d(x)$ и $\overline{U_d(x)}$, прикладываемые к смежным плечам моста, характеризуют входное воздействие x и изменяются в общем случае по произвольному закону (в данной работе для простоты изменяются по пилообразному закону).

Синфазная составляющая $E_c(T)$ характеризует воздействие температуры T и влияет на все плечи моста одинаково. Для установки начального значения сопротивления плеча моста R_0 при нулевых значениях $U_d, \overline{U_d(x)}$ и $E_c(T)$ используется напряжение U_0 .

Сопротивление управляемого резистора в общем случае определяется как

$$R = gU_y,$$

где g — чувствительность управляемого резистора [Ом/В], U_y — напряжение управления, прикладываемое к резистору.

Напряжения управления плеч моста в соответствии с рис. П4.2 составляют

$$U_A = U_0 a_1 + U_d(x) a_2 + E_c(T) a_3,$$

$$U_B = U_0 a_1 - U_d(x) a_2 + E_c(T) a_3,$$

где $a_1 = R_{0C}/R_1, a_2 = R_{0C}/R_2, a_3 = R_{0C}/R_3$.

Амплитуда сигнала управления $U_d(x)$ может быть найдена из соотношения

$$x_{\max} = \frac{\Delta R_0(x)_{\max}}{R_0}.$$

Учитывая, что $\Delta R_0(x)_{\max} = U_d(x)a_2g$, $R_0 = E_c(T)a_3g$, получим

$$U_d(x) = x_{\max} E_c(T).$$

Для компенсации температурной чувствительности тензооста с помощью тензорезистора R_T с отрицательным ТКС, так же как и в плечах моста, используется управляемый напряжением резистор. Напряжение компенсации вырабатывается специальным генератором ГНК (рис. П4.3). Он состоит из инвертора на D_1 (для получения отрицательного ТКС) и сумматора на D_2 . Для установки начального значения сопротивления терморезистора R_T при $T = T_0$ используется напряжение $U_{см}$. Таким образом,

$$R_T = (E_c(T)a_4 + U_{см}a_5)g,$$

где $a_4 = R_6/R_4$, $a_5 = R_6/R_5$.

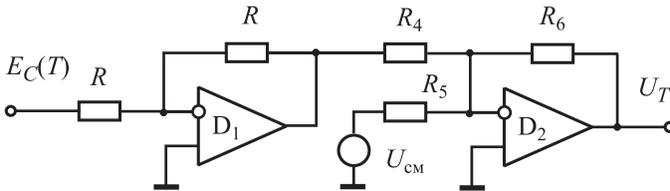


Рис. П4.3. Функциональная схема генератора напряжения компенсации

Амплитуда сигнала управления $E_c(T)$ может быть найдена из соотношения

$$\Delta R_T(T)_{\max} = \alpha \Delta T R_0 = E_c(T)a_4g,$$

где α — ТКС терморезистора; ΔT — температурный диапазон.

Из последнего выражения следует, что

$$E_c(T) = \frac{\alpha R_0 \Delta T}{a_4 g}.$$

П4.2. Методика и пример расчета параметров модели

В схему (рис. П4.4) входят полный мост на управляемых резисторах U2, U4, U6 и U8, который подключается к источнику постоянного питания V2 либо через компенсационный резистор R16, либо через терморезистор U9. Вариант термокомпенсации выбирается клавишей Space («Пробел») ключа J1. Напряжение с диагонали моста снимается с помощью дифференциального усилителя на ОУ U1.

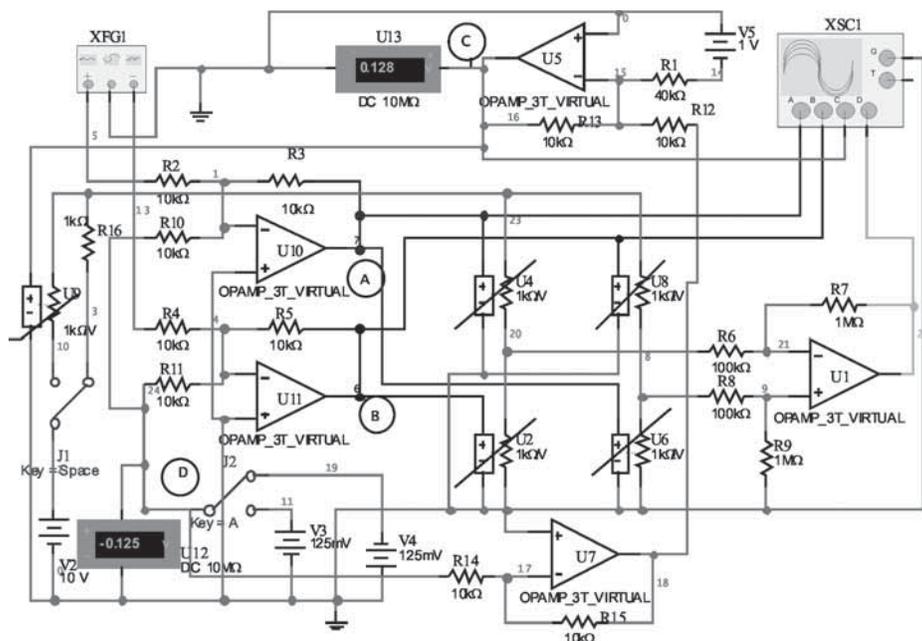


Рис. П4.4. Принципиальная схема моделирования тензомоста

Генератор напряжения компенсации (ГНК) реализован на ОУ U7 (инвертор), ОУ U5 (сумматор) и источнике напряжения смещения V5. Напряжение компенсации $U_T(T)$ с выхода ОУ U5 контролируется вольтметром постоянного тока U13.

Генератор входных воздействий (ГВВ) формирует сигналы $U_A(x, T)$, $U_B(x, T)$, $E_c(T)$ и состоит из двух сумматоров на ОУ U10 и ОУ U11, многофункционального генератора XPG1 (для задания входных воздействий в диапазоне $\pm x_{\max}$) и источников V3, V4 (для задания температурного воздействия в диапазоне $\pm \Delta T$). С помощью многофункционального генератора XPG1 задаются частота, амплитуда дифференциальных пилообразных сигналов $U_d(x)$ и напряжение смещения U_0 , определяющие соответственно частоту, диапазон вход-

ного воздействия $\pm x_{\max}$ и номинал резистора моста R_0 . Окно параметров вызывается двойным щелчком по изображению XPG1. Рекомендуется выбирать частоту входного воздействия в пределах до 100 Гц.

Источники питания V3, V4, номиналы которых соответствуют крайним точкам температурной шкалы $\pm \Delta T$, для удобства подключаются к схеме через ключ J2 клавишей A (латинский алфавит). Напряжение, соответствующее текущей температуре, контролируется вольтметром постоянного тока U12.

Перед началом моделирования задаемся исходными данными (табл. П4.1) и вычисляем параметры модели.

Таблица П4.1

Исходные данные для расчета тензомоста

Параметр	$\gamma, \% / ^\circ\text{C}$	$\alpha, \% / ^\circ\text{C}$	$\Delta T, ^\circ\text{C}$	$R_0, \text{кОм}$	$x_{\max}, \%$	$g, \text{кОм/В}$	$E, \text{В}$
Значение	$0,25 \cdot 10^{-2}$	$(-1) \cdot 10^{-2}$	± 50	1,0	$\pm 5 \cdot 10^{-3}$	1,0	10,0

Порядок вычисления

1. Устанавливаем номинальные сопротивления плеч моста R_0 . Рассчитываем U_0 по заданному R_0, g и произвольно выбранному $a_1 = 1$:

$$U_0 = -\frac{R_0}{g a_1} = -\frac{10^3}{10^3 \cdot 1} = -1 \text{ В.}$$

2. Вычисляем амплитуду входного воздействия $U_{\text{д}}$ по рассчитанному U_0 и выбранным значениям $a_1 = 1, a_2 = 1$:

$$U_{\text{д}} = \pm x_{\max} U_0 \frac{a_2}{a_1} = \pm 5 \frac{10^{-3}}{1} 1 = \pm 5 \text{ мВ.}$$

3. Вычисляем синфазную (температурную) составляющую в сигнале управления:

$$E_c = \frac{\gamma R_0 \Delta T}{a_4 g} = \frac{(0,25 \cdot 10^{-2}) 10^3 (\pm 50)}{1 \cdot 10^3} = \pm 0,125 \text{ В.}$$

4. Вычисляем номинальное сопротивление терморезистора при заданном $\alpha = -1\% \cdot \text{C}^{-1}$ (см. теорию):

$$R_{T0} = -\frac{\gamma R_0}{\alpha} = -\frac{0,25 \cdot 10^{-2} \cdot 10^3}{(-1) 10^{-2}} = 250 \text{ Ом.}$$

5. Устанавливаем номинальное сопротивление терморезистора R_{T0} (вычисляем напряжение смещения $U_{см}$):

$$U_{см} = \frac{R_{T0}}{g a_4} = \frac{250}{10^3 \cdot 0,25} = 1,0 \text{ В.}$$

На рисунке П4.5 приведены осциллограммы различных точек схемы, полученные при моделировании рассчитанного варианта. Амплитуды сигналов удобно измерять с помощью маркеров на экране осциллографа. На рисунке П4.6 приведены параметры виртуального ОУ, используемого в данном примере.

Результаты моделирования сведены в табл. П4.2.

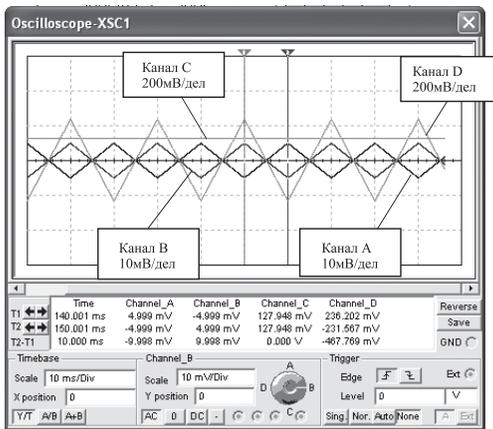


Рис. П4.5. Осциллограммы тензомоста



Рис. П4.6. Параметры виртуального ОУ

Таблица П4.2

Результаты моделирования тензомоста
 при $\gamma = +0,25\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $\alpha = -1,0\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $\Delta T = \pm 50 \text{ } ^\circ\text{C}$, $R_0 = 1 \text{ кОм}$, $x_{\max} = \pm 0,5\%$

x	$U_{\text{ВЫХ}}$	$U_{\text{ВЫХ0}}$	$U_{\text{ВЫХ1}}$	$U_{\text{ВЫХ2}}$	ΔU_1	ΔU_2
		$T = T_0$ $U_0 = 0$ $U_T = 253$	$T = T_1 = T_{\min}$ $U_0 = +125$ $U_T = 378$	$T = T_2 = T_{\max}$ $U_0 = -125$ $U_T = 128$		
Без компенсации						
$x = +0,5\%$		502	574	446	72	-56
$x = -0,5\%$		-492	-563	-437	-71	55
Компенсация $R_K = 1 \text{ кОм}$						
$x = +0,5\%$		251	268	236	17	-15
$x = -0,5\%$		-246	-262	-231	-17	15
Компенсация $R_T = 250 \text{ Ом}$						
$x = +0,5\%$		401	400	401	-1	0
$x = -0,5\%$		-393	-392	-393	1	0

Примечания.

- $\Delta U_1 = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ0}}$.
- $\Delta U_2 = U_{\text{ВЫХ2}} - U_{\text{ВЫХ0}}$.
- Все напряжения даны в милливольтгах.

В результате моделирования для различных вариантов термокомпенсации могут быть получены сравнительные оценки чувствительности тензомоста и температурной чувствительности тензомоста. В частности из табл. П4.2 следует, что при компенсации тензомоста терморезистором, ТКЧ(x) моста практически сведен к нулю при незначительном уменьшении чувствительности схемы.

Приложение 5 Моделирование интегральных емкостных датчиков

Емкостные датчики относятся к самым распространенным типам датчиков в силу своей технологичности и высокой чувствительности. Чувствительным элементом емкостных датчиков являются конденсаторы, которые во многих случаях могут быть изготовлены методами микроэлектроники. Теория работы емкостных датчиков изложена в п. 3.3.4. Многообразие емкостных датчиков связано с разнообразием типов сенсоров (однополярный или дифференциальный), типов усилителей сигналов (усилители заряда, напряжения), со съемом сигнала по переменному или постоянному току.

П5.1. Однополярный емкостной датчик

На рисунке П5.1 представлена схема моделирования простейшего *однополярного* емкостного датчика. Роль сенсора здесь выполняет переменный конденсатор $C1$. Увеличение емкости происходит при нажатии клавиши, указанной в окне свойств элемента (в данном случае это латинская «А»), там же указывается величина шага изменения емкости $C1$. Для уменьшения емкости следует нажать Shift+«А». Окно свойств элемента вызывается двойным щелчком по изображению элемента.

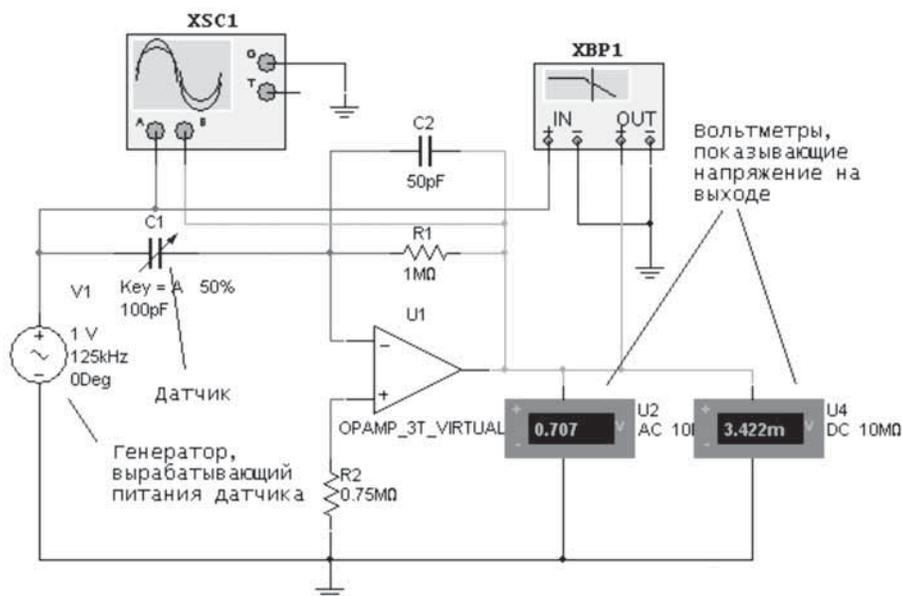


Рис. П5.1. Схема моделирования однополярного емкостного датчика

Резисторы $R1$ и $R2$ задают режим работы ОУ по постоянному току. Питание датчика вырабатывается генератором $V1$. Схема усиления реализована на ОУ $U1$. Вольтметры $U2$ и $U4$ предназначены для снятия напряжения на выходе схемы ($U2$ — переменного, $U4$ — постоянного). Плоттер Боде $XBP1$ выполняет построение АЧХ, ФЧХ схемы, а двухканальный осциллограф $XSC1$ контролирует напряжение на входе и выходе схемы.

Перед началом моделирования необходимо выставить частоту источника питания датчика (генератор $V1$) на плоском участке АЧХ, ориентировочно в середине рабочей полосы частот (рис. П5.2). Осциллограммы и параметры ОУ схемы на рис. П5.1 изображены на рис. П5.3 и П5.4 соответственно.

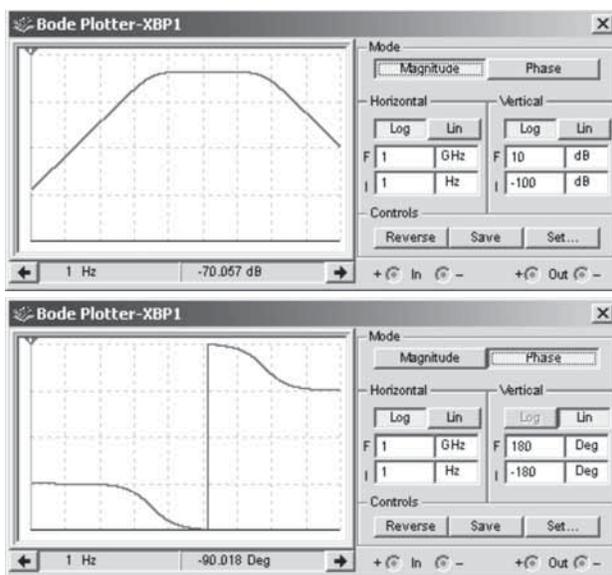


Рис. П5.2. АЧХ и ФЧХ схемы, приведенной на рис. П5.1

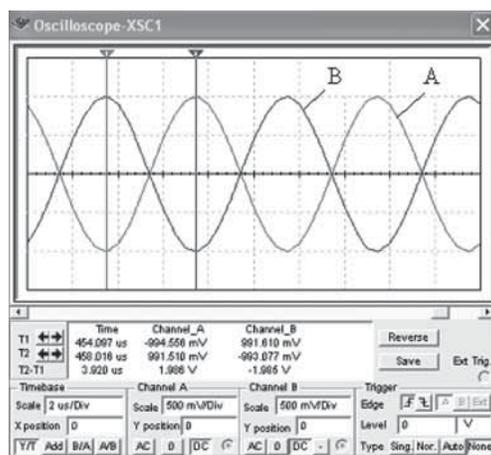


Рис. П5.3. Осциллограммы схемы, приведенной на рис. П5.1

Помимо оценки передаточной характеристики модель позволяет оценить влияние паразитных емкостей кабелей на выходной сигнал согласно п. 3.3.4. Напомним, что погонная емкость экранированного кабеля ориентировочно равна 50 пФ/м.

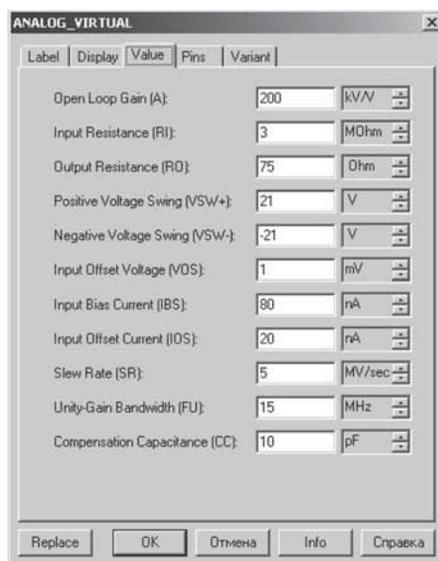


Рис. П5.4. Параметры ОУ, используемые в модели на рис. П5.1

Дифференциальные емкостные датчики по сравнению с однополярными обладают более высокими техническими характеристиками, так как позволяют в значительной мере парировать синфазные дестабилизирующие факторы, например изменение температуры.

П5.2. Дифференциальный емкостной датчик

Схема включения дифференциального емкостного датчика с трансформаторной запиткой и усилителем заряда на ОУ U1 представлена на рис. П5.5. Датчик состоит из двух дифференциальных конденсаторов переменной емкости C1 и C2, номиналы которых устанавливаются клавишами «A» и «S» соответственно (латинская раскладка). Трансформаторы T1 и T2 (в дифференциальном включении) предназначены для организации питания датчика. Остальные опции интуитивно понятны и соответствуют схеме на рис. П5.1.

Увеличение емкости переменного конденсатора производится нажатием клавиши, указанной в окне свойств данного элемента, уменьшение емкости — нажатием сочетания клавиш shift+клавиша. Изменяя емкость датчика с шагом, равным $\pm \Delta C_1$, можно снять передаточную характеристику датчика по показаниям вольтметров на выходе схемы или маркерами осциллографа и оценить влияние паразитной емкости кабеля. На рисунке П5.6 приведена зависимость выходного напряжения схемы от напряжения запитки, создаваемого источником V1.

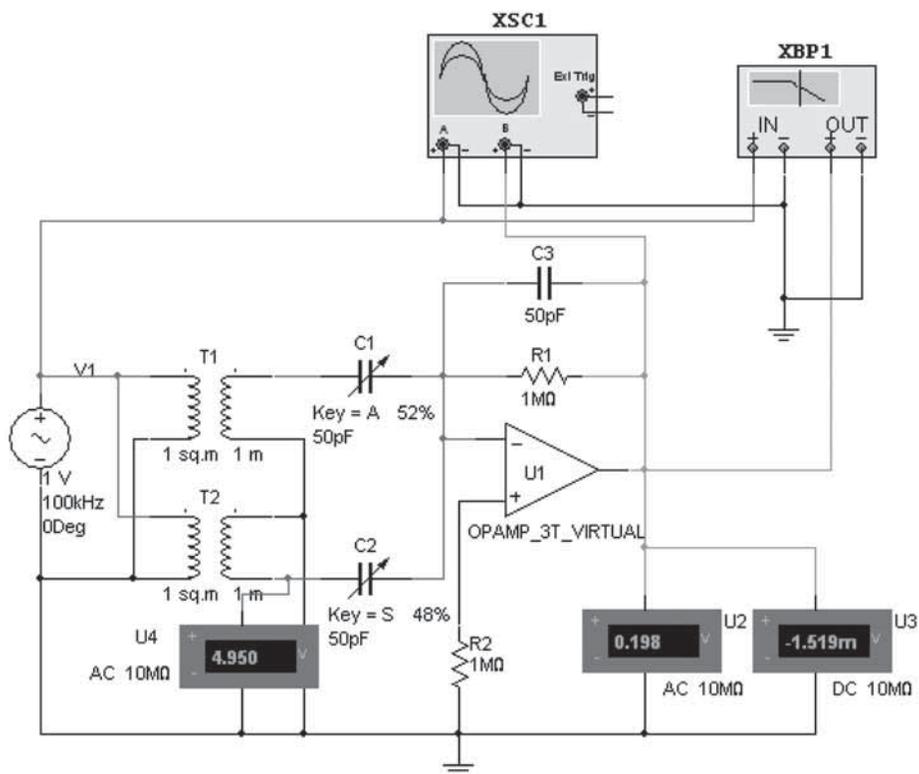


Рис. П5.5. Схема включения дифференциального емкостного датчика

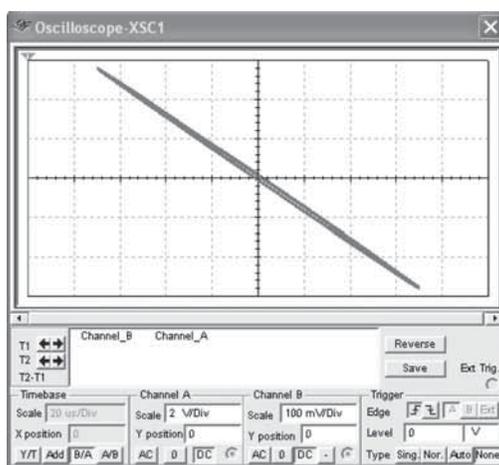


Рис. П5.6. Зависимость выходного напряжения схемы на рис. П5.5 от напряжения V1

Схема включения дифференциального емкостного датчика с усилителем напряжения ОУ U1 на выходе представлена на рис. П5.7. Коэффициент передачи в данном случае определяется отношением резисторов $R1$ к $R3$. Остальные опции интуитивно понятны и соответствуют рис. П5.5.

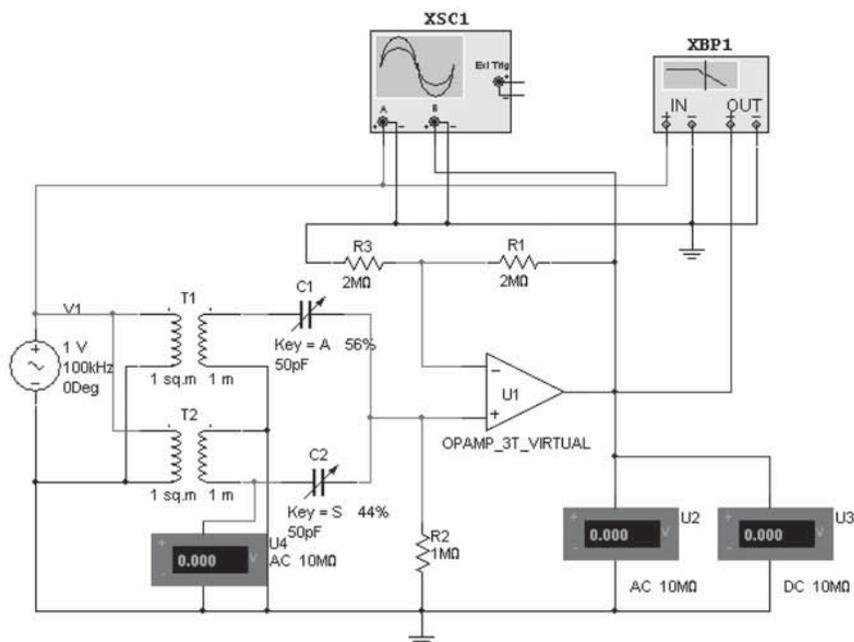


Рис. П5.7. Схема включения дифференциального емкостного датчика с усилителем напряжения на выходе

На рисунках П5.8 и П5.9 приведены АЧХ, ФЧХ и осциллограммы сигналов схемы, которые позволяют оценить рабочую частоту схемы, фазовые сдвиги и коэффициент передачи сигнала на этой частоте.

На рисунке П5.10 представлена схема включения дифференциального емкостного датчика с использованием усилителя заряда на ОУ U1 и емкостного Т-моста в цепи обратной связи. Т-мост позволяет увеличить коэффициент передачи без чрезмерного уменьшения емкости конденсатора, стоящего в цепи обратной связи. Коэффициент передачи для емкостного моста равен:

$$W = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{C1 - C2} = E \frac{1}{C3} \left(1 + \frac{C3}{C5} + \frac{C6}{C5} \right).$$

Если $C5 \gg C3$, то
$$W = E \frac{1}{C3} \left(1 + \frac{C6}{C5} \right).$$

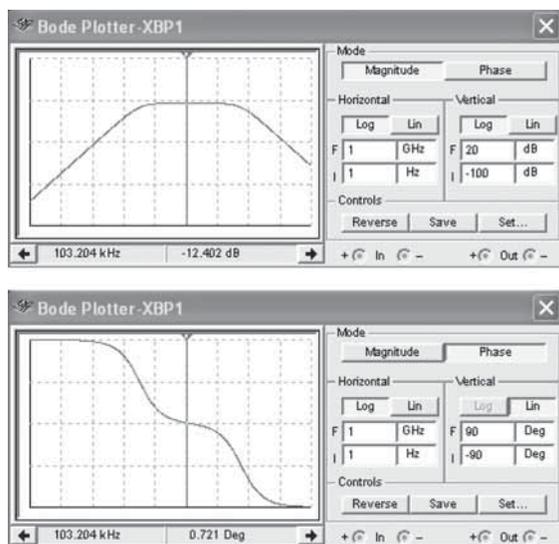


Рис. П5.8. АЧХ и ФЧХ дифференциального датчика с усилителем напряжения

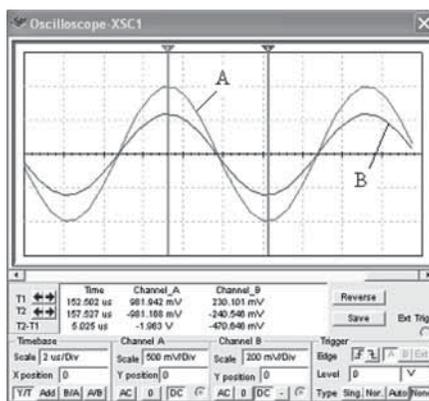


Рис. П5.9. Осциллограммы сигналов схемы на рис. П5.7

АЧХ, ФЧХ и осциллограммы схемы рис. П5.10 приведены на рис. П5.11 и П5.12 соответственно.

Реальные емкостные датчики изготавливаются с технологическими погрешностями. Для оценки влияния этих погрешностей на характеристики датчика выбрана модель простейшего плоскостного датчика с переменной площадью и постоянным зазором.

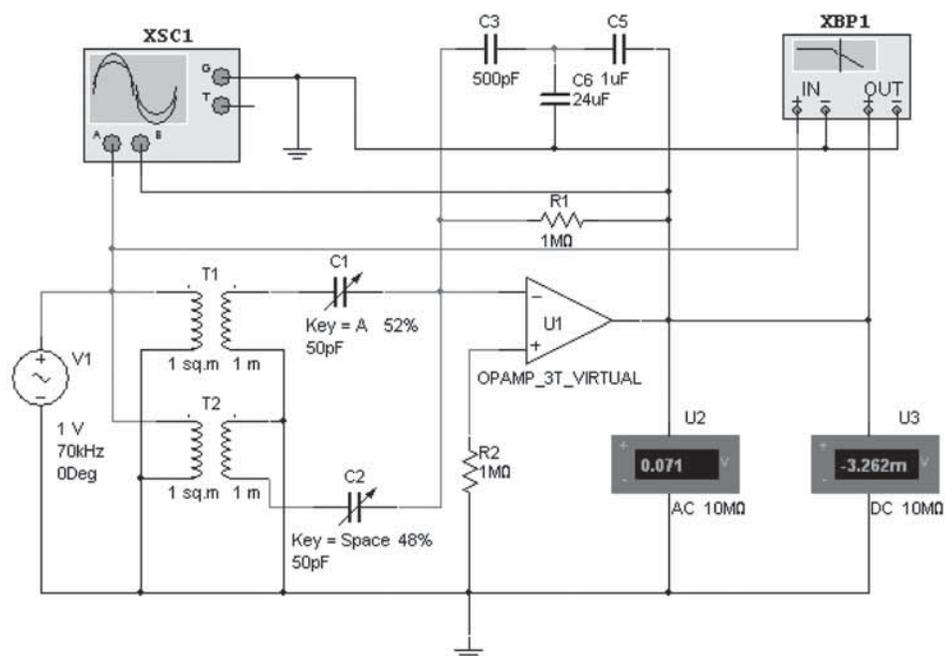


Рис. П5.10. Дифференциальный емкостной датчик с усилителем заряда и емкостным Т-мостом

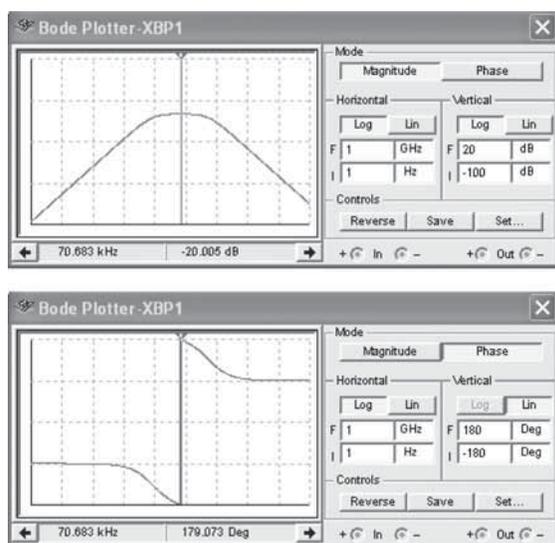


Рис. П5.11. АЧХ и ФЧХ схемы на рис. П5.10

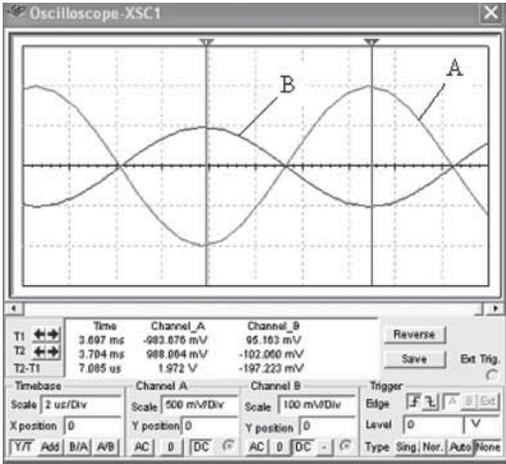


Рис. П5.12. Осциллограммы схемы на рис. П5.10

Допустим, огибающая плоской роторной пластины номинальной площадью $s = a_0 \times b_0$ (рис. П5.13) с достаточной степенью точности описывается уравнением 2-го порядка

$$y(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2. \tag{П1}$$

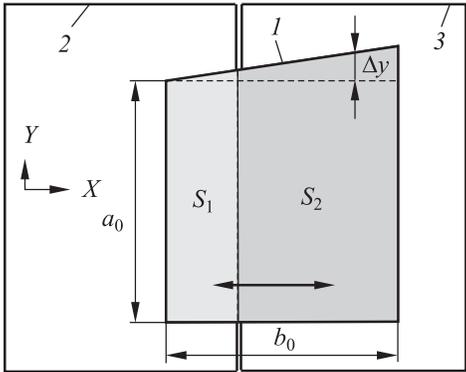


Рис. П5.13. Расчетная модель плоского дифференциального конденсатора: 1 — пластина ротора; 2 и 3 — пластины статора

Отклонение от прямоугольности роторной пластины, очевидно, будет определяться вторым и третьим членами (П1) и составит

$$\Delta y = a_1x + a_2x^2. \tag{П2}$$

При этом площадь s_1 конденсатора одного плеча дифференциального датчика, а следовательно, и его емкость C_1 , будут меняться по закону

$$C_1(x) = ks_1(x) = k \int_0^x y(x) dx, \quad (\text{П3})$$

где k — масштабный коэффициент.

В нормализованном виде (при $x_{\max} = b_0 = 1$) имеем

$$C_{1\max} = ks_{1\max} = k \int_0^1 y(x) dx = k(a_0 + a_1/2 + a_2/3). \quad (\text{П4})$$

Поскольку в дифференциальном датчике всегда выполняется условие

$$C_1(x) + C_2(x) = C_{1\max},$$

то для емкости второго плеча дифференциального датчика можно записать

$$C_2(x) = C_{1\max} - C_1(x). \quad (\text{П5})$$

Задаваясь величинами a_0 , a_1 , a_2 , k , на основании уравнений (П1–П5) можно рассчитать реальные изменения емкостей в плечах емкостного дифференциального датчика, которые можно подставлять в схемы моделирования на рис. П5.5, П5.7 и П5.10.

В столбце 2 табл. П5.1 и на рис. П5.14 приведены результаты расчетов отклонения $\Delta y = y - a_0$ профиля пластины от прямоугольности, а в столбцах 3–5 и на рис. П5.15 номиналы дифференциальных емкостей при $a_0 = 1$, $a_1 = 0,1$, $a_2 = -0,02$, $k = 100$.

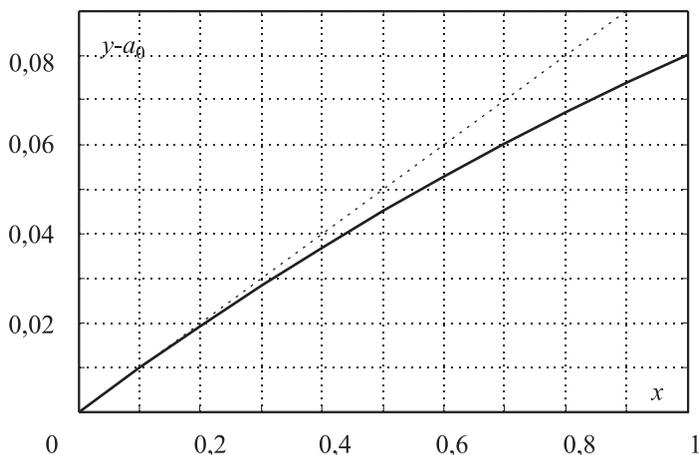


Рис. П5.14. Отклонение профиля пластины от прямоугольности

Таблица П5.1

x	$\Delta y = y - a_0$	$C_1, \text{ пФ}$	$C_2, \text{ пФ}$	$\Delta C = C_1 - C_2, \text{ пФ}$	$\Delta, \%$	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ мВ}$
1	2	3	4	5	6	7
0,0	0,0	0,0	104,33	-104,33	1,25	1475,1
0,1	0,0098	10,05	94,28	-84,23	0,47	1191,0
0,2	0,0192	20,19	84,14	-63,94	-0,12	904,0
0,3	0,0282	30,43	73,90	-43,47	-0,52	614,0
0,4	0,0368	40,76	63,58	-22,82	-0,74	323,0
0,5	0,0450	51,17	53,17	-2,00	-0,80	2,8
0,6	0,0528	61,66	42,68	18,98	-0,70	268,0
0,7	0,0602	72,22	32,11	40,11	-0,44	567,0
0,8	0,0672	82,86	21,47	61,38	-0,04	868,0
0,9	0,0738	93,56	10,77	82,79	0,49	1170,0
1,0	0,0800	104,33	0,0	104,33	1,15	1475,0

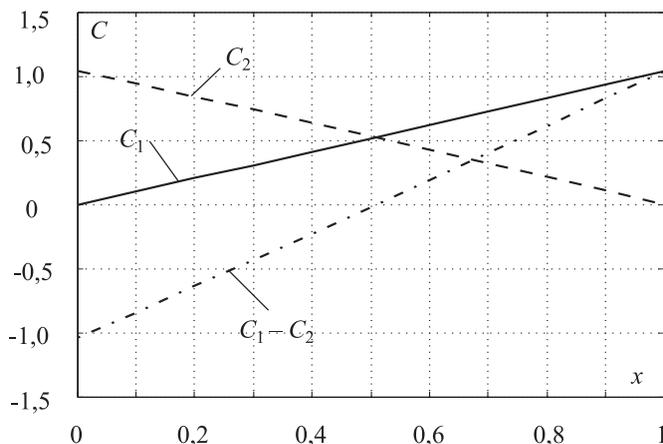


Рис. П5.15. Изменение емкостей дифференциального датчика

Поскольку выходной сигнал дифференциального емкостного датчика независимо от схемы включения определяется разностью $C_1 - C_2$, в столбце 6 и на рис. П5.16 приведена погрешность аппроксимации разности $C_1 - C_2$, полиномами первой и второй степени по методу наименьших квадратов. Среднеквадратическая погрешность аппроксимации составила 0,7 и 0,03% соответственно. Наконец, в столбце 7 приведены результаты моделирования в Multisim датчика с усилителем заряда при $C_{OC} = 50 \text{ пФ}$.

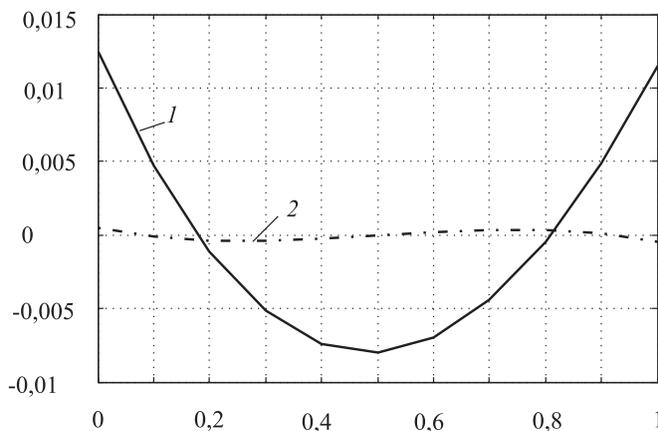


Рис. П5.16. Погрешность аппроксимации разности ($C_1 - C_2$):
1 — полиномом 1-й степени; 2 — полиномом 2-й степени

Разумеется, подобный подход к оценке влияния технологических погрешностей может быть распространен и на однополярный емкостной датчик (см. рис. П5.1).

Приложение 6

Краткое руководство пользователя Multisim

П6.1. Основы работы с программой Multisim

Графический интерфейс программы Multisim приведен на рис. П6.1.

Для того чтобы поместить компонент, необходимо выбрать на Панели компонентов необходимую группу компонентов, например Basic. Появится окно с выбранной вами группой элементов. Щелкните по нужному вам семейству элементов, затем по компоненту и нажмите ОК. После этого окно закроется, а возле курсора появится графическое изображение выбранного компонента. Переместите его на нужную позицию и щелкните левой кнопкой мыши. Окно выбора компонента показано на рис. П6.2.

Чтобы повернуть компонент, необходимо его выбрать, например щелкнуть по нему левой кнопкой мыши, и нажать сочетание клавиш Ctrl+R (для вращения по часовой стрелке) либо Shift+Ctrl+R (для вращения против часовой стрелки). Отразить по вертикали/горизонтالي можно с помощью сочетания клавиш Alt+Y/X соответственно. Данные действия можно также произвести с помощью контекстного меню компонента — вызывается по щелчку правой кнопкой мыши.

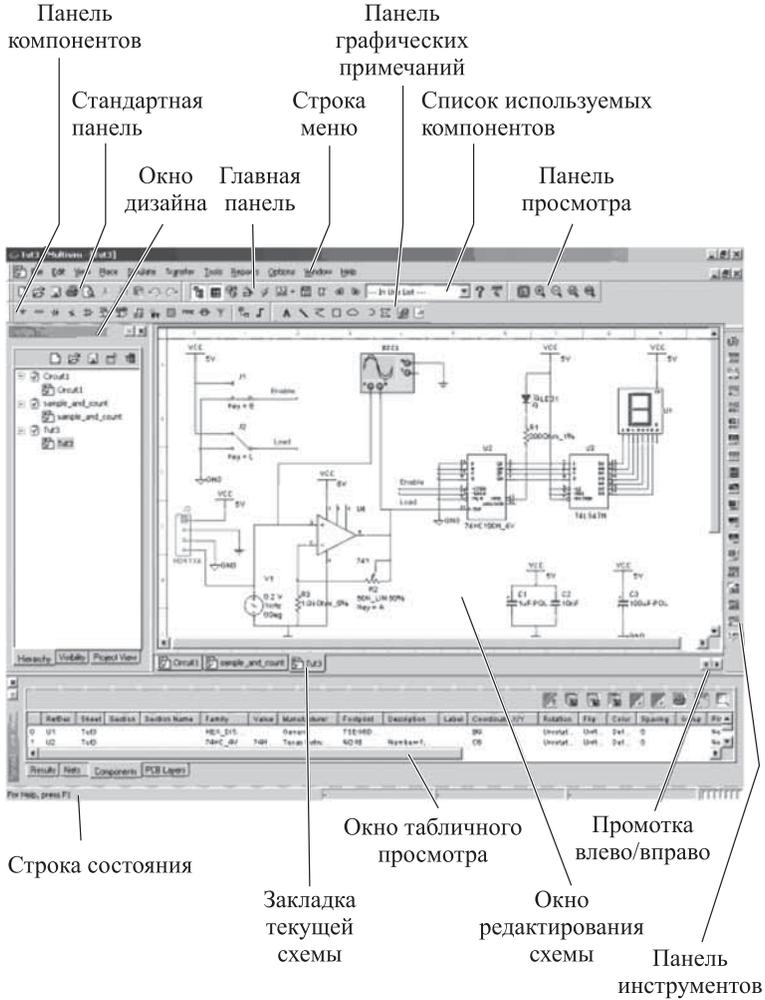


Рис. П6.1. Графический интерфейс программы Multisim

Изменение свойств и настроек компонентов, например сопротивления резистора, напряжения смещение нуля у модели идеального ОУ, режима измерения напряжения у вольтметра и т. д., производится из окна свойств компонента (рис. П6.3). Оно вызывается либо по двойному щелчку мышью по изображению компонента, либо с помощью контекстного меню.

Чтобы соединить выводы компонента (или выводы компонента и провод), необходимо щелкнуть на выводе, при этом курсор мыши изменит свой вид. После этого подведите курсор к другому выводу или проводу и щелкните левой кнопкой мыши.

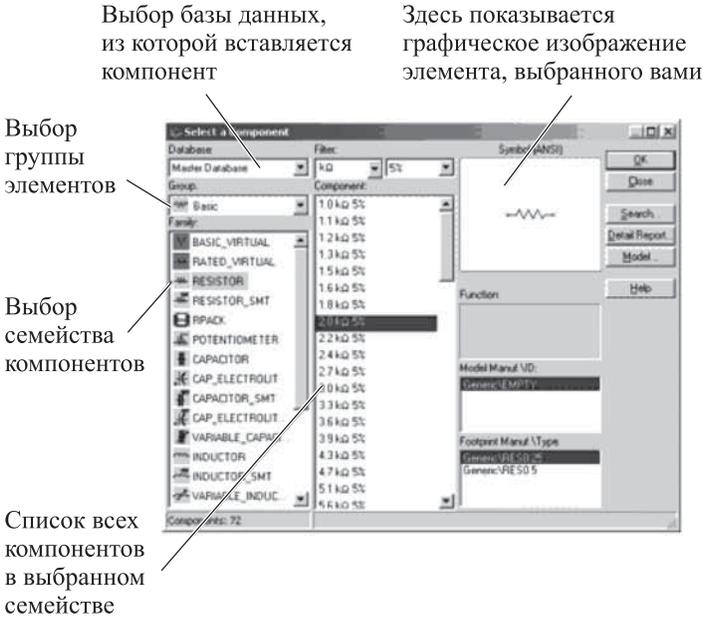
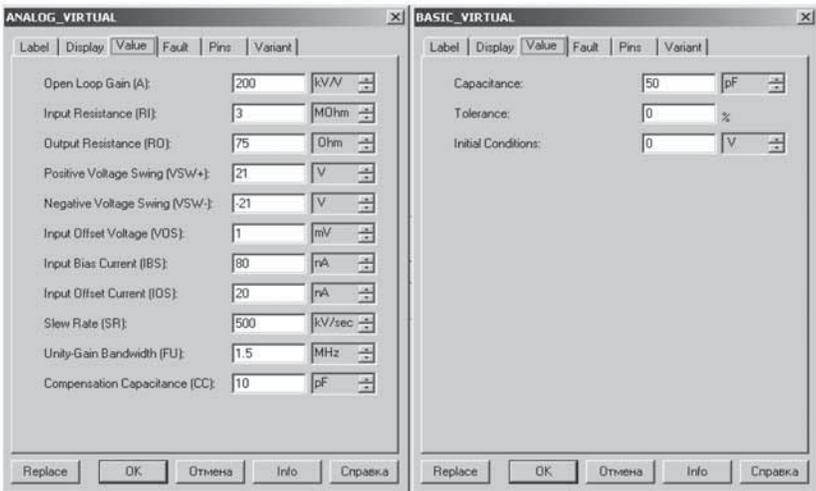


Рис. П6.2. Окно выбора компонентов



а)

б)

Рис. П6.3. Окна свойств компонента: а — модели ОУ; б — идеального конденсатора.

Запустить моделирование схемы можно, либо нажав кнопку в виде переключателя , либо выбрав пункт Run из меню Simulate, либо нажав клавишу F5.

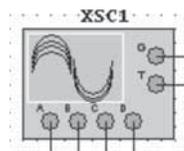
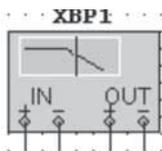
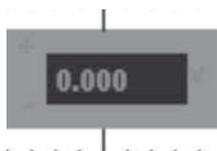
П6.2. Использование измерительных инструментов

При моделировании наиболее часто используются следующие измерительные инструменты:

Вольтметр

Плоттер Бодэ
(снятие АЧХ)

Осциллограф
(2- или 4-канальный)



Чтобы поместить вольтметр, необходимо выбрать группу Indicators, нажав кнопку  Place Indicator на панели компонентов, и выбрать вольтметр. Окно свойств вольтметра приведено на рис. П6.4.

Вольтметр может работать в двух режимах: режим измерения постоянного напряжения (DC) и режим измерения переменного напряжения (AC).

Чтобы разместить в окне редактирования схемы плоттер Бодэ, нажмите левую кнопку мыши на пиктограмме , соответствующей

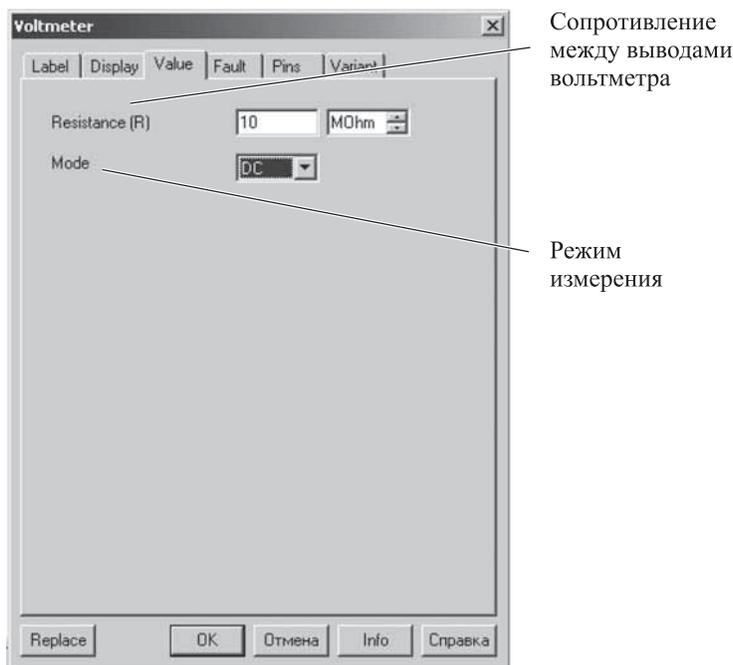


Рис. П6.4. Окно свойств вольтметра

данному элементу и размещенной на панели инструментов. Выводы «In-» и «Out-» обычно подключаются к «земле», а выводы «In +» и «Out +» — к входу и выходу схемы соответственно. Для настройки плоттера Боде нужно дважды щелкнуть левой кнопкой мыши по его графическому символу в окне редактирования схемы (рис. П6.5).

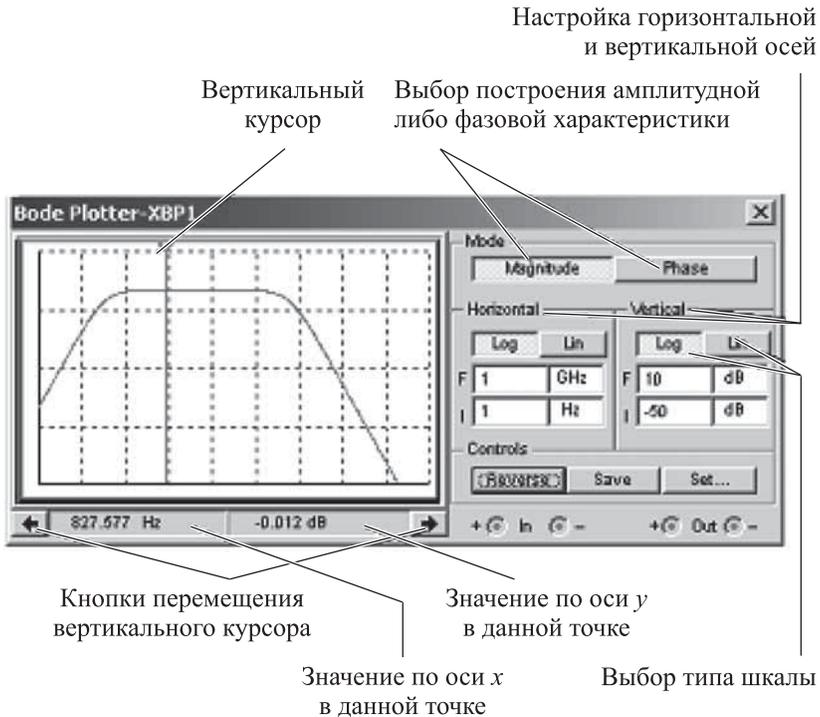


Рис. П6.5. Интерфейс плоттера Боде

Настройка отображения результатов измерения производится с помощью секций настройки горизонтальной и вертикальной осей. Вы можете задать здесь тип шкалы (логарифмический или линейный), а также пределы по этим осям.

Размещение двухканального (рис. П6.6) или четырехканального осциллографа производится нажатием соответствующей клавиши на панели инструментов:



— двухканальный осциллограф;

— четырехканальный осциллограф.

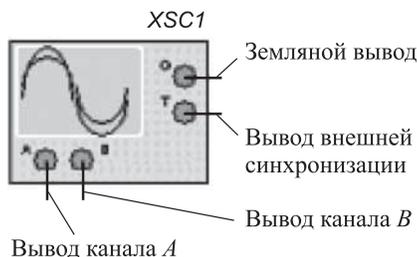
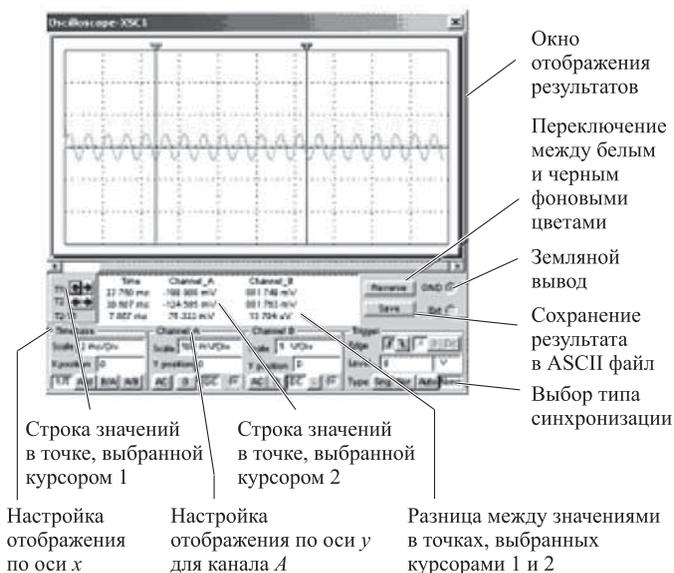


Рис. П6.6. Графический символ двухканального осциллографа

В большинстве случаев они ничем не отличаются, кроме количества каналов и секции настройки отображения по оси y для различных каналов, о чем будет сказано позже.

Доступ к интерфейсу осциллографа производится двойным щелчком мыши по его графическому символу.

Интерфейс осциллографа (рис. П6.7) является интуитивно понятным, однако стоит обратить внимание на секции настроек отображения результатов по осям x и y (рис. П6.8).



- Окно отображения результатов
- Переключение между белым и черным фоновыми цветами
- Земляной вывод
- Сохранение результата в ASCII файл
- Выбор типа синхронизации

- Строка значений в точке, выбранной курсором 1
- Строка значений в точке, выбранной курсором 2

- Настройка отображения по оси x
- Настройка отображения по оси y для канала A
- Разница между значениями в точках, выбранных курсорами 1 и 2

Рис. П6.7. Интерфейс двухканального осциллографа

Сначала рассмотрим настройки каналов A и B . Здесь мы можем найти несколько режимов отображения:

- «AC» — отображение лишь переменной составляющей сигнала;
- «0» — выставляет показания осциллографа на уровне потенциала земли;



Рис. П6.8. Секции настроек отображения результатов по осям x и y двухканального осциллографа

«DC» — отображает постоянную и переменную составляющую.

Режим «-» имеется только в секции канала В и предназначен для инвертирования сигнала.

Теперь рассмотрим секцию настроек оси x . Имеются четыре вида настроек:

«Y/T» — отображает зависимость входного сигнала от времени;

«Add» — складывает показания каналов А и В и отображает зависимость суммарной характеристики от времени;

«B/A» — предназначен для отображения зависимости показаний канала В от показаний канала А;

«A/B» — предназначен для отображения зависимости показаний канала А от показаний канала В.

Рассмотрим отличия в настройке осей y двух- и четырехканально осциллографов. Секции настроек для выбранного канала показаны на рис. П6.9.

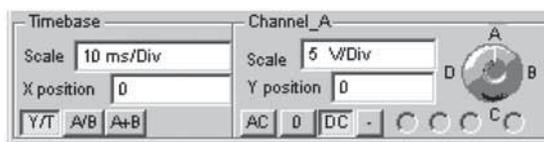


Рис. П6.9. Секции настроек отображения результатов по осям x и y четырехканального осциллографа (выбран канал А)

В четырехканальном осциллографе для настройки какого-то канала необходимо сначала выбрать его с помощью виртуальной поворотной ручки. Как можно видеть на рис. П6.9, инвертирование сигнала доступно для любого из четырех каналов. Но здесь нет режима отображения зависимости показаний канала В от показаний канала А, что не позволяет строить фигуры Лиссажу.

Чтобы разместить в окне редактирования схемы многофункционального генератора, нажмите левую кнопку мыши на пиктограмме  панели инструментов, соответствующей данному элементу. Многофункциональный генератор может являться источником синусоидального, пилообразного либо прямоугольного сигнала. Сигнал, вырабатываемый генератором, подается на вывод «+», инвертированный сигнал — на вывод «-». Окно настройки многофункционального генератора вызывается либо двойным щелчком по графическому символу, либо выбором строки Properties контекстного меню.

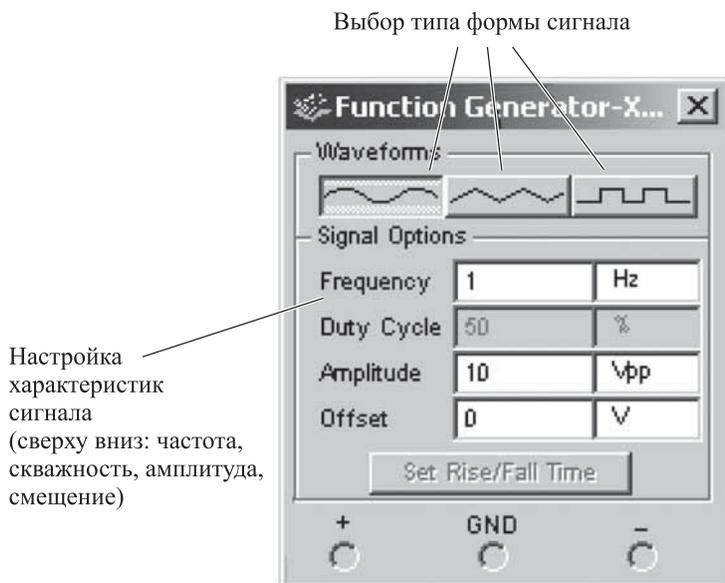


Рис. П6.10. Окно настроек многофункционального генератора

Список литературы

1. *Аш Ж. и др.* Датчики измерительных систем: в 2-х книгах/ Пер. с франц. — М.: Мир, 1992. Кн. 1 — 480 с., кн. 2 — 424 с.
2. *Левшина Е. С., Новицкий Н. В.* Электрические измерения неэлектрических величин. (Измерительные преобразователи): уч. пособие для вузов. — Л.: Энергоатомиздат, 1983. — 320 с.
3. *Гутников В. С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах. 2-е изд. — Л.: Энергоатомиздат, 1988. — 204 с.
4. *Хоровиц П. и Хилл У.* Искусство схемотехники / Пер с англ. — 6-е изд. М.: Мир, 2001. — 704 с.
5. *Прянишников В. А.* Электроника. Курс лекций. — СПб.: КОРОНА - принт, 1998. — 400 с.
6. *Алексенко А. Г.* Основы микросхемотехники. 3-е изд. — М.: ЮНИМЕДИАСТАЙЛ, 2002. — 448 с.
7. *Быстров Ю. А.* Оптоэлектронные приборы и устройства: уч. пособие. 3-е изд. — М.: ИП РадиоСофт, 2001. — 256 с.
8. *Васерин Н. Н. и др.* Применение полупроводниковых индикаторов. Под ред. Липина Е. С. — М.: Энергоатомиздат, 1991. — 197 с.
9. *Фрайден Дж.* Современные датчики: Справочник. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
10. *Топильский В. Б.* Схемотехника измерительных устройств. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. — 232 с.
11. *Волович Г. И.* Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых устройств. — М.: ИД «ДОДЭКА-21», 2005. — 528 с.
12. *Джексон Р. Г.* Новейшие датчики. — М.: Техносфера, 2007. — 384 с.
13. *Игнатов А. Н.* Оптоэлектронные приборы и устройства: Уч. пособие. — М.: Эко-Трендз, 2006. — 272 с.
14. *Карлащук В. И.* Электронная лаборатория на IBM PC. Лабораторный практикум на базе Electronics Workbench и MATLAB. 5-е изд. — М.: СОЛОН-Пресс, 2004. — 800 с.
15. *Хернитер М. Е.* Multisim — современная система компьютерного моделирования и анализа электронных устройств. — М.: ДМК-Пресс, 2007. — 448 с.

16. *Шарапов В. Н., Мусиенко М. П., Шарапова Е. В.* Пьезоэлектрические датчики. — М.: Техносфера, 2006. — 632 с.
17. *Крекрафт Д., Джерджли С.* Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигнала. — М.: Техносфера, 2005. — 360 с.
18. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: в 2-х т. — М.: ИД «ДОДЭКА-21», 2008. — Т. 1 — 832 с., т. 2 — 942 с.
19. Аналого-цифровое преобразование/ Под ред. У. Кестера. — М.: Техносфера, 2007. — 1016 с.
20. Применение высокоскоростных схем/ Под ред. У. Кестера. — М.: Техносфера, 2009. — 368 с.
21. *Болл Стюарт Р.* Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров. — М.: ИД «ДОДЭКА-21», 2007. — 360 с.
22. Микросхемы АЦП и ЦАП. — М.: ИД «Додэка-21», 2005. — 432 с.
23. *Никамин В. А.* Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи. Справочник. — СПб.: КОРОНА-принт; М.: «Альтекс», 2003. — 224 с.

Учебное электронное издание

Топильский Виктор Борисович

МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Учебное пособие

Ведущий редактор *И. Я. Ицхоки*

Художник *С. Инфантэ*

Технический редактор *Е. В. Денюкова*

Компьютерная верстка: *В. А. Носенко*

Подписано 25.01.13. Формат 70×100/16.

Усл. печ. л. 40,30.

Издательство «БИНОМ. Лаборатория знаний»

125167, Москва, проезд Аэропорта, д. 3

Телефон: (499) 157-5272

e-mail: binom@Lbz.ru, <http://www.Lbz.ru>

Минимальные системные требования определяются соответствующими требованиями программы Adobe Reader версии не ниже 10-й для платформ Windows, Mac OS, Android, iOS, Windows Phone и BlackBerry.