

Предисловие к 12-му изданию

Электроника средств связи занимает все более важное место в современном мире; в первую очередь это относится к беспроводным приемопередающим системам. Раньше приемники и передатчики для таких систем представляли собой аналоговые устройства и ориентировались на соответствующие способы модуляции сигнала. В отличие от прежних современные приемники и передатчики содержат высокочастотный аналоговый блок (Frontend), схема которого почти не зависит от способа модуляции, и цифровой блок, в состав которого входит процессор цифрового сигнала с соответствующим программным обеспечением. В этом блоке осуществляется модуляция или демодуляция методами цифровой обработки сигналов.

Высокочастотную часть составляют усилители, смесители и фильтры. Свойства этих компонентов на высокой частоте описываются особым образом: вместо полных сопротивлений используются коэффициенты отражения, а четырехполюсники характеризуются S-параметром. Сопротивления отдельных компонентов должны быть согласованы с волновым сопротивлением линий связи во избежание отражений на высоких частотах. Этим вопросам уделяется должное внимание в новом разделе, посвященном схемам, применяемым в технике связи. Рассмотрение части основной полосы частот предваряется введением в аналоговые способы модуляции, используемые в традиционных системах (например, в радиовещании с частотной модуляцией), и в цифровые способы модуляции, применяемые в современных системах (в частности, в мобильной связи).

Глава об усилителях дополнена разделом, посвященным шумам отдельных каскадов усиления и многокаскадных усилителей. Обновлено описание методики расчета параметров многокаскадных усилителей при наличии отрицательной обратной связи.

Наряду с популярным программным продуктом PSpice для анализа аналоговых схем приводится программа DesignExpert, помогающая проектировать цифровые схемы, а также дается перевод краткого руководства к ней.

Обновления и дополнения доступны на сайте авторов www.Springer.de/engine-de/tietze-schenk/. Ваши пожелания и замечания об ошибках просим высылать по адресу электронной почты tietze-schenk@springer.de.

Мы выражаем признательность издательству SpringerVerlag, отдельное спасибо д-ру Меркле (Merkle) за приятное сотрудничество и г-ну Соссна (Sossna), PTP-Berlin, за тщательный набор. Особой благодарности заслуживает г-н Эберхард Гамм (Eberhard Gamm) за его вклад в новую главу, посвященную технике связи. Мы также благодарим читателей за сведения об ошибках и советы по улучшению книги: они тщательно проверяются и учитываются.

*У. Титце, К. Шенк,
Эрланген и Мюнхен, январь 2002 г.*

Из предисловия к 11-му изданию

Элементы высокой степени интеграции все шире применяются в электронных устройствах. В аналоговой технике интегральные усилители почти всюду вытеснили своих предшественников, собранных из дискретных транзисторов. Подобная тенденция наблюдается также в высокочастотной и силовой полупроводниковой технике. В цифровой технике все чаще используются программируемые логические устройства (ПЛУ), заменяя логические схемы на базе вентилях и триггеров. Элементы высокой степени интеграции позволяют сэкономить место, снизить расходы на комплектующие и оснастку и повысить надежность устройств.

В связи с этим происходит разделение конструкторских разработок на две области: создание устройств с использованием стандартных ИС (конструирование на уровне монтажной платы) и разработка собственно микросхем (конструирование на уровне транзисторов). Для правильного применения стандартных микросхем важно знать их внутреннее устройство, однако подробности на уровне транзисторов явно излишни. Напротив, конструктор интегральной схемы работает только на уровне транзисторов. Поэтому в настоящее время развитие схемотехники на транзисторном уровне равнозначно проектированию ИС. Однако есть важные различия между схемотехникой с применением микросхем и дискретных транзисторов. Самыми характерными особенностями являются масштабируемость транзисторов, использование схемы токового зеркала для установки рабочей точки активных нагрузок вместо резисторов и непосредственная связь между отдельными каскадами. Названным вопросам посвящены новые главы об основах схемотехники.

Моделирование электронных схем приобретает все большее значение с развитием схемотехники. Оно жизненно важно при конструировании ИС и разработке конкретных устройств. В наши дни схему реализуют лишь тогда, когда правильность ее функционирования проверена путем компьютерного моделирования, причем центральная роль принадлежит здесь самой модели. При конструировании конкретных устройств создаются макромоделли стандартных микросхем, поставляемых изготовителями в законченном виде. Макромоделли должны достаточно хорошо воспроизводить поведение ИС, не касаясь их внутренней структуры.

При конструировании интегральных схем пользуются стандартными моделями диодов, биполярных и полевых транзисторов; особенности процессов изготовления учитываются параметрами модели, которые заменяют характеристики из спецификаций одиночных транзисторов. Модели диодов и транзисторов вместе с их параметрами описываются в главах, посвященных основам схемотехники, однако мы ограничимся феноменологическим описанием, не углубляясь в фундаментальные вопросы физики полупроводников.

Главы, содержащие сведения о диодах, биполярных и полевых транзисторах состоят каждая из четырех частей. В первой части вопросы излагаются столь же просто, как и в предыдущих изданиях. Вторая часть посвящена внутреннему устройству диодов и

транзисторов. Модели и их параметры обсуждаются в третьей части. Четвертая часть посвящена принципиальным схемам.

В главе об усилителях представлены важнейшие принципиальные схемы интегральной схемотехники, в том числе токовое зеркало, каскодные схемы, дифференциальные усилители, преобразователи внутреннего сопротивления и эталонные источники тока для установки рабочей точки. Главу завершает раздел об общих свойствах и параметрах усилителей.

В главе, посвященной операционным усилителям, показано, что существует не один, а четыре типа ОУ, и говорится об их наиболее эффективных применениях. При расчете схем операционные усилители описываются простой моделью.

Содержание

1. Диоды	17
1.1 Свойства диодов	18
1.1.1 Характеристики	18
1.1.2 Описание диода с помощью уравнений	19
1.1.3 Режим переключения	22
Режим переключения при омической нагрузке	22
Режим переключения при омическо-индуктивной нагрузке	24
1.1.4 Режим малых сигналов	25
1.1.5 Предельные параметры и токи запираания	25
Предельные напряжения	25
Предельные токи	26
Ток запираания	26
Максимальная мощность рассеяния	26
1.1.6 Тепловые свойства	27
1.1.7 Температурная зависимость параметров диодов	27
1.2 Устройство диода	28
1.2.1 Дискретные диоды	28
Внутренняя структура	29
Корпус	29
1.2.2 Интегральные диоды	30
Внутренняя структура	30
Диод-подложка	30
Интегральный диод с p-n переходом и диод Шоттки	30
1.3 Модель диода	31
1.3.1 Статический режим	31
Диапазон средних значений прямых токов	31
Дополнительные эффекты	32
Эффект сильного тока	32
Ток утечки	32
Пробой	33
Прямое сопротивление	34
1.3.2 Динамическая характеристика	34
Барьерная емкость	35
Диффузионная емкость	36
Полная модель диода	36
1.3.3 Модель диода в режиме малых сигналов	38
Статическая модель режима малых сигналов	38
Динамическая модель диода в режиме малых сигналов	40
1.4 Специальные диоды и их применение	40
1.4.1 Стабилитроны	41
1.4.2 pin-диод	44
1.4.3 Варикапы	45
1.4.4 Мостовые выпрямители	48
1.4.5 Смесители	49
Литература	51

2. Биполярные транзисторы	52
2.1 Свойства биполярных транзисторов	53
2.1.1 Характеристики транзисторов	53
2.1.2 Описание транзистора с помощью уравнений	55
2.1.3 Зависимость усиления по току	56
2.1.4 Рабочая точка и характеристики транзистора в режиме малых сигналов	58
Уравнения и параметры режима малых сигналов	60
Эквивалентная схема режима малых сигналов	62
Матрицы, описывающие четырехполюсники	63
Границы применимости концепции режима малых сигналов	64
2.1.5 Предельные параметры и обратные токи	64
Пробивные напряжения	65
Пробой второго рода	66
Предельные токи	66
Токи отсечки	66
Максимальная рассеиваемая мощность	67
Допустимый рабочий диапазон	67
2.1.6 Тепловые свойства транзисторов	69
Тепловые характеристики в статическом режиме	71
Тепловые характеристики в импульсном режиме	71
2.1.7 Температурная зависимость параметров транзистора	73
2.2 Устройство биполярного транзистора	74
2.2.1 Дискретные транзисторы	74
2.2.2 Интегральные транзисторы	76
2.3 Модели биполярных транзисторов	78
2.3.1 Статические свойства	78
Модель Эберса–Молла	78
Транспортная модель	81
Дополнительные эффекты	82
Усиление по току в нормальном режиме	85
Диоды-подложки	87
Объемные сопротивления	87
2.3.2 Динамические характеристики	89
Барьерные емкости	89
Диффузионные емкости	91
Модель Гуммеля–Пуна	93
2.3.3 Модель транзистора для режима малых сигналов	96
Статическая модель транзистора для режима малых сигналов	96
Динамическая модель транзистора для режима малых сигналов	98
Граничные частоты в режиме малых сигналов	100
Сводка параметров для режима малых сигналов	104
2.3.4 Шумы	105
Спектральная плотность шумов	105
Источники шумов биполярного транзистора	107
Эквивалентные источники шумов	108
Эквивалентный источник шума и коэффициент шума	109
Коэффициент шума биполярного транзистора	111
Определение объемного сопротивления базы	118
2.4 Типовые схемы	118
2.4.1 Схема с общим эмиттером	119

	Передаточная характеристика схемы с общим эмиттером	120
	Характеристики режима малых сигналов схемы с общим эмиттером ..	122
	Отрицательная обратная связь по току в схеме с общим эмиттером	125
	Схема с общим эмиттером и ООС по напряжению	131
	Частотная характеристика и верхняя граничная частота	147
	Заключение	154
2.4.2	Схема усилителя с общим коллектором	156
	Передаточная характеристика схемы с общим коллектором	156
	Характеристики схемы с общим коллектором в режиме малых сигналов	159
	Установка рабочей точки	163
	Частотная характеристика и верхняя граничная частота	165
	Преобразование импеданса посредством схемы с общим коллектором	172
2.4.3	Схема с общей базой	173
	Передаточная характеристика схемы с общей базой	174
	Режим малых сигналов схемы с общей базой	177
	Установка рабочей точки	180
	Частотная характеристика и верхняя граничная частота	182
2.4.4	Схема Дарлингтона	186
	Характеристики транзистора Дарлингтона	187
	Описание с помощью уравнений	189
	Зависимость усиления по току от тока коллектора	189
	Параметры режима малых сигналов	191
	Режим коммутации	193
	Литература	194

3. Полевые транзисторы 196

3.1	Свойства полевых транзисторов	199
3.1.1	Характеристики	199
3.1.2	Описание транзистора с помощью уравнений	202
3.1.3	Полевой транзистор в качестве управляемого резистора	207
3.1.4	Рабочая точка и режим малых сигналов	209
	Рабочая точка	209
	Уравнения и параметры режима малых сигналов	210
	Эквивалентная схема полевого транзистора для режима малых сигналов	212
	Матрицы, описывающие четырехполюсники	212
	Границы применимости концепции малых сигналов	213
3.1.5	Граничные параметры и обратные токи	213
	Напряжения пробоя	214
	Граничные токи	215
	Обратные токи	216
	Максимальная мощность рассеяния	216
	Область устойчивой работы	217
3.1.6	Тепловые свойства	218
3.1.7	Температурная зависимость параметров полевых транзисторов	218
	МОП транзистор	218
	Полевой транзистор с управляющим р-п переходом	220
3.2	Устройство полевого транзистора	221
3.2.1	Интегральные МОП транзисторы	221
3.2.2	Дискретные МОП транзисторы	223

3.2.3	Полевые транзисторы с управляющим p-n переходом	226
3.2.4	Корпус	227
3.3	Модели полевых транзисторов	227
3.3.1	Статические свойства	227
	Модель МОП транзистора Уровня 1	228
	Объемные сопротивления	233
	Вертикальные мощные МОП транзисторы	234
	Полевые транзисторы с управляющим p-n переходом	236
3.3.2	Динамический режим	237
	Модель МОП транзистора Уровня 1	241
	Модель полевого транзистора с управляющим p-n переходом	246
3.3.3	Модель МОП транзистора для режима малых сигналов	247
	Статическая модель МОП транзистора для режима малых сигналов в области насыщения	247
	Динамическая модель МОП транзистора для режима малых сигналов в области насыщения	249
	Граничные частоты при режиме малых сигналов	251
	Сводный перечень параметров МОП транзистора для малых сигналов	253
3.3.4	Шумы	256
	Источники шумов полевого транзистора	256
	Эквивалентные источники шумов	257
	Коэффициент шума полевого транзистора	258
	Упрощенное описание	261
	Сопоставление коэффициентов шума полевых и биполярных транзисторов	262
3.4	Типовые схемы	262
3.4.1	Схема с общим истоком	263
	Передаточные характеристики схемы с общим истоком	264
	Режим схемы с общим истоком для малых сигналов	265
	Схема с общим истоком и отрицательной обратной связью по току	268
	Схема с общим истоком и обратной связью по напряжению	272
	Установка рабочей точки	277
	Частотная зависимость и граничная частота	279
	Заключение	285
3.4.2	Схема с общим стоком	286
	Передаточная характеристика схемы с общим стоком	286
	Режим малых сигналов схемы с общим стоком	288
	Установка рабочей точки	290
	Частотная зависимость и граничная частота	291
3.4.3	Схема с общим затвором	296
	Передаточная характеристика схемы с общим затвором	297
	Режим малых сигналов схемы с общим затвором	299
	Установка рабочей точки	301
	Частотная характеристика и граничная частота	301
	Литература	304

4. Усилители 305

4.1	Схемы	308
4.1.1	Источники тока и токовое зеркало	314
	Принцип действия токового зеркала	314
	Простые источники тока для схем на дискретных элементах	318

	Простые схемы токового зеркала	319
	Токовое зеркало на основе каскодной схемы	332
	Каскодное токовое зеркало	335
	Токовое зеркало Вильсона	342
	Динамический режим	344
	Токовые зеркала и источники тока других типов	345
4.1.2	Каскодная схема	353
	Режим малых сигналов каскодной схемы	355
	Частотная зависимость усиления и граничная частота каскодной схемы	358
4.1.3	Дифференциальный усилитель	368
	Передаточная характеристика p-p дифференциального усилителя	372
	Дифференциальный усилитель с активной нагрузкой	383
	Напряжение смещения нуля дифференциального усилителя	385
	Дифференциальный усилитель в режиме малых сигналов	387
	Установка рабочей точки	406
	Частотная характеристика и граничные частоты дифференциального усилителя	415
	Краткие выводы	432
4.1.4	Преобразователь полного сопротивления	433
	Однокаскадный преобразователь полного сопротивления	433
	Многоступенчатые преобразователи полного сопротивления	434
	Комплементарный преобразователь полного сопротивления	438
4.1.5	Схемы для установки рабочей точки	444
	Источник опорного тока, использующий напряжение UBE	445
	Источник опорного тока, пропорционального температуре	450
	Температурно-независимые источники опорного тока	455
	Источники опорного тока на МОП схемах	456
	Источники тока с насыщением	457
	Установка рабочей точки в интегральных схемах усилителей	458
4.2	Свойства и параметры усилителя	459
4.2.1	Характеристики усилителя	460
4.2.2	Малосигнальные параметры	463
	Рабочая точка	463
	Малосигнальные переменные	464
	Линеаризация	464
	Малосигнальные параметры	464
	Малосигнальная эквивалентная схема усилителя	465
	Усилители с обратной связью	468
	Расчет малосигнальных параметров с помощью малосигнальной эквивалентной схемы	470
	Последовательное включение усилителей	473
4.2.3	Нелинейные параметры	478
	Разложение передаточной характеристики в ряд в рабочей точке	479
	Выходной сигнал при синусоидальном входном сигнале	480
	Коэффициент нелинейных искажений	483
	Точка сжатия	486
	Интермодуляция и точки перехвата	486
	Последовательное включение усилителей	491
4.2.4	Шумы	495

Источник и плотность шумов усилителя	495
Эквивалентный источник шумов и коэффициент шума	496
Оптимальный коэффициент шума и оптимальное внутреннее сопротивление источника	500
Коэффициент шума последовательной цепочки усилителей	503
Оптимизация коэффициента шума	507
Эквивалентные источники шума типовых схем	516
Средний коэффициент шума и отношение сигнал-шум	536
Литература	540

5. Операционные усилители	541
5.1 Общие сведения	541
5.1.1 Типы операционных усилителей	543
5.1.2 Принцип обратной связи	546
Неинвертирующий усилитель	547
Инвертирующий усилитель	549
5.2 Стандартные операционные усилители	551
5.2.1 Принцип действия	552
5.2.2 Универсальный усилитель	554
5.2.3 Напряжения питания	557
5.2.4 Усилитель с одним источником питания	558
Инверсия фазы	559
5.2.5 Усилитель с размахом, равным напряжению питания	561
5.2.6 Широкополосные операционные усилители	565
5.2.7 Коррекция частотной характеристики	571
Основные положения	571
Универсальная коррекция частотной характеристики	574
Расщепление полюсов	575
Согласованная коррекция частотной характеристики	577
Скорость нарастания выходного напряжения	577
Емкостная нагрузка	581
Внутренняя коррекция нагрузки	584
Двухполюсная коррекция частотной характеристики	585
5.2.8 Параметры операционных усилителей	586
Усиление разностного и синфазного сигналов	589
Входное напряжение смещения нуля	592
Входные токи	594
Входные сопротивления	596
Выходное сопротивление	598
Примеры статических погрешностей	599
Ширина полосы пропускания	601
Шумы	603
5.3 Усилитель крутизны	606
5.3.1 Внутреннее устройство	607
5.3.2 Типовые применения	610
5.4 Усилитель полного сопротивления	611
5.4.1 Внутреннее устройство	611
5.4.2 Частотные характеристики	615
5.4.3 Типовые применения	618
5.5 Усилитель тока	619
5.5.1 Внутреннее устройство	620

5.5.2	Типовые применения	622
	Использование схем с обратной связью по току	622
	Использование обратной связи по напряжению	630
5.6	Сопоставления	633
5.6.1	Практические применения	639
5.6.2	Разновидности операционных усилителей	642
	Классификация	657
	Литература	659
6.	Релаксационные схемы	660
6.1	Транзистор как элемент цифровой схемы	660
	Динамические свойства	662
6.2	Релаксационные схемы с насыщенными транзисторами	663
6.2.1	Бистабильные релаксационные схемы	664
	Триггер	664
	Триггер Шмитта	666
6.2.2	Монотабильные релаксационные схемы	667
6.2.3	Астабильная релаксационная схема	668
6.3	Релаксационные схемы на транзисторах с эмиттерной связью	669
6.3.1	Триггер Шмитта с эмиттерной связью	669
6.3.2	Мультивибратор с эмиттерной связью	670
6.4	Релаксационные схемы на логических элементах	671
6.4.1	Триггеры	672
6.4.2	Одновибратор	672
6.4.3	Мультивибратор	673
6.5	Релаксационные схемы на компараторах	675
6.5.1	Компараторы	675
	Двухпороговый компаратор	677
6.5.2	Триггер Шмитта	677
	Инвертирующий триггер Шмитта	677
	Неинвертирующий триггер Шмитта	678
	Прецизионный триггер Шмитта	680
6.5.3	Мультивибраторы	680
	Мультивибратор с прецизионным триггером Шмитта	682
6.5.4	Одновибраторы	683
	Одновибратор с послезапуском	684
	Литература	685
7.	Основы цифровой техники	686
7.1	Основные логические функции	686
7.2	Составление логических функций	689
7.2.1	Таблица Карно	691
7.3	Основные производные функции	693
7.4	Схемотехническая реализация основных логических функций	694
7.4.1	Резисторно-транзисторная логика	696
7.4.2	Диодно-транзисторная логика	697
7.4.3	Медленнодействующая помехоустойчивая логика	697
7.4.4	Транзисторно-транзисторная логика	698
	Выходы с открытым коллектором	699
	Трехстабильные выходы	701
7.4.5	Эмиттерно-связанная логика	702
	Функция «монтажное» ИЛИ	705

7.4.6	Комплементарная МОП логика	706
	Меры предосторожности при работе с КМОП схемами	708
	Логические КМОП элементы	709
	Логический ключ	709
7.4.7	n-канальная МОП логика	710
7.4.8	Заключительный обзор	711
7.5	Межсоединения	713
	Литература	715
8.	Комбинационные логические схемы	716
8.1	Представление чисел	718
8.1.1	Положительные целые числа в двоичном коде	718
	Восьмеричный код	718
	Шестнадцатеричный код	718
8.1.2	Положительные целые числа в двоично-десятичном коде	719
8.1.3	Целые двоичные числа с произвольным знаком	719
	Представление модуля и знака	719
	Представление с поразрядным дополнением до двух	720
	Расширение знакового разряда	721
	Смещенный двоичный код	722
8.1.4	Двоичные числа с фиксированной запятой	722
8.1.5	Двоичные числа с плавающей запятой	723
8.2	Мультиплексор	726
8.2.1	Дешифратор «один из n»	726
8.2.2	Демультимплексор	727
8.2.3	Мультиплексоры	728
8.3	Приоритетный дешифратор	729
8.4	Регистры сдвига	730
8.5	Компараторы	732
8.6	Сумматоры	734
8.6.1	Полусумматоры	734
8.6.2	Полный сумматор	735
8.6.3	Логика параллельного переноса	736
8.6.4	Вычитание	738
8.6.5	Переполнение при сложении чисел в дополнительном коде	739
8.6.6	Сложение и вычитание чисел с плавающей запятой	740
8.7	Умножители	740
8.7.1	Умножение чисел с фиксированной запятой	740
8.7.2	Умножение чисел с плавающей запятой	743
	Литература	743
9.	Переключающие схемы	744
9.1	Интегральные триггеры	744
9.1.1	Статические триггеры	744
	Синхронный RS-триггер	745
	Синхронный D-триггер	746
9.1.2	Триггеры с временным запоминанием	746
	Триггеры, срабатывающие по двум фронтам импульса	747
	Триггеры, срабатывающие по одному фронту импульса	749
9.2	Двоичные счетчики	752
9.2.1	Асинхронный двоичный счетчик	753
9.2.2	Синхронный двоичный счетчик	754

9.2.3	Реверсивные счетчики	756
	Счетчики с переключаемым направлением счета	757
	Счетчики с входами прямого и обратного счета	758
	Устранение совпадений	758
	Метод вычитания	760
9.3	Двоично-десятичный счетчик в коде 8421	760
9.3.1	Асинхронный двоично-десятичный счетчик	761
9.3.2	Синхронный двоично-десятичный счетчик	762
9.4	Счетчики групп	763
9.5	Регистры сдвига	765
9.5.1	Принципиальная схема	765
9.5.2	Регистр сдвига с параллельным вводом	766
9.6	Обработка асинхронных сигналов	766
9.6.1	Устранение вибраций механических контактов	767
9.6.2	RS-триггер с запуском по фронту импульса	768
9.6.3	Синхронизация импульсов	768
9.6.4	Синхронный одновибратор	769
9.6.5	Синхронный детектор изменений	771
9.6.6	Синхронный тактовый переключатель	771
9.7	Системное проектирование последовательностных схем	772
9.7.1	Диаграмма состояний	772
9.7.2	Пример проектирования счетчика групп	774
9.7.3	Сокращение потребности в объеме памяти	777
	Входной мультиплексор	778
9.8	Обозначения зависимостей	780
	Литература	783

10. Полупроводниковые запоминающие устройства 784

10.1	Оперативные запоминающие устройства	786
10.1.1	Статические ОЗУ	786
	Временные условия	789
10.1.2	Динамические ОЗУ	792
	Контроллер динамического ОЗУ	792
10.2	Расширение возможностей ОЗУ	796
10.2.1	Двухпортовые ОЗУ	796
10.2.2	ОЗУ в качестве регистра сдвига	797
10.2.3	Память FIFO	798
	Реализация памяти FIFO на стандартных ОЗУ	800
10.2.4	Распознавание и коррекция ошибок	802
	Бит четности	802
	Код Хэмминга	804
10.3	Постоянные ЗУ	806
10.3.1	ПЗУ, программируемое фотошаблоном	807
10.3.2	Программируемое ПЗУ	807
10.3.3	Постоянное ЗУ с УФ стиранием	809
10.3.4	Электрически стираемое программируемое ПЗУ	812
10.4	Программируемые логические устройства	814
10.4.1	Программируемая матричная логика	818
10.4.2	Компьютерное проектирование ПЛУ	819
10.4.3	Обзор типов ПЛУ	821
10.4.4	Матрицы логических элементов, программируемые пользователем	825
	Литература	827

Глава 1

Диоды

Диод представляет собой полупроводниковый элемент с двумя выводами, один из которых называют *анодом* (А), а другой – *катодом* (К). Различают *дискретные диоды* в виде отдельного элемента, предназначенного для монтажа на плате и заключенного в собственный корпус, и *интегральные диоды*, которые вместе с другими элементами схемы изготавливаются на общей полупроводниковой подложке. У интегральных диодов имеется третий вывод, необходимый для соединения с общей подложкой. Иногда его называют *субстратом* (S), но он играет второстепенную роль в функционировании самого диода.

Устройство. Диоды представляют собой электронно-дырочный переход р-п или переход металл–полупроводник и называются соответственно диодами с р-п переходом или диодами Шоттки. Зона *р* обогащена дырками, а зона *п* – электронами. Условное графическое обозначение и структура диода показаны на рис. 1.1. Обычно зоны *р* и *п* диода с р-п переходом изготавливаются из кремния. Кроме этого существуют дискретные диоды на основе германия. Им свойственно низкое прямое падение напряжения, однако они устарели. В диодах Шоттки зона *р* заменена слоем металла, что также приводит к низкому прямому падению напряжения, поэтому они часто используются вместо германиевых диодов с р-п переходом.

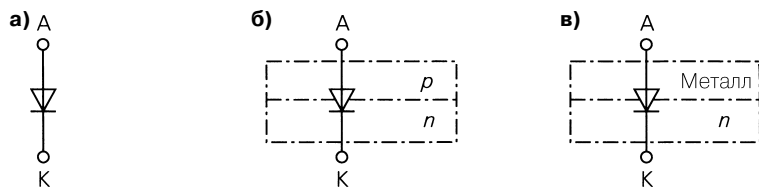


Рис. 1.1. Условное графическое обозначение и устройство диода: а – графический символ; б – диод с р-п переходом; в – диод Шоттки

На практике кремниевые диоды с р-п переходом называют просто диодами. За исключением ряда диодов особого типа, все они изображаются на схемах одним и тем же графическим символом. Диоды разного типа различают лишь по маркировке на корпусе и техническим данным.

Режимы работы. В процессе работы диод может находиться в областях проводимости, запирания и пробоя, подробное описание которых дается в следующем разделе.

Диоды, предназначенные для выпрямления переменного тока, называются *выпрямительными*; они попеременно работают в областях проводимости и запирания. Диоды, сконструированные для работы в области пробоя – *стабилитроны* (диоды Зенера) применяют для стабилизации напряжения. Еще один важный класс диодов составля-

ют *варикапы*. Они функционируют в режиме запирания и благодаря зависимости емкости запорного слоя (барьерной емкости) от приложенного напряжения могут использоваться для настройки колебательных контуров на нужную частоту. Существует также множество специальных диодов, которые здесь не рассматриваются.

1.1

Свойства диодов

Поведение диода проще всего представить с помощью его вольт-амперной характеристики, описывающей зависимость тока, протекающего через диод от приложенного к нему напряжения в случае, когда все величины постоянны или медленно меняются во времени. Для расчетов необходимы уравнения, строго описывающие поведение прибора. Чаще всего достаточно простых соотношений. Кроме того, имеется модель, хорошо воспроизводящая динамическое поведение диода под воздействием синусоидальных или импульсных сигналов. Эта модель рассматривается в разделе 1.3 и не требуется для изучения основных понятий. А теперь обратимся к поведению кремниевого диода с р-п переходом.

1.1.1

Характеристики

Если к диоду приложить напряжение $U_D = U_{AK}$ и измерить ток I_D , полагая, что на анод относительно катода поступает напряжение, мы получим характеристики, представленные на рис. 1.2. Обратите внимание на гораздо более крупный масштаб в области положительных напряжений. При $U_D > 0$ В диод работает в области проводимости. Здесь ток растет экспоненциально с напряжением. У диодов с р-п переходом заметный ток течет при $U_D > 0,4$ В. При $-U_{BR} < U_D < 0$ В диод заперт, и ток становится пренебрежимо малым. Этот участок называют *областью запирания*. Напряжение пробоя U_{BR} зависит от типа

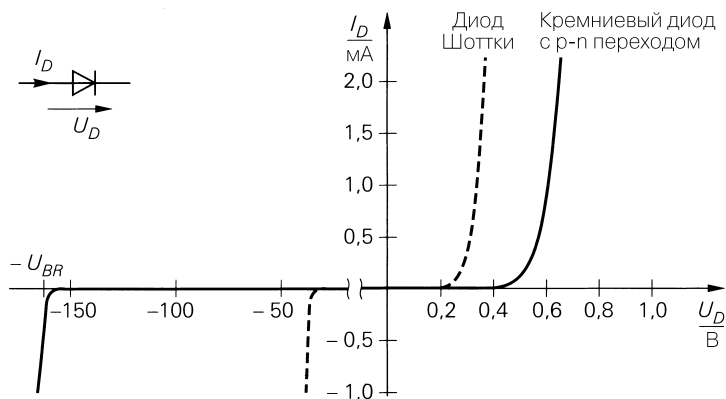


Рис. 1.2. Характеристики маломощных диодов

элемента и у выпрямительных диодов составляет от -50 до -1000 В. При $U_D < -U_{BR}$ наступает пробой диода и возникает обратный ток. В этой области способны работать длительное время только стабилитроны и варикапы. Для диодов других типов наличие обратного тока при отрицательном напряжении нежелательно. В случае германиевых диодов или диодов Шоттки заметный ток в области проводимости возникает уже при $U_D > 0,2$ В, а напряжение пробоя U_{BR} составляет от -10 до -200 В.

В области проводимости диода при средних токах напряжение оказывается почти постоянным благодаря крутому подъему характеристики. Это напряжение U_F называется *прямым*. Для германиевых диодов и диодов Шоттки оно имеет величину $U_{F,Ge} \approx U_{F,Шоттки} \approx 0,3...0,4$ В, а у кремниевых диодов $U_{F,Si} \approx 0,6...0,7$ В. У силовых диодов при токах в несколько ампер оно бывает существенно выше, так как в дополнение к внутреннему прямому напряжению появляется заметное падение напряжения на прямом сопротивлении и сопротивлении вводов диода: $U_F = U_{FI} + I_D R_B$. В предельном случае $I_D \rightarrow \infty$ диод ведет себя, как очень малое сопротивление $R_B \approx 0,01...10$ Ом.

Область запирания в увеличенном масштабе представлена на рис. 1.3. Ток в запирающем направлении (обратный ток) $I_R = -I_D$ весьма мал при запирающем напряжении $U_R = -U_D$ и с приближением к напряжению пробоя сначала медленно увеличивается, а затем резко возрастает.

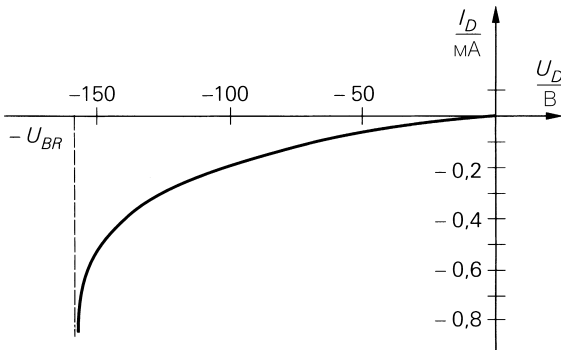


Рис. 1.3. Характеристика маломощного диода в области запирания

1.1.2

Описание диода с помощью уравнений

Характеристика диода в области $U_D > 0$ в полулогарифмическом масштабе почти линейна (рис. 1.4). Следовательно, в силу $\ln I_D \sim U_D$ (пропорционально) между I_D и U_D действует экспоненциальная зависимость. Исходя из закономерностей физики полупроводников [1.1], имеем:

$$I_D(U_D) = I_s \left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right) \text{ для } U_D \geq 0.$$

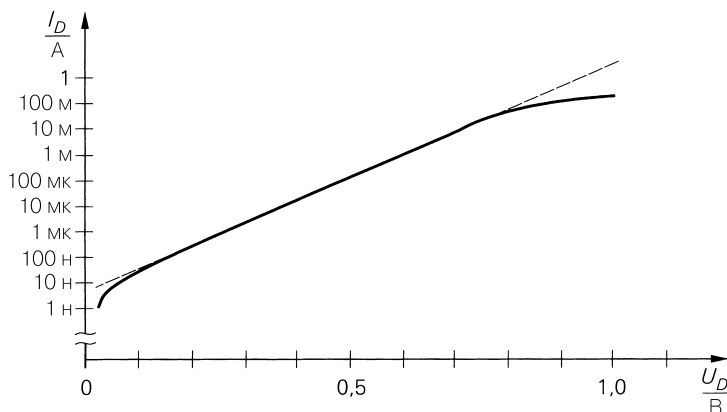


Рис. 1.4. Характеристика диода в полулогарифмическом масштабе при $U_D > 0$

Для правильного описания реальных диодов требуется поправочный коэффициент, который позволил бы привести наклон прямой в соответствие с ее представлением в полулогарифмическом масштабе [1.1]:

$$I_D = I_s \left(e^{\frac{U_D}{nU_T}} - 1 \right). \quad (1.1)$$

Здесь обратный ток насыщения I_s , $I_s \approx 10^{-12} \dots 10^{-6}$ А, коэффициент эмиссии $n \approx 1 \dots 2$ и температурное напряжение $U_T = kT/q \approx 26$ мВ при комнатной температуре.

Строго говоря, уравнение (1.1) выполняется только при $U_D \geq 0$, однако иногда его применяют и при $U_D < 0$. При $U_D \ll -nU_T$ получим постоянный ток $I_D = -I_s$, как правило, значительно меньший, нежели фактически текущий. Поэтому справедливо лишь качественное утверждение о том, что в области запирания через диод протекает малый отрицательный ток; для описания его зависимости согласно рис. 1.3 необходимы дополнительные уравнения (см. раздел 1.3).

В области проводимости соблюдается условие $U_D \gg nU_T \approx 26 \dots 52$ мВ, следовательно, можно воспользоваться приближением

$$I_D = I_s e^{\frac{U_D}{nU_T}}; \quad (1.2)$$

отсюда для напряжения получим

$$U_D = nU_T \ln \frac{I_D}{I_s} = nU_T \ln 10 \lg \frac{I_D}{I_s} \approx 60 \dots 120 \text{ мВ} \times \lg \frac{I_D}{I_s}.$$

Таким образом, при десятикратном увеличении тока напряжение возрастает на 60...120 мВ. При больших токах следует учитывать падение напряжения $I_D R_B$ на прямом сопротивлении R_B , складывающемся с падением напряжения на р-п переходе:

$$U_D = nU_T \ln \frac{I_D}{I_s} + I_D R_B.$$

В данном случае представить ток в виде функции $I_D = I_D(U_D)$ нельзя.

При несложных вычислениях диод можно рассматривать в виде ключа, разомкнутого в области запираания или замкнутого в области проводимости. Если допустить, что напряжение на диоде в области проводимости постоянно, а в области запираания ток не течет, диод легко заменить идеальным ключом, который управляется напряжением, и источником прямого напряжения U_F как показано на рис. 1.5а. Характеристика, соответствующая эквивалентной схеме, приведена на рис. 1.5б. Она состоит из двух полупрямых:

$$\begin{aligned} I_D &= 0 & \text{для } U_D < U_F & \rightarrow \text{ключ разомкнут (а)} \\ U_D &= U_F & \text{для } I_D > 0 & \rightarrow \text{ключ замкнут (б)} \end{aligned}$$

С учетом прямого сопротивления R_B получим:

$$I_D = \begin{cases} 0 & U_D < U_F \rightarrow \text{ключ разомкнут (а)} \\ \frac{U_D - U_F}{R_B} & U_D \geq U_F \rightarrow \text{ключ замкнут (б)} \end{cases}$$

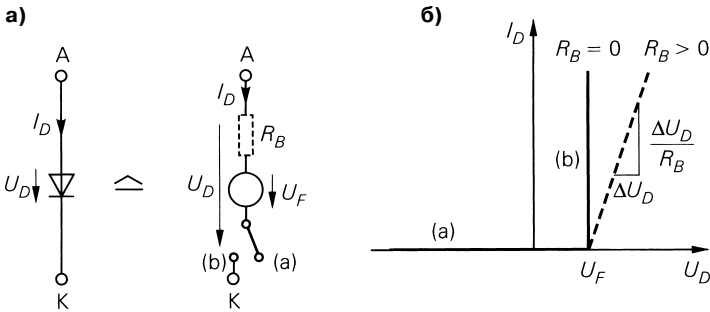


Рис. 1.5. Простая эквивалентная схема диода с прямым сопротивлением (пунктир) и без него (сплошная линия)

У кремниевых диодов с р-п переходом $U_F \approx 0,6$ В, а у диодов Шоттки $U_F \approx 0,3$ В. Соответствующая схема и характеристика выделены на рис. 1.5 пунктиром.

В обоих вариантах необходимо учитывать различия ситуаций, то есть принимать во внимание как разомкнутое, так и замкнутое состояние ключа, и находить непротиворечивое решение. Достоинство подхода в том, что оба случая описываются линейными уравнениями, которые легко решаются. Напротив, при использовании экспоненциальной зависимости согласно (1.1) появляются неявные нелинейные уравнения, поддающиеся только численному решению.

Пример. На рис. 1.6 показан диод, включенный в мостовую схему. Рассчитывая напряжения U_1 и U_2 и напряжение на диоде $U_D = U_1 - U_2$, исходят прежде всего из его способности запираеть цепь. Иначе говоря, справедливо неравенство $U_D < U_F = 0,6$ В, и ключ в эквивалентной схеме разомкнут. В этом случае U_1 и U_2 определяются по формуле делителя напряжения:

$$U_1 = \frac{U_b R_2}{R_1 + R_2} = 3,75 \text{ В и } U_2 = \frac{U_b R_4}{R_3 + R_4} = 2,5 \text{ В.}$$

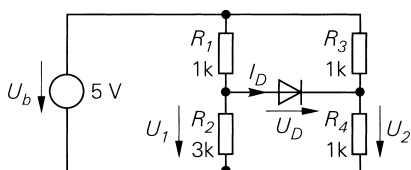


Рис. 1.6. Пример применения простой эквивалентной схемы

В результате $U_D = 1,25$ В, что противоречит исходному допущению. Затем диод считаем проводящим, а ключ в эквивалентной схеме – замкнутым. Тогда $U_D = U_F = 0,6$ В и $I_D > 0$. Используя узловые уравнения

$$\frac{U_1}{R_2} + I_D = \frac{U_b - U_1}{R_1}, \quad \frac{U_2}{R_4} = I_D + \frac{U_b - U_2}{R_3}$$

и заменяя $U_1 = U_2 + U_F$, исключаем неизвестные I_D и U_1 и получаем

$$U_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = U_b \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) - U_F \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right).$$

Отсюда $U_2 = 2,76$ В и $U_1 = U_2 + U_F = 3,36$ В. После подстановки в одно из узловых уравнений находим $I_D = 0,52$ мА. Теперь условие $I_D > 0$ соблюдается, противоречие устранено и решение найдено.

1.1.3

Режим переключения

Во многих устройствах диоды работают попеременно в областях проводимости и запираания, примером чему служит выпрямление переменного тока. Процесс переключения не соответствует статической характеристике из-за накопления нарастающего и убывающего (при включении и выключении соответственно) заряда паразитной емкостью диода. На рис. 1.7 представлена схема, с помощью которой можно найти характеристику процесса переключения при омической ($L = 0$) и омически-индуктивной ($L > 0$) нагрузке. Питая схему напряжением прямоугольной формы, получим изменение во времени напряжения на диоде и протекающего через него тока (рис. 1.8) при $U = 10$ В, $f = 10$ МГц, $R = 1$ кОм и $L = 0$ или $L = 5$ мкГн.

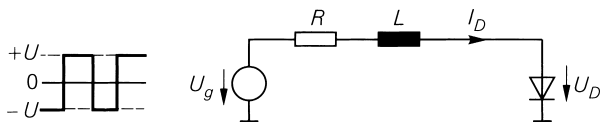


Рис. 1.7. Схема для измерения характеристики процесса переключения

Режим переключения при омической нагрузке

В случае омической нагрузки при включении питания заряжается емкость диода и, как следствие, наблюдается скачок тока. Одновременно напряжение нарастает от начального уровня, соответствующего напряжению запираания, до прямого напря-

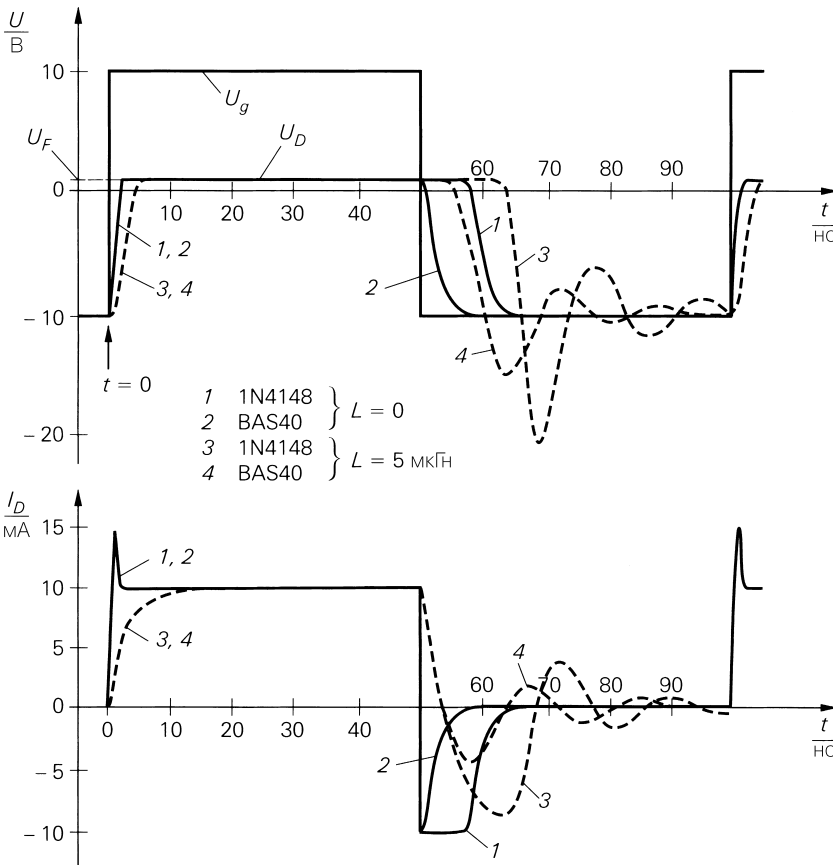


Рис. 1.8. Характеристика процесса переключения кремниевого диода 1N4148 и диода Шоттки BAS40 в схеме измерений на рис. 1.7

жения U_F , чем и завершается процесс включения. У рpn-диодов имеется беспримесный или слабопримесный слой между слоями р и n, обеспечивающий более высокое напряжение пробоя. При сильных токах рpn-диоды характеризуются избыточным прямым напряжением (рис. 1.9), так как им свойственно высокое прямое сопротивление R_B сразу после включения. Вслед за тем оно убывает, и напряжение уменьшается до своей статической величины. При выключении ток течет в обратном направлении, пока емкость не разрядится. В конечном счете ток прекращается и напряжение на диоде падает до отрицательного уровня. Поскольку емкость диодов Шоттки существенно меньше емкости кремниевых диодов, имеющих сравнимые размеры, их отличается заметно меньшее время выключения (рис. 1.8). Поэтому диоды Шоттки используются как выпрямители в высокочастотных цепях ($f > 20 \text{ кГц}$), тогда как более дешевые кремниевые диоды служат выпрямителями в сетях промышленной частоты $f = 50 \text{ Гц}$. Если частота настолько высока, что емкость не успевает разрядиться до следующего включения, эффект выпрямления исчезает.

Режим переключения при омическо-индуктивной нагрузке

При омическо-индуктивной нагрузке ($L > 0$) процесс включения становится более длительным, так как нарастание тока ограничивается индуктивностью; при этом скачок тока отсутствует. В то время как напряжение сравнительно быстро достигает уровня прямого напряжения, ток нарастает с постоянной времени $t = L/R$, где R – сопротивление нагрузки. При выключении диода ток убывает с постоянной времени, зависящей от нагрузки, вплоть до момента запираания диода. Вслед за тем индуктивность нагрузки и емкость диода образуют последовательный колебательный контур, и возникают затухающие колебания тока и напряжения. В такой ситуации может появиться запирающее напряжение, намного превышающее статическое запирающее напряжение (рис. 1.8), поэтому диод должен обладать высоким напряжением пробоя.

На рис. 1.9 представлены типичные характеристики процессов выключения (обратного восстановления) и включения (прямого восстановления). Время обратного восстановления t_{RR} определяется временным интервалом между прохождением тока через нулевой уровень и моментом, когда обратный ток упадет до 10% от своего максимального значения I_R (иногда до 25% у выпрямительных диодов).

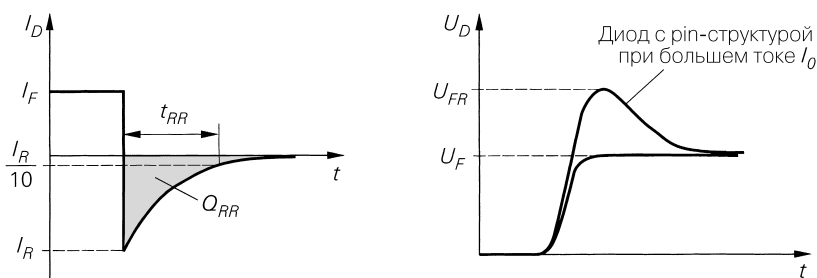


Рис. 1.9. Характеристики процессов переключения

Типичные значения составляют $t_{RR} < 100$ пс у маломощных кремниевых диодов, $t_{RR} = 1...20$ пс у диодов Шоттки и $t_{RR} > 1$ мкс у выпрямительных диодов. Заряд отключения Q_{RR} , переносимый при разряде емкости, соответствует плоскости под осью X (рис. 1.9). Обе величины зависят от ранее протекавшего прямого тока I_F и скорости выключения, поэтому в спецификациях приводятся данные об условиях измерений или соответствующая схема. Ориентировочно $Q_{RR} \sim I_F$ и $Q_{RR} \sim |I_R| t_{RR}$ [1.2]; отсюда следует, что в первом приближении время обратного восстановления пропорционально отношению прямого и обратного токов: $t_{RR} \sim I_F / |I_R|$. Однако это приближение справедливо только при $|I_R| < 3...5 I_F$, так что t_{RR} нельзя сделать сколь угодно малым. В случае ррп-диодов с повышенным напряжением пробоя слишком быстрое выключение, сопровождающееся заметным ростом запирающего напряжения на диоде, способно привести к пробоям на уровне, много меньшем статического пробойного напряжения U_{BR} , прежде чем слаболегированный слой i освободится от носителей зарядов. При включении возникает напряжение включения U_{FR} , которое также зависит от условий описанного процесса [1.3]. В спецификациях указывается максимальная величина, как правило, $U_{FR} = 1...2,5$ В.

Конец ознакомительного фрагмента.

Приобрести книгу можно
в интернет-магазине «Электронный универс»
(e-Univers.ru)