

ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ОБРАЗОВАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОЭЛЕКТРОНИКА: ИМПУЛЬСНАЯ И ЦИФРОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

В. Ш. Берикашвили

2-е издание



УМО СПО рекомендует

Юрайт
ИНСТИТУТ
WWW.YURAIT.RU

В. Ш. Берикашвили

ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОЭЛЕКТРОНИКА ИМПУЛЬСНАЯ И ЦИФРОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ ДЛЯ СПО

2-е издание, исправленное и дополненное

Рекомендовано Учебно-методическим отделом среднего профессионального образования в качестве учебного пособия для студентов образовательных учреждений среднего профессионального образования

**Книга доступна на образовательной платформе «Юрайт» urait.ru,
а также в мобильном приложении «Юрайт.Библиотека»**

Москва • Юрайт • 2021

УДК 621.374(075.32)

ББК 32.847я723

Б48

Автор:

Берикашвили Валерий Шалвович — профессор, доктор технических наук, профессор кафедры электротехники и информационно-измерительных систем Института информационных технологий и автоматизированных систем управления Национального исследовательского технологического университета «МИСиС».

Рецензенты:

Шанин В. И. — доктор технических наук, профессор Московского авиационного технологического института (МАТИ);

Комарова Т. С. — преподаватель Московского государственного колледжа информационных технологий.

Берикашвили, В. Ш.

Б48 Электроника и микроэлектроника: импульсная и цифровая электроника: учебное пособие для среднего профессионального образования / В. Ш. Берикашвили. — 2-е изд., испр. и доп. — Москва: Издательство Юрайт, 2021. — 242 с. — (Профессиональное образование). — Текст: непосредственный.

ISBN 978-5-534-06256-4

В данном учебном пособии излагаются базовые законы, действующие в импульсных электрических устройствах и цепях, поясняются физические законы, на которых основаны процессы, происходящие в полупроводниковых импульсных устройствах и базовых элементах цифровой техники. В пособии также дана классификация импульсных устройств, подробно описаны возможности и назначение различных видов изделий.

Соответствует актуальным требованиям Федерального государственного образовательного стандарта среднего профессионального образования и профессиональным требованиям.

Для студентов образовательных учреждений среднего профессионального образования, преподавателей и всех интересующихся.

УДК 621.374(075.32)

ББК 32.847я723

Все права защищены. Никакая часть данной книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме без письменного разрешения владельцев авторских прав.

ISBN 978-5-534-06256-4

© Берикашвили В. Ш., 2017

© Берикашвили В. Ш., 2018,

с изменениями

© ООО «Издательство Юрайт», 2021

Оглавление

Предисловие	5
Условные обозначения	8
Глава 1. Электрические импульсы и формы их представления	10
1.1. История развития и области применения импульсной техники	10
1.2. Основные понятия и определения	12
1.3. Виды электрических импульсов	13
1.4. Формы представления импульсов	14
1.5. Последовательности импульсов напряжения	17
1.6. Одиночные импульсы в импульсных и цифровых устройствах	19
Глава 2. Электронные ключи и методы формирования импульсных сигналов.....	22
2.1. Электронные ключи на различных базовых элементах	22
2.2. Ключи на логических элементах	29
2.3. Триггеры как бистабильные ключи и формирователи импульсов	41
2.4. Методы повышения быстродействия ключей и мощности импульсов	45
Глава 3. Линейные и нелинейные цепи. Устройства и их характеристики	57
3.1. Законы для импульсных процессов в электрических цепях ...	57
3.2. Операторный метод описания динамических процессов	59
3.3. Динамические характеристики электрических цепей и устройств	63
3.4. Переходные процессы в цепях с емкостью и индуктивностью	65
3.5. Дифференцирующие и интегрирующие цепи	66
3.6. Разделительные цепи и линии задержки	73
3.7. Нелинейные и активные элементы импульсных цепей.....	76
3.8. Импульсные усилители.....	84
3.9. Операционные усилители	88

3.10. Аналоговые компараторы, интеграторы и дифференциаторы на ИМС ОУ	105
3.11. Активные устройства импульсных цепей	111
Глава 4. Генераторы прямоугольных импульсов.....	116
4.1. Генераторы прямоугольных импульсов в общей классификации импульсных устройств.....	116
4.2. Принципы формирования прямоугольных импульсов	117
4.3. Формирователи прямоугольных импульсов	119
4.4. Автоколебательные генераторы импульсов и мультивибраторы	128
4.5. Синхронизация мультивибраторов.....	135
4.6. Ждущие мультивибраторы (одновибраторы).....	139
Глава 5. Специализированные импульсные генераторы	144
5.1. Блокинг-генераторы	144
5.2. Интегральные микросхемы генераторов и таймеров	153
5.3. Генераторы линейно изменяющегося напряжения.....	156
5.4. Импульсные генераторы на туннельных диодах	161
5.5. Автоколебательные генераторы на однопереходных транзисторах	165
5.6. Ждущие мультивибраторы на тиристорах.....	167
Глава 6. Импульсные цифровые устройства.....	169
6.1. Интегральные микросхемы триггеров.....	169
6.2. Элементы цифровых вычислительных устройств	183
6.3. Устройства сравнения и кодирования	192
6.4. Импульсные цифровые системы дистанционного управления	199
Глава 7. Импульсные оптоэлектронные устройства	206
7.1. Фоточувствительные приборы	206
7.2. Фоторезисторы	209
7.3. Фотодиоды	212
7.4. Фотодиоды структуры $p-i-n$ и лавинные фотодиоды	218
7.5. Фототранзисторы	221
7.6. Фототиристоры	227
7.7. Основные характеристики и параметры фоточувствительных приборов	229
7.8. Фотоприборы и операционные усилители.....	231
7.9. Светодиоды, оптопары, оптроны и оптоэлектронные микросхемы	233
Список литературы.....	241

ПРЕДИСЛОВИЕ

Импульсная техника начала бурно развиваться примерно пять десятилетий назад в связи с развитием радиолокационных систем (РЛС). В настоящее время она получила широкое распространение в радиотехнике, электронике, системах связи и вычислительной технике. Импульсные сигналы передают данные о состоянии технических объектов (в телеметрии), команды управления космическими кораблями, используются в высококачественном цифровом радиовещании и телевидении. Телевизионный кнопочный пульт позволяет на расстоянии управлять телевизором с помощью импульсов инфракрасного излучения. Спутниковая антенна принимает цифровые радиоимпульсы. Набирая номер телефона, мы посылаем импульсы телефонной станции, которая расшифровывает их и соединяет с другим абонентом.

Наиболее высокий уровень развития импульсной техники наблюдается сейчас в радиотехнических системах, системах связи, цифровой вычислительной технике и электронно-вычислительных системах, которые оперируют с импульсными электрическими сигналами. В современных вычислительных машинах тактовая частота импульсов составляет 2000 МГц и более, а передача информации в комплексах таких машин происходит со скоростью до $2 \cdot 10^9$ импульсов в секунду.

О роли электронной техники и вычислительных машин в современном обществе знает каждый человек. Многие из вас уже познакомились с персональным компьютером и научились им пользоваться. Кроме того, микропроцессоры встраивают в бытовую технику, игрушки и устройства охранной сигнализации. В этих устройствах циркулируют импульсы, из которых складываются цифры, слова и команды исполнительным устройствам. Современный автомобиль также насыщен импульсной и цифровой техникой. Импульсы используют в системах зажигания, поворотной сигнализации, охранных кодовых системах. В новых моделях автомашин установлены микропроцессоры, определя-

ющие оптимальные режимы работы двигателя. Следовательно, квалифицированный специалист в области радиотехники, электроники, автоматики, вычислительной техники, а также бытового оборудования и автодела должен знать основы импульсной техники, иметь представление о работе элементов цифровых устройств, импульсных цифровых системах передачи информации. Импульсная техника связана с контрольно-измерительной и цифровой информационно-вычислительной техникой, в которых используют сходную элементную базу и принципы построения. Знание общих принципов построения импульсных устройств позволяет легче понять устройство сложных цифровых систем сбора и обработки информации.

Импульсную технику используют и в электротехнической промышленности. Автоматические системы контроля и дистанционного управления электростанций основаны на использовании цифровых телеметрических систем, которые позволяют наблюдать за процессами и управлять объектами, находящимися за сотни километров от пункта управления.

Современная техника базируется на использовании последних достижений технологий и разнообразии базовых элементов и устройств. Курс импульсной техники, изложенный в настоящем учебном пособии, поможет ориентироваться в сложной номенклатуре изделий, узнать их возможности и позволит применять в соответствии с назначением. В учебном пособии излагаются также основные законы, действующие в импульсных электрических устройствах и цепях, поясняются физические законы, на которых базируются процессы, происходящие в полупроводниковых импульсных устройствах и базовых элементах цифровой техники.

В результате изучения дисциплины студент должен освоить:

трудовые действия

- владение способами проектирования устройств на базе последовательных и комбинационных схем;
- методами анализа и синтеза электронных устройств с учетом особенностей работы полупроводниковых приборов и микросхем в различных режимах и частотных диапазонах их применения;
- навыками работы с учебной и научной литературой;

необходимые умения

- анализировать процессы в устройствах статической и динамической памяти;

- выполнять программирование простейших микропроцессорных устройств;
- выбирать и реализовывать на практике эффективную методику экспериментального исследования параметров и характеристик приборов, схем, устройств и установок электроники и нанoeлектроники различного функционального назначения;

необходимые знания

- принципы работы импульсных и цифровых устройств;
- современная аналоговая и цифровая элементная база средств вычислительной техники;
- методы проектирования и расчета элементов и узлов электронных устройств обработки информации;
- системы команд и процессы их выполнения в микропроцессорных устройствах.

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

АИМ	— амплитудная импульсная модуляция
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
АЦП	— аналогово-цифровой преобразователь
БГ	— блокинг-генератор
БИС	— большая интегральная схема
БП	— блокинг-процесс
ВАХ	— вольт-амперная характеристика
ВК	— варикап
ВЧ	— высокочастотный
ВУФ	— вакуумное ультрафиолетовое (излучение)
ГЛИН	— генератор линейно изменяющихся напряжений
ГСИ	— генератор счетных импульсов
ГТИ	— генератор тактовых импульсов
ДТЛ	— диодно-транзисторная логика
ДУ	— дистанционное управление
ИК	— инфракрасное (излучение)
ИКМ	— импульсно-кодовая модуляция
ИМС	— интегральная микросхема
ИС	— интегральная схема
КВ	— коротковолновый
КМОП	— комплементарная технология металл — окисел — полупроводник
ЛАХ	— люкс-амперная характеристика
ЛАЧХ	— логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
МДП	— металл — диэлектрик — проводник
МОП	— металл — окисел — полупроводник
МЭТ	— многоэмиттерный транзистор
НЧ	— низкочастотный
ОБ	— общая база
ОБП	— обратный блокинг-процесс
ОК	— общий коллектор
ООС	— отрицательная обратная связь
ОПТ	— однопереходный транзистор
ОС	— обратная связь
ОЭ	— общий эмиттер
ОУ	— операционный усилитель
ПБП	— прямой блокинг-процесс
ПОС	— положительная обратная связь

ПНК — преобразователь напряжение—код
РЛС — радиолокационная система
РТЛ — резисторно-транзисторная логика
СБИС — сверхбольшая интегральная схема
СД — светодиод
СДУ — система дистанционного управления
СТ — стабилитрон
ТД — туннельный диод
ТЛ — транзисторная логика
ТТЛ — транзисторно-транзисторная логика
УГО — условно-графическое обозначение
УКВ — ультракоротковолновой
УПТ — усилитель постоянного тока
УФ — ультрафиолетовое (излучение)
ФД — фотодиод
ФЧХ — фазочастотная характеристика
ЦАП — цифроаналоговый преобразователь
ЦЭВМ — цифровые электронные вычислительные машины
ЧИМ — частотная импульсная модуляция
ШИМ — широтная импульсная модуляция

ГЛАВА 1

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИМПУЛЬСЫ И ФОРМЫ ИХ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

1.1. История развития и области применения импульсной техники

Импульсная техника получила широкое распространение примерно шесть десятилетий назад в связи с развитием радиолокационных систем. В радиолокации используются мощные зондирующие радиоимпульсы, посылаемые узконаправленной антенной в пространство. Радиоволны отражаются от металлических и диэлектрических поверхностей различных предметов и возвращаются к антенне, которая после окончания зондирующего импульса переключается на чувствительный радиоприемник. Если на пути радиолуча нет отражающих предметов, то на входе приемника сигнал очень слабый. При появлении в зоне луча отражающего объекта сигнал резко возрастает и индикаторные устройства (экраны радиолокатора) фиксируют появление объекта (цели) в виде яркой точки на более темном фоне.

По длительности задержки отраженного радиоимпульса относительно зондирующего можно точно определить расстояние до цели. Зная направление луча, в момент приема отраженного импульса можно определить также высоту полета цели и ее точные географические координаты. По доплеровскому смещению частоты определяется и скорость движения цели. При этом оказывается, что дальность и точность определения координат зависят от длительности импульса, его амплитуды и формы. Современные радиолокационные системы позволяют «видеть» на расстояние до 1000 км с точностью определения дальности ± 100 м. При этом скорость определяется в пределах от 5 до 20 000 км/ч с точностью ± 1 км/ч.

Большинство современных радиотехнических систем передачи информации работает в прерывистом импульсном режиме. В системах дальней коротковолновой (КВ) и ультракоротковолновой (УКВ) радиосвязи используется работа на ключе. Наиболее качественная передача звука и телевизионного изображения осуществляется в цифровом виде в режиме импульсно-кодовой модуляции. Широко используются цифровые радиорелейные и спутниковые системы связи.

Импульсный режим в радиотехнических системах связи позволяет развить в импульсе большую мощность сигнала, перекрыва-

Таблица 1.1

Развитие элементной базы импульсных устройств

Этап	Годы	Базовый элемент	Число элементов в устройстве	Область применения
1	1930—1950	Радиолампа	10—20	Радиостанция на ключе, РЛС, радио
2	1950—1965	Транзистор	100—1000	Радио, РЛС, сонары, телевидение, дальномеры, цифровые электронные вычислительные машины
3	1965—1975	Транзисторы, логические элементы, интегральные схемы (ИС)	1000—10 000	РЛС, сонары, лидары, ЦЭВМ, спутниковые системы связи и навигации и цифровые системы связи, УКВ радиосвязь, телевидение
4	1975—1980	Большие интегральные схемы (БИС)	10 000—100 000	Цифровые РЛС, сонары, лидары; цифровые системы связи, радио и телевидение; вычислительные комплексы, системы управления летательными аппаратами
5	1980—1995	Сверхбольшие интегральные схемы (СБИС), БИС, гибридные БИС, микропроцессорные ИС	$10^6—10^{12}$	Цифровые РЛС, сонары, лидары, навигационные системы; спутниковые и волоконно-оптические цифровые системы связи, радио и телевидение; вычислительные комплексы, системы управления летательными и космическими аппаратами
6	1995—2000	Однокристальные микропроцессоры и микроЭВМ, цифровые устройства для записи звука и изображения	$10^{10}—10^{15}$	Все современные системы передачи и извлечения информации, вычислительные комплексы, системы навигации и управления, цифровое радиовещание и телевидение, цифровая запись звука и изображения

ющую радиопомехи. При этом средняя мощность передатчика может быть сравнительно низкой.

Развитие акустоэлектронных систем извлечения информации, работающих по принципу радиолокатора, потребовало разработки мощных импульсных ультразвуковых генераторов и соответствующих систем обработки отраженных акустических сигналов сложной формы. Современные акустические импульсные системы (сонары) позволяют «видеть» внутренние органы человека, исследовать недра Земли до глубины 5 км, «видеть» в морской глубине рыбные косяки и подводные лодки на расстоянии до 10 км.

С появлением мощных импульсных оптических излучателей направленного действия (лазеров) начали интенсивно развиваться оптические системы получения информации. По аналогии с радиолокационными системами (радарами) такие системы называли лидарами. Современные лидары позволяют определять расстояние от Земли до Луны с точностью нескольких метров, наблюдать искривление земной поверхности во время приливов, определять координаты спутников и летающих объектов, состав атмосферы и наличие в ней загрязняющих примесей и т. д.

Наряду с радиотехническими системами шло развитие вычислительной техники и электронно-вычислительных систем, которые также оперируют с импульсными электрическими сигналами.

Современные вычислительные машины имеют тактовую частоту 1800 МГц, а в современных вычислительных комплексах передача информации происходит со скоростью до $2 \cdot 10^9$ импульсов в секунду.

Развитие импульсной техники происходило на базе совершенствования импульсных функциональных устройств: импульсных генераторов, усилителей, электронных ключей, логических элементов, формирователей импульсов специальной формы, модуляторов, компараторов и т. п. Этапы развития импульсной техники показаны в табл. 1.1.

Более подробно с развитием импульсной техники можно ознакомиться в работах [1—6, 15].

1.2. Основные понятия и определения

Изучая настоящий учебник, читатель столкнется с множеством понятий (терминов), встречающихся только в радиоэлектронике. Рассмотрим основные из них.

Импульсная техника — это раздел радиотехники (радиоэлектроники), связанный с изучением способов и устройств формиро-

вания электрических импульсов тока и напряжения, методов измерения их параметров, преобразования и исследования поведения в электрических цепях.

Электрический импульс — это кратковременное изменение тока или напряжения от нулевого значения в положительную или отрицательную сторону. Соответственно такой импульс называют *положительным* и *отрицательным*. Его удобно наблюдать на экране осциллографа.

Импульсные устройства — это устройства, предназначенные для формирования (генерирования) электрических импульсов, их усиления и преобразования.

К импульсным устройствам относятся: генераторы, усилители напряжения, тока и мощности, преобразователи, инверторы импульсов, умножители и делители частоты, модуляторы, коммутирующие ключи. Импульсные устройства являются элементами цифровой техники и используются в цифровых электронно-вычислительных машинах (ЦЭВМ), например триггеры, логические устройства, релаксаторы, компараторы и т.п.

К устройствам исследования импульсов, измерения их характеристик и импульсных процессов в электрических цепях относятся: электронные вольтметры, осциллографы, частотомеры, измерители передаточных характеристик, измерительные устройства на основе микропроцессоров и ЦЭВМ.

1.3. Виды электрических импульсов

Наиболее часто в радиотехнике и цифровых вычислительных устройствах используются *прямоугольные* импульсы длительностью τ (рис. 1.1, а). Такие импульсы формируются ключевыми схемами, например триггерами.

Экспоненциальные импульсы формируются из-за влияния емкостей, сопротивлений и индуктивностей на начальный и конечный участки прямоугольного импульса (рис. 1.1, б).

Пилообразные и *треугольные* импульсы (импульсы линейно нарастающего напряжения) используют в схемах развертки осциллографов и электронно-лучевых индикаторов (рис. 1.1, в).

В некоторых случаях для исследования статистических закономерностей в электрических цепях используют *колоколообразные* импульсы (рис. 1.1, г).

Перечисленные импульсы напряжения называют *видеоимпульсами*. Если внутри импульса происходят колебания напряжения определенной частоты, то этот импульс называется *радиоимпульсом* (рис. 1.1, д). Такие импульсы используют в радиолокаторах, а способ их получения называется *импульсной модуляцией радиосигнала* (импульс с высокочастотным заполнением). Кроме радио-

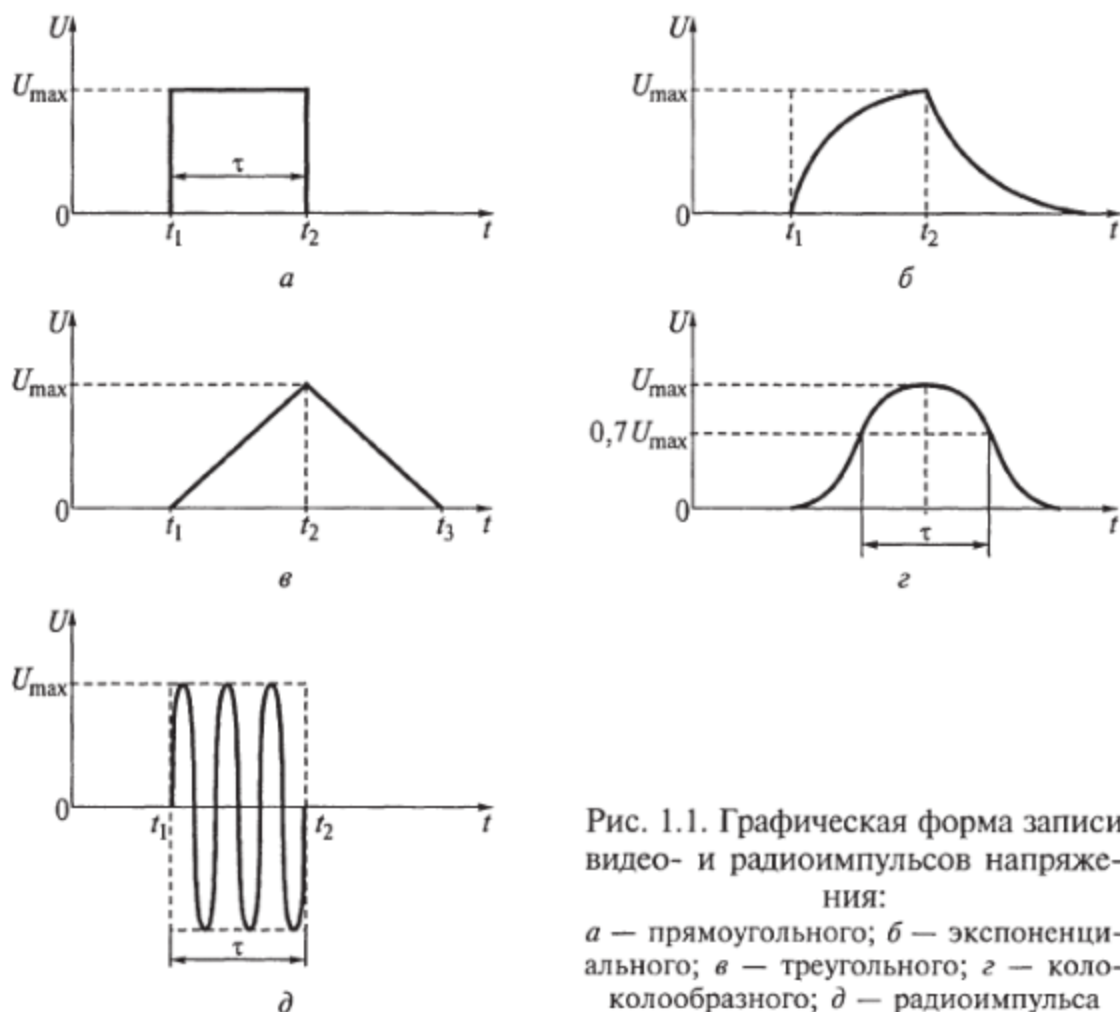


Рис. 1.1. Графическая форма записи видео- и радиоимпульсов напряжения:

а — прямоугольного; *б* — экспоненциального; *в* — треугольного; *г* — колоколообразного; *д* — радиоимпульса

локации, радиоимпульсы используют в многоканальной радиосвязи для одновременной передачи нескольких сообщений.

1.4. Формы представления импульсов

Импульсы или их последовательность можно описать в графической, аналитической и спектральной формах представления.

Графическую форму представления импульсов (см. рис. 1.1) можно наблюдать на экране осциллографа. Любой импульс можно представить в следующих аналитических формах.

1. Видеоимпульсы прямоугольной формы:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t_1 < t < t_2; \\ U_{\max} & \text{при } t_1 \leq t \leq t_2, \end{cases}$$

где $u(t)$ — изменение напряжения; U_{\max} — максимальное значение напряжения; t — текущее время; t_1 — время начала импульса; t_2 — время окончания импульса.

2. Видеоимпульсы экспоненциальной формы:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < t_1; \\ U_{\max} [1 - \exp(-\alpha(t - t_1))] & \text{при } t_1 \leq t \leq t_2; \\ U_{\max} \exp(-\alpha(t - t_2)) & \text{при } t > t_2, \end{cases}$$

где \exp — основание натурального логарифма; α — коэффициент, характеризующий скорость изменения напряжения.

3. Видеоимпульсы треугольной формы:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t_1 > t > 2t_2 - t_1; \\ U_{\max} \alpha(t - t_1) & \text{при } t_1 \leq t \leq t_2; \\ U_{\max} (1 - \alpha(t - t_2)) & \text{при } t_2 < t \leq 2t_2 - t_1. \end{cases}$$

4. Радиоимпульсы колоколообразной формы:

$$u(t) = U_{\max} \exp(-t^2/2t_0^2),$$

где t_0 — постоянная величина, равная половине протяженности импульса, определяемого на уровне $0,7 U_{\max}$.

5. Радиоимпульсы прямоугольной формы:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t_1 > t > t_2; \\ U_{\max} \sin \omega(t - t_1) & \text{при } t_1 < t < t_2, \end{cases}$$

где ω — циклическая частота колебаний.

Спектральная форма описания импульсов основана на известной в математике теореме Фурье о том, что всякая функция изменения во времени может быть представлена рядом гармонических колебаний:

$$u(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^n (A_k \sin \omega_k t + B_k \cos \omega_k t),$$

где A_0 — постоянная составляющая сигнала; A_k и B_k — коэффициенты, характеризующие амплитуды гармонических колебаний с циклической частотой ω_k ; k и n — порядковый номер гармоники и общее число гармоник соответственно. Коэффициенты A_0 , A_k и B_k определяются по следующим формулам:

$$\begin{aligned} A_0 &= 2 \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) dt; \\ A_k &= \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \sin \omega_k t dt; \\ B_k &= \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cos \omega_k t dt. \end{aligned}$$

Таким образом, зная функцию импульса, можно математически определить набор характерных частот и амплитуд гармонических сигналов, из которых он формируется. И наоборот, по такому набору можно восстановить функцию.

В общем случае полный спектр $S(\omega)$ функции времени $u(t)$ определяется с помощью интеграла Фурье:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \exp(-j\omega t) dt,$$

где $\exp(-j\omega t) = \cos \omega t + j \sin \omega t$ — комплексная функция гармонических колебаний; $j = \sqrt{-1}$ — обозначение ее мнимой части.

Эта формула позволяет рассчитать амплитудные распределения гармонических составляющих от частоты, т. е. получить спектральное распределение.

По спектральному распределению $S(\omega)$ можно восстановить функцию $u(t)$ с помощью обратного преобразования Фурье:

$$u(t) = 1 / 2\pi \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \exp(-j\omega t) d\omega.$$

Между прямым и обратным преобразованием Фурье существует взаимно однозначное соответствие.

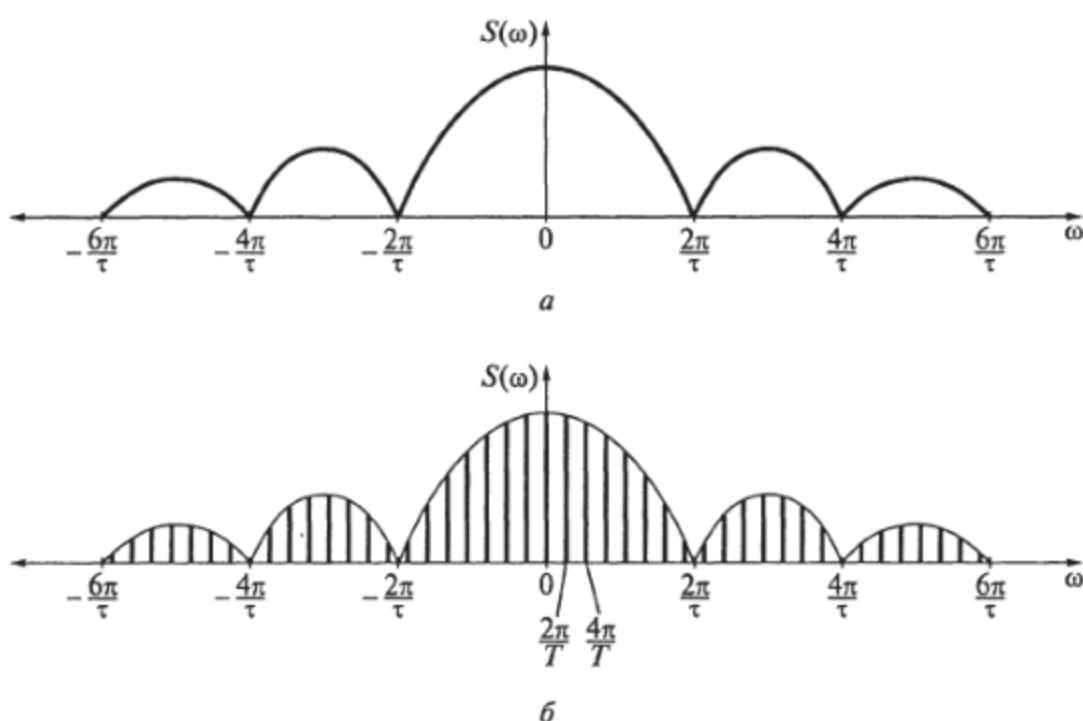


Рис. 1.2. Спектральные функции:

a — одиночного импульса; b — импульсной последовательности

Спектр одиночного импульса длительностью τ и амплитудой U_{\max} можно представить огибающей функцией:

$$S(\omega) = U_{\max} \sin(\omega\tau)/\tau.$$

Первый минимум функции $S(\omega)$ соответствует частоте $\omega_1 = 2\pi/\tau$ (рис. 1.2). Учитывая, что 70 % мощности приходится на спектральную область от $-\omega_1/2$ до $+\omega_1/2$, получим выражение для спектральной полосы одиночного импульса $\Delta\omega$, измеренной по уровню 0,7 от максимума $S(\omega)$:

$$\Delta\omega = 2\pi/\tau.$$

Следовательно, чем короче импульс, тем шире спектральная полоса сигнала и наоборот, чем больше длительность импульса, тем уже спектральная полоса сигнала.

Спектральная функция последовательности импульсов с длительностью τ , амплитудой U_{\max} и периодом T имеет вид набора спектральных составляющих (см. рис. 1.2, б). Первая гармоника имеет частоту $\omega_1 = 2\pi/T$, последующие являются кратными первой $\omega_n = 2\pi n/T$, где n — номер гармоники. Амплитуда гармоник меняется по закону спектрального распределения одиночного импульса с длительностью τ .

1.5. Последовательности импульсов напряжения

Во многих случаях в радиотехнике и электронике применяют импульсные последовательности, т. е. импульсы напряжения (или тока), повторяющиеся через равные промежутки времени. Основными характеристиками импульсной последовательности являются: период следования импульсов, частота следования импульсов, длительность импульса и скважность (рис. 1.3, а).

Период следования импульсов — это промежуток в течение которого проходит полный цикл изменения напряжения, после которого закон изменения напряжения повторяется, т. е. $u(t) = u(t + T)$.

Частота следования импульсов — это величина, обратная периоду следования импульсов:

$$F = 1/T.$$

Она определяет число импульсов в секунду и измеряется в Герцах (1/с).

Длительность импульса (от середины фронта до середины среза) и его *амплитуда* (максимальное значение отклонения напряжения) являются основными характеристиками прямоугольного импульса.

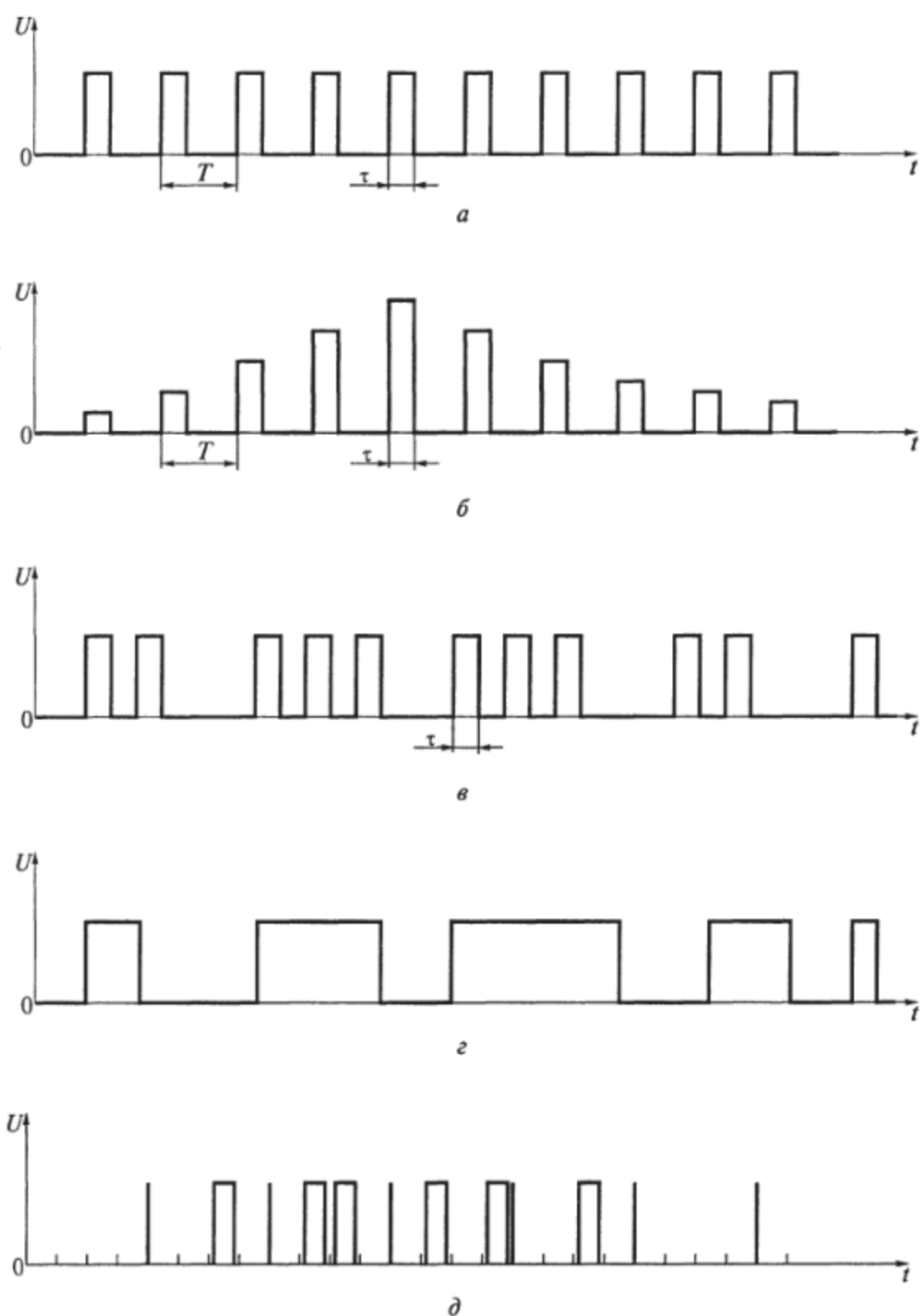


Рис. 1.3. Импульсные последовательности, применяемые в радиотехнике и электронике:

а — периодическая немодулированная; *б* — с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ); *в* — с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ); *г* — с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ); *д* — с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ)

Скважностью импульса называют отношение периода следования импульсов к длительности импульса:

$$M = T/\tau.$$

Величина, обратная скважности, называется коэффициентом заполнения периода импульса.

Меандром называется последовательность импульсов с длительностью, равной половине периода импульса. Следовательно, для меандра $M = 2$. В радиолокации применяют, как правило, очень короткие импульсы длительностью 1...2 мкс при периоде следования 1...2 мс. Следовательно, скважность составляет около 1000. Скважностью называют также отношение мощности, развиваемой в импульсе, к средней мощности за период следования импульсов, т.е. при средней мощности радиолокатора 1 Вт можно за период T накопить энергию в конденсаторах для импульса мощностью 1 кВт.

Кроме периодической последовательности импульсов равной амплитуды, периода и длительности в радиотехнических системах применяют импульсные последовательности с различными видами модуляции, при которых изменяются параметры последовательности импульсов (рис. 1.3, б—д).

Наибольшее распространение при передаче информации получила импульсно-кодовая модуляция. На рис. 1.3, д толстыми вертикальными линиями обозначены интервалы, выделяемые под двоичную кодовую последовательность, а малыми тонкими линиями на оси времени выделены интервалы под импульс. Если импульс есть, он воспринимается как логическая 1, если импульса нет — это 0.

Преимуществом передачи информации в виде импульсной последовательности, по сравнению с непрерывной, является возможность развить большую мощность в импульсе и повысить уровень сигнала над уровнем помех. Поэтому для дальней радиосвязи используют, например, работу ключом с помощью азбуки Морзе, а в современных цифровых системах радиосвязи и телевидения используют импульсно-кодовую модуляцию.

1.6. Одиночные импульсы в импульсных и цифровых устройствах

В настоящее время в импульсных и цифровых устройствах используются очень короткие импульсы, близкие к прямоугольным. В таких импульсах возникают отклонения от прямоугольной формы, связанные с влиянием индуктивностей и емкостей соединительных цепей. Для описания формы прямоугольного импульса используют следующие параметры: его длительность и амплитуду, длительности фронта и среза, спад амплитуды, длительность спада амплитуды.

Рассмотрим указанные параметры на примере (рис. 1.4). Импульс имеет хорошо выраженные фронт, вершину и срез (задний спад).

Амплитуду импульса U_{\max} измеряют по максимальному отклонению импульса или тока от начального уровня.

Длительность импульса τ измеряется, как правило, по уровню $0,5 U_{\max}$ от напряжения фронта до среза. Длительность фронта $\tau_{\text{ф}}$ измеряют по изменению напряжения в импульсе от $0,1 U_{\max}$ до $0,9 U_{\max}$.

Длительность переходного процесса $\tau_{\text{п}}$ на вершине импульса измеряют от момента достижения напряжения U_{\max} до $0,9 U_{\max}$. Длительность среза импульса $\tau_{\text{с}}$ измеряют от начала среза до достижения $0,1 U_{\max}$ уровня напряжения. Время возврата $\tau_{\text{в}}$ измеряют от начала спада импульса до момента установления колебаний в пределах $0,1 U_{\max}$.

Чем больше быстродействие импульсных устройств, тем меньше длительности фронта и среза, а форма импульса ближе к прямоугольной. Обычно длительности фронта и среза составляют несколько процентов от длительности импульса. Иногда форму фронтов импульса характеризуют *крутизной*, т.е. отношением амплитуды к длительности фронта или среза.

Спад напряжения на вершине импульса характеризуют коэффициентом спада:

$$K_{\text{с}} = \Delta U_{\text{м}} / U_{\max},$$

где $\Delta U_{\text{м}}$ — напряжение спада вершины до $0,9 U_{\max}$.

Коэффициент спада импульса обычно не превышает 0,01 и характеризует качество формирующей импульсной системы.

Цифровые логические и арифметические устройства оперируют импульсами напряжения, воспринимая положительное напряжение как логическую 1, а отсутствие напряжения — как 0. Из-за наличия в цепях наводок и колебаний напряжения важно определить какому уровню напряжения U_0 и U_1 соответствуют логические 0 и 1. Критерием для принятия решения является пороговое напряжение $U_{\text{п}}$. Если уровень напряжения больше порогового, то оно воспринимается как логическая 1, если меньше, — то как 0. Сигнал, имеющий два уровня (0 и 1), называется *цифровым*. Например, для транзисторно-транзисторных логических элементов $U_{\text{п}} = 2 \text{ В}$, $U_0 = (0 \pm 2) \text{ В}$, $U_1 = (5 \pm 2) \text{ В}$.

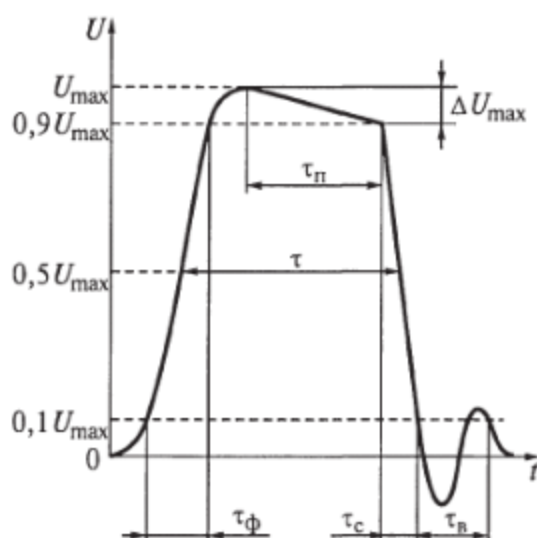


Рис. 1.4. Параметры прямоугольного импульса напряжения

При прохождении импульса по электрическим цепям их форма искажается. Иногда это необходимо для определенных целей, например удвоения частоты импульсов. Поэтому важно знать законы распространения и преобразования импульсов в электрических цепях.

Контрольные вопросы

1. Что такое импульсная техника, какие классы устройств она включает в себя?
2. Что такое импульс и как его можно наблюдать?
3. Какие виды импульсов вы знаете и какими параметрами они характеризуются?
4. Что такое видео- и радиоимпульсы? Какими характеристиками они обладают?
5. Каким образом можно описать импульсы аналитически и графически?
6. Объясните, что такое ряд Фурье и интеграл Фурье.
7. Зачем нужно преобразование из временной области в спектральную и наоборот?
8. Какие параметры характеризуют последовательность импульсов?
9. Дайте определения понятиям «скважность» и «меандр».
10. Что такое модуляция и какие виды модуляции вы знаете?
11. Какие параметры характеризуют одиночный импульс?
12. В чем преимущества импульсной передачи информации?
13. Что такое АИМ, ШИМ и ЧИМ?
14. Что такое ИКМ и в чем ее преимущества?
15. Какие области применения импульсной техники вы знаете?
16. Как изменялась элементная база импульсной техники и на каких устройствах основана современная импульсная техника?

ГЛАВА 2

ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ И МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

2.1. Электронные ключи на различных базовых элементах

Формирование импульсных сигналов осуществляется на различной элементной базе в зависимости от требований, предъявляемых к импульсному устройству. Однако существуют некоторые общие принципы построения каскадов, формирующих одиночные импульсы и периодические последовательности. Для формирования одиночных импульсов применяют электронные ключи, ключевые каскады, триггеры, комбинаторные цифровые устройства и ждущие генераторы, которые могут быть реализованы на электронных лампах, транзисторах и логических элементах. Особый класс электронных ключей представляют ключи на фотоэлектронных элементах. Термином «ключ» в автоматике обозначают многоконтактный ручной переключатель, а в радиотехнике — «радиоключ», предназначенный для передачи сообщений азбукой Морзе. В импульсной технике применяют электронные ключи на электронных лампах, транзисторах, оптронах и других полупроводниковых устройствах (рис. 2.1). Основное их назначение — осуществлять операции включения и выключения (ON и OFF).

Электронные ключи — это устройства, резко изменяющие внутреннее сопротивление под воздействием управляющего сигнала. Они используются для включения и отключения различных цепей и устройств, источников питания и нагрузки высокого и низкого напряжений, слабых и сильных токов.

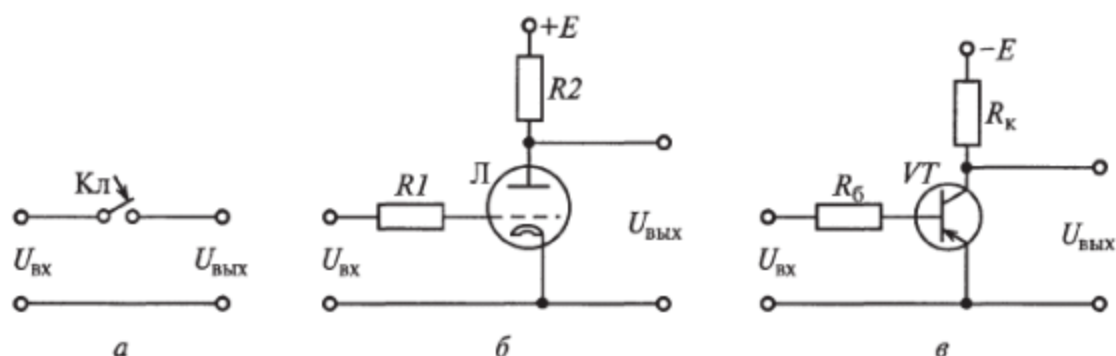


Рис. 2.1. Схемы включения и обозначения ключей:
а — радиоключ (Кл); б — ключ на радиолampe (Л); в — ключ на транзисторе (VT)

С развитием импульсных цифровых устройств, под термином «ключ» стали понимать элемент, работающий по принципу «да» и «нет» (замкнуто — разомкнуто). Основой схем таких ключей являются: полупроводниковые приборы, электронные лампы, цифровые логические схемы, фотоэлементы и др.

Рассмотрим особенности работы электронных ключей на различных элементах.

Диодные ключи. Диодным называется ключ на ламповых или полупроводниковых диодах. Применяют последовательную и параллельную схемы диодных ключей [7]. Схемы последовательных диодных ключей работают на принципе управляемого изменения сопротивления R (рис. 2.2, а). Полупроводниковый диод пропускает ток только в одном направлении (от плюса к минусу). Изменяя опорное напряжение U_0 , можно менять момент включения и выключения ключа. Переход ключа из положения «выключен» в положение «включен» происходит при подаче на вход напряжения $U_{вх} > U_0$.

Когда диод открыт, ключ включен (замкнут), а напряжение на выходе практически равно напряжению на входе схемы, так как его прямое сопротивление значительно меньше сопротивления нагрузки. Когда диод закрыт (заперт), ключ разомкнут, а напряжение на выходе равно опорному напряжению.

При прохождении через ключ коротких импульсов с крутыми фронтами на них влияют паразитные емкости диода C_d и нагрузки C_H (включая емкость монтажных проводников). Чем больше

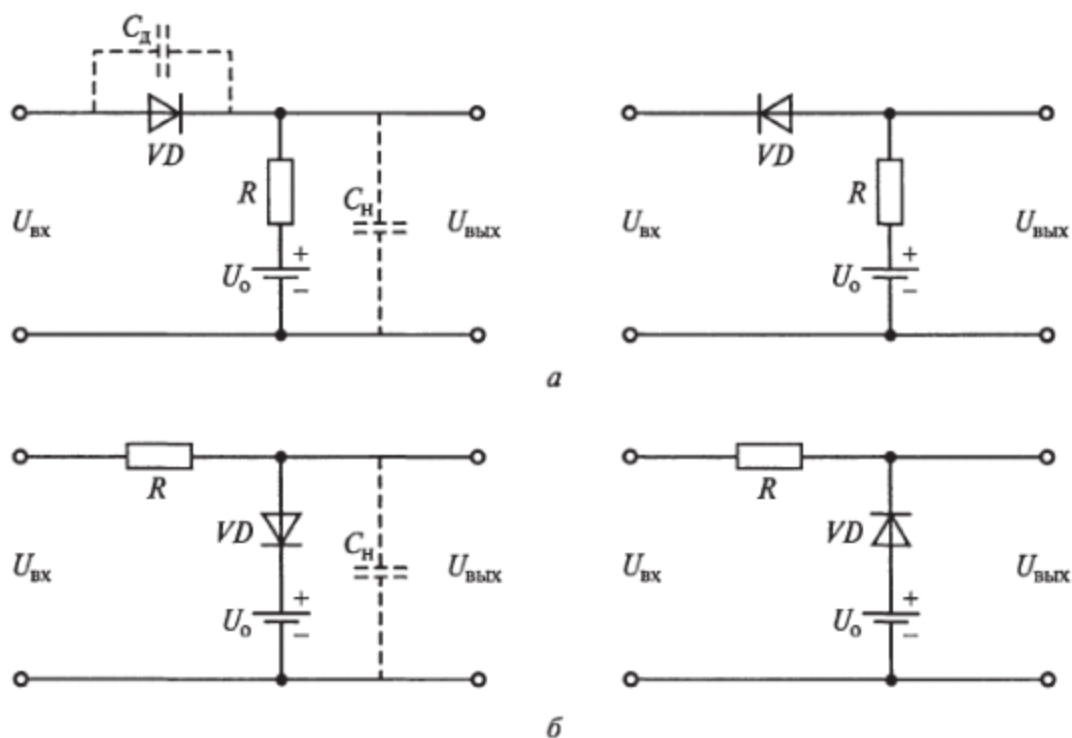


Рис. 2.2. Схемы диодных ключей:
а — последовательные; б — параллельные

емкость нагрузки, тем больше время заряда и разряда, т.е. увеличивается длительность переходных процессов установления напряжения при коммутации ключа и уменьшается его быстродействие.

В схемах параллельных диодных ключей при разных направлениях включения диодов, как и в предыдущем случае, полупроводниковый диод пропускает ток только в одном направлении (от плюса к минусу) при $U_{вх} > 0$ (рис. 2.2, б). Если на диод подано опорное напряжение U_0 , то переход ключа из положения «выключен» в положение «включен» происходит при $U_{вх} > U_0$. Изменяя опорное напряжение, можно менять момент включения и выключения ключа.

Когда диод закрыт, ключ разомкнут (выключен), а напряжение на выходе $U_{вых} = U_{вх}$, если сопротивление нагрузки значительно больше, чем сопротивление диода в прямом направлении. Когда диод заперт, ключ включен (замкнут), а $U_{вых} > U_0$.

Ламповые электронные ключи. В качестве ключа может использоваться электронная лампа. В схеме электронного ключа на основе трехэлектродной лампы (триода) положительное напряжение питания E приложено к аноду (см. рис. 2.1, б). Запирание (отсечка тока) лампы происходит, когда напряжение на сетке $U_{вх}$ отрицательно по отношению к катоду. При этом ток через лампу не проходит, сопротивление лампы велико, а напряжение на аноде $U_{вых}$ практически равно напряжению питания ($+E$).

При подаче на сетку положительного напряжения по отношению к катоду в лампе возникает анодный ток. Внутреннее сопротивление лампы становится меньше сопротивления резистора R_2 в анодной цепи, а следовательно, на аноде напряжение резко снижается. Таким образом, положительный потенциал на сетке вызывает уменьшение напряжения на выходе ключевого каскада.

При подаче на вход каскада короткого импульса с резкими фронтами сказываются паразитные емкости монтажа, сетка — катод, анод — катод, емкость нагрузочной цепи. На выходе электронного ключа при коммутации формируются импульсы спада напряжения с пологими фронтами. Обычно на выходе электронного ключа устанавливают разделительный конденсатор или разделительную цепь с импульсным трансформатором. На выходе конденсатора формируется отрицательный импульс, а на выходе трансформатора — положительный или отрицательный (в зависимости от подключения к вторичной обмотке).

В связи с особенностями режимов работы электронных ламп и малыми токами в них, для повышения эффективности работы электронных ключей применяют более сложные электронные лампы — четырехэлектродные (тетроды) и пятиэлектродные (пентоды).

Транзисторные ключи. В качестве ключа может использоваться транзистор (рис. 2.3). Работа ключа на транзисторе типа $p-n-p$,

собранного по схеме с общим эмиттером, определяется режимами запираения (отсечки) и насыщения транзистора. Режим отсечки возникает при закрытом состоянии $p-n$ -переходов (эмиттерного и коллекторного), т.е. когда напряжение на базе E_6 положительно по отношению к эмиттеру и коллектору. Транзистор $n-p-n$ -типа при такой схеме включения будет закрыт при отрицательном напряжении на базе. В режиме отсечки транзистора коллекторный и эмиттерный токи не равны нулю, в отличие от электронной лампы, у которой в режиме запираения анодный и сеточный токи равны нулю. Через коллекторный переход проходит обратный коллекторный ток $I_{к.о}$, равный тепловому, а базовый ток практически равен коллекторному. Обратный ток эмиттерного перехода очень мал и не сказывается на токе базы.

Напряжение на коллекторе закрытого транзистора является напряжением выхода ключа

$$U_{\text{вых}} = E_k - I_{к.о} R_k,$$

где E_k — напряжение на коллекторе; R_k — сопротивление коллектора. Ток $I_{к.о}$ у плоскостных транзисторов при 20°C составляет примерно 5 мкА и растет с увеличением температуры. Повышение температуры перехода на 10°C у всех полупроводников вызывает увеличение теплового тока в два раза. При температуре 60°C ток достигнет максимального значения 80 мкА. Обычно сопротивление подбирают так, чтобы при максимальной рабочей температуре (и максимальном коллекторном токе) падение напряжения было много меньше E_k . Следовательно, напряжение на выходе транзисторного ключа будет примерно равным E_k .

Транзистор полностью открыт, когда оба $p-n$ -перехода открыты, т.е. когда напряжение база—эмиттер и база—коллектор меньше нуля ($U_{6-э} < 0$ и $U_{6-к} < 0$). Для транзистора $n-p-n$ -типа режим полностью открытого перехода возникает при $U_{6-э} > 0$ и $U_{6-к} > 0$.

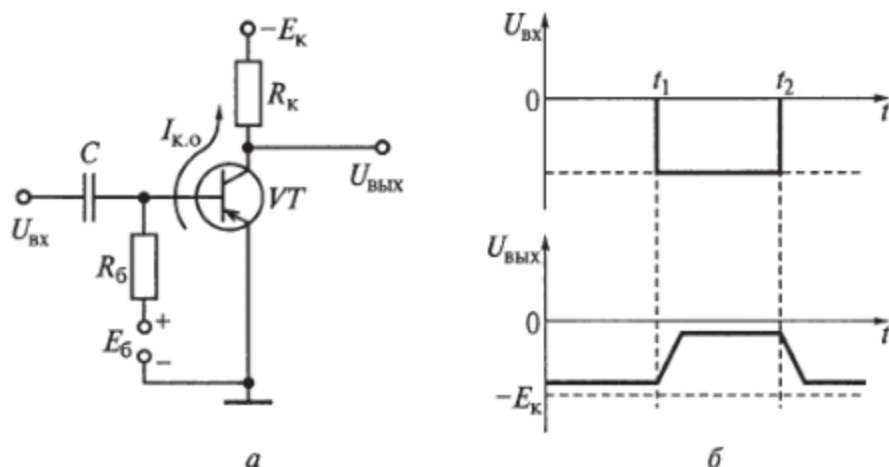


Рис. 2.3. Электрическая схема транзисторного ключа, работающего на замыкание (а) и его эпюры напряжений (б)

В этом случае говорят, что транзистор находится в режиме насыщения. В режиме насыщения транзистора по току его внутреннее сопротивление близко к нулю, а коллекторное напряжение уменьшается почти до нуля ($\approx 0,2$ В). Напряжение база — эмиттер также почти равно нулю. Таким образом, если транзистор полностью открыт, то его можно рассматривать как проводник с короткозамкнутыми электродами. Если эмиттер заземлен, то потенциалы всех электродов будут равными нулю. Следовательно, при коммутации транзисторного ключа на коллекторе создается перепад напряжения от E_k до нуля.

Ток транзистора в режиме насыщения ограничен внешней по отношению к транзистору цепью и равен $I_k = E_k / R_k$. Для достижения режима насыщения необходимо создать ток базы больше, чем $I_k / \beta = E_k / (\beta R_k)$, где β — коэффициент усиления транзистора в схеме с общим эмиттером. Чем больше ток базы, тем больше степень насыщения.

Необходимо отметить, что при передаче через ключ коротких импульсов с крутыми фронтами, на скорость переключения влияют емкости p — n -переходов и емкость нагрузки, включая емкость монтажа. Кроме того, коллекторный ток не меняется скачком из-за конечной скорости диффузионных процессов в транзисторе. Для устранения задержки при открытии и запираании транзисторного ключа вводится нелинейная обратная связь, при которой ключ работает в ненасыщенном режиме.

Ключи на полевых транзисторах. Полевые транзисторы строятся на МДП-структурах (металл — диэлектрик — полупроводник). Иногда их называют также МОП-структурами (металл — окисел — полупроводник). Основой устройства полевых транзисторов с встроенным каналом (рис. 2.4, а) служит подложка из полупроводника дырочного типа (p -типа). В верхней части подложки сформирован электропроводный канал из полупроводника n -типа и две n^+ -области с увеличенной проводимостью, выполняющие роль токосъемов канала, на которые нанесены металлические контакты «исток» (И), «сток» (С). Встроенный канал покрыт диэлектриком, на который нанесен металлический плоский электрод — «затвор» (З).

Полевой МДП-транзистор с встроенным каналом проводимости работает следующим образом. При подаче на затвор положительного напряжения n -канал обогащается электронами и сопротивление его уменьшается. Если на затвор подается отрицательное напряжение, то электроны вытесняются в p -область и n -канал обедняется. Проводимость его резко снижается, повышается сопротивление, а ток между «истоком» и «стоком» уменьшается. Плавное изменение напряжения на затворе приводит к постепенному (линейному) изменению тока между «истоком» и «стоком».

Полевой МДП-транзистор без встроенного канала работает аналогично, но имеет некоторые особенности (рис. 2.4, б). При нулевом напряжении на затворе n^+ -области проводимости разделены

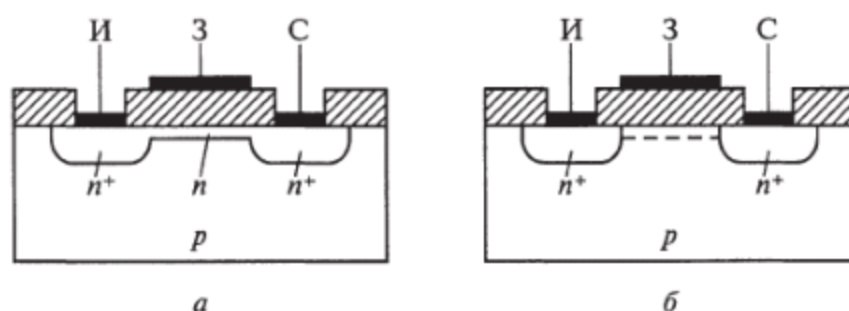


Рис. 2.4. Полупроводниковые структуры МДП (МОП) полевых транзисторов с встроенным (а) и индуцированным (б) каналами

полупроводниковой областью p -типа и ток между ними не проходит. При подаче положительного напряжения на затвор к области под затвором притягиваются электроны и отталкиваются «дырки». Концентрация электронов в поверхностном слое увеличивается, и полупроводник приобретает проводимость. Таким образом, в нем создается (индуцируется) канал проводимости. В отличие от транзистора с встроенным каналом, этот полевой транзистор пропускает ток (открывается) только при положительном напряжении на затворе. Эта особенность хороша для ключевых импульсных схем, где важно четко различать положения «включен» и «выключен».

Особенность работы ключей на полевых транзисторах является большое внутреннее сопротивление, они управляются не током, а напряжением U_c (рис. 2.5, а). Такие ключи имеют большой коэффициент усиления и могут использоваться как однокаскадные усилители напряжения.

Наиболее часто в качестве ключевого элемента используют МОП-транзисторы с индуцированным каналом. По сравнению с ключами на биполярных транзисторах они имеют ряд преимуществ: высокое входное сопротивление, малые токи, хорошие частотные характеристики, радиационную стойкость.

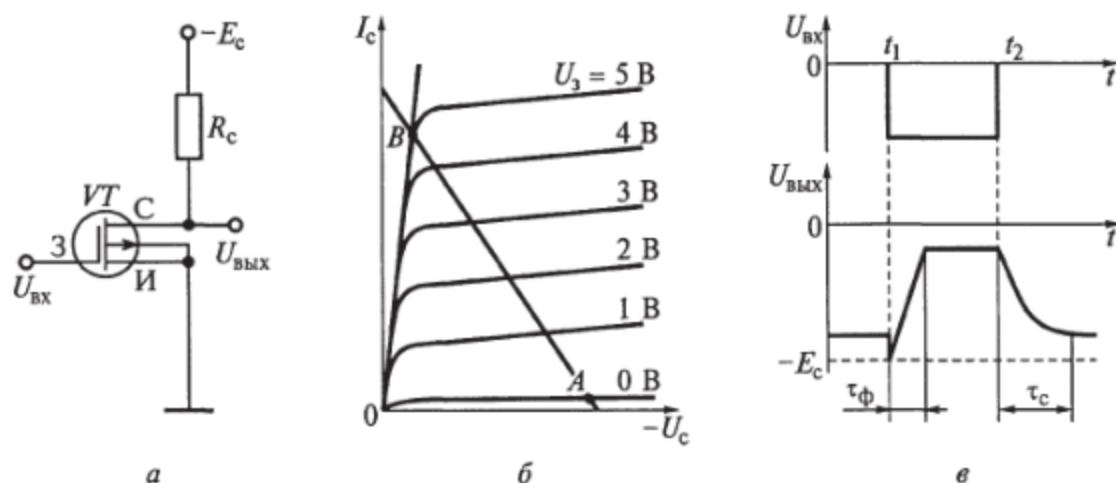


Рис. 2.5. Электрическая схема транзисторного ключа на полевом транзисторе (а), семейство его ВАХ (б) и эпюры напряжений (в)

На семействе вольт-амперных характеристик (ВАХ) для тока стока при разных значениях управляющего напряжения на затворе U_z режим отсечки обозначен точкой A , а критический режим — точкой B (рис. 2.5, б). При критическом режиме и режиме насыщения пропадает зависимость между входным и выходным сигналами, т.е. теряются усилительные свойства МОП-транзистора на линейном участке ВАХ. Сопротивление резистора в цепи стока R_c выбирают таким, чтобы рабочая точка B находилась на крутом участке выходных характеристик. В этом случае остаточное напряжение будет минимальным, а коэффициент использования источника питания — максимальным.

При отсутствии входного сигнала напряжение между затвором и стоком равно нулю. Транзистор полностью закрыт и напряжение на стоке равно $-E_c$.

Если на вход (затвор) подать отрицательный входной сигнал напряжением -5 В, транзистор откроется (рис. 2.5, в). На выходе ключа появляется импульс увеличения положительного напряжения от $-E_c$ почти до нуля, связанный с падением внутреннего сопротивления МОП-транзистора. После окончания импульса транзистор снова закрывается, а ключ переходит в исходное состояние.

Затягивание фронта и спада импульса происходит из-за влияния паразитных емкостей монтажа, нагрузки и емкостей электродов и $p-n$ -перехода транзистора.

Увеличение длительности фронта и среза импульса происходит из-за влияния паразитных емкостей монтажа, нагрузки и емкостей электродов и $p-n$ -перехода транзистора.

Ключевые и усилительные каскады на полевых транзисторах упрощают схемы и повышают надежность. Важно помнить, что полевые транзисторы имеют высокое входное сопротивление и управляются напряжением, подаваемым на затвор, а не током, как обычные транзисторы.

Тиристорные ключи. Тиристор — это полупроводниковый прибор, содержащий четырехслойную $p-n-p-n$ -структуру, которая обеспечивает переключающие свойства прибора.

Полупроводниковая четырехслойная $p-n-p-n$ -структура тиристора имеет два $p-n$ -перехода, один из которых смещен в прямом, а другой — в обратном направлении (рис. 2.6). При таком включении переходов тиристор можно представить как два последовательно включенных транзистора $p-n-p$ и $n-p-n$ с положительной обратной связью через общий коллектор. Сильная положительная обратная связь приводит к появлению на ВАХ тиристора участка с отрицательным динамическим сопротивлением.

Тиристор может находиться в одном из двух устойчивых состояний, соответствующих положению рабочей точки ниже прямой тока срабатывания I_{cp} (тиристор закрыт) или выше ее (открыт). Переход из одного устойчивого состояния в другое происходит

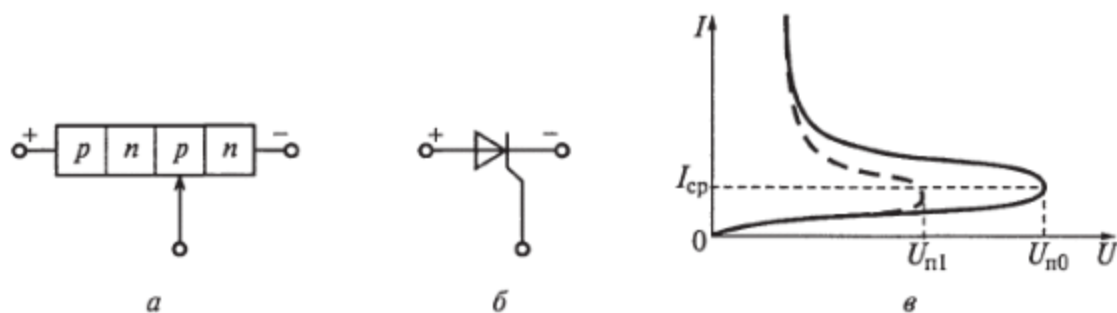


Рис. 2.6. Полупроводниковая структура тиристора (а), его УГО (б) и ВАХ (в)

скачком (на отрицательном участке ВАХ состояние прибора неустойчиво), когда напряжение на управляющем электроде превышает некоторое пороговое значение U_{n0} . При этом переходе сопротивление тиристора и ток через него изменяются в $10^6 \dots 10^7$ раз. Обратный переход в закрытое состояние происходит, если напряжение на управляющем электроде будет меньше U_{n1} . При сопротивлении в закрытом состоянии примерно от 10^7 Ом ток в тиристоре составляет около 10^{-6} А. В открытом состоянии ток достигает 0,1 ... 1,0 А. Таким образом, тиристор имеет очень высокий коэффициент усиления по току и мощности и может быть хорошим ключевым устройством.

Электронные ключи на логических элементах и триггерах. В основе этих ключей лежат транзисторные интегральные схемы в виде законченных автономных устройств, выполняющих определенные логические функции. Для понимания их работы и назначения необходимо знать основы двоичной логики и законы построения логических устройств, которые мы рассмотрим в следующем подразделе. Там же мы рассмотрим устройство и работу триггеров — электронных устройств, имеющих, как и ключ, два устойчивых состояния «включен» и «выключен».

Электронные ключи на фотоэлектрических устройствах. Включение этих ключей происходит при подаче светового потока на чувствительную зону. Световой поток влияет на проводимость (или внутреннее сопротивление) ключа и таким образом «включает» ток в цепи. В качестве ключевых каскадов используются фотосопротивления, фотодиоды и фототранзисторы.

2.2. Ключи на логических элементах

Цифровые логические элементы и устройства, являющиеся базовыми элементами цифровых вычислительных машин, в импульсных цепях и устройствах используются как ключи.

Логические элементы и логические устройства. Типовые элементы логических устройств служат основой при создании цифровых вычислительных машин и автоматов дискретного действия.

В логических устройствах сигналы на входе и выходе каскада являются двоичными, или бинарными, т.е. принимают значения только 0 или 1.

Любое логическое устройство можно представить в виде многополюсника (ящика) с n входами и m выходами. На входы многополюсника подают комбинацию двоичных сигналов

$$X = \{X_1, X_2, \dots, X_n\},$$

где X_i — двоичные числа, имеющие значения 0 или 1.

На выходах многополюсника получают логическую комбинацию

$$Y = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_m\},$$

где Y_i — двоичные числа, имеющие значения 0 или 1.

Логические устройства состоят из отдельных типовых логических элементов.

Логические элементы — осуществляют преобразование логических сигналов по законам Булевой алгебры (двоичной алгебры, или логической алгебры). Входные и выходные сигналы логических элементов любого логического устройства должны быть представлены только комбинациями 0 и 1;

Элементы памяти — осуществляют запоминание информации в виде 0 и 1.

Комбинационные логические устройства — состоят из логических элементов. Выходной сигнал определяется значением входного сигнала;

Последовательные логические устройства — содержат логические устройства и элементы памяти. Результат их действия зависит от входных сигналов и содержания элементов памяти.

Основные логические элементы и операции Булевой алгебры.

1. *Логический элемент ИЛИ* выражает операцию дизъюнкции (логическое сложение) по следующим правилам:

$$0 + 0 = 0; \quad 0 + 1 = 1; \quad 1 + 0 = 1; \quad 1 + 1 = 1.$$

Эту операцию математически представляют как двоичное сложение $Y = X_1 + X_2$ или, более строго, как логическое сложение $Y = X_1 \vee X_2$, где \vee — символ логического сложения.

Устройство, осуществляющее такую операцию, называется логическое ИЛИ. Его условное графическое изображение имеет форму прямоугольника (рис. 2.7, а). Рассмотрим работу устройства на примере схемы, реализованной на диодах и резисторе (рис. 2.7, б). При подаче на любой из входов элемента ИЛИ положительного напряжения +1 В оно автоматически окажется на выходе Y ($Y = 1$). То же будет при подаче +1 В на оба входа ($Y = 1$). Если на обоих входах будет 0 или отрицательное напряжение, то и на выходе будет 0.

Название элемента ИЛИ связано с его смысловым значением. Если на первом или втором входе появится 1, то на выходе будет 1.

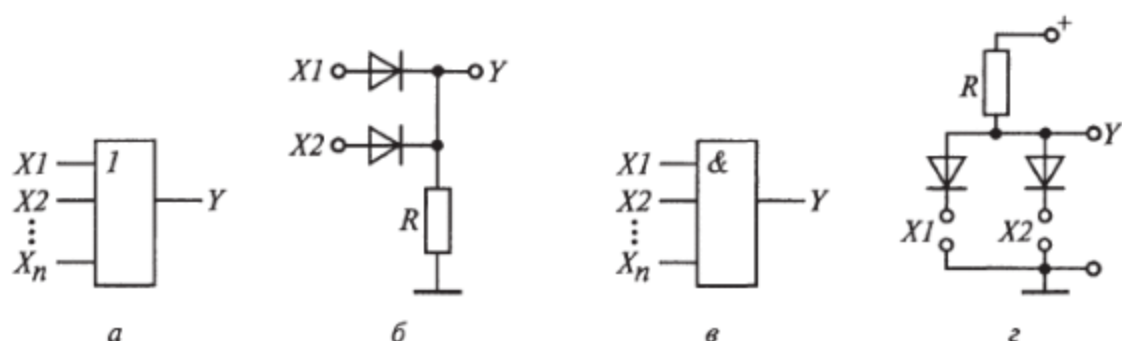


Рис. 2.7. Логические элементы ИЛИ и И:

a — УГО элемента ИЛИ; *б* — диодно-транзисторная схема элемента ИЛИ;
в — УГО элемента И; *г* — диодно-транзисторная схема элемента И

Связь между двоичными значениями на входе и выходе логического элемента ИЛИ выражается таблицей соответствия, в которой каждой комбинации входных переменных соответствует значение выходной функции (табл. 2.1).

Логический элемент ИЛИ может иметь не два, а n входов. При появлении хотя бы на одном входе значения 1, на его выходе формируется 1. Если на всех входах 0, то на выходе будет также 0.

Математически многовходовое логическое суммирование выражается следующей формулой:

$$Y = \sum_{i=1}^n X_i.$$

Логическое суммирование отличается от обычного суммирования тем, что при любом количестве единичных значений на входах на выходе будет одна и та же величина $Y = 1$.

2. Логический элемент И выражает операцию конъюнкции (логическое умножение). Эту операцию математически представляют как двоичное произведение $Y = X1 X2$ или, более строго, как логическое умножение $Y = X1 \wedge X2$. Если на входах будут логические 0 или 1, то результаты логического умножения будут напоминать обычное умножение:

$$0 \wedge 0 = 0; \quad 0 \wedge 1 = 0; \quad 1 \wedge 0 = 0; \quad 1 \wedge 1 = 1.$$

Таблица 2.1

$X1$	$X2$	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Таблица 2.2

$X1$	$X2$	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Устройство, осуществляющее такую операцию, называется логическое И. Его условное графическое изображение также имеет форму прямоугольника (рис. 2.7, в). Рассмотрим его работу на примере устройства, реализованного на диодах и резисторе (рис. 2.7, г). Если на один из входов $X1$ или $X2$ подать положительное напряжение $+1$ В, а на другой 0, то все равно на выходе будет 0 ($Y=0$), так как один из диодов замкнется на 0. То же будет при 0 на обоих входах ($Y=0$). Если на обоих входах будет 1, то на выходе будет 1 ($Y=1$).

Связь между двоичными значениями на входе и выходе логического элемента И выражается таблицей соответствия (табл. 2.2).

Логический элемент И может иметь не два, а n входов. При наличии хотя бы на одном входе значения 0, на его выходе формируется 0. Если на всех входах 1, то на выходе будет 1.

Математически многовходовое логическое умножение записывается следующим образом:

$$Y = \prod_{i=1}^n X_i.$$

Логическое умножение практически не отличается от обычного. Если в произведении есть хотя бы один 0, то на выходе будет 0 при любом количестве единичных значений на других входах. Только если на все входы поданы 1, на выходе $Y=1$.

3. Логический элемент НЕ — осуществляет операцию инверсии (логическое отрицание). Если на вход подается 0, то на выходе будет 1 и наоборот, если на входе 1, то на выходе будет 0.

Математически операция отрицания в Булевой алгебре записывается следующим образом:

$$Y = \bar{X}; \bar{1} = 0; \bar{0} = 1,$$

где чертой сверху обозначается операция отрицания.

Рассмотрим условное графическое изображение логического устройства НЕ и вариант его схемной реализации на транзисторе (рис. 2.8, б). При подаче на вход $X1$ положительного напряжения $+1$ В транзистор откроется и на выходе будет 0 ($Y=0$). Если на вход

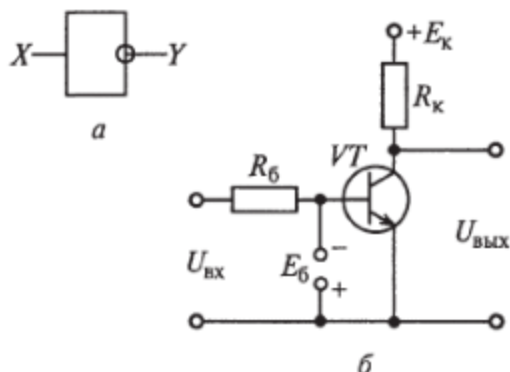


Рис. 2.8. Условное графическое изображение логического элемента НЕ (а) и его транзисторная схема (б)

Таблица 2.3

X	Y
0	1
1	0

подан 0, то транзистор будет заперт и на его выходе будет положительное напряжение, соответствующее 1.

Транзисторное устройство, схематически представленное на рис. 2.8, б, называется также *инвертором* (от лат. *inversio* — переворачивание, перестановка).

Установив на выходе схемы разделительный конденсатор, получим отрицательные импульсы на выходе инвертора при положительных на входе.

Связь между двоичными значениями на входе и выходе логического элемента НЕ выражается таблицей соответствия (табл. 2.3).

Операция НЕ выполняется только над одной переменной.

Законы Булевой алгебры. 1. Принцип двойственности. Операции И и ИЛИ взаимозаменяемы, если значения логических переменных поменять на их инверсные значения. Таким образом выполняется следующий принцип двойственности:

$$X1 \vee X2 = Y; \bar{Y} = \overline{X1X2};$$

$$X1X2 = Y; \overline{X1} \vee \overline{X2} = \bar{Y}.$$

2. Операции с константами 0 и 1, а также с самой переменной и инверсией. При операции с константами имеют силу следующие очевидные правила:

$$X \vee 0 = X; X \cdot 0 = 0;$$

$$X \vee 1 = 1; X \cdot 1 = X.$$

Применяя закон двойственности к операциям с переменным, получим:

$$X \vee X = X; X X = X;$$

$$X \vee \bar{X} = 1; X \bar{X} = 0.$$

Используя правила операции инверсии, можно убедиться, что

$$\overline{\bar{X}} = X; \overline{X \vee \bar{X}} = \bar{X}.$$

3. Закон коммутативности (переместительный, или закон перестановки). Этот закон соответствует известным правилам обычной алгебры: от перестановки мест слагаемых сумма не меняется и от перестановки сомножителей произведение не меняется, а именно:

$$X1 \vee X2 = X2 \vee X1; X1X2 = X2X1.$$

4. Закон ассоциативности (сочетательный):

$$X1 \vee X2 \vee X3 = X1 \vee (X2 \vee X3) = (X1 \vee X2) \vee X3;$$

$$X1X2X3 = X1(X2X3) = (X1X2)X3.$$

Слагаемые и сомножители можно группировать в любом порядке.

5. Закон дистрибутивности (распределительный закон):

$$X1(X2 \vee X3) = X1X2 \vee X1X3;$$

$$(X1 \vee X2)(X1 \vee X3) = X1 \vee X2 \vee X3,$$

$$\text{так как } X1X1 = X1; 1 \vee X2 = 1; X1 \cdot 1 = X1.$$

6. Закон склеивания:

$$X1X2 \vee X1X2 = X2(X1 \vee X1) = X2X1,$$

так как $X1 \vee X1 = X1$.

Аналогично получим:

$$(X1 \vee X2)(X1 \vee X2) = X1 \vee X2.$$

7. Правила де Моргана. Следствием закона двойственности являются тождества, которые называют правилами де Моргана:

$$\overline{X1 \vee X2} = \overline{X1} \overline{X2}; \quad \overline{X1 X2} = \overline{X1} \vee \overline{X2};$$

$$\sum_{i=1}^n \overline{X_i} = \prod_{i=1}^n \overline{X_i}; \quad \sum_{i=1}^n \overline{X_i} = \prod_{i=1}^n \overline{X_i};$$

$$\prod_{i=1}^n \overline{X_i} = \sum_{i=1}^n \overline{X_i}; \quad \prod_{i=1}^n \overline{X_i} = \sum_{i=1}^n \overline{X_i}.$$

Булевы функции двоичных переменных. Булева логическая функция $Y = f(X1, X2, \dots, X_n)$ двоичных переменных $X1, X2, \dots, X_n$ также двоична, т.е. она принимает значения 0 или 1. При n логических переменных число возможных комбинаций аргумента равно 2^n . Конкретную комбинацию переменных $X1, X2, \dots, X_n$ называют набором, например $X1 = 0, X2 = 1, \dots, X_n = 0$.

Функция Y является *определенной*, если известно ее логическое значение для каждого возможного набора переменных. Логическая функция может быть *частично определенной*, когда она определена только на части множества аргументов.

По аналитическому выражению логической функции $Y = f(X1, X2, \dots, X_n)$ можно построить комбинационную логическую схему, осуществляющую обработку поступления двоичных сигналов и реализующую данную функцию, например:

$$Y = X1 X2 \overline{X3} \vee X1 \overline{X2} X3 \vee \overline{X1} X2 X3 \vee X1 X2 X3.$$

Слагаемые этого выражения называются *минтермами*.

Для изготовления логического устройства, осуществляющего вычисление логической функции Y , потребуются:

инверторы;

схемы И;

схема ИЛИ.

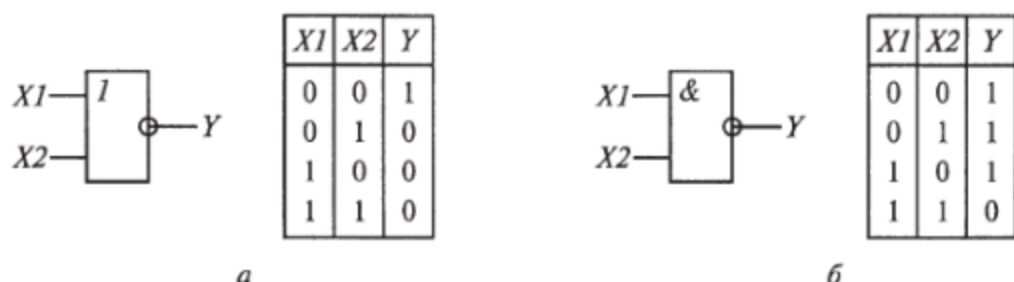


Рис. 2.9. УГО универсальных логических элементов и их таблицы соответствия:
а — И-НЕ; б — ИЛИ-НЕ

Система, включающая в себя элементы И, ИЛИ, НЕ, достаточна для построения любых комбинационных логических устройств и называется *функционально полной*. Часто система элементарных логических устройств является *избыточной*, т.е. часть из них можно сократить. Элементы И, ИЛИ, НЕ можно заменить на комбинации логических элементов И-НЕ и ИЛИ-НЕ (рис. 2.9).

Элемент И-НЕ, реализующий логическую функцию $Y = \overline{X1 \wedge X2}$ (отрицание конъюнкции), обозначается как $Y = X1 | X2$ и называется *функцией Шеффера* (знак $|$ — называется *штрихом Шеффера*).

Логический элемент ИЛИ-НЕ, реализующий логическую функцию $Y = \overline{X1 \vee X2}$ (отрицание дизъюнкции), обозначается как $Y = X1 \downarrow X2$ и называется *функцией Пирса* (знак \downarrow называется *стрелкой Пирса*).

Каждый из этих элементов является функционально полной системой, т.е. с их помощью можно сформировать все основные логические устройства (рис. 2.10 и 2.11).

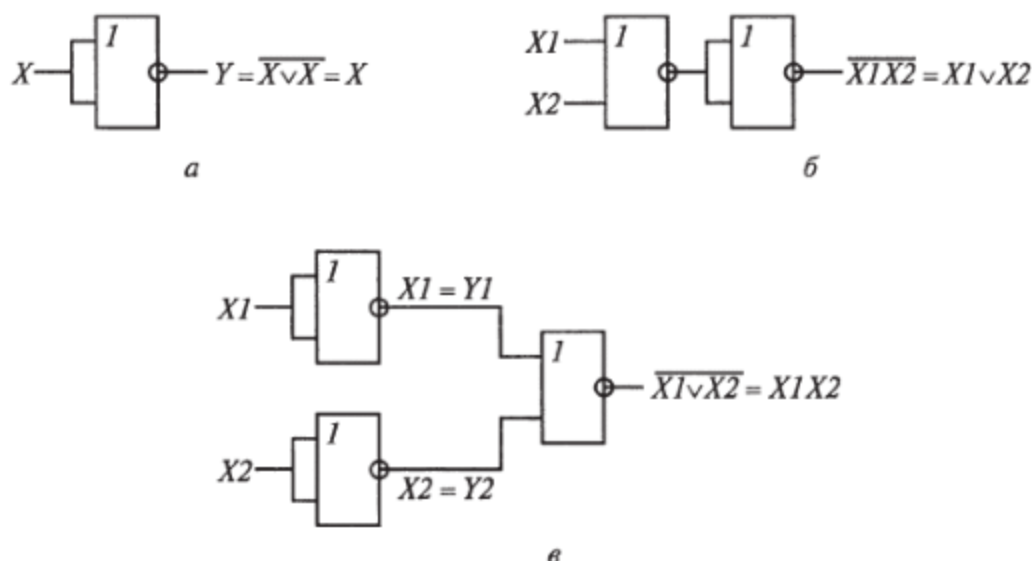


Рис. 2.10. Реализация основных логических функций на элементе ИЛИ-НЕ:
а — инверсия (НЕ); б — дизъюнкция (ИЛИ); в — конъюнкция (И)

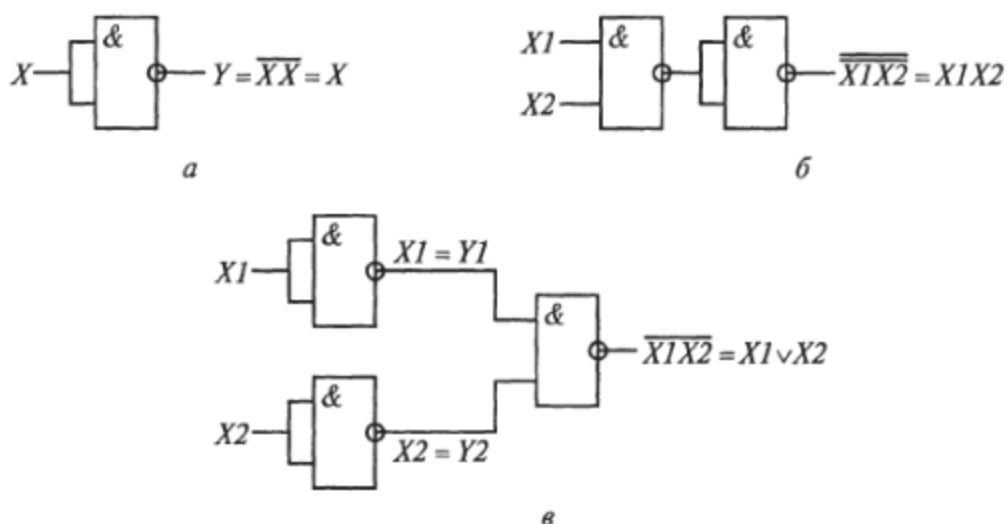


Рис. 2.11. Реализация основных логических функций на элементе И-НЕ:
 a — инверсия (НЕ); $б$ — конъюнкция (И); $в$ — дизъюнкция (ИЛИ)

После получения аналитической формы записи логической функции $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$ необходимо осуществить ее *минимизацию*, т. е. упростить и получить функцию, требующую минимального числа элементов (микросхем).

Минимизацию логической функции можно осуществить алгебраическим путем, используя следующие типовые приемы:

логическое сложение ($A \vee A \vee A = A$) и умножение ($AA = A$) однотипных аргументов функции;

умножение отдельных аргументов на $A + \bar{A}$ (оно не изменяет результат, так как $A + \bar{A} = 1$);

выделение слагаемых типа $A + \bar{A}$ путем применения законов дистрибутивности;

использование законов склеивания и поглощения.

После проведения преобразований получают функцию, не имеющую избыточных членов и не поддающуюся дальнейшей минимизации. Эта форма называется *тупиковой*. Разработаны специальные методы минимизации логических функций: графический метод, метод карт Карно и метод диаграмм Вейча.

Схемное построение логических элементов. Основные, или базовые, логические элементы производят по планарной технологии с использованием резисторов, диодов и транзисторов.

При этом различают элементы:

резисторно-транзисторной логики (РТЛ);

диодно-транзисторной логики (ДТЛ);

транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ);

транзисторной логики (ТЛ).

Существуют логические элементы на полевых транзисторных элементах, выполненные по технологии МОП (металл — окисел — полупроводник).

Элементы типа РТЛ, ДТЛ и ТТЛ строятся по схеме с входной логикой. В элементах типа РТЛ логическая операция ИЛИ реализуется на резисторах, а выходной каскад инвертирования — на транзисторе. В элементах типа ДТЛ логические операции И, ИЛИ выполнены на диодах.

В элементах типа ТТЛ каскад, осуществляющий логические операции И, ИЛИ может быть реализован на транзисторах или многоэмиттерном транзисторе (МЭТ), а выходной каскад инвертирования — на транзисторе. Элементы типа ТЛ создают по схеме с выходной логикой.

Рассмотрим работу диодно-транзисторной схемы элемента И-НЕ (рис. 2.12). Если на входы $X1$ или $X2$ подано напряжение $U_{вх} \leq 0$, соответствующие логическому 0, то ток от источника питания $+E$ проходит через резистор $R1$ и диоды $VD1$ или $VD2$, и транзистор VT закрыт.

При подаче на входы $X1$ и $X2$ напряжения $U_{вх}$, соответствующего логической 1 (от 1 до 5 В), диоды $VD1$ и $VD2$ закрыты, а ток проходит через $VD3$ и открывает транзистор VT . В этой схеме транзистор VT работает как инвертор. На его выходе обычно $U_{вых} = +E$, т.е. соответствует логической 1, а при срабатывании — 0.

Логические устройства любой сложности можно построить из минимального набора логических элементов. Основой построения серии логических интегральных схем являются элементы И-НЕ либо ИЛИ-НЕ, например типа ТТЛ. Современная технология изготовления логических устройств основана на фотолитографии, вакуумном напылении и ионной имплантации. На одной кремниевой пластине толщиной 0,5 мм и диаметром 120...150 мм создают одновременно сотни микросхем с десятками тысяч микроскопических электрических (резисторов и конденсаторов) и полупроводниковых (диодов и транзисторов) элементов. После окончания процесса изготовления элементов пластину разрезают на отдельные кристаллы с несколькими логическими устройствами. Затем кристаллы устанавливают на керамическое или пла-

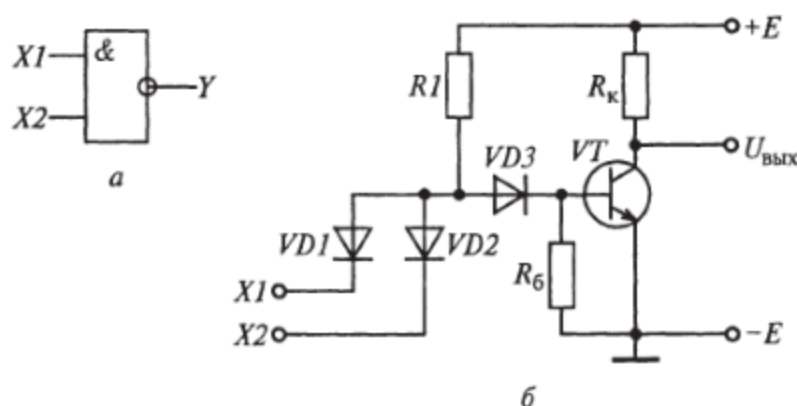


Рис. 2.12. УГО (а) и диодно-транзисторная схема элемента И-НЕ (б)

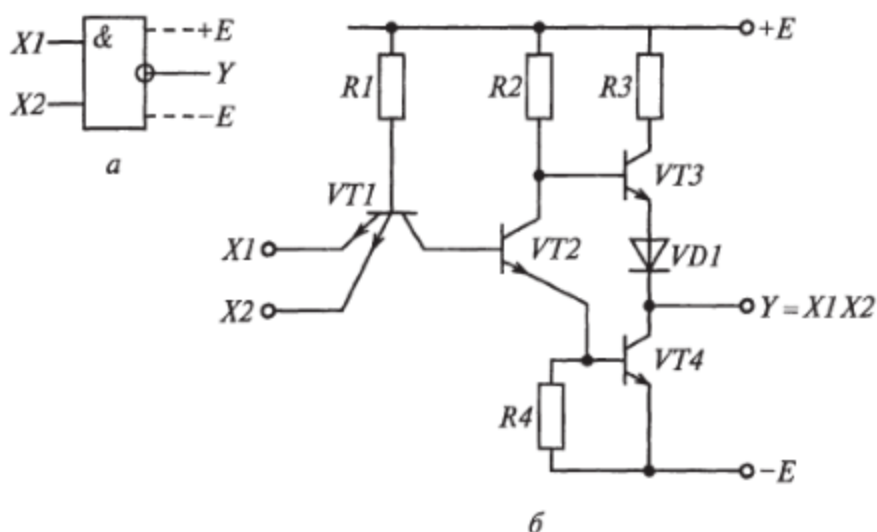


Рис. 2.13. УГО (а) и электрическая схема (б) универсального логического элемента И-НЕ типа ТТЛ в интегральном исполнении

стмассовое основание с металлическими выводами, выводы припаивают к проводникам на кристалле и микросхему запаивают в пластмассовый корпус. В одной микросхеме может быть 4... 12 логических элементов.

В электрической схеме универсального логического элемента И-НЕ типа ТТЛ в интегральном исполнении на рис. 2.13 транзисторы не обведены окружностью. Это означает, что они находятся в монолитной микросхеме на одном кристалле.

Двухвходовый логический элемент И реализован на многоэмиттерном транзисторе $VT1$. МЭТ создан специально для микроминиатюрных логических устройств и имеет следующие особенности:

- большое влияние каждого из входов на эмиттер;
- малое взаимодействие входов между собой.

Сложный инвертор выполнен на транзисторах $VT2$, $VT3$ и $VT4$. Каскад с транзистором $VT2$ является предварительным усилителем и управляет выходным каскадом на транзисторах $VT3$ и $VT4$.

При наличии напряжения на одном из входов $X1$ или $X2$, соответствующего логической 1, транзисторы $VT3$ и $VT4$ включены, а напряжение на выходе элемента соответствует логическому 0. При отсутствии входных напряжений на обоих входах транзисторы $VT2$ и $VT4$ заперты, а напряжение на выходе соответствует логической 1.

Обычно одна микросхема содержит 4... 12 однотипных логических элементов И-НЕ. Такая схема имеет малое потребление тока в ненагруженном состоянии, малое выходное сопротивление и быстрое срабатывание. Для получения других логических микросхем типа И-ИЛИ-НЕ и 2И-ИЛИ-НЕ используют расширители, инверторы и объединители.

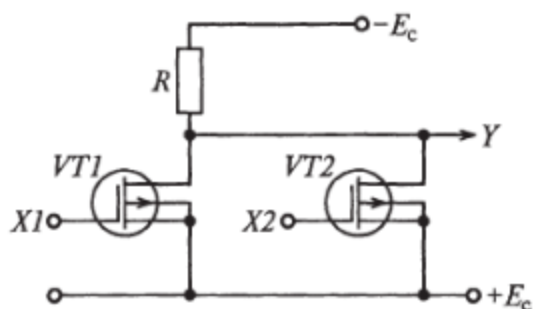


Рис. 2.14. Электрическая схема логического элемента ИЛИ на полевых транзисторах

Для создания логических элементов в интегральном исполнении обычно используют полевые транзисторы с индуцированным каналом. Они потребляют мало энергии и имеют большое входное сопротивление. Их каскады можно соединить непосредственно без элементов связи (рис. 2.14). Недостатком таких транзисторов является большое внутреннее сопротивление выходного каскада. Возможно также неоднозначное соответствие логическому 0 напряжения на выходе схемы при больших нулевых уровнях сигналов на входах $X1$ и $X2$. Это обычно легко устраняется внутрисхемным исполнением.

Логические элементы И, ИЛИ, НЕ, И-НЕ, ИЛИ-НЕ обычно выполняются в виде интегральных микросхем, объединяющих несколько логических элементов. В качестве примера рассмотрим несколько наиболее распространенных микросхем и их основные характеристики (рис. 2.15). Логическая микросхема К155ЛА3 выполнена в пластмассовом корпусе. Ее аналогом является микросхема КМ155ЛА3 в металлокерамическом корпусе. Микросхемы К155ЛА3 и КМ155ЛА3 выполняют логические функции И-НЕ. Один корпус микросхемы содержит четыре элемента И-НЕ типа ТТЛ.

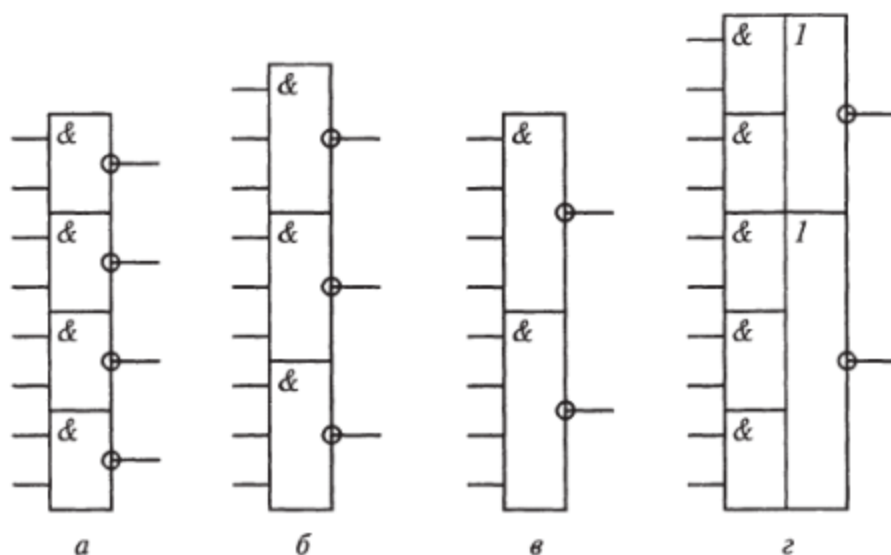


Рис. 2.15. Логические интегральные микросхемы серии 155:
а — К155ЛА3; б — К155ЛА4; в — К155ЛА6; г — К155ЛР1 (КМ155ЛР1)

Микросхемы серии 155 имеют следующие основные параметры:

Потребляемый ток при срабатывании, не более	22 мА
Минимальный потребляемый ток, не более	8 мА
Время переключения, не более	15 нс
Время отключения, не более	22 нс
Входной ток, не более	1,6 мкА
Напряжение питания	(5±0,25) В
Выходной ток, не более	4 мА
Рабочая температура окружающей среды:	
К155ЛА3	–10... +70 °С
КМ155ЛА3	–45... +85 °С
Порог нулевого значения выходного напряжения, не более	0,4 В
Порог единичного значения выходного напряжения, не менее	2,4 В

Аналогом микросхемы К155ЛА3 является логическая микросхема К561ЛА7, выполненная по комплементарной технологии (КМОП) на МДП-структуре. Номинальное напряжение питания этой микросхемы составляет 10 В, а допустимые колебания питающего напряжения — 3...15 В.

Микросхема К155ЛА4 и ее аналог К155ЛА10, имеющий МДП-структуру, отличается от К155ЛА3 тем, что имеет три логических элемента И-НЕ с тремя входами. Похожая микросхема К155ЛА6 имеет два логических элемента И-НЕ, но с четырьмя входами. Аналогом этой схемы на КМОП-структуре является микросхема К561ЛА8, имеющая более высокое напряжение питания.

Тройными логическими элементами И-ИЛИ-НЕ являются, например, микросхемы К155ЛР1 (КМ155ЛР1).

Комбинированные логические функции ИЛИ-И-НЕ выполняет микросхема К500ЛК1.

Существуют микросхемы для выполнения специальных и вспомогательных функций. Например, микросхема — расширитель входов К155ЛД1 служит для увеличения числа входов. Микросхемы — преобразователи логического уровня напряжения предназначены для согласования параметров сигналов микросхем, выполненных по разным технологиям.

Например, микросхема К176ПУ1 предназначена для сопряжения микросхем, изготовленных по технологии КМОП, с микросхемами, выполненными по технологиям ТТЛ и ТТЛШ. При этом производится инвертирование. При поступлении на вход сигнала с КМОП-микросхемы низкого логического уровня (0,3 В) на выходе формируется $U_{\text{вых}} = 3$ В для ТТЛ-структур и структур с диодами Шотки (ТТЛШ), а при $U_{\text{вх}} = 8,2$ В на выходе формируется $U_{\text{вых}} \leq 0,4$ В. Наоборот, микросхема К176ПУ5 преобразует логический сигнал низкого уровня типа ТТЛ в уровень микросхем, изго-

товленных по технологии КМОП. Она имеет два выхода и выполняет дополнительные операции инверсии.

Буферные микросхемы служат для сопряжения логических микросхем на биполярных структурах типа ТТЛ. Например, микросхема К155ЛП4, выполненная по технологии ТТЛ, усиливает сигнал по току (мощности).

Микросхемы приемопередатчиков выполняют функции приемника и усилителя логических сигналов, поступающих в линии цифровой связи. Например, микросхема К500ЛП115 усиливает импульсные сигналы по напряжению.

2.3. Триггеры как бистабильные ключи и формирователи импульсов

Триггер (от лат. *trigger* — курок, спусковой крючок оружия) — это импульсное устройство, имеющее два устойчивых состояния и переходящее из одного состояния в другое под действием внешних импульсов.

Внешний импульс действует на триггер как нажатие на спусковой крючок стрелкового оружия, вызывая лавинообразный процесс быстрого переключения из одного состояния в другое.

Триггеры занимают особое место среди электронных ключевых устройств. Они имеют два устойчивых (стабильных) состояния и потому называются *бистабильными* устройствами. Переход триггера из одного состояния в другое происходит при подаче на вход запускающего импульса произвольной формы. Последнее состояние входа сохраняется. Обычный электронный ключ — моностабильный, т.е. имеет только одно устойчивое состояние. В другом состоянии ключ может находиться только при воздействии управляющего напряжения.

Свойство бистабильности используется для запоминания двоичных цифровых сигналов в памяти компьютеров. Кроме того, триггеры применяют в качестве ключевых каскадов для включения и отключения каких-либо устройств, а также переключателей каналов (коммутаторов).

Переключение триггера происходит скачком. В результате формируются импульсы прямоугольной формы с длительностью, равной интервалу между запускающими импульсами. Поэтому их часто используют в качестве формирователей или генераторов прямоугольных импульсов. Триггеры, как и импульсные генераторы различных типов, интенсивно развивались в радиотехнических и особенно импульсных радиолокационных системах. Сейчас они находят широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре, измерительной и вычислительной технике, системах передачи информации, технологических установках и бытовой технике.

Симметричный триггер на транзисторах (RS -триггер). Схема симметричного триггера на двух транзисторах состоит из двух ключевых каскадов на транзисторах $VT1$ и $VT2$, включенных с общим эмиттером (рис. 2.16, *a*). В цепях коллекторов транзисторов включены резисторы $R_{к1}$ и $R_{к2}$, которые через цепочки межкаскадных связей $R1C1$ и $R2C2$ подключены к управляющим входам (базам) смежных транзисторов. Таким образом, выход одного ключевого каскада на транзисторе связан с входом другого. Триггер имеет два входа S и R (от англ. *set* — устанавливать и от *reset* — сброс) и два выхода — прямой Q и инверсный P . Симметричное включение всех элементов обеспечивает равенство выходных значений напряжений, соответствующих логическим 0 и 1, на выходах P и Q транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Если триггер находится в состоянии $Q = 1$, то при подаче импульса на вход R он переходит в состояние $Q = 0$ (рис. 2.16, *б*). Если подать импульс на вход S , то триггер вернется в состояние $Q = 1$.

Связь одного ключевого каскада с входом другого вызывает лавинообразный процесс быстрого переключения из одного состояния в другое. Для ускорения этого процесса за счет увеличения межкаскадной связи параллельно резисторам связи $R1$ и $R2$ подключены конденсаторы $C1$ и $C2$. Они не влияют на статические состояния триггера, но хорошо передают изменение напряжений в переходном процессе.

Триггер может находиться в одном из устойчивых состояний неограниченно долго. Если один из транзисторов, например $VT1$, открыт, то потенциал базы транзистора $VT2$ за счет потенциала источника смещения $E_{см}$ будет положительным и приведет к его запирающему. Большой отрицательный потенциал на коллекторе

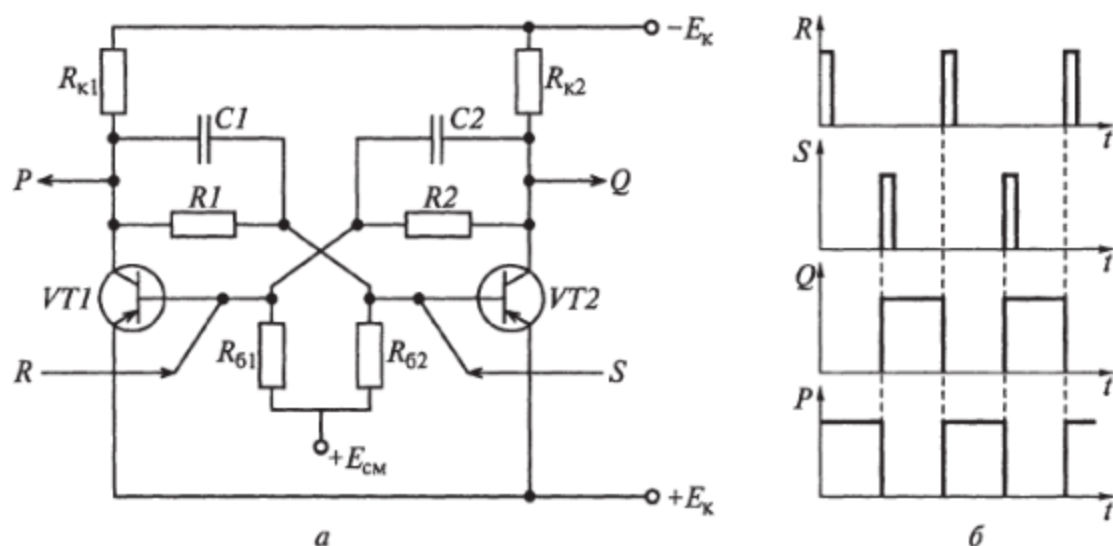


Рис. 2.16. Симметричный RS -триггер на транзисторах:
a — электрическая схема; *б* — эпюры напряжений

закрытого транзистора $VT2$ передается через сопротивление $R2$ на базу транзистора $VT1$, удерживая его в режиме насыщения.

При подаче на вход R положительного импульса транзистор $VT1$ начинает запирается. Отрицательный потенциал на его коллекторе возрастает и через конденсатор $C1$ и резистор $R1$ передается на базу транзистора $VT2$, который начинает открываться. На его коллекторе появляется положительный потенциал (от эмиттера), который передается через конденсатор $C2$ и резистор $R2$ на базу транзистора $VT1$, усиливая процесс его перекрытия. Таким образом, через RC -цепочки устанавливается сильная положительная обратная связь, приводящая к лавинообразному «опрокидыванию» триггера и переходу его в новое устойчивое состояние. Обратный переход произойдет только при подаче положительного импульса на вход триггера S . Из-за симметрии схемы обратный процесс проходит так же, как описано выше, если при рассмотрении процесса поменять индексы транзисторов 1 на 2 и 2 на 1.

Симметричный RS -триггер на логических элементах ИЛИ-НЕ с прямыми входами. Схема RS -триггера на логических элементах с прямыми входами собрана на двух логических элементах ИЛИ-НЕ (рис. 2.17). Термин «с прямыми входами» означает, что при подаче на входы R или S положительного единичного импульса такой триггер будет работать так же, как симметричный RS -триггер на транзисторах.

Следуя описанию состояний логических элементов и устройств, можно представить состояния RS -триггера в виде табл. 2.4.

Так как симметричный RS -триггер имеет два устойчивых состояния, то значения на выходе Q и P должны быть противоположными, т. е. P является отрицанием Q . Рассмотрим работу триггера более детально с использованием эюр напряжений (рис. 2.18). При подаче на вход S положительного импульса триггер переходит в состояние $Q = 1$ и $P = 0$ и может находиться в этом состоянии неограниченно долго. Если снова подать на вход S положи-

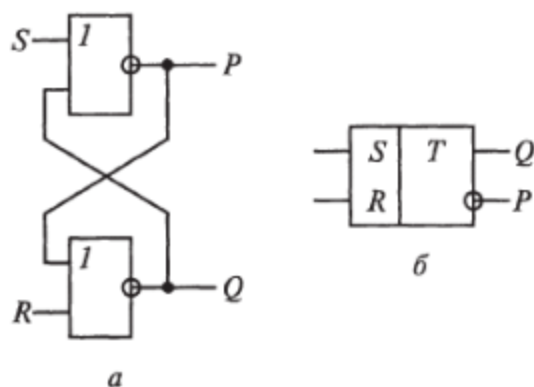


Рис. 2.17. Симметричный RS -триггер на логических элементах ИЛИ-НЕ с прямыми входами:

а — функциональная схема; б — УГО при интегральном исполнении

Таблица 2.4

R	S	Q	P
1	0	0	1
0	1	1	0

тельный импульс, то состояние триггера не изменится, так как на верхнем логическом элементе ИЛИ-НЕ при появлении на любом входе 1 на выходе будет 0, а значение 1 уже поддерживается выходом $Q = 1$ нижнего логического элемента. Только при подаче на вход R положительного импульса, соответствующего 1, срабатывает нижний логический элемент, на выходе Q появится 0 и при условии $S = 0$ на выходе P появится 1, т. е. триггер переключится в новое устойчивое состояние.

Если на оба входа триггера подается нулевой входной сигнал, то на его выходе сохраняется положение, которое установилось последним. Такой режим называется *режимом хранения информации*, он может сохраняться триггером сколь угодно долго. Это свойство триггеров используется для создания оперативной памяти вычислительных машин и хранения цифровых данных в двоичной системе исчисления.

Если на оба входа триггера подается единичный входной сигнал, то на обоих выходах будет нулевое значение до тех пор, пока не закончится действие одного из сигналов. Окончательное значение сигналов на выходе триггера определяется последним сигналом, поступившим на его входы, согласно таблице соответствия.

Так как каждый логический элемент имеет определенное время срабатывания, для надежного перехода триггера из одного состояния в другое необходимо время, равное удвоенному времени срабатывания одного логического элемента. Это время определяет скорость и допустимую частоту переключения триггера на логических элементах.

RS-триггер на логических элементах И-НЕ с инверсными входами. Структурная схема RS-триггера на логических элементах И-НЕ с инверсными входами аналогична схе-

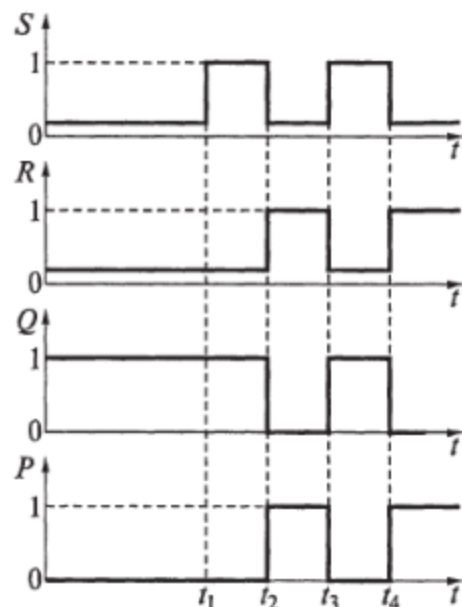


Рис. 2.18. Эпюры напряжений при работе RS-триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ с прямыми входами

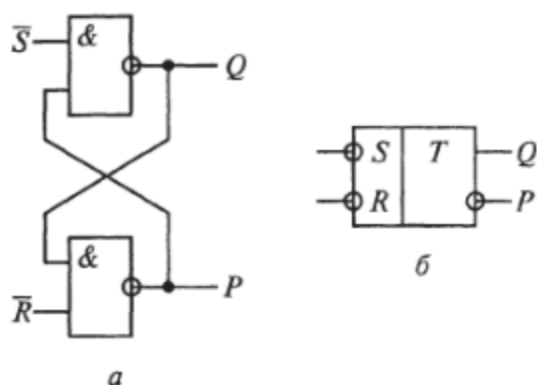


Рис. 2.19. Симметричный RS -триггер с инверсными входами на логических элементах И-НЕ:
 а — функциональная схема; б — УГО при интегральном исполнении

рот, в состояние $Q = 0$ триггер перейдет только тогда, когда на входе будет $S = 1$, а $R = 0$ (табл. 2.5). Таким образом, этот триггер, в отличие от рассмотренного ранее, запускается сигналами *обратного значения* (инвертированными сигналами).

Здесь, как и в предыдущем описании, выход P является инверсным по отношению к выходу Q . Как видно по таблице соответствия триггера на И-НЕ, по сравнению с триггером на ИЛИ-НЕ, он управляется сигналами логического нуля $S = 0$ или $R = 0$. Комбинация $S = 1$ и $R = 1$ для него является *нейтральной*, сохраняющей постоянное значение. Она может использоваться в режиме хранения информации в элементах памяти вычислительных машин.

Комбинация $S = 0$ и $R = 0$ для этого триггера является *неопределенной*, и состояние после нее определяется тем входом, который позже выйдет из нулевого состояния.

Время надежного срабатывания триггера на И-НЕ равно удвоенному времени срабатывания отдельных логических элементов и, следовательно, при расчетах необходимо учитывать, что быстродействие его в два раза меньше, чем у отдельного логического элемента.

Существуют различные конструкции и схемные реализации триггеров в зависимости от их назначения и элементной базы, на которой они выполнены, а также класс последовательностных цифровых устройств, в которых триггеры являются элементами памяти.

2.4. Методы повышения быстродействия ключей и мощности импульсов

Характеристики быстродействия электронных ключей. Быстродействие ключей является их наиболее важной характеристикой, особенно для измерительных и высокоскоростных импульсных систем.

ме триггера на элементах ИЛИ-НЕ с прямыми входами, однако функции, выполняемые ею, другие (рис. 2.19). Логические элементы И-НЕ не переключаются, если на один из входов подан нулевой входной сигнал (0), т.е. на выходе элемента И-НЕ будет единичный сигнал (1). Переключение И-НЕ в нулевое состояние произойдет только тогда, когда на всех входах будут единицы.

В состояние $Q = 1$ триггер перейдет только тогда, когда на входе будет $S = 0$, а $R = 1$. Наобо-

Быстродействие электронного ключа определяется минимальной длительностью импульса

$$T_{\min} = \tau_p + \tau_{\phi} + \tau_c,$$

где τ_p — длительность рассасывания зарядов; τ_{ϕ} — длительность фронта; τ_c — длительность среза импульса.

Максимальная (предельная) частота F_n , с которой может происходить переключение ключа, зависит от минимальной длительности импульса:

$$F_n = 1/T_{\min}.$$

Длительности фронта и спада транзисторных ключей определяются паразитными емкостями $p-n$ -переходов и сопротивлениями тоководов. Современные транзисторные ключи имеют длительности фронта и спада примерно равные 0,1 мкс и, следовательно, обеспечивают частоту переключения $F_n = 1/(0,2 \cdot 10^{-6}) = 5$ МГц. Транзисторные ключи в интегральных микросхемах обеспечивают частоты переключений до 1 ГГц.

Обычные ключевые каскады включают в себя паразитные емкости $C1, C2, C3$, сопротивления $R1, R2$ и сопротивление нагрузки R_n , а также и индуктивности электрических цепей (рис. 2.20). Поэтому частота переключений определяется этими элементами. Длительность переходного процесса в RC -цепях определяется постоянной времени $\theta = RC$. Следовательно, для уменьшения длительности переходных процессов, определяющих фронт и спад импульса при переключении ключевого каскада, необходимо, чтобы паразитные емкости и входящие в цепь сопротивления были как можно меньше.

Для повышения быстродействия ключевого каскада (ключа) на транзисторе необходимо выполнить следующие операции:

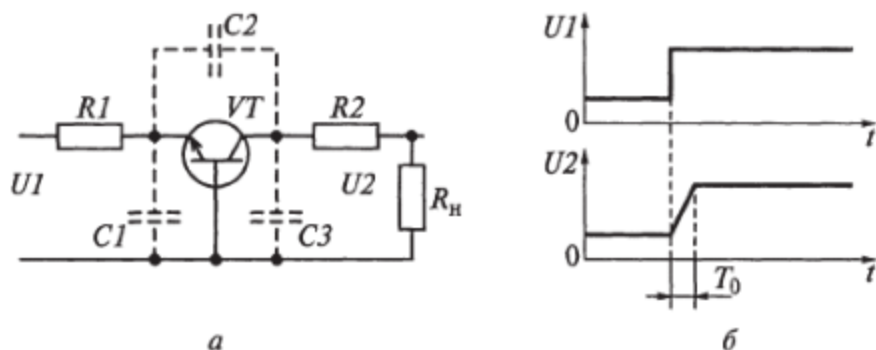


Рис. 2.20. Транзисторный ключ с общей базой:

a — динамическая модель с учетом емкостей и сопротивлений; b — эпюры напряжений

применить быстродействующие транзисторы с малым периодом переключения и большой предельной частотой переключения;
увеличить отпирающий ток базы для уменьшения длительности фронта и спада импульса;

снизить ток базы в режиме насыщения транзистора для уменьшения времени рассасывания заряда;

увеличить обратный ток базы для уменьшения времени рассасывания зарядов и уменьшения длительности среза импульса.

Для реализации этих противоречивых требований необходимо, чтобы токи базы в разных режимах (при открытии и закрытии ключа) были разными. Это можно сделать с помощью различных схемных решений с применением линейных (форсирующих) конденсаторов и нелинейных (диодных) элементов, создающих одностороннее увеличение тока базы.

Применение ускоряющего конденсатора в базовой цепи. В обычном ключевом каскаде на транзисторе с общим эмиттером управляющее (входное) напряжение подается через входное сопротивление R_I , которое вместе с базовым сопротивлением R_6 образует делитель напряжения, необходимый для регулировки напряжения смещения базы и вывода транзистора на рабочую точку в режиме насыщения (рис. 2.21, а).

Ток базы I_6 в режиме насыщения можно рассчитать по следующей формуле:

$$I_6 = U_{\text{вх max}} / R_I - E_6 / R_6,$$

где $U_{\text{вх max}}$ — максимальное входное напряжение; E_6 — напряжение смещения, подаваемое на базу.

Базовый ток транзистора $VT1$ в режиме насыщения больше базового тока в закрытом состоянии, но значительно меньше базового тока без сопротивления R_I . Введение сопротивления R_I приводит к снижению коэффициента насыщения транзистора и

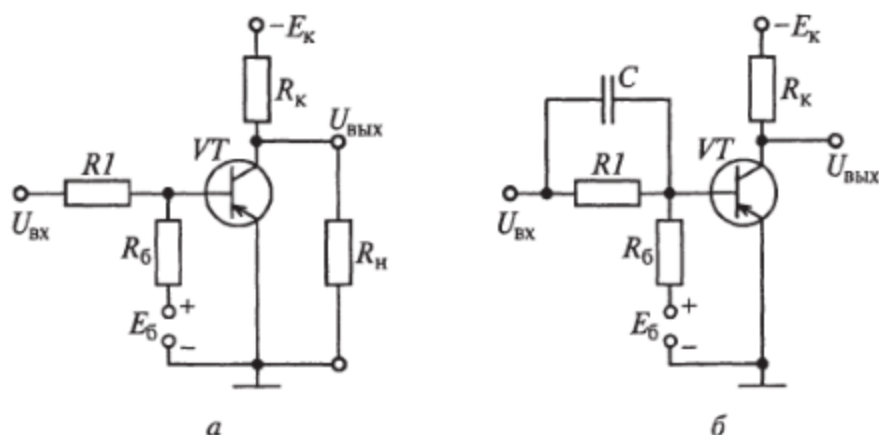


Рис. 2.21. Схемы транзисторных ключей:
а — с входным сопротивлением; б — ускоряющей емкостью

времени рассасывания зарядов. При этом увеличивается длительность фронта импульса. Для уменьшения длительности фронта импульса параллельно сопротивлению RI подключают конденсатор, емкостью C (рис. 2.21, б).

Быстрое изменение напряжения фронта импульса проходит через конденсатор мгновенно и максимальное напряжение импульса оказывается на базе. Ток заряда конденсатора

$$I_C = U_{\text{вх max}} \exp(-t / (CRI)) / R_{\text{вх}},$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление, образованное сопротивлениями RI и R_6 , $R_{\text{вх}} = RI R_6 / (RI + R_6)$.

В начальный момент времени емкостной ток максимален, а в процессе заряда конденсатора через базу транзистора он уменьшается по экспоненциальному закону до установившегося значения. Напряжение на базе

$$U_6 = U_{\text{вх max}} \exp(-t / (CRI)) + E_6.$$

Суммарный базовый ток транзистора

$$I_6 = U_{\text{вх max}} \exp(-t / (CRI)) / R_{\text{вх}} + U_{\text{вх max}} / RI - E_6 / R_6.$$

В последнем выражении первая составляющая влияет на базовый ток только в начальный момент времени и быстро становится равной нулю. Последние два члена определяют ток базы в режиме минимального коэффициента насыщения транзистора.

Эпюры изменения напряжений на входе и выходе ключа с ускоряющим конденсатором показывают, что под воздействием входного импульса базовый ток транзистора в начальный момент времени резко возрастает и фронт выходного импульса становится крутым (рис. 2.22). Через небольшой промежуток времени ток базы становится минимальным для режима насыщения транзистора и стабилизируется на этом уровне. Коэффициент насыщения транзистора уменьшается, и сокращается время рассасывания зарядов.

При работе ускоряющего конденсатора происходит ускорение спада коллекторного тока, так как после окончания сигнала его срез (спад напряжения) передается через конденсатор как скачок отрицательного напряжения и перекрывает ток базы. Иными словами, ток базы будет определяться следующим выражением:

$$I_6 = -U_{\text{вх max}} / R_{\text{вх}} - E_6 / R_6.$$

Таким образом, включение ускоряющего конденсатора позволяет уменьшить длительности фронта, среза и этапа рассасывания, что значительно сокращает минимальную длительность импульса и увеличивает максимальную частоту срабатываний ключевого каскада.

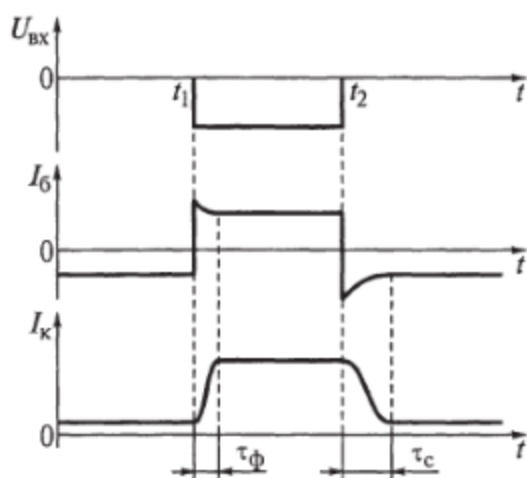


Рис. 2.22. Эпюры напряжений и токов в транзисторном ключе с ускоряющей емкостью

Вместе с тем, этот способ не позволяет существенно сократить время рассасывания в режиме насыщения. Устранить время рассасывания можно путем создания нелинейной обратной связи между коллектором и базой через диодный мостик.

Транзисторные ключи с нелинейной обратной связью. В схеме транзисторного ключа с диодом обратной связи между коллектором и базой устранение процесса рассасывания производят путем ограничения базового тока на уровне $I_б$, при этом элементами, регулирующими обратную связь,

являются диод и делительная цепочка резисторов $R1$ и $R2$ (рис. 2.23, а). В исходном состоянии транзистор VT закрыт. Его входной ток пренебрежимо мал, а падение напряжения на резисторе $R_к$ близко к нулю. Через транзистор и диод протекают обратные токи. Уровень выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = E_k - E_б.$$

При подаче на вход отрицательного импульса в момент времени t_1 транзистор открывается. Под воздействием тока базы уменьшается потенциал точки O соединения резисторов $R1$ и $R2$, коллекторный ток $I_к$ возрастает по экспоненциальному закону, стремясь достичь максимального значения $I_{к \text{ max}}$, а потенциал коллектора $U_к$ растет (рис. 2.23, б). Это ведет к уменьшению обратного напряжения на диоде. Когда потенциал точки O станет равным или большим потенциала коллектора (момент времени t_2), диод открывается и возникает отрицательная обратная связь между коллектором и базой. При этом происходит перераспределение токов: базовый ток уменьшается до уровня $I_б$, хотя входной ток продолжает увеличиваться. Коллекторный ток продолжает расти вследствие роста входного тока. Иными словами, рост тока базы приводит к росту коллекторного тока и тока диода, что снижает ток базы.

В результате действия отрицательной обратной связи потенциал коллектора фиксируется на определенном уровне $U_n < U_{к.н}$ ($U_{к.н}$ — потенциал коллектора насыщенного транзистора в абсолютных величинах), и насыщения транзистора не происходит. Коллекторный переход остается смещенным в обратном направлении.

После окончания импульсного сигнала (момент времени t_3) диод восстанавливает свое обратное сопротивление. Это ведет к небольшой задержке формирования среза выходного импульса.

Коллекторный ток снижается до минимального $I_{к\text{ min}}$, а напряжение на коллекторе принимает первоначальное значение.

Вместо сопротивления R_2 часто устанавливают дополнительный диод с той же полярностью, что и диод VD . Для обеспечения отпираания диода нелинейной обратной связи VD , напряжение отсечки дополнительного диода должно быть больше напряжения отсечки диода VD . Это условие выполняется, когда диод VD кремниевый, а дополнительный диод германиевый.

В настоящее время получила широкое распространение схема транзисторного ключа с диодом Шотки (рис. 2.33, в). Ее часто используют в интегральном исполнении, так как она требует меньшего числа элементов. В схеме база и коллектор связаны через алюминиево-кремниевый диод Шотки, у которого прямое напряжение очень мало (меньше напряжения на прямом смещении $p-n$ -перехода) и нет накопления заряда.

При включении ключа диод Шотки отпирается раньше, чем коллекторно-базовый переход. Задержка, связанная с переходом транзистора к насыщению, отсутствует, и длительность фронта резко сокращается.

Падение напряжения на открытом диоде очень мало, поэтому коллекторный переход транзистора полностью открыться не мо-

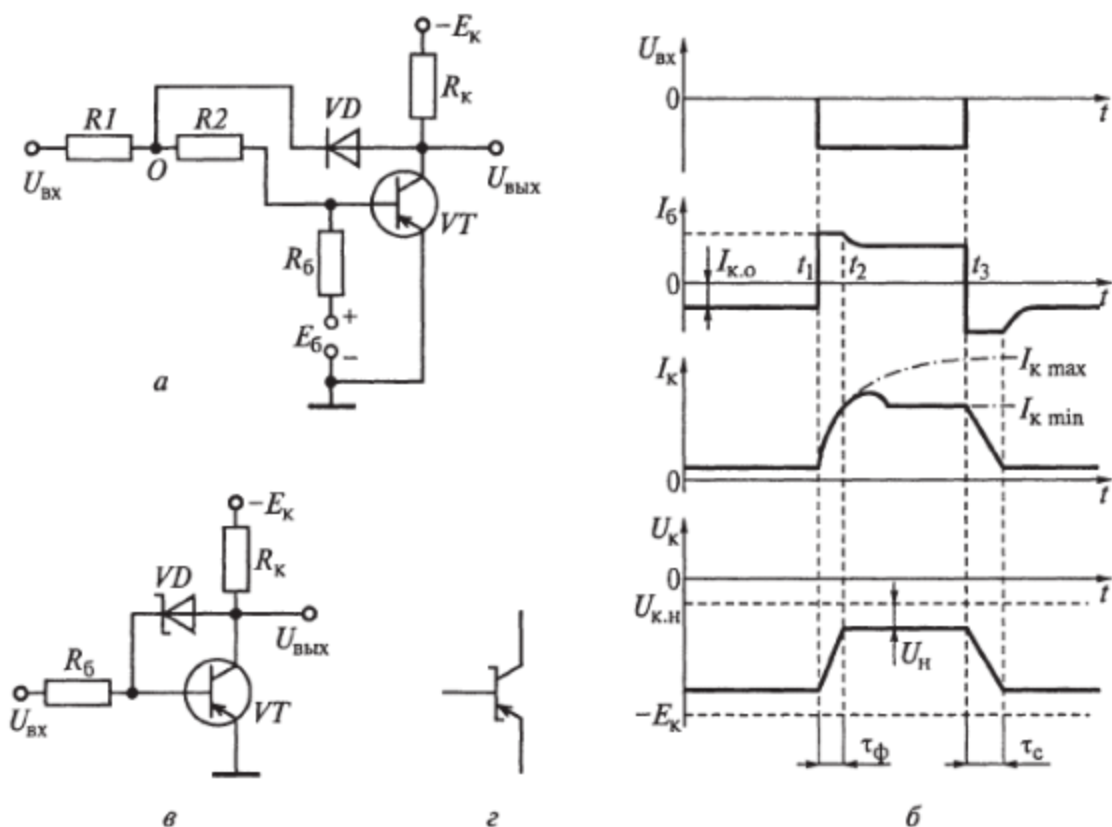


Рис. 2.23. Транзисторный ключ с нелинейной обратной связью: а — электрическая схема; б — эюры напряжений и токов; в — схема ключа с диодом; г — УГО транзистора Шотки

жет, и транзистор работает на грани насыщения. В этом случае избыточный заряд на базе не накапливается и, следовательно, время рассасывания отсутствует. В связи с этим, время среза импульса также сокращается. Единую интегральную структуру транзистор—диод Шотки часто называют *транзистором Шотки* (рис. 2.23, г).

Повышение быстродействия ключей на МОП-транзисторах. Затягивание фронта и спада импульса ключевого каскада МОП-транзистора происходит из-за наличия паразитных емкостей монтажа, нагрузки и емкостей электродов и $p-n$ -перехода транзистора, а также вследствие большого внутреннего сопротивления.

На динамической модели ключевого каскада МОП-транзистора с учетом его паразитных емкостей и внутреннего сопротивления (рис. 2.24, *a*) показаны следующие емкости: затвор—сток $C_{з-с}$, сток—исток $C_{с-и}$, металлических электродов C_m и нагрузки C_n , а также схемное сопротивление в цепи стока R_c и сопротивление индуцированного канала проводимости $R_{нд}$.

На входе транзистора сформирован емкостной делитель, состоящий из C_{3-c} и $CI = C_n + C_m + C_{c-и}$. При подаче на вход импульса напряжения на выходе появляется скачок напряжения

$$U_{\text{BY}} = U_{\text{BY}} C_{3-c} / (C1 + C_{3-c}).$$

Длительность фронта выходного импульса

$$\tau_{\Phi} = 2,3 C_0 R_c R_{np} / (R_c + R_{np}),$$

где $C0 = C1 + C_{3-c}$.

После окончания входного импульса напряжение на входе уменьшается до нуля и транзистор запирается. Начинает заряжаться весь набор параллельных конденсаторов с емкостью $C1$. Заряд происходит через сопротивление R_c . Длительность фронта $\tau_c = R_c C1$, т. е. определяется постоянной времени RC -цепи.

Для уменьшения фронта и спада выходного импульса ключевого каскада МОП-транзистора используют специальную схему,

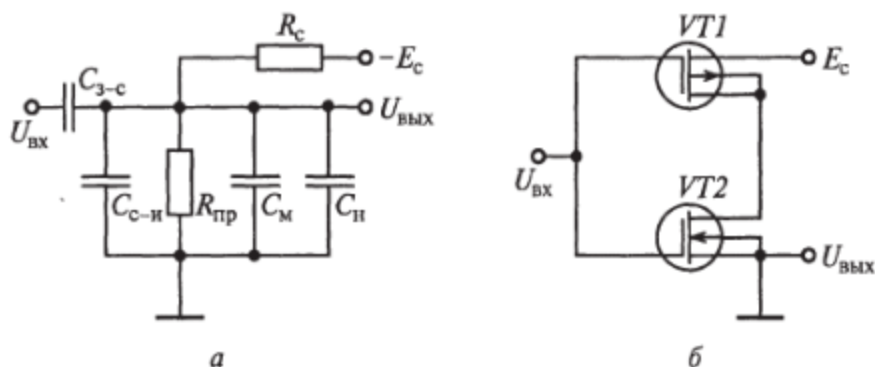


Рис. 2.24. Ключ на МОП-транзисторах:

a — динамическая модель; b — схема включения полевых транзисторов для уменьшения длительности фронта и спада импульса

обеспечивающую ускорение заряда и разряда паразитных емкостей (рис. 2.24, б). Для этого включают дополнительный полевой транзистор, имеющий проводимость канала, отличную от проводимости ключевого транзистора. В этой схеме транзисторы открываются и закрываются в противофазе и обеспечивают получение малых времен фронта и спада.

Повышение мощности импульсов. Для повышения мощности импульса путем увеличения тока или напряжения в импульсе применяют многокаскадные ключевые схемы. Способ связи, обеспечивающий соединение электронных ключей, определяет важнейшие характеристики всего устройства, его надежность и стабильность, потребляемую мощность, а также качество импульсов на выходе. Наиболее часто применяют межкаскадные связи в виде переходных и дифференцирующих цепочек. Они обеспечивают разделение каскадов по постоянной составляющей и хорошую передачу коротких импульсов. Однако они плохо передают медленно меняющиеся напряжения и импульсы большой длительности. Для передачи низкочастотных составляющих необходимо применять цепи, которые связывают каскады не только по переменному, но и по постоянному току или напряжению. При этом важно осуществлять потенциальное согласование каскадов и учитывать возникающую нестабильность работы устройства.

Прямая связь транзисторных ключей. Прямая связь транзисторных каскадов осуществляется путем непосредственного подключения коллектора предыдущего каскада к базе следующего транзистора (рис. 2.25).

В начальном положении транзистор $VT1$ открыт и насыщен (см. рис. 2.25, а). Небольшое отрицательное напряжение с его коллектора подается на базу транзистора $VT2$, который практически закрыт. Однако при такой прямой связи между каскадами режим

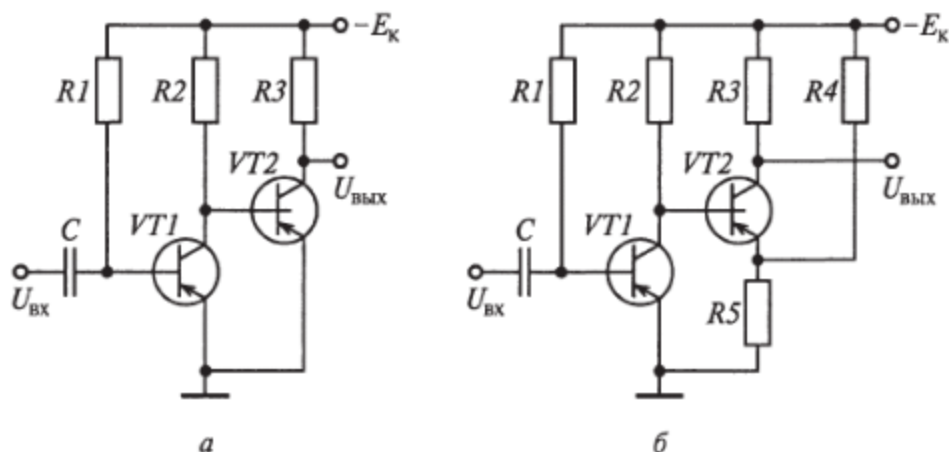


Рис. 2.25. Схемы непосредственной связи между транзисторами в ключевом каскаде:

а — обычная; б — с отрицательным смещением на эмиттер $VT2$

работы транзистора $VT2$ зависит от сопротивления резистора $R2$. При изменении температуры появляется дрейф напряжения коллектора транзистора $VT1$, возрастает ток базы транзистора $VT2$, и он может самопроизвольно открыться. Следовательно, устройство не имеет температурной стабильности.

Для повышения температурной стабильности используют схему, в которой на эмиттер транзистора $VT2$ подается отрицательное напряжение смещения, формируемое делителем напряжения на резисторах $R4$ и $R5$ (см. рис. 2.25, б). Сопротивления резисторов подбираются так, чтобы выполнялось условие отсечки второго транзистора. Включение резистора $R5$ в цепь эмиттера транзистора $VT2$ создает отрицательную обратную связь по току и повышает температурную стабильность работы транзистора. Сопротивление $R5$ намного меньше $R4$, поэтому вместо резистора $R5$ часто ставят кремниевые или германиевые диоды, включенные в прямом направлении.

Резистивная связь транзисторов. Резистивная связь осуществляется путем соединения коллектора первого транзистора и базы второго с помощью резистора $R3$ (рис. 2.26, а).

В исходном состоянии транзистор $VT1$ закрыт, а транзистор $VT2$ открыт и насыщен, т. е. ток базы $I_{б2}$ транзистора $VT2$ больше его базового тока насыщения:

$$I_{б.н2} = I_{к.н2} / \beta_2,$$

где $I_{к.н2}$ — ток в цепи коллектора при режиме насыщения транзистора $VT2$; β_2 — коэффициент усиления по току транзистора $VT2$.

Ток базы второго транзистора

$$I_{б2} = E_k / (R2 + R3) - E_{б2} / R5.$$

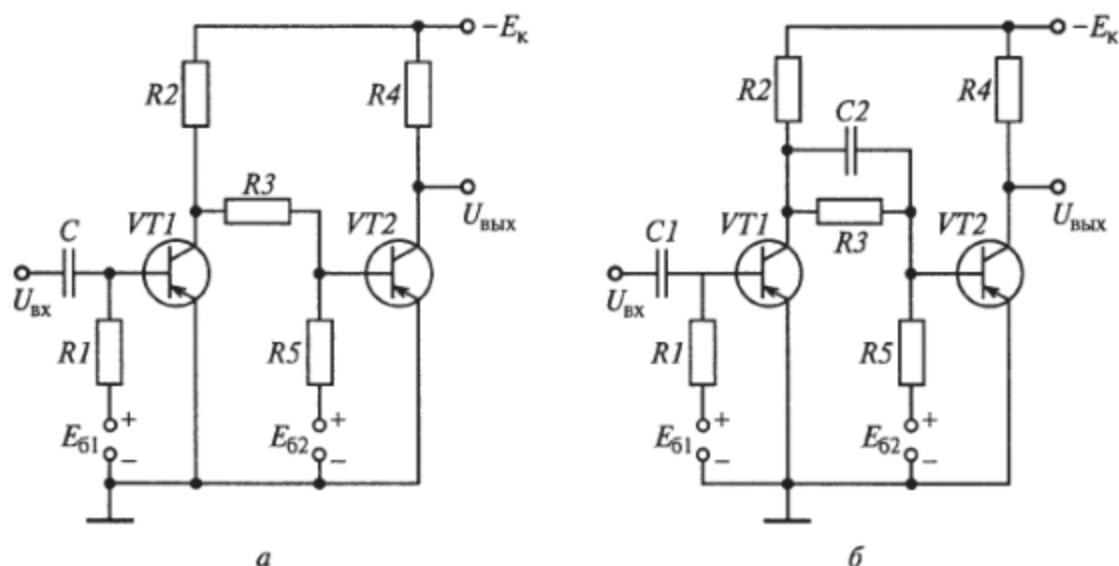


Рис. 2.26. Схемы резистивных соединений транзисторных ключей:
а — обычная; б — с ускоряющим конденсатором

Из предыдущих выражений можно определить сопротивление резистора связи каскадов:

$$R3 < \beta_2 R5 / (\beta_2 E_6 / E_k + R5) - R4.$$

При подаче на вход $VT1$ скачка отрицательного напряжения транзистор открывается и входит в режим насыщения. При этом транзистор $VT2$ закрывается, так как напряжение на его базе больше нуля. На коллекторном выходе транзистора $VT2$ произойдет скачок отрицательного напряжения. Мощность импульса на втором каскаде возрастет примерно в β_2 раз.

Для увеличения быстродействия второго каскада параллельно резистору $R3$ включают конденсатор $C2$ (рис. 2.26, б).

Одним из достоинств резистивной связи каскадов является возможность подстройки режима работы транзистора путем подбора параметров напряжения E_{62} и делителя напряжения на резисторах $R3$ и $R5$. При этом коэффициент усиления по току и амплитуда импульса могут снизиться.

Емкостная связь транзисторов ключевых каскадов. Такая связь реализуется с помощью переходных и дифференцирующих RC -цепей. Наиболее часто применяются дифференцирующие RC -цепи. Они хорошо работают при потоках коротких импульсов. Рассмотрим работу схемы соединения транзисторных каскадов через конденсатор $C2$ (рис. 2.27).

В исходном состоянии транзистор $VT1$ закрыт, а транзистор $VT2$ открыт и насыщен (при выполнении условия насыщения $R2 > R3$). При этом конденсатор связи $C2$ заряжен почти до напряжения E_k .

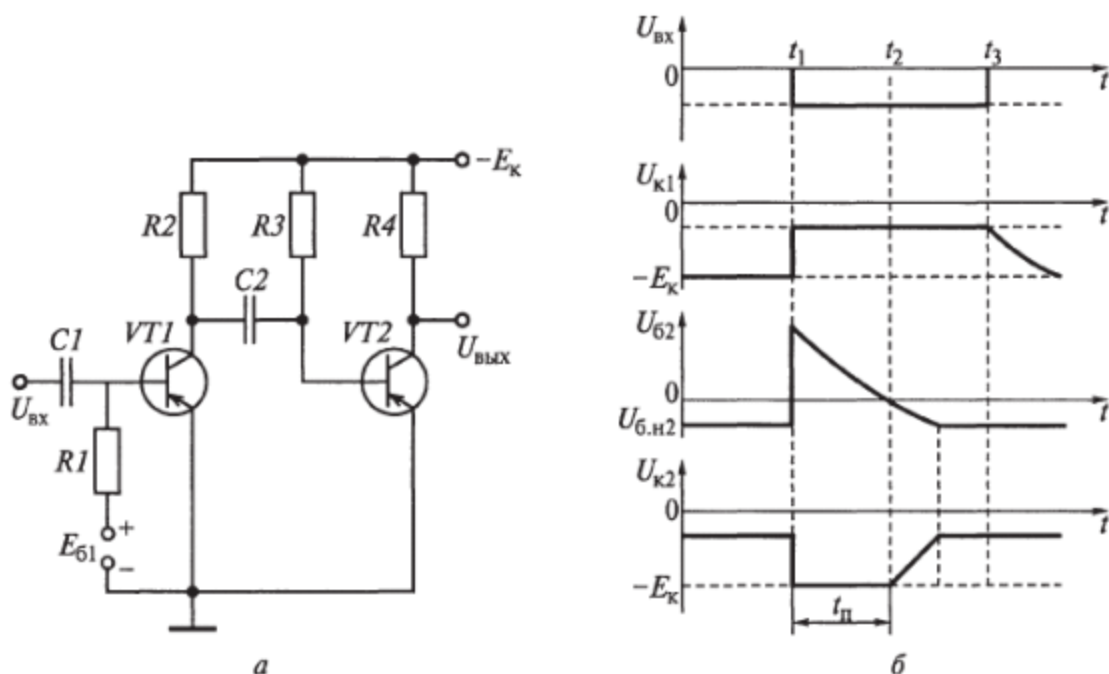


Рис. 2.27. Емкостное соединение транзисторных ключей:
а — электрическая схема; б — эюры напряжений

При поступлении на вход схемы отрицательного импульса (момент времени t_1) транзистор $VT1$ открывается и на его коллекторе возникает положительный перепад напряжений, величина которого близка к напряжению питания коллектора. Этот перепад проходит через конденсатор $C2$ и поступает на базу транзистора $VT2$, который закрывается, а на его коллекторе появляется импульс напряжения $U_{к2} \approx -E_k$, являющийся выходным для всего ключа — $U_{вых}$. После прохождения фронта напряжение на базе транзистора $VT2$ уменьшается по экспоненциальному закону (с постоянной времени $C2R3$) и приближается к уровню напряжения насыщения $U_{б.н2}$ на базе транзистора $VT2$.

Как только напряжение на базе транзистора $VT2$ станет равным нулю (в момент времени t_2), он откроется. Длительность интервала, в течение которого транзистор $VT2$ будет закрыт, при постоянной величине выходного импульса можно рассчитать по следующей формуле:

$$t_n = C2R3 \ln 2 = 0,7 C2R3.$$

Из последнего выражения следует, что для полного воспроизведения импульса по длительности время t_n должно быть больше длительности входного импульса. Это служит основой при расчете емкости конденсатора связи каскадов.

Напряжение на базе транзистора $VT2$ достигает величины E_k , поэтому транзистор должен иметь достаточно большое пробивное напряжение эмиттерного перехода. Если оно мало, то последовательно с конденсатором включают диод.

Другой особенностью устройства является то, что после окончания импульса (момент времени t_3), транзистор $VT1$ закроется, но напряжение на коллекторе $U_{к1}$ не может измениться скачком из-за заряда конденсатора. Напряжение на коллекторе будет изменяться по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_c = C2R3$.

Контрольные вопросы

1. Что такое электронный ключ и «радиоключ», на какой элементной базе создаются электронные ключи?
2. Нарисуйте схемы последовательных и параллельных диодных ключей, объясните принципы их действия.
3. Нарисуйте схему электронного ключа на триоде и объясните принцип его действия.
4. Нарисуйте схемы электронных ключей на $n-p-n$ и $p-n-p$ -транзисторах. Объясните принципы их действия.
5. Какие виды транзисторных ключевых схем вы знаете? Назовите их преимущества и недостатки.
6. Чем характерны режимы отсечки и насыщения транзистора? В чем их отличие от линейного режима усиления?

7. Назовите факторы, влияющие на время переключения биполярного транзистора в ключевом каскаде. Каким путем можно уменьшить время переключения?

8. Какие особенности имеют ключевые каскады на полевых транзисторах?

9. В чем отличие МОП-транзисторов с встроенным и индуцированным каналом?

10. Что такое цифровой логический элемент? Перечислите основные логические элементы. Какие логические операции они выражают?

11. Что такое Булева алгебра? Какие ее законы вы знаете?

12. Поясните закон двойственности и правило де Моргана.

13. Что такое логическая функция? С помощью каких логических элементов ее можно реализовать?

14. В чем заключается минимизация логической функции и как называется ее предельная форма?

15. На каких металлических, диэлектрических и полупроводниковых структурах создаются логические элементы И, ИЛИ, НЕ?

16. В чем преимущество универсального логического элемента И-НЕ и как он реализуется на транзисторном ключе?

17. Что такое триггер и где он используется?

18. На каких элементах реализуются триггеры и в чем преимущество различных схем триггеров?

19. Нарисуйте схему *RS*-триггера на транзисторах и объясните принцип его работы.

20. Нарисуйте схему *RS*-триггера на логических элементах и объясните, как он работает.

21. Чем отличаются триггеры с прямыми и инверсными входами? На каких логических элементах они создаются?

22. От каких факторов зависит быстродействие ключей? И каково оно у современных электронных ключей?

23. Как связана предельная частота переключения с быстродействием ключа?

24. Какие средства повышения быстродействия ключевых каскадов вы знаете?

25. Где устанавливается ускоряющий конденсатор и как определить его емкость?

26. Где устанавливается нелинейный ускоряющий элемент? Объясните принцип его работы.

27. Как осуществляется повышение быстродействия ключей на МОП-транзисторах?

28. Каким путем осуществляется увеличение мощности импульсов?

29. Какими свойствами должны обладать межкаскадные связи в импульсных усилителях?

30. Как осуществляется прямая связь транзисторных ключей и где она применяется?

31. Как осуществляется резистивная связь транзисторных ключей? В чем ее преимущества и недостатки?

32. Как рассчитать емкость конденсатора для емкостной связи транзисторных ключей?

ГЛАВА 3

ЛИНЕЙНЫЕ И НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ. УСТРОЙСТВА И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

3.1. Законы для импульсных процессов в электрических цепях

В импульсных цепях действуют законы постоянного и переменного токов.

Закон Ома. Ток i_R в цепи с сопротивлением (рис. 3.1) пропорционален приложенному напряжению u_R и обратно пропорционален сопротивлению R :

$$i_R = u_R / R.$$

В схеме электрической цепи с сопротивлением импульс тока в цепи повторяет форму импульса напряжения без искажения формы фронтов в масштабе, задаваемом законом Ома.

Первый закон коммутации. Мгновенные значения тока i_C и напряжения u_C в цепи, содержащей только емкость C , подчиняются следующим зависимостям:

$$i_C = C du_C / dt; \quad u_C = u_0 \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t') dt', \quad (3.1)$$

где u_0 — напряжение на конденсаторе при $t = 0$; t' — текущее время от 0 до t при интегрировании.

В схеме электрической цепи с конденсатором (рис. 3.2) импульс тока повторяет скорость (производную) изменения напряжения в масштабе, задаваемом первой формулой (3.1). Если ток в цепи задается генератором тока, то напряжение на обкладках конденсатора будет изменяться по второй формуле (3.1), т.е. напряжение на конденсаторе является интегралом изменения тока.

Электрические цепи с конденсатором применяются для разделения постоянного и переменного токов, в полосовых фильтрах, делителях и умножителях частоты, а также для вычисления производных и интегралов в аналоговых устройствах.

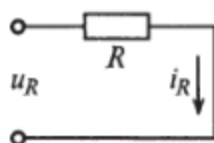


Рис. 3.1. Ток в цепи
с сопротивлением

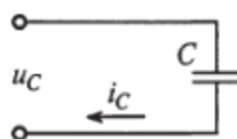


Рис. 3.2. Ток в цепи
с конденсатором

Второй закон коммутации. Мгновенные значения тока i_L и напряжения u_L в цепи, содержащей только индуктивность L , подчиняются следующим зависимостям:

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_0 + \frac{1}{L} \int_0^t u_L(t') dt'; \\ u_L(t) &= L di_L(t)/dt, \end{aligned} \quad (3.2)$$

где i_0 — ток через катушку индуктивности при $t = 0$.

В схеме электрической цепи с катушкой индуктивности (рис. 3.3) импульс напряжения повторяет производную изменения тока в масштабе, задаваемом первой формулой (3.2). Если напряжение в цепи задается генератором напряжения, то ток в цепи будет изменяться по второй формуле (3.2).

Электрические цепи с катушкой индуктивности применяются для сглаживания постоянного тока в полосовых фильтрах, трансформаторах напряжения и многих других устройствах.

Первый закон Кирхгофа. Сумма втекающих и вытекающих токов в узле электрической цепи равна нулю (рис. 3.4):

$$\sum_{k=1}^n i_k = 0, \quad (3.3)$$

где n — число проводников, сходящихся в узле.

Направление токов выбирают произвольно; токи, направленные к узлу, берут с одним знаком, например плюс (+), а токи, направленные от узла, — с другим знаком, например минус (–).

Второй закон Кирхгофа. Сумма напряжений участков замкнутого контура электрической цепи и электродвижущей силы (ЭДС) источников тока E в контуре равняется нулю:

$$\sum_{i=0}^l u_i + \sum_{j=0}^m E_j = 0, \quad (3.4)$$

где l — число пассивных (без источников напряжения) участков; m — число источников ЭДС в контуре.

На схеме (рис. 3.5) произвольно выбирают направление обхода контура. Напряжения и ЭДС берут с положительным знаком, если их направление совпадает с направлением обхода контура.

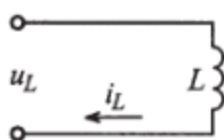


Рис. 3.3. Ток в цепи с катушкой индуктивности

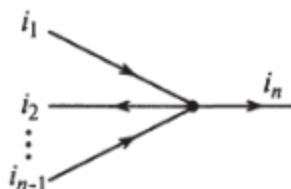


Рис. 3.4. Ток в узле электрической цепи

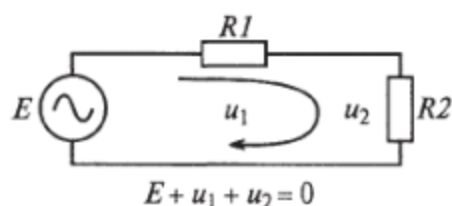


Рис. 3.5. Распределение напряжений и ЭДС в цепи



Рис. 3.6. Связь генератора и нагрузки

Принцип эквивалентного генератора. Любую сколь угодно сложную цепь можно разбить на генератор (источник тока) Г и нагрузку (приемник тока) Н (рис. 3.6). Причем сумма ЭДС генератора E_G и напряжения нагрузки U_H равна нулю:

$$E_G + U_H = 0.$$

Все перечисленные законы действительны как для импульсных, так и для переменных токов и напряжений. Для описания сложных динамических процессов используют интегральные и дифференциальные уравнения, а также законы взаимодействия спектров сигналов.

3.2. Операторный метод описания динамических процессов

Динамическими называются процессы, характеризующие изменение параметров во времени. Примером такого процесса является изменение тока (напряжения) в импульсе.

В операторном методе используется комплексное описание изменений напряжений и токов с использованием *оператора Лапласа*

$$p = \sigma + j\omega, \quad (3.5)$$

где σ — действительная (реальная) часть; $j\omega$ — мнимая часть; $j = \sqrt{-1}$.

Функции изменения напряжения $u(t)$ (оригиналу) соответствует *преобразование Лапласа* (изображение)

$$U(p) = \int_0^{\infty} u(t) \exp(-pt) dt.$$

Преобразование Лапласа $U(p)$ функции $u(t)$ имеет реальную и мнимую части. Реальная часть описывает ступенчатые изменения напряжений и токов и переходные процессы, а мнимая — колебательные (частотные) составляющие процессов.

Если в операторе Лапласа исключить реальную часть σ , то преобразование Лапласа превратится в преобразование Фурье (см. гл. 1),

т.е. преобразование Фурье является частным случаем преобразования Лапласа.

Для ограниченного импульса (от 0 до τ) имеем

$$U(p) = \int_0^{\tau} u(t) \exp(-pt) dt. \quad (3.6)$$

Зная изображение $U(p)$, можно получить оригинал:

$$u(t) = 1/(2\pi j) \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} U(p) \exp(pt) dp, \quad (3.7)$$

где c — постоянная.

Преобразование Лапласа можно представить в дробном виде:

$$U(p) = a(p)/b(p),$$

где $a(p)$ и $b(p)$ — многочлены, т.е.

$$a(p) = a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n;$$

$$b(p) = b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_m p^m.$$

Такое представление позволяет выразить исходную функцию в виде следующей суммы:

$$u(t) = A_0 + \sum_{k=1}^m A_k \exp(p_k t), \quad (3.8)$$

где p_k — корни многочлена $b(p)$.

Выражение (3.8) называется *формулой Хевисайда*, причем

$$A_0 = a(0)/b(0); \quad A_k = a(p_k)/(p_k b'(p_k)),$$

где $a(p_k)$, $b(p_k)$ — значения многочленов, вычисленные для корня p_k .

Операторный метод удобен для описания динамических процессов в электрических цепях. Рассмотрим процесс разряда кон-

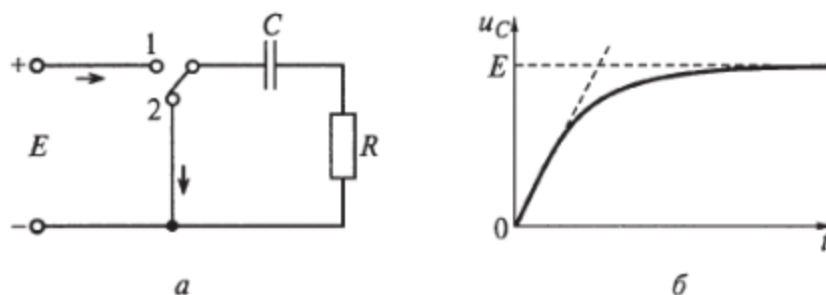


Рис. 3.7. RC -контур:

a — электрическая схема; b — график заряда конденсатора

денсатора через сопротивление (рис. 3.7, а). Схема работает следующим способом. Когда ключ находится в положении 1 конденсатор заряжается и напряжение на его обкладках изменяется по следующему закону:

$$u_C(t) = E(1 - \exp(-t/\theta)), \quad (3.9)$$

где θ — постоянная времени разряда, равная RC .

При достаточно большом времени t напряжение $u_C(t)$ становится равным напряжению на батарее E (рис. 3.7, б). Если ключ переключается в положение 2, то конденсатор начинает разряжаться через сопротивление R . По мере разряда конденсатора напряжение на его обкладках уменьшается по экспоненциальному закону (рис. 3.8):

$$u_C(t) = E \exp(-t/\theta). \quad (3.10)$$

Ток в цепи при разряде конденсатора (ключ в положении 2) можно определить по закону Ома, учитывая, что $i_R(t) = i_C(t)$:

$$i_C(t) = u_C(t)/R = E \exp(-t/\theta)/R. \quad (3.11)$$

При включении ключа в положение 1, в соответствии с законом Киркгофа для контура, получим следующее уравнение, определяющее напряжение на сопротивлении R :

$$u_R(t) + u_C(t) = E \text{ или } u_R(t) = E - u_C(t). \quad (3.12)$$

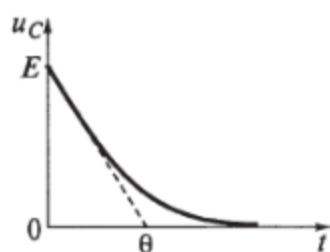
Подставляя значение $u_C(t)$ из формулы (3.9), получим

$$u_R(t) = E - u_C(t) = E - E(1 - \exp(-t/\theta)) = E \exp(-t/\theta). \quad (3.13)$$

Ток в цепи при заряде конденсатора (ключ в положении 1) определяется током через сопротивление и по закону Ома

$$i_R(t) = u_R(t)/R = E \exp(-t/\theta)/R. \quad (3.14)$$

Согласно первому закону коммутации и второй формуле (3.1) имеем



$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt.$$

Согласно формуле (3.11) $i_C(t) = i_R(t)$ и $i_C(t) = u_R(t)/R$, поэтому уравнение (3.12) запишем в следующей форме:

$$u_R(t) + 1/(RC) \int_0^t u_R(t) dt = E. \quad (3.15)$$

Рис. 3.8. График разряда конденсатора

Дифференцируя правую и левую части уравнения (3.15), получим эквивалентное дифференциальное уравнение первого порядка с постоянными коэффициентами:

$$du_R(t)/dt + u_R(t)/(RC) = 0. \quad (3.16)$$

Решением этого уравнения является функция напряжения

$$u_R(t) = E \exp(pt), \quad (3.17)$$

где p — корень характеристического уравнения.

Анализируя уравнение (3.17) и сопоставляя его с уравнением (3.10), можно определить, что p — это оператор Лапласа, причем $p = -1/\theta = -1/(RC)$.

Если вместо конденсатора поставить катушку индуктивности, то изменение тока в цепи при переключении ключа также может быть представлено дифференциальным уравнением первого порядка. Изменение тока в цепи и напряжения на катушке будет также соответствовать уравнению (3.17), в котором оператор Лапласа $p = -1/\theta = -L/R$.

Если последовательно с конденсатором подключить катушку индуктивности (рис. 3.9), то изменение тока в цепи при переключении ключа может быть представлено дифференциальным уравнением второго порядка. В этом случае корни характеристического уравнения имеют не только действительные (вещественные), но и комплексные значения. Наличие комплексной составляющей указывает на колебательный характер переходных процессов.

Изменение напряжения на обкладках конденсатора при переключении ключа зависит от соотношения параметров R , L и C .

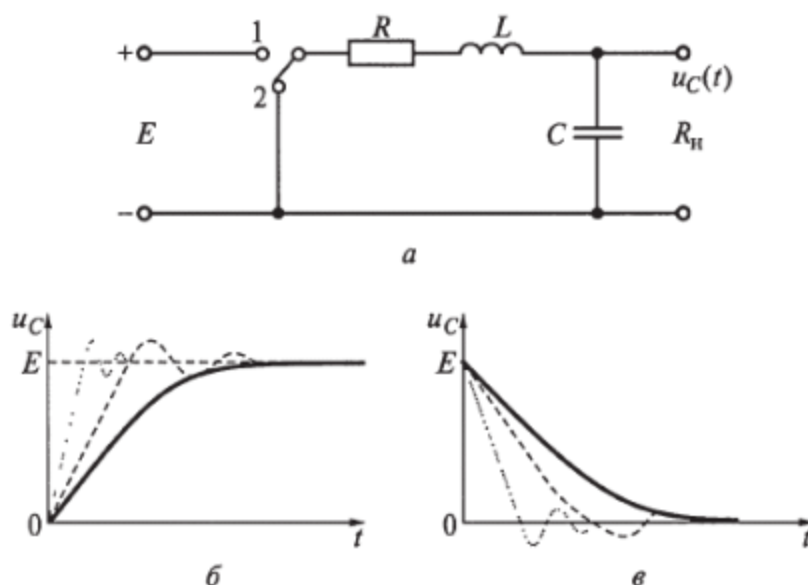


Рис. 3.9. RLC -цепь:

a — электрическая схема; b — виды переходных процессов при ключе в положении 1; $в$ — виды переходных процессов при ключе в положении 2

3.3. Динамические характеристики электрических цепей и устройств

Для описания изменения параметров во времени (процессов) в электрических цепях и устройствах используют дифференциальные уравнения и различные аналитические функции.

В этом случае говорят о динамическом описании процессов и устройств. В некоторых случаях описание удобнее вести в спектральном виде или в операторной форме. Наиболее распространенным подходом динамического анализа электрических систем и устройств является их представление в виде четырехполюсника или «черного ящика» известными входными воздействиями и выходными реакциями на них, связанными динамическими характеристиками (рис. 3.10).

Связь между напряжением на входе $U_{\text{вх}}(t)$ и выходе $U_{\text{вых}}(t)$ системы определяется следующими функциями:

$h(t)$ — переходная характеристика;

$k(t)$ — импульсная характеристика;

$K(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика;

$V(p)$ — передаточная характеристика.

Переходная характеристика $h(t)$ — это реакция системы на единичное ступенчатое воздействие в виде функции

$$I(t) = U_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t < t_0; \\ 1, & \text{при } t > t_0. \end{cases}$$

Импульсная характеристика $k(t)$ — это реакция на импульсное воздействие, т. е. на воздействие в виде единичного импульса

$$\delta(t) = U_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \neq t_0; \\ 1, & \text{при } t = t_0. \end{cases}$$

Изменения напряжения на выходе динамической системы при ступенчатом и импульсном входных воздействиях (рис. 3.11) и первоначальные сведения из дифференциального исчисления показывают, что импульсное воздействие $\delta(t)$ является производной от ступенчатой функции $I(t)$, а импульсная характеристика, в свою очередь, является производной от переходной функции, т. е.

$$\delta(t) = dI(t)/d(t) \text{ и } k(t) = dh(t)/d(t). \quad (3.18)$$

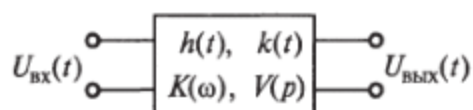


Рис. 3.10. Схематическое изображение динамической системы в виде четырехполюсника («черного ящика»)

Связь между процессами на входе и выходе четырехполюсника определяется следующими формулами:

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}}(0) h(t) + \int_0^t U_{\text{вх}}(\tau) h(t - \tau) d\tau; \quad (3.19)$$

$$U_{\text{вых}}(t) = \int_0^t U_{\text{вх}}(\tau) k(t - \tau) d\tau, \quad (3.20)$$

где τ — текущее время интегрирования внутри интеграла.

Формула (3.19) показывает связь изменений напряжения на входе и выходе системы с помощью переходной характеристики и называется *интегралом Дюамеля*. Формула (3.20) показывает связь изменений напряжения на входе и выходе системы с помощью импульсной характеристики и называется *уравнением Винера — Хопфа*.

Амплитудно-частотная характеристика — это отношение амплитуд напряжений на выходе к напряжению на входе при разных частотах.

Следовательно, амплитудно-частотная (спектральная) характеристика выходной функции

$$U'_{\text{вых}}(\omega) = K(\omega) U'_{\text{вх}}(\omega), \quad (3.21)$$

где $U'_{\text{вх}}(\omega)$ — амплитудно-частотная (спектральная) характеристика входной функции.

Для более полного описания системы используют переход в частотную область с помощью преобразований Фурье в комплексном виде:

$$U_{\text{вых}}(\omega) = W(\omega) U_{\text{вх}}(\omega). \quad (3.22)$$

$$\text{Здесь } W(\omega) = K(\omega) \exp(-j\phi(\omega)) = \int_{-\infty}^{\infty} k(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (3.23)$$

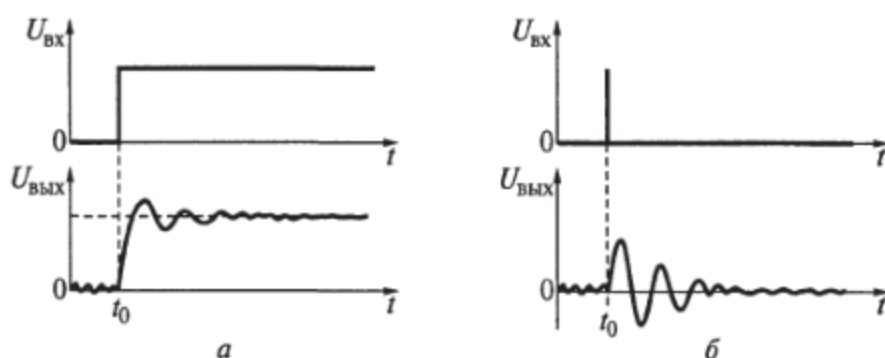


Рис. 3.11. Изменение напряжения на входе и выходе динамической системы при ступенчатом (а) и импульсном (б) воздействиях

Функция $K(\omega)$ называется *амплитудно-частотной характеристикой*, а функция $\exp(-j\varphi(\omega))$ — *фазочастотной характеристикой*.

Соответственно, функции $U_{\text{вх}}(\omega)$ и $U_{\text{вых}}(\omega)$ в формуле (3.22) так же представлены в комплексном виде и имеют свои амплитудно- и фазочастотные характеристики.

Передаточная характеристика — это амплитудно-частотная характеристика в операторном виде:

$$V(p) = \int_{-\infty}^{\infty} k(t) \exp(-jpt) dt. \quad (3.24)$$

Связь между входом и выходом системы определяется формулой, аналогичной (3.22):

$$U_{\text{вых}}(p) = V(p) U_{\text{вх}}(p), \quad (3.25)$$

где $U_{\text{вх}}(p)$ и $U_{\text{вых}}(p)$ — преобразования Лапласа входной и выходной функций.

Ранее отмечалось, что преобразование Фурье является частным случаем преобразования Лапласа. Аналогично, амплитудно-частотная характеристика системы является частным случаем передаточной или преобразования Лапласа от импульсной характеристики системы. Таким образом, связь между процессами на входе и выходе четырехполюсника определяется формулами (3.19), (3.20), (3.22) и (3.25).

Формулы (3.19) и (3.20) показывают связь между процессами на входе и выходе системы во временной области. Формула (3.25) показывает связь между процессами на входе и выходе системы в операторной форме, а формула (3.22) — в частотной. Формулу (3.22) применяют наиболее часто для исследования фильтров, усилителей и систем управления. Для ее правильного применения необходимо помнить, что преобразование Фурье имеет две составляющие: амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики.

3.4. Переходные процессы в цепях с емкостью и индуктивностью

Переходные процессы определяют качество фронтов прямоугольных видео- и радиоимпульсов. Особенно сильно влияют на них емкости и индуктивности соединительных электрических цепей. Это влияние увеличивается при быстропротекающих процессах и сверхкоротких импульсах.

Во многих случаях в качестве разделительного элемента, отделяющего постоянное напряжение и пропускающего импульсы, в импульсных цепях применяют емкость (см. рис. 3.7). Переходный процесс фронта импульса соответствует замыканию ключа в по-

ложение 1, а срез импульса — в положение 2. Изменение напряжения на конденсаторе можно описать дифференциальным уравнением первого порядка:

$$du_R(t)/dt + u_R(t)/\theta = 0. \quad (3.26)$$

Решение этого уравнения имеет следующий вид:

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}}(0) + E(1 - \exp(-t/\theta)). \quad (3.27)$$

Обычно $U_{\text{вх}}(0) = 0$, следовательно $U_{\text{вых}}(t) = E(1 - \exp(-t/\theta))$.

При замыкании ключа в положение 2 имеем

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}}(0) - E(1 - \exp(-t/\theta)), \quad (3.28)$$

где $U_{\text{вх}}(0) = E$.

Следовательно, уравнение (3.28) приобретает вид экспоненциальной функции:

$$U_{\text{вых}}(t) = E \exp(-t/\theta). \quad (3.29)$$

В обоих случаях при переключении ключа имеют место экспоненциальные функции, а напряжение на сопротивлении изменяется по закону, представленному формулой (3.29).

Специалисты часто встречаются с проблемой определения значения θ по осциллограмме. В этом случае целесообразно перейти к полулогарифмическому масштабу (логарифмируются только напряжения), в котором переходный процесс становится линейным, а уравнение (3.29) приобретает следующий вид:

$$\theta = -t/\ln(U_{\text{вых}}(t)/E) = t/[\ln E - \ln U_{\text{вых}}(t)]. \quad (3.30)$$

Таким образом, зная значение натурального логарифма в начальной точке ($\ln E$) и в одной из точек t_1 ($\ln U_{\text{вых}}(t_1)$), можно найти значение θ .

Если в цепи вместо конденсатора поставить катушку индуктивности (см. рис. 3.7), то изменение тока в контуре будет соответствовать уравнению (3.26), а изменение напряжения на катушке при включении будет определяться уравнением (3.29), причем $\theta = L/R$.

3.5. Дифференцирующие и интегрирующие цепи

Дифференцирующие цепи — это цепи, на выходе которых напряжение пропорционально производной входного напряжения.

Дифференцирующую цепь можно представить в виде устройства, осуществляющего дифференцирование входного сигнала (рис. 3.12, а). Напряжение на его выходе пропорционально первой производной от входного сигнала.

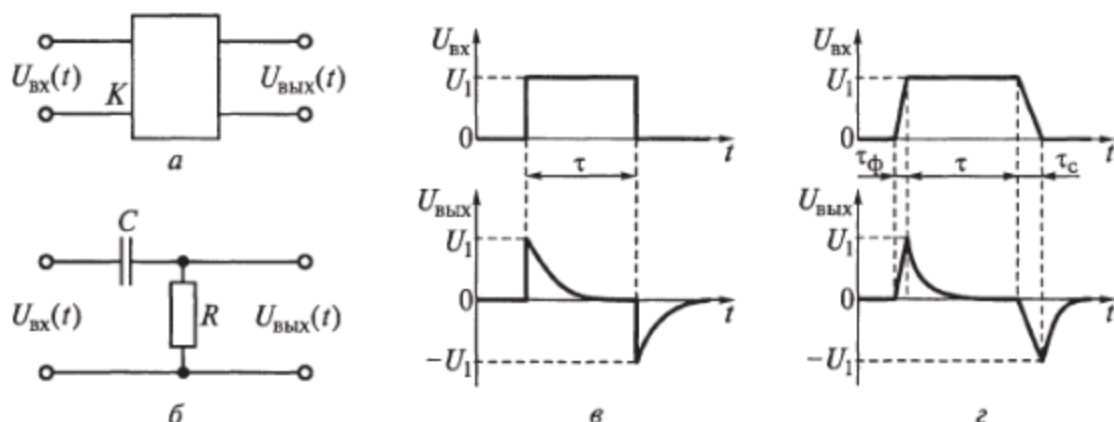


Рис. 3.12. Дифференцирующее устройство (а), дифференцирующая RC-цепь (б) и эпюры напряжений для идеального (в) и реального (з) импульсов

Связь между напряжениями на входе и выходе можно представить в виде следующей формулы:

$$U_{\text{вых}}(t) = K dU_{\text{вх}}(t)/dt, \quad (3.31)$$

где K — постоянный коэффициент.

Интегрирующие цепи — это цепи, на выходе которых формируется функция, значения которой соответствуют интегралу от функции времени на входе. На входе цепи изменяется ток или напряжение. Интегрирование происходит по времени, т. е. сигнал на выходе цепочки, интегрирующей входное напряжение $U_{\text{вх}}(t')$, имеет следующий вид:

$$U_{\text{вых}}(t) = U(0) + A_{\text{и}} \int_0^t U_{\text{вх}}(t') dt', \quad (3.32)$$

где $A_{\text{и}}$ — постоянный коэффициент интегрирования; $t' = \{0, t\}$ — обозначение параметра времени, протекающего в процессе интегрирования от 0 до t .

Дифференцирующие RC-цепи. Дифференцирующая RC-цепь — это цепь, состоящая из конденсатора C и резистора R , на выходе которой напряжение пропорционально производной по времени от входного напряжения (рис. 3.12, б).

При подаче на вход RC-цепи напряжения, скачкообразно изменяющегося от 0 до U_1 , ток в цепи согласно первому закону коммутации и первой формуле (3.1) будет пропорционален производной от входного напряжения и емкости конденсатора:

$$I_C(t) = C dU_{\text{вх}}(t)/dt.$$

Падение напряжения на резисторе R будет пропорционально току и сопротивлению:

$$U_{\text{вых}}(t) = I_C(t)R = RC dU_{\text{вх}}(t)/dt.$$

Таким образом, на выходе RC -цепи будет напряжение, пропорциональное первой производной от входного напряжения.

Фронт прямоугольного импульса приводит к резкому скачку напряжения на резисторе и соответственно на выходе дифференцирующей цепи (рис. 3.12, в). Затем конденсатор заряжается, и по мере его насыщения происходит спад зарядного тока. Соответственно падает напряжение на резисторе и выходе RC -цепи. Снижение напряжения на резисторе происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени $\theta = RC$. В момент прохождения среза входного импульса напряжение на резисторе становится равным напряжению на обкладках конденсатора и имеет отрицательный знак ($-U_1$), так как конденсатор разряжается. По мере разряда конденсатора ток через резистор R и напряжение на его обкладках также уменьшаются по экспоненциальному закону до нуля с постоянной времени $\theta = RC$.

Реальные импульсы отличаются от идеальных наличием фронта длительностью τ_f и среза длительностью τ_c (рис. 3.12, г).

При малых значениях длительности фронта и среза, во время прохождения фронта импульса напряжение на входе RC -цепи линейно возрастает от 0 до U_1 , а во время среза — линейно падает от 0 до $-U_1$.

Рассмотрим некоторые частные случаи прохождения реального импульса через RC -цепи.

При малой длительности фронта и среза, по сравнению с постоянной времени RC -цепи ($\tau_f < \theta < \tau_c$), за время действия фронта входного импульса конденсатор не успеет зарядиться и импульсы на выходе близки по форме к импульсам, полученным при прохождении идеального импульса. Исключением являются начальные участки (фронты) выходных импульсов, которые повторяют линейные зависимости фронта и среза входного импульса. При этом амплитуда выходных импульсов RC -цепи будет немного меньше амплитуды входного импульса.

При сильно растянутых фронтах и срезах ($\theta < \tau_f < \tau_c$), когда входной импульс имеет вид трапеции, конденсатор успевает перезарядиться и на выходе цепи выделяются только изменения напряжений во время фронта и среза входного импульса. Амплитуда импульсов на выходе RC -цепи сильно снижается.

При длительности импульса τ , сопоставимой с длительностями фронта, среза и постоянной времени RC -цепи (треугольный импульс), на выходе дифференцирующей цепи будет сглаженный импульс, напоминающий период синусоиды.

При подаче на вход RC -цепи напряжения синусоидальной формы $U_{\text{вх}}(t) = U_1 \sin(\omega t)$ напряжение на ее выходе будет определяться соотношением реактивного сопротивления конденсатора на данной частоте $R_C = 1/(\omega C) = 1/(2\pi fC)$ и сопротивления резистора R (f — частота сигнала).

Пример 3.1. Конденсатор имеет емкость $C = 1$ мкФ. Частота сигнала $f = 10$ кГц. Реактивное сопротивление конденсатора $R_C = 1/(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6}) = 10^2/(2\pi) = 15,9$ Ом.

Если выбрать резистор с сопротивлением $15 \dots 16$ Ом, то на выходе дифференцирующей RC -цепи амплитуда сигнала с частотой $f = 10$ кГц будет составлять примерно половину амплитуды входного сигнала. Более низкие частоты будут проходить с меньшей амплитудой, а более высокие — с большей амплитудой, вплоть до амплитуды входного сигнала. Это объясняется тем, что для низких частот реактивное сопротивление более высокое и падение напряжений больше на конденсаторе, чем на резисторе. Наоборот, на более высоких частотах реактивное сопротивление конденсатора меньше и падение напряжения больше на резисторе.

Пример 3.2. Длительность импульса $\tau = 1$ мс, а длительность его фронта $\tau_f = 1$ мкс. Требуется получить импульс длительностью 2 мкс.

Для получения такого импульса используем RC -цепь. Фронт входного импульса на выходе RC -цепи сформирует линейно нарастающее напряжение длительностью 1 мкс (см. рис. 3.12, з). Необходимо, чтобы срез выходного импульса также составлял 1 мкс. Для этого выберем параметры RC -цепи. Возьмем $R = 50$ Ом. Постоянная времени $\theta = RC = 1$ мкс. Следовательно, емкость конденсатора можно определить по следующей формуле: $C = \theta/R$. Подставляя значения θ и R , получим $C = 1 \cdot 10^{-6}/50 = 0,02$ мФ.

Определим граничную частоту, ниже которой частоты резко ослабляются и не проходят через RC -цепь. Эту частоту можно определить, используя формулу $R_C = 1/(\omega C) = 1/(2\pi fC)$. Задавая граничное значение $R_C = R = 50$ Ом, найдем $f = R_C/(2\pi C) = 50/(2\pi \cdot 2 \cdot 10^{-8}) = 4 \cdot 10^8$ Гц = 400 МГц.

Факторы, влияющие на работу дифференцирующей RC -цепи. При рассмотрении работы дифференцирующей цепи важно учитывать внутреннее сопротивление генератора импульсов R_r и емкость нагрузки C_n . Сопротивление генератора R_r приводит к уменьшению напряжения на выходе RC -цепи, так как начальный скачок входного напряжения U_1 делится между сопротивлениями R и R_r . В результате напряжение на выходе

$$U_{\text{вых}} = U_1 R / (R + R_r).$$

Кроме того, возрастает постоянная времени цепи $\theta = C(R + R_r)$, что приводит к дополнительному увеличению длительности выходных импульсов.

Емкость нагрузки C_n шунтирует выход дифференцирующей RC -цепи и приводит к уменьшению амплитуды импульсов на выходе и удлинению их среза. Перепад входного напряжения импульса U_1 делится между емкостями C_n и C следующим образом:

$$U_{\text{вых}} = U_1 C / (C + C_n).$$

Таким образом, емкость нагрузки C_n приводит к снижению амплитуды импульсов на выходе. Увеличение длительности спада выходного импульса связано с накоплением заряда в емкости нагрузки и последующим разрядом через резистор R и сопротивление нагрузки.

Дифференцирующие RC -цепи часто используют в сочетании с амплитудными ограничителями, линиями задержки и ждущими генераторами для умножения частоты следования. Применяются они в качестве разделителей каскадов в импульсных, звуковых и высокочастотных усилителях.

Для устранения недостатков, свойственных дифференцирующим RC -цепям, применяют операционные усилители (ОУ). RC -цепь подключают непосредственно к входу и выходу интегральной микросхемы. Чем больше коэффициент усиления ОУ, тем больше разница входного напряжения и напряжения на конденсаторе, а ток заряда конденсатора больше соответствует производной входного сигнала. Одновременно происходит усиление выходного сигнала. Следует отметить, что дифференциатор на микросхеме ОУ приводит к резкому увеличению помех, сопровождающих сигналы, а также склонен к самовозбуждению. Для устранения этих явлений требуется введение сглаживающих цепей и отрицательной обратной связи в ОУ.

Интегрирующие RC -цепи. В таких цепях используется способность конденсатора накапливать и сохранять электрический заряд. Если на вход интегрирующей цепи подать постоянное напряжение $U_{вх}(t) = U_1$, то через сопротивление потечет ток $I_R = U_1/R$ и конденсатор будет плавно заряжаться (рис. 3.13, а). Напряжение на выходе конденсатора нарастает по линейному закону пропорционально току в цепи и обратно пропорционально емкости конденсатора C , что соответствует интегрированию постоянной U_1/CR :

$$U_{вых}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t U_1 / R dt' = U_1 t / (CR).$$

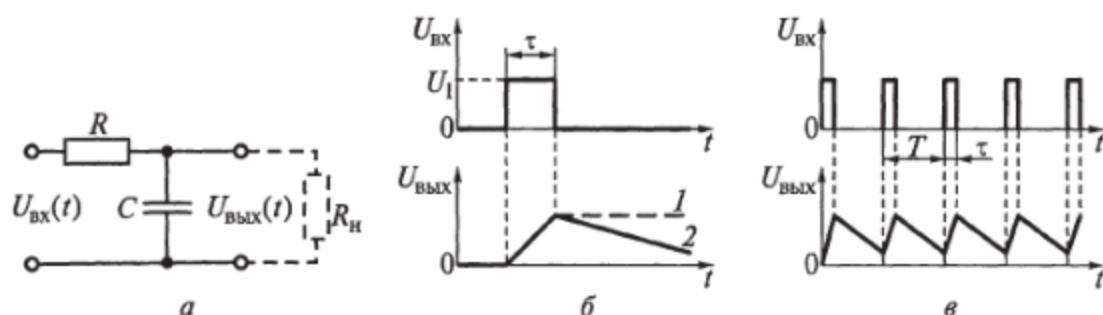


Рис. 3.13. Интегрирующая RC -цепь (а) и эюры напряжений при одиночном импульсе (б) и импульсной последовательности (в) на входе

Такая линейная зависимость выходного напряжения от времени t и входного напряжения U_1 соблюдается только на начальном участке, так как далее конденсатор насыщается до напряжения U_C , и ток в цепи будет следующим: $I_R = (U_1 - U_C(t))/R$. В выражении для тока появилась зависимость от выходного напряжения $U_{\text{вых}}(t) \approx U_C(t)$. При этом линейная зависимость напряжения от времени на выходе цепи будет нарушаться и приближаться к экспоненциальной.

При нулевом напряжении на входе напряжение на выходе интегратора равно нулю (рис. 3.13, б). При появлении напряжения U_1 на входе (верхнее плато импульса) напряжение на выходе начнет линейно нарастать до момента окончания импульса. После окончания импульса напряжение на выходе цепи будет уменьшаться за счет разряда конденсатора через сопротивление нагрузки R_n .

Ток в интегрирующей RC -цепи при произвольном напряжении на входе будет следующим:

$$I = I_C = I_R = [U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вых}}(t)]/R.$$

В общем случае напряжение на выходе интегрирующей цепи можно записать в следующем виде:

$$U_C(t) = U_{\text{вых}}(t) = 1/RC \int_0^t [U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вых}}(t)] dt.$$

При $U_{\text{вых}}(t) \ll U_{\text{вх}}(t)$ на выходе интегрирующей цепи

$$U_C(t) = U_{\text{вых}}(t) = 1/RC \int_0^t [U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вых}}(t)] dt. \quad (3.33)$$

где верхний предел интегрирования $t = \tau$.

Таким образом, на выходе интегрирующей RC -цепи напряжение пропорционально интегралу от функции времени входного напряжения. Все эти выводы действительны, когда разница между входным и выходным напряжениями велика. При насыщении конденсатора принятые условия не выполняются и интегрирование идет с ошибкой. Кроме того, в реальных цепях сказывается влияние сопротивления нагрузки R_n . В частности, после окончания импульса напряжение на выходе интегрирующей RC -цепи должно оставаться постоянным (пунктир 1 на рис. 3.13, б). В действительности оно уменьшается за счет разряда конденсатора через сопротивление нагрузки R_n (сплошная линия 2).

Все перечисленное приводит к большим ошибкам интегрирования RC -цепи. Например, при интегрировании импульсной последовательности (рис. 3.13, в) на входе должна получаться ступенчато возрастающая функция. В действительности на выходе реальной интегрирующей RC -цепи будет волнообразная кривая $U_{\text{вых}}(t)$.

Анализируя параметры RC -цепи, отметим, что чем больше емкость конденсатора, тем точнее будет интегрирование. Однако при этом снижается амплитуда выходного сигнала и требуются дополнительные каскады усиления. Обычно емкость конденсатора в интегрирующих RC -цепях составляет $1 \dots 10$ мкФ, а сопротивление резистора — $10 \dots 1000$ Ом.

Сильное изменение формы импульса при его прохождении интегрирующей RC -цепи легко объяснить по спектру импульса и амплитудно-частотной характеристике цепи. При постоянной времени интегрирующей RC -цепи большей, чем длительность импульса ($\theta = RC \gg \tau$), реактивное сопротивление конденсатора $R_C = 1/(\omega C) = 1/(2\pi fC)$ на частотах более 100 Гц оказывается намного меньше сопротивления резистора. Вследствие этого большая часть изменения напряжения выделяется на резисторе, а не на конденсаторе, с обкладок которого снимается выходное напряжение. Только низкочастотные составляющие $U_{вх}(t)$ будут иметь искажения на выходе $U_{вых}(t)$ интегрирующей цепи. Таким образом, напряжение на обкладках конденсатора интегрирующей RC -цепи сглаживается, а прямоугольные входные импульсы превращаются в линейно изменяющееся напряжение. Последнее свойство используется в генераторах пилообразных напряжений.

Электронный интегратор. Рассмотренный интегратор на RC -цепи правильно интегрирует только в течение малого промежутка времени, пока конденсатор далек от насыщения, а затем начинаются нелинейные искажения. Чтобы расширить область правильного интегрирования применяют электронный интегратор.

Электронный интегратор — это операционный усилитель (см. подразд. 3.9), в котором интегрирующий конденсатор C включен между входом и выходом (рис. 3.14, а). Благодаря конденсатору

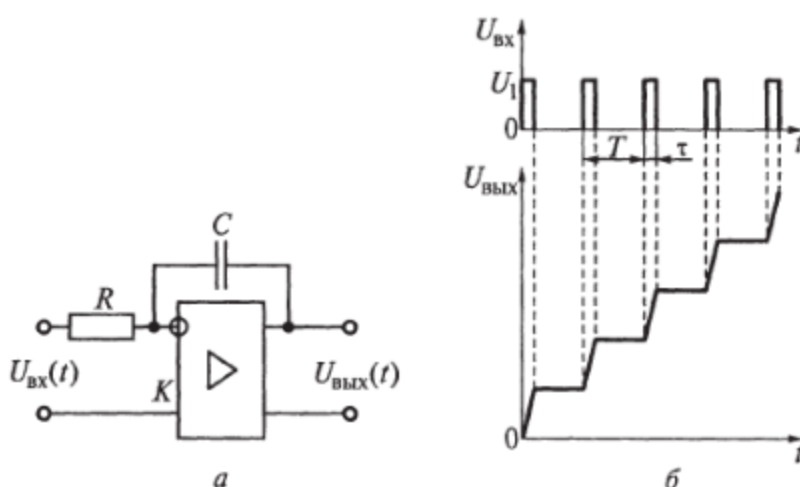


Рис. 3.14. Электронный интегратор на основе операционного усилителя с RC -цепью (а) и эпюры напряжений при импульсной последовательности (б) на входе

возникает сильная обратная связь между входом и выходом операционного усилителя. Вместе с тем операционный усилитель имеет высокий коэффициент усиления K . Между входным и выходным напряжениями существует следующая зависимость:

$$U_{\text{вых}}(t) = -KU_{\text{вх}}(t).$$

Одновременно выполняются следующие условия: $K \gg 1$, $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$, $R_{\text{вых}}$ мало по сравнению с $R_{\text{вх}}$.

Благодаря упомянутым условиям и отрицательной обратной связи эквивалентная постоянная времени RC -цепи увеличивается в $(1 + K)$ раз:

$$\theta_{\text{экв}} = (1 + K)RC.$$

Увеличение постоянной времени эквивалентно увеличению емкости в $(1 + K)$ раз. Соответственно во столько же раз увеличивается участок правильного времени интегрирования входной функции.

Современные интегральные микросхемы операционных усилителей имеют коэффициент усиления до 10 000. Соответственно увеличивается и постоянная времени в 10 000 раз, что вполне удовлетворяет требованиям точного интегрирования в аналоговых вычислительных устройствах.

Эпюры напряжений входного и выходных сигналов при подаче на вход электронного интегратора импульсной последовательности показывают, что во время входного импульса напряжение на выходе интегратора линейно нарастает, а в промежутке между импульсами хорошо сохраняется последнее значение остаточного напряжения (рис. 3.14, б). Последующие импульсы приводят к регулярному увеличению напряжения, обеспечивающего режим точного интегрирования в соответствии с формулой (3.33). Таким образом, электронный интегратор с достаточной точностью выполняет интегрирование произвольных входных функций и импульсных последовательностей по сравнению с работой интегрирующей RC -цепи.

3.6. Разделительные цепи и линии задержки

В импульсных устройствах часто приходится использовать *разделительные цепи*. Например, между транзисторными ключевыми и усилительными каскадами применяют конденсатор, чтобы отделить постоянное напряжение коллектора транзистора первого каскада от напряжения смещения базы следующего каскада (рис. 3.15, а). Иногда для этих целей используют импульсный трансформатор (рис. 3.15, б). В обоих случаях импульсы проходят

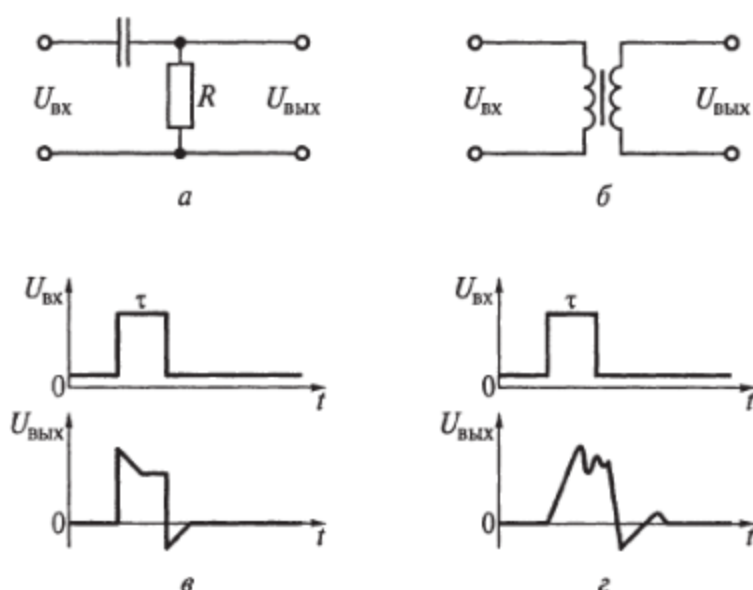


Рис. 3.15. Конденсаторная (а) и трансформаторная (б) линейные разделительные цепи и соответствующие им (в, г) эпюры напряжений при прохождении импульса

на базу следующего транзистора через разделительный каскад с небольшим изменением своих характеристик, а постоянное напряжение не проходит (рис. 3.15, в, г). При правильном подборе параметров разделительных цепей короткие импульсы проходят по ним без искажения.

В отдельных случаях наоборот требуется изменить вид импульса. Например, из импульса большой длительности $\tau_{\text{вх}}$ получить кратковременный импульс $\tau_{\text{вых}} < \tau_{\text{вх}}$. Для этих целей используется укорачивающая RLC -цепь с добавлением катушки индуктивности (рис. 3.16). В этом случае длительность выходного импульса

$$\tau_{\text{вых}} = 2\pi\sqrt{LC}.$$

Укорочение импульса достигается подбором параметров RC -цепи так, чтобы ее постоянная времени была значительно меньше длительности импульса. Параллельное включение конденсатора и

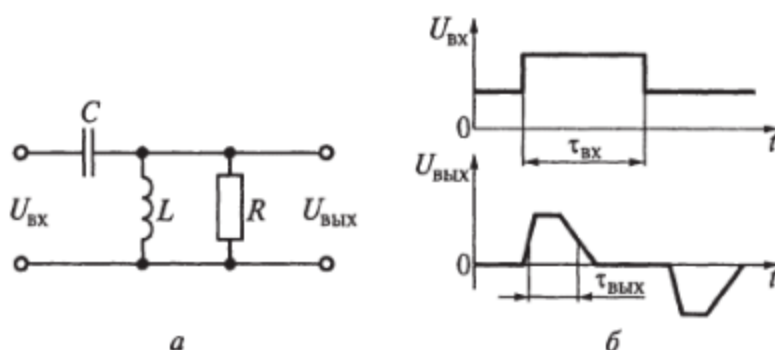


Рис. 3.16. Укорачивающая RLC -цепь (а) и эпюры напряжений при прохождении по ней импульса (б)

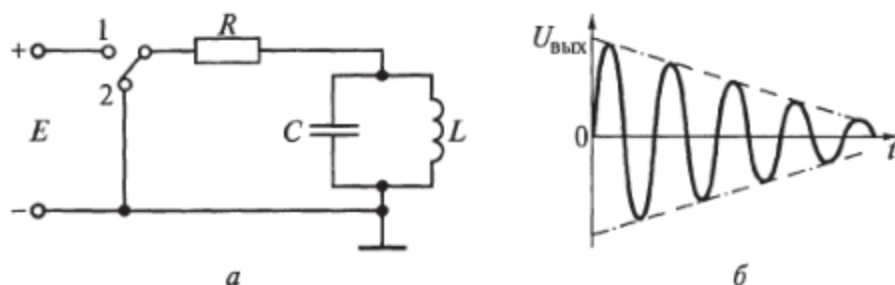


Рис. 3.17. RLC -цепь (а) и колебательный характер переходного процесса на ее выходе при замыкании и $R > 0,5 \sqrt{L/C}$

индуктивности приводит к затухающему колебательному процессу на выходе укорачивающей RLC -цепи (рис. 3.17).

Устройство задержки — это четырехполюсник, который воспроизводит выходной сигнал с задержкой на время τ_3 относительно входа и обычно изготавливается на основе LC -элементов (рис. 3.18, а).

Линии задержки — это линейные пассивные цепи, созданные на базе сосредоточенных или распределенных параметров. Линии задержки на коаксиальном кабеле могут быть замещены эквивалентными схемами на основе LC -звеньев (рис. 3.18, б).

Линии задержки имеют следующие основные характеристики:
коэффициент затухания линии $K(L) = \exp(-\beta(\omega)l)$;
фазовая задержка линии $\varphi(\omega) = l\omega/v$.

Здесь $\beta(\omega)$ — частотный коэффициент затухания линии; l — длина линии; $v = 1/\sqrt{L_n C_n}$ — фазовая скорость распространения волн в линии; $\sqrt{L_n C_n}$ — время задержки на секцию; n — число секций.

Время задержки в линии: $\tau_3 = d\varphi(\omega)/d\omega = l/v$. Обычно для коаксиальных кабелей РК-75 при эквивалентном сопротивлении линии $R_L = 100$ Ом и $l = 200$ м время задержки $\tau_3 = 1$ мкс.

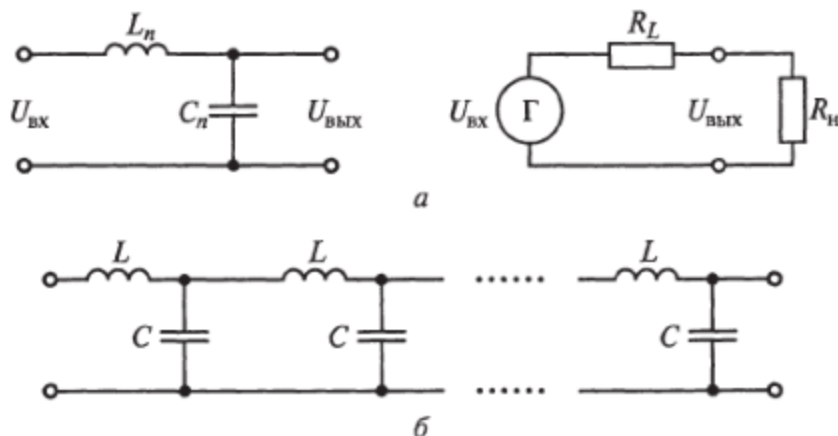


Рис. 3.18. Устройство задержки на основе LC -элементов (а) и эквивалентные схемы линий задержки на коаксиальном кабеле на основе LC -звеньев (б)

Основным способом увеличения τ_3 является повышение единичной индуктивности L_n . Для этого применяют спиральную намотку центральной жилы коаксиального кабеля. Другим способом увеличения τ_3 является переход к линиям с сосредоточенными параметрами (катушкам индуктивности и конденсаторам).

3.7. Нелинейные и активные элементы импульсных цепей

Виды элементов импульсных цепей. Элементы электрических устройств и цепей подразделяют на активные и пассивные, линейные и нелинейные.

Элемент называют *активным*, если в нем содержатся сторонние источники ЭДС и напряжение на его выводах при отсутствии тока отлично от нуля. К активным устройствам относятся устройства, создающие или усиливающие электрические сигналы под воздействием питающего напряжения: транзисторы и электронные лампы в усилительных и формирующих каскадах, электронные ключи, усилители, генераторы импульсов и устройства, содержащие эти элементы.

Пассивным называют элемент, в котором нет сторонних ЭДС и напряжение на его выводах при отсутствии тока равно нулю. Пассивные устройства и цепи в основном ослабляют электрические сигналы. К ним относятся резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, трансформаторы, диоды, а также цепи, состоящие только из этих элементов (например, резонансные LC -контуры, фильтры и т. п.).

Элемент называют *линейным*, если между его выходным и входным сигналами существует линейная зависимость. Например, линейные зависимости между напряжением (током) на входе и выходе имеют следующий вид:

$$U_{\text{вых}} = AU_{\text{вх}}; \quad I_{\text{вых}} = BI_{\text{вх}}$$

где A, B — постоянные коэффициенты.

Понятие линейной зависимости распространяется и на сложные электрические цепи, включающие в себя конденсаторы и катушки индуктивности. В этом случае вместо постоянных A и B используют комплексные операторы A^* и B^* , состоящие из реальной и мнимой частей и сохраняющие линейную зависимость преобразований в комплексной области. К линейным элементам относятся резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, трансформаторы и резонансные контуры.

К нелинейным элементам относятся диоды, транзисторы и электронные лампы. Они пропускают ток в одном направлении

(где имеют участок линейной зависимости вольт-амперной характеристики) и не пропускают в другом.

Различие свойств линейных и нелинейных элементов очень важно, так как только на нелинейных элементах можно провести нелинейные преобразования радиосигналов, приводящие к появлению новых частот. Только после диода или транзистора, работающего в нелинейном режиме, можно выделить из радиосигналов модулирующий информационный звуковой сигнал или видеосигналы. На нелинейном смесителе осуществляют смешивание радиосигналов с сигналом гетеродина и выделяют сигнал разностной (промежуточной) частоты, на которой легче осуществить многокаскадную фильтрацию и усиление информационного сигнала.

Цепь, которая содержит хотя бы один нелинейный элемент, называется нелинейной. Описание нелинейных цепей ведут нелинейными дифференциальными уравнениями, которые в аналитическом виде, как правило, не решаемы. Нелинейные цепи моделируются, исследуются и рассчитываются на ЭВМ.

Активные элементы импульсных цепей (усилители и преобразователи сигналов) могут использоваться в линейном и нелинейном режимах. Многие усилители радио- и видеосигналов работают на линейном участке усиления. Аналогично используются линейные участки транзисторов и электронных ламп. Ключевые каскады, переключатели и логические элементы работают в нелинейном режиме. В импульсных цепях электронные приборы и элементы работают, как правило, в режиме большого сигнала, и нелинейные свойства проявляются в этом случае очень сильно.

Полупроводниковые диоды как нелинейные элементы импульсных цепей. Полупроводниковые диоды широко используют в импульсных устройствах. В зависимости от выполняемых функций они различаются исполнением и свойствами.

Точечные диоды имеют малую площадь $p-n$ -перехода, что обеспечивает: малую емкость $p-n$ -перехода, высокое быстродействие за счет небольшой емкости, незначительные прямое и обратное напряжения и малую допустимую рассеиваемую мощность. Они используются в высокочастотных каскадах приемных устройств и слаботочных импульсных устройствах с очень короткими импульсами или высокой частотой их следования.

Плоскостные сплавные диоды имеют большую площадь $p-n$ -перехода, коммутируют большие токи. Они используются в качестве выпрямителей в блоках питания и сильноточных импульсных цепях. К их недостаткам относятся: большая емкость $p-n$ -перехода, малое быстродействие и большой обратный ток.

Плоскостные диффузионные диоды сочетают достоинства плоскостных и точечных диодов. Они имеют высокое быстродействие.

Диоды Шоттки создают на основе перехода металл — полупроводник. Прямой ток происходит в них за счет основных носителей

зарядов (электронов). В отличие от обычных диодов накопления заряда вблизи $p-n$ -перехода этих диодов нет. Такие диоды имеют малую емкость $p-n$ -перехода (меньше 1 пФ) и как следствие высокое быстродействие, за счет чего могут работать на частотах до 10 ГГц. Вместе с тем они характеризуются малыми токами и имеют малое обратное напряжение пробоя.

Диоды с накоплением заряда имеют задержку включения за счет стадии рассасывания зарядов. Они формируют задержку в слаботочных импульсных приборах.

Основой структуры полупроводникового диода является $p-n$ -переход (рис. 3.19). Например, кремниевые диоды состоят из слоя высокочистого кремния, легированного фосфором (n -область). Примесь бора создает избыток электронов в зоне проводимости (электронную проводимость). Другой слой состоит из кремния легированного бором (p -область), в котором имеется избыток атомов с недостатком электронов (т. е. дырок), в нем преимущественна дырочная проводимость. В контактной области образуется $p-n$ -переход, создающий одностороннюю проводимость, т. е. ток в одном направлении проходит, а в другом он очень мал и близок к нулю. Ток диода при прямой проводимости $I_{пр}$ определяется по формуле

$$I_{пр} = I_n [\exp(U/(mz)) - 1],$$

где I_n — постоянная; U — напряжение анод—катод; $m = 1 \dots 2$; $z = kT/q$, где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; q — заряд $p-n$ -перехода.

Полупроводниковые диоды широко применяются в импульсной технике. Кроме ключевых схем, они используются для селекции импульсов определенной полярности (импульсные диоды), стабилизации напряжения (стабилитроны), в качестве управляемой напряжением емкости (варикапы) и т. п. Диоды с N -образ-

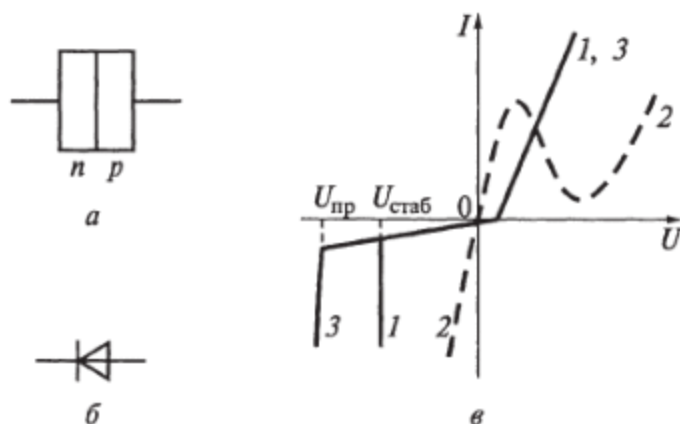


Рис. 3.19. Структура (а), обозначение (б) и вольт-амперные характеристики (в) полупроводниковых диодов:

1 — с лавинным пробоем; 2 — с туннельным пробоем; 3 — с тепловым пробоем

ной вольт-амперной характеристикой (диоды Гана) предназначены для генерации СВЧ-колебаний.

Разновидности диодов по функциональным особенностям. В зависимости от конструкции, состава и технологии изготовления полупроводников диоды имеют разные ВАХ при подаче обратного напряжения. В зависимости от характера ВАХ при обратном включении различают диоды с лавинным, туннельным и тепловым пробоями (см. рис. 3.19, в).

Изменяя конструкцию, состав полупроводников и технологию изготовления получают диоды специального назначения: выпрямительные, детекторные, смесительные, модуляторные, импульсные, стабилитроны (СТ), варикапы (ВК), туннельные диоды (ТД), светодиоды (СД) и фотодиоды (ФД) (рис. 3.20).

Выпрямительные диоды предназначены для выпрямления низкочастотного переменного тока и используются в устройствах питания. Применяются кремниевые и германиевые плоскостные диоды, у которых в пластинках *n*-германия вплавлен индий, а в пластинку *n*-кремния — алюминий. Условия применения выпрямительных диодов определяются предельными значениями следующих параметров: максимальный прямой ток $I_{пр\ max}$, максимальное обратное напряжение $U_{обр\ max}$, примерно равное половине напряжения пробоя $U_{пр}$, максимальный импульсный прямой ток $I_{пр. и\ max}$. Мощные выпрямительные диоды пропускают прямой ток до 1600 А и выдерживают обратное напряжение более 1000 В. Для отвода теплоты мощные диоды монтируются на металлических радиаторах, имеющих большую поверхность и высокую теплопроводность.

Детекторные, смесительные и модуляторные диоды работают при воздействии высокочастотных (ВЧ) маломощных сигналов. В этом случае существенное влияние приобретает собственная емкость, поэтому необходимо ее уменьшить. Для этого используется контактная технология, позволяющая формировать небольшую базовую область *p*—*n*-перехода, которая создается в месте контакта острия вольфрамовой иглы с полупроводником. Мощный импульс тока разогревает место контакта, вызывая диффузию вольфрама в полупроводник (микросварка), в результате которой образуется небольшая область *p*—*n*-перехода. Емкость такого диода составляет десятые доли пикофард, что обеспечивает рабочий диапазон частот до 300 ... 600 МГц. Точечные диоды на более высокие частоты

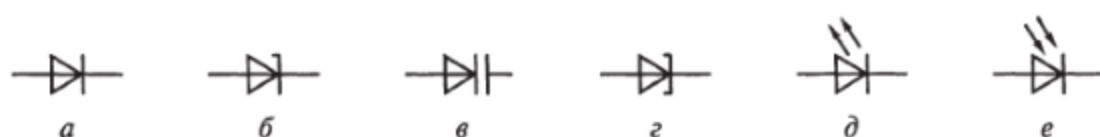


Рис. 3.20. Условные графические обозначения некоторых диодов:
а — выпрямительный; б — стабилитрон; в — варикап; г — туннельный;
д — светодиод; е — фотодиод

ты изготавливают с использованием прижимного контакта металл — полупроводник без разогревания.

Импульсные диоды выполняют роль ключей в импульсных схемах, имеющих два состояния: «открыто», «закрыто». В состоянии «открыто» диод должен иметь малое сопротивление, а в состоянии «закрыто» — большое. Быстродействие схем определяется временем перехода диода из одного состояния в другое. К импульсным диодам относятся мезодиоды, диоды с накоплением заряда, а также, диоды Шоттки. В мезодиодах $p-n$ -переход формируется методом травления полупроводника. В диодах с накоплением зарядов $p-n$ -переход формируется методом диффузии, благодаря чему в приповерхностном слое создается большой градиент концентрации примеси. В результате возникает электрическое поле, направленное в сторону возрастания концентрации. Это электрическое поле приводит к накоплению заряда вблизи границы p - и n -областей, что ускоряет переходные процессы. Для создания диода Шоттки металл напыляют на полупроводник с n -проводимостью. При этом в контактном слое формируется туннельный переход. Емкость перехода диода Шоттки составляет не более 1 пФ.

Стабилитрон — это полупроводниковый плоскостной диод из сильнолегированного кремния. Он относится к диодам с лавинным пробоем. На участке электрического пробоя дифференциальное сопротивление $R_d = dU/dI$ очень мало. Резкий рост обратного тока наблюдается вблизи обратного напряжения, равного $U_{\text{стаб}}$. Поскольку вблизи $U = -U_{\text{стаб}}$ большому изменению обратного тока соответствует малое изменение напряжения, напряжение $U_{\text{стаб}}$ называется *напряжением стабилизации*. Стабилитроны применяют в устройствах питания для стабилизации напряжения.

В зависимости от конструкции стабилитроны имеют разные значения напряжения стабилизации. Подобрав соответствующий стабилитрон, можно стабилизировать напряжение в блоках питания от 3 до 200 В. Стабилизация напряжения осуществляется тем лучше, чем круче кривая зависимости тока от напряжения и соответственно чем меньше дифференциальное сопротивление.

Варикап — это полупроводниковый диод, действие которого основано на использовании зависимости емкости $p-n$ -перехода от обратного напряжения. Емкость варикапа с увеличением обратного напряжения уменьшается. Варикапы используются в колебательных контурах с управляемой резонансной частотой в диапазоне дециметровых, сантиметровых волн и СВЧ-колебаний (от 300 МГц до 30 ГГц). Наиболее часто их используют для формирования радиосигналов с линейной частотной модуляцией.

Туннельный диод (диод Шоттки). В сильнолегированных p - и n -структурах вблизи их границы раздела возникает туннельный эффект. Туннельный эффект состоит в способности заряженной частицы проникнуть за потенциальный барьер, создаваемый

встречным электрическим полем, даже в том случае, если ее кинетическая энергия ниже потенциального барьера. В сильных электрических полях вблизи границы раздела p - и n -областей может образоваться тонкий потенциальный барьер, через который с определенной вероятностью электроны проходят без изменения собственной энергии благодаря туннельному эффекту. В связи с этим туннельный диод (диод Шоттки) имеет N -образную вольт-амперную характеристику (см. кривую 2 на рис. 3.19, в). Особенность этой характеристики состоит в наличии участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением $R_d = dU/dI$. Кроме того, при обратном напряжении туннельный диод хорошо пропускает ток. Благодаря такой ВАХ туннельный диод используют в усилителях, генераторах и импульсных схемах.

Светодиод излучает свет при прохождении через него прямого инжекционного тока. Этот ток называется *инжекционным*, так как при нем происходит инжекция электронов из n -области в p -область. Излучение света связано с возбуждением валентных электронов атомов p -области инжекционным током через p — n -переход.

Фотодиоды создаются на p — i — n -полупроводниковых структурах. В средней части такой структуры находится полупроводник без примесей, обладающий слабой собственной проводимостью. Однако его проводимость резко возрастает под действием света, и при подаче прямого напряжения на фотодиод возникает ток, пропорциональный интенсивности света.

Транзисторные ключевые каскады в импульсных цепях. Полупроводниковые транзисторы и приборы на основе транзисторных структур получили очень широкое распространение благодаря своим свойствам. Транзисторы так же, как и диоды, состоят из полупроводниковых структур с p - и n -проводимостью, работа которых основана на использовании свойств p — n -переходов (рис. 3.21). Переходы транзисторов подразделяются на сплавные и диффузные.

Существуют три схемы включения транзисторов в ключевых и усилительных каскадах (рис. 3.22): с общей базой (ОБ), общим коллектором (ОК) и общим эмиттером (ОЭ). Внешний источник

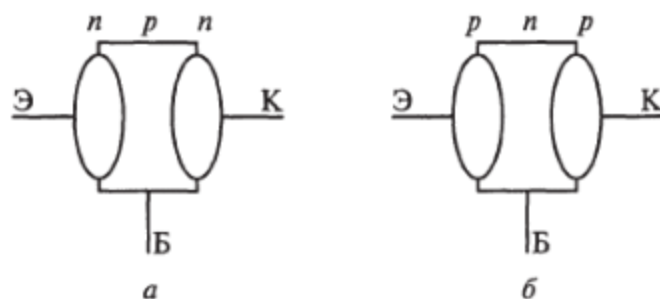


Рис. 3.21. Структуры биполярных транзисторов:
а — типа $n-p-n$; *б* — типа $p-n-p$

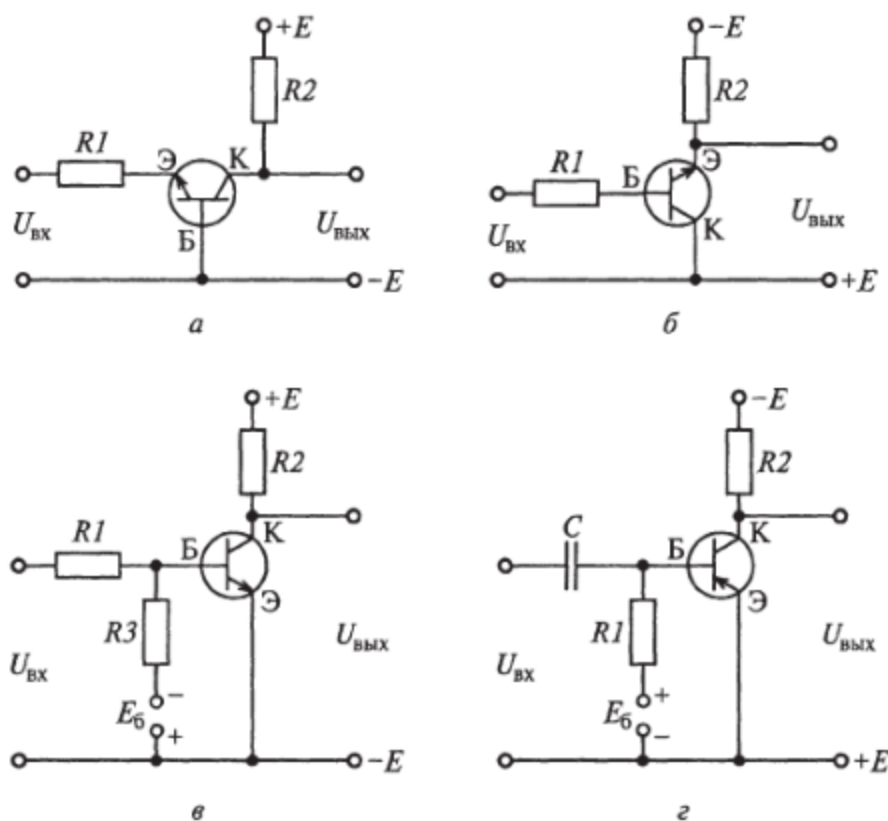


Рис. 3.22. Схемы включения транзисторов в ключевых и усилительных каскадах:

а — с общей базой; *б* — с общим коллектором; *в* — с общим эмиттером *n-p-n*-типа; *г* — с общим эмиттером *p-n-p*-типа

напряжения смещения, подаваемого на базу (см. рис. 3.22, *в*), задает порог срабатывания каскада. Схема включения *p-n-p*-транзисторов отличается только полярностью напряжения питания и входных сигналов (см. рис. 3.22, *г*).

Транзистор имеет входные и выходные характеристики, определяющие его работу в ключевых и усилительных каскадах. Для схемы включения транзистора с ОЭ входной характеристикой является

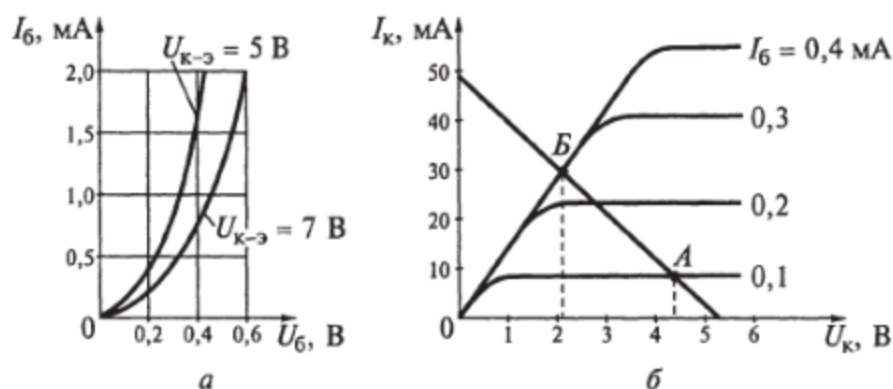


Рис. 3.23. Входная (*а*) и выходная (*б*) характеристики биполярных транзисторов

ся зависимость тока базы I_b от напряжения на базе U_b (рис. 3.23, а), а выходной — тока коллектора I_k от напряжения на коллекторе $U_k = U_{\text{вых}}$ при определенных значениях тока базы (рис. 3.23, б). При изменении напряжения на базе в пределах участка, задаваемого интервалом AB , получаем линейную зависимость тока коллектора от напряжения базы. Этот участок называется *рабочим (линейным)* и используется в усилительных каскадах. В импульсных цепях необходимо лишь переводить транзистор из закрытого состояния (режима отсечки) в открытое состояние (режим насыщения). Осуществляется это подачей соответствующего напряжения на базу. При достаточном уровне напряжения на базе транзистор полностью открывается и переходит в насыщенное состояние.

При работе транзистора в ключевых каскадах важно, чтобы он хорошо воспроизводил фронты импульсов. Для улучшения качества воспроизведения фронтов необходимо обеспечить быстрое действие транзистора, которое зависит в основном от паразитных емкостей $p-n$ -переходов и нагрузки (рис. 3.24, а). Влияние паразитных емкостей $p-n$ -переходов на форму выходного сигнала $U_{\text{вых}}$ показано на эпюрах напряжений (рис. 3.24, б). Уменьшение длительности переходных процессов возможно путем уменьшения нагрузочного сопротивления R_n . Ключевой каскад с уменьшенным фронтом получают подключением конденсатора C параллельно сопротивлению R_1 на входе базы.

Ключевые каскады с нелинейной отрицательной обратной связью служат для создания импульсов сложной формы (см. подразд. 2.4). В некоторых случаях требуется переключение из одной цепи в другую. Для этого используют *транзисторный переключатель тока*. Кроме ключевых каскадов транзисторы применяют в схемах импульсных усилителей, формирователей и генераторов импульсов. Многообразие транзисторов не позволяет детально разобрать особенности и характеристики каждого из них. Они подробно рассмотрены в литературе по электронной технике и справочниках. В цепях и устройствах импульсной техники, работающих с очень короткими и высокочастотными импульсами, используют мало-

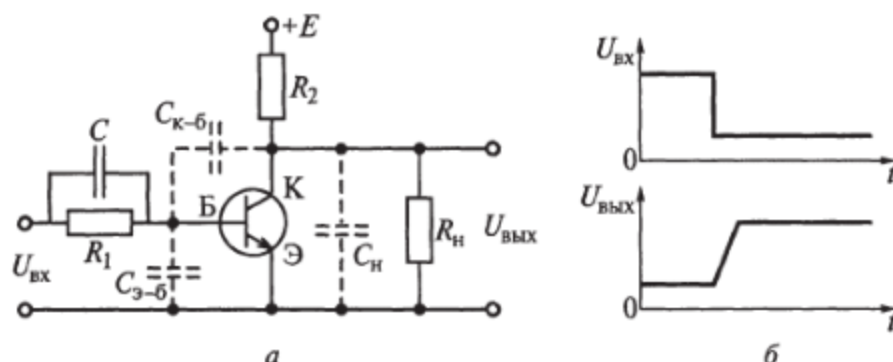


Рис. 3.24. Динамическая модель транзистора с учетом емкостей $p-n$ -переходов (а) и его переходная характеристика (б)

мощные транзисторы с малыми емкостями $p-n$ -переходов. Для получения импульсов большой мощности применяют специальные генераторные транзисторы. Для усиления слабых импульсов необходимо использовать широкополосные усилители или специализированные микросхемы.

3.8. Импульсные усилители

Для усиления импульсных сигналов и сигналов широкого спектра частот используют импульсные (широкополосные) усилители.

Импульсный усилитель — это устройство, предназначенное для усиления импульсов напряжения или тока. Принципиально импульсный усилитель отличается от аналогичного электронного усилителя тем, что в его схему вводят элементы, уменьшающие переходные процессы и улучшающие качество воспроизведения вершины импульса. Различают следующие типы импульсных усилителей:

- усилители напряжения;
- усилители тока;
- усилители мощности;
- видеоусилители.

Усилители напряжения используются в первых каскадах усиления и реализуются на транзисторах с высоким коэффициентом усиления, в частности на полевых. Видеоусилители обеспечивают усиление сигналов в телевизионных приемниках. Они предназначены для усиления быстропротекающих процессов, имеющих частоты до 8 МГц. В настоящее время выпускаются многокаскадные импульсные усилители (видеоусилители) в интегральном исполнении на микросхемах.

Усилители тока используют для управления электрическими цепями с большими мощностями или токами, в импульсе либо для переключения больших токов. Они реализуются на сплавных силовых транзисторах, тиристорах, фототиристорах, оптронах и специальных силовых логических элементах.

Усилители мощности используют в схемах без дальнейшего увеличения по напряжению. Для этого применяются многокаскадные схемы включения транзисторов и схема катодного повторителя. Каскады импульсных усилителей похожи на повторительные ключевые каскады (см. гл. 2). Их отличие заключается во введении дополнительных цепей, обеспечивающих смещение рабочей точки транзистора в центральную часть линейного участка нагрузочной характеристики.

Качество импульсного усилителя оценивается на его выходе по искажениям формы входного прямоугольного импульса. Допустимые искажения формы импульса характеризуются максимально возможными длительностями переднего фронта τ_f и среза τ_c , изме-

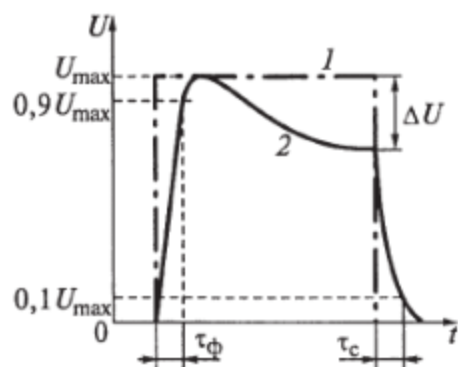


Рис. 3.25. Искращения импульса в усилителе:
1 — идеальный импульс;
2 — импульс после усилителя

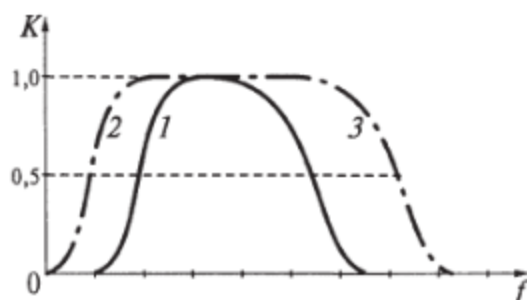


Рис. 3.26. АЧХ усилителей:
1 — без коррекции; 2 — с коррекцией по низкой частоте; 3 — с коррекцией по высокой частоте

ренными на уровнях 0,1 и 0,9 амплитуды сигнала, а также допустимым спадом плоской вершины выходного импульса ΔU (рис. 3.25).

Из теоретических основ электротехники известно, что длительности фронта и среза импульса (быстрое изменение напряжения) связаны с высокочастотной частью спектра импульса, а спад вершины импульса (медленное изменение напряжения) определяется его низкочастотной частью. Следовательно, для наименьшего искажения при усилении импульсов прямоугольной формы необходимо увеличивать верхнюю граничную частоту полосы пропускания усилителя и одновременно уменьшать низшую граничную частоту, т. е. расширять спектральную полосу пропускания. В обычных многокаскадных усилителях с емкостной или трансформаторной связью между каскадами сделать это невозможно. Как правило, они имеют ограниченную полосу пропускания (рис. 3.26). Поэтому для ее расширения применяют дополнительные электрические цепи высокочастотной и низкочастотной коррекции амплитудно-частотной характеристики, состоящие из RC - и LC -цепей.

Низкочастотной корректирующей цепью импульсного транзисторного усилителя служит RC -цепь с сопротивлением фильтра R_ϕ и емкостью фильтра C_ϕ (рис. 3.27, а). На средних и верхних частотах, соответствующих передаче фронтов импульса, реактивное сопротивление конденсатора незначительно, и он шунтирует резистор R_ϕ . Поэтому коллекторная нагрузка определяется сопротивлением резистора R_k , благодаря чему выходное напряжение не уменьшается, и коэффициент усиления остается постоянным. С понижением частоты реактивное сопротивление конденсатора C_ϕ увеличивается, и его шунтирующее действие на резистор уменьшается. Это приводит к увеличению общего сопротивления коллекторной нагрузки, которое на низшей частоте равно $R_\phi + R_k$. В результате коэффициент усиления каскада понижается, но выравнивается АЧХ на низких частотах.

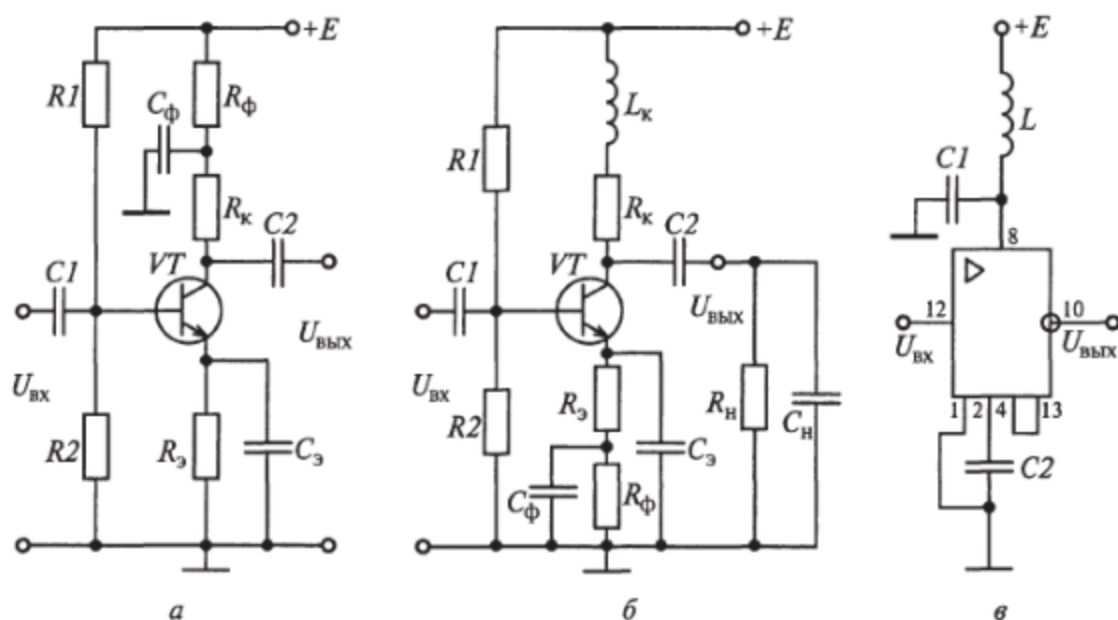


Рис. 3.27. Схемы усилительных каскадов на транзисторе с коррекцией по НЧ (а) и ВЧ (б) и усилителя на интегральной микросхеме с коррекцией по НЧ и ВЧ (в)

Высокочастотная коррекция осуществляется включением последовательно с резистором R_k небольшой индуктивности L_k , образующих вместе с емкостью нагрузки C_n параллельный колебательный контур (рис. 3.27, б). В результате емкостной характер сопротивления нагрузки компенсируется индуктивным характером сопротивления коллекторной цепи.

Физическая сущность высокочастотной коррекции заключается во влиянии индуктивности L_k (величиной от единиц до сотен мкГ) на скорость изменения коллекторного тока. В моменты усиления фронта и среза импульсов емкость C_n заряжается или разряжается токами большей величины, чем в отсутствие корректирующей индуктивности. При этом напряжение на емкости C_n (а значит и на нагрузке R_n) изменяется более резко, а следовательно, уменьшается длительность фронта и среза импульса, что соответствует увеличению верхней граничной частоты.

Дополнительно вводится эмиттерная высокочастотная коррекция за счет включения цепи $R_3 C_3$, где R_3 — сопротивление эмиттера; C_3 — емкость эмиттера, которая в области верхних частот устраняет отрицательную обратную связь по переменному току, тем самым увеличивая коэффициент усиления.

В настоящее время большинство импульсных усилителей выполняются на основе интегральных микросхем (ИМС) и операционных усилителей. Разделительные конденсаторы используются лишь для связи с источником входного сигнала. В ИМС ОУ нижняя граничная частота усиления близка к нулю. Увеличение верхней граничной частоты достигается технологическими методами, обес-

печивающими получение высокочастотных интегральных транзисторов и малых паразитных емкостей внутри каскадов усилителя. Например, в принципиальной схеме импульсного усилителя на микросхеме 175УВ1 используются навесные элементы коррекции АЧХ — $C1$, $L1$, $C2$, подключаемые к выводам 1, 2 и 8 микросхемы (рис. 3.27, в). Выводы 4 и 13 микросхемы соединяются коротко. Входное напряжение подается на вывод 12, а выходное снимается с вывода 10.

В интегральном исполнении усилителей можно обойтись без навесного монтажа элементов коррекции. В качестве примера рассмотрим интегральную микросхему широкополосного импульсного усилителя с использованием цепи высокочастотной коррекции на двухсоставном транзисторе $VT1 \dots VT2$ и последующей каскадной схемой включения транзисторов без разделительных элементов (рис. 3.28). В этой схеме элементы коррекции (конденсатор емкостью $C_{кор}$ и резистор сопротивлением $R_{кор}$) выполнены по интегральной технологии и находятся внутри микросхемы.

Другим примером низкочастотной и высокочастотной коррекций является схема, в которой низкочастотная коррекция осуществляется генератором тока на транзисторе $VT1$ и фильтром RC (рис. 3.29), а высокочастотная коррекция осуществляется с помощью индуктивности L в виде полосковой линии. На схеме пунктиром показана микросхема, выполненная по интегральной технологии (транзисторы, индуктивность и резисторы). Конденсаторы являются внешними (как и обозначенные элементы нагрузки R_H и C_H). Низшая граничная частота такого усилителя определяет-

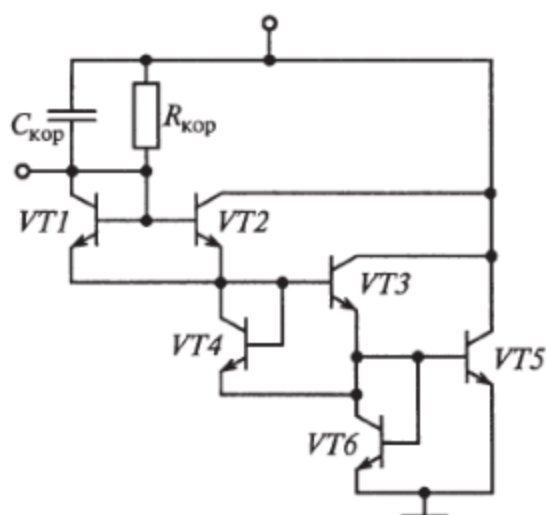


Рис. 3.28. Цепь высокочастотной коррекции в ИМС усилителя

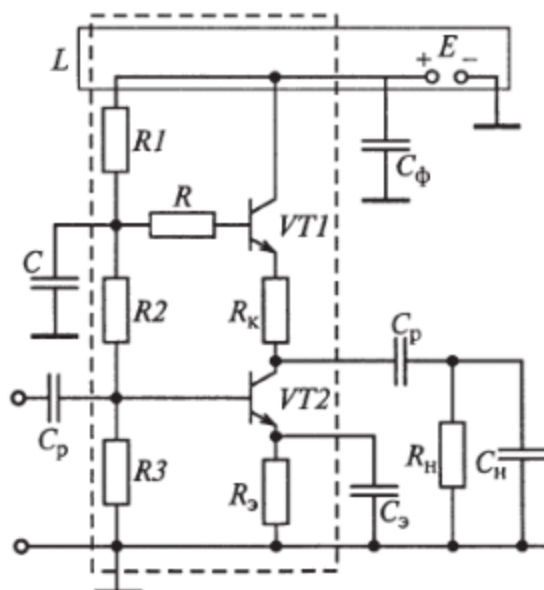


Рис. 3.29. Схема интегрального усилителя с цепью высокочастотной коррекции в виде полосковой индуктивности

ся емкостью разделительного конденсатора C_p . Чем больше его емкость, тем более низкие частоты усиливаются усилителем. Для звуковых частот от 20 Гц их емкость должна составлять около 20 мкФ. Примерно такую же емкость (или больше) должны иметь остальные конденсаторы.

Рассмотрим еще один пример схемы RC -усилителя с цепью коррекции на низких частотах в виде генератора тока (рис. 3.30). В этой схеме разделительный конденсатор, емкостью C_p , и конденсатор фильтра, емкостью C_ϕ , являются внешними по отношению к микросхеме, выполненной на транзисторах $VT1... VT3$ и резисторах $R1... R3$ в интегральном исполнении. Специализированные интегральные микросхемы широкополосных усилителей выпускаются многими производителями электронной техники. Особенно широко они используются в бытовой технике (звуковой и телевизионной аппаратуре).

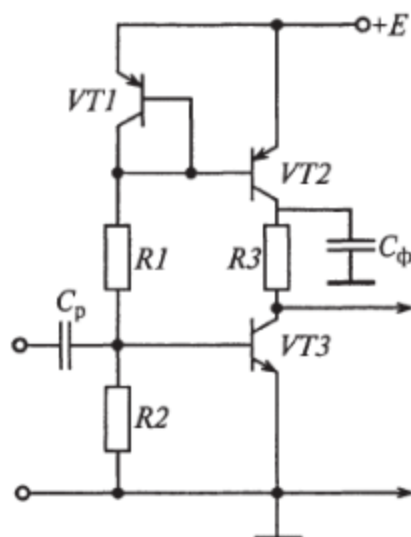


Рис. 3.30. Схема интегрального усилителя с цепью низкочастотной коррекции на генераторе тока с RC -фильтром

3.9. Операционные усилители

Определение, свойства и структура операционного усилителя.

Операционный усилитель — это дифференциальный усилитель постоянного тока с очень большим (до 10^{10} раз) коэффициентом усиления и в большинстве случаев несимметричным выходом (есть ОУ с симметричным выходом).

Первоначально операционные усилители применяли в аналоговой вычислительной технике для выполнения различных математических операций (суммирования, умножения, дифференцирования, интегрирования и т.д.), что и определило его название. Операционный усилитель называли «решающим усилителем».

Создание дифференциальных усилительных каскадов в интегральном исполнении позволило решить задачу построения универсальных интегральных микросхем — *операционных усилителей* на интегральных микросхемах. В настоящее время выпускается широкая номенклатура ОУ, в том числе предназначенных для усиления сигналов различных датчиков, радиоэлектронных и технических устройств, а также фотоприборов, включающих в себя фоторезисторы, фотодиоды и фототранзисторы. Применение ОУ

существенно упрощает построение радиоэлектронных устройств и использование фотоприборов для решения задач импульсной техники.

Операционный усилитель на интегральных микросхемах — это высококачественный универсальный усилитель напряжения, предназначенный для решения разнообразных задач усиления, преобразования, обработки, детектирования, формирования сигналов, фильтрации и т.д. Вместе с тем ОУ обеспечивает качественное усиление по постоянному току, поэтому его часто называют *усилителем постоянного тока* (УПТ) с дифференциальным входом и однофазным выходом. Постепенное совершенствование и рост выпуска ОУ в виде микросхем сделали их универсальными элементами электронных устройств.

Современный ОУ выполняется в виде интегральной микросхемы. Иногда в одной ИМС содержится несколько ОУ. Операционный усилитель никогда не включают без отрицательной обратной связи. При этом уменьшается коэффициент усиления каскада, но расширяется спектральный диапазон с равномерной амплитудно-частотной характеристикой, уменьшаются нелинейные искажения, улучшаются функциональные характеристики каскада. Характеристики каскада ОУ на базе ИМС в основном определяются свойствами цепи отрицательной обратной связи.

Иногда в литературе ИМС ОУ называют *операционным усилителем без обратной связи*, а ОУ — *операционным усилителем с обратной связью*. Термином «операционный усилитель» называют как интегральную схему, так и сам усилитель с использованием ИМС ОУ. Далее под ОУ будем понимать ИМС ОУ или усилитель с ИМС ОУ, что легко различить по контексту.

К выводам ИМС ОУ, кроме цепи обратной связи, присоединяются питание, нагрузка, источники сигналов и другие цепи. Операционный усилитель является усилителем постоянного напряжения, т.е. его амплитудно-частотная характеристика не имеет завала в области низких частот, так как ИМС ОУ не содержит разделительных конденсаторов. Чтобы при отсутствии входных сигналов потенциал выхода можно было привести к нулю (к потенциалу «земли»), для питания ОУ используют двуполярный источник (обычно симметричный, например, с $U = \pm 15$ В).

Электрическая схема ИМС ОУ разделена на каскады и имеет два входных вывода: инвертирующий и неинвертирующий (рис. 3.31). Инвертирующий вход называют *отрицательным входом* (–), а неинвертирующий — *положительным* (+). Иногда напряжения на этих входах соответственно обозначают U_- и U_+ . При этом напряжение на выходе ОУ является инвертированным по отношению к сигналу, поданному на отрицательный вход, и неинвертированным по отношению к сигналу, поданному на положительный вход.

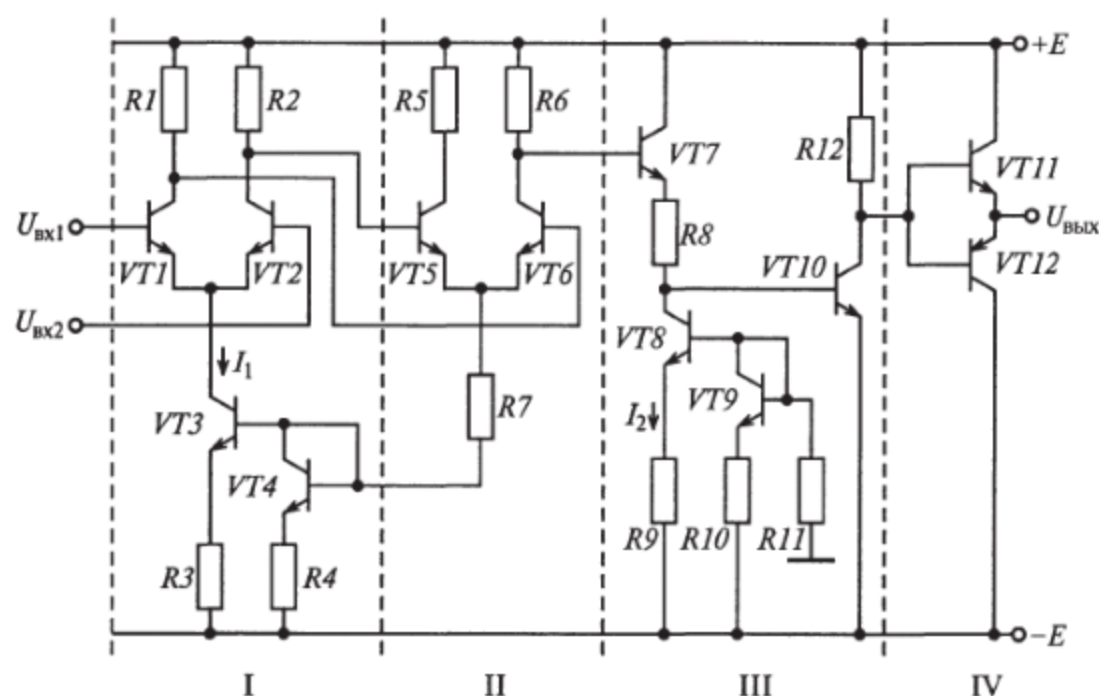
Если на входные выводы ИМС ОУ поступают соответственно напряжения U_- и U_+ , то из них можно выделить синфазный ($U_{сф}$) и дифференциальный (U_d) сигналы. Синфазный сигнал соответствует среднему значению напряжений двух сигналов, одинаковых по знаку, приложенных к обоим входным выводам:

$$U_{сф} = (U_- + U_+)/2.$$

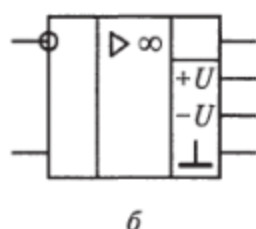
Дифференциальный (разностный) сигнал соответствует разности напряжений двух сигналов, одинаковых по знаку:

$$U_d = U_+ - U_-.$$

Основой ОУ является усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления. Операционный усилитель имеет большое входное $R_{вх}$ и малое выходное $R_{вых}$ сопротивления, дифференциальный вход и однофазный выход. Поскольку ОУ предназначен для работы от различных источников сигналов, внутреннее сопротивление которых меняется в широких пределах, входное сопротивление ОУ должно быть как можно больше, а выходное по возможности меньше, чтобы различные нагрузки не шунтиро-



а



б

Рис. 3.31. Электрическая схема интегральной микросхемы операционного усилителя (а) и ее условно-графическое изображение (б):

I ... IV — каскады

вали выходной сигнал ОУ. ИМС ОУ обладает высокой стабильностью, низким уровнем шумов, малым дрейфом нуля и широкой полосой пропускания.

Микросхема ОУ состоит из четырех каскадов: входной, промежуточный, смещения уровня напряжения и выходной.

Входной каскад представляет собой высокочувствительный дифференциальный усилитель на транзисторах $VT1$ и $VT2$ с одинаковыми коллекторными резисторами $R1$, $R2$. В общей эмиттерной цепи транзисторов $VT1$ и $VT2$ находится генератор стабильного тока, выполненный на транзисторах $VT3$, $VT4$ и резисторах $R3$, $R4$. Благодаря такой схеме ОУ имеет большое входное сопротивление, малый уровень дрейфа нуля, большой линейный участок амплитудной характеристики и широкую полосу пропускания. Различные варианты дифференциальных усилителей работают в широкой полосе частот от 0 до 10^6 Гц с коэффициентом усиления в несколько десятков или сотен и входным сопротивлением не менее 50 кОм.

Дифференциальный усилитель предназначен для усиления дифференциального сигнала, т.е. разности напряжений, приложенных к входам. При полной идентичности плеч усилителя напряжение между коллекторами транзисторов $VT1$ и $VT2$ в отсутствие сигналов на входах равно нулю. При идеально стабильном токе I_1 коллекторные токи транзисторов $VT1$ и $VT2$ не могут одинаково изменяться в одну сторону, т.е. каскад не реагирует на синфазный сигнал. При идентичных плечах коллекторные напряжения равны и при таком сигнале не изменяются.

Транзисторы во входном каскаде работают в режиме микроамперных токов. За счет этого повышается входное сопротивление, но снижается коэффициент усиления каскада. Кроме того, на искажения сигнала в ОУ наибольшее влияние оказывают изменения напряжений во входном каскаде, связанные с нестабильностью температуры, питающих напряжений, старением элементов и т.п. Эти изменения усиливаются последующими каскадами. Поэтому основные меры, уменьшающие влияние дестабилизирующих факторов, принимаются во входном каскаде. К ним относятся: снижение шумов, обеспечение идентичности транзисторов и резисторов в плечах дифференциального усилителя и стабилизация тока.

Промежуточный каскад представляет собой усилитель напряжения, выполненный по схеме дифференциального усилителя на транзисторах $VT5$, $VT6$ и резисторах $R5$, $R6$, $R7$. Его эмиттерный ток не стабилизирован, и он имеет одиночный выход с коллектора транзистора $VT6$. Промежуточный каскад обеспечивает основное усиление ОУ по напряжению. В качестве дополнительных промежуточных каскадов усилителя напряжений обычно используют дифференциальные каскады на биполярных транзисторах или про-

стейшие усилители, за которыми следуют каскады сдвига уровня на повторителях напряжения.

В некоторых ИМС ОУ к коллектору второго плеча дифференциального усилителя присоединяют нагрузку, эквивалентную по величине нагрузке первого плеча, для симметрии плеч дифференциального усилителя напряжения.

Каскад *смещения уровня* осуществляет необходимый сдвиг уровня постоянного напряжения для получения нулевого напряжения на выходе ОУ при отсутствии входного сигнала. Он необходим из-за отсутствия в схеме разделительных конденсаторов, на которых выделялись бы постоянные составляющие напряжений.

Потенциал на коллекторе транзистора $VT6$ (инвертор) смещается вниз на сумму напряжений его базы и напряжения на резисторе $R7$. Это смещение осуществляет эмиттерный повторитель на транзисторе $VT7$ и резисторе $R8$. Ток, проходящий через транзистор $VT7$, обеспечивает генератор стабильного тока, собранный на транзисторах $VT8$ и $VT9$ (в диодном включении) и резисторах $R9$, $R10$ и $R11$.

Последующий усилитель напряжения на транзисторе $VT10$ и резисторе $R12$ выполнен по схеме с общим эмиттером. Он осуществляет сдвиг постоянного уровня вверх на величину напряжения между коллектором и базой. Результирующий сдвиг равен постоянному напряжению на коллекторе транзистора $VT6$.

Выходной каскад выполнен на комплементарных $p-p$ - и $n-p-n$ -транзисторах $VT11$ и $VT12$, работающих в режиме эмиттерных повторителей. Это обеспечивает высокое входное и малое выходное сопротивления каскада, а также большое усиление по току (мощности). Так как постоянное напряжение на базах близко к нулю, то один из транзисторов работает при положительном сигнале, поступающем на базы, а другой — при отрицательном. В качестве выходного каскада часто применяют повторители напряжения (эмиттерный или истоковый).

Основные параметры ИМС ОУ. 1. *Коэффициент усиления напряжения K_y* — это отношение изменения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ к вызвавшему его изменению дифференциального входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$:

$$K_y = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}},$$

где $\Delta U_{\text{вх}} = U_d = (U_+ - U_-)$.

Интегральные микросхемы операционных усилителей имеют коэффициенты усиления от тысяч до нескольких миллионов.

2. *Входное напряжение смещения $U_{\text{см}}$* — это дифференциальное входное напряжение, при котором выходное напряжение усилителя равно нулю. Максимальное (по модулю) значение напряжения $U_{\text{см}}$ для ОУ, входные ступени которых выполнены на биполярных транзисторах, равно примерно 3...10 мВ. Если на входе

ОУ использованы полевые транзисторы, $U_{см}$ равно 30...100 мВ. Значение $U_{см}$ зависит от температуры и напряжения питания.

3. *Средний входной ток $I_{вх}$* — это среднее арифметическое значение тока инвертирующего и неинвертирующего входов усилителя, измеренное при таком входном напряжении, при котором выходное равно нулю. Входные токи — это токи смещения баз (в биполярных транзисторах), обеспечивающие рабочий режим, или токи утечки затворов (в полевых транзисторах). Средний входной ток ОУ с входными ступенями на биполярных транзисторах примерно равен 0,1 ... 1,0 мкА. При использовании полевых транзисторов входной ток не превышает 1 нА.

4. *Разность значений входного тока $\Delta I_{вх}$* — это абсолютная разность значений токов обоих входов усилителя, измеренная при напряжении на выходе ОУ, равном нулю. Эта разность характеризует степень симметрии входных ступеней ОУ.

5. *Входное сопротивление $R_{вх}$* — это совокупность двух составляющих: входного сопротивления сигналу, измеряемому между входами (так называемого дифференциального входного сопротивления $R_{вх.д}$), и входного сопротивления синфазному сигналу (сопротивления утечки R_y между входом и общим проводом). Входное дифференциальное сопротивление биполярных ОУ находится в пределах от 10 кОм до 10 МОм, а синфазное составляет более 100 МОм.

6. *Коэффициент усиления синфазного сигнала $K_{сф}$* — это отношение изменения выходного сигнала $\Delta U_{вых}$ к значению синфазного напряжения $U_{сф}$ на входе.

7. *Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос.сф}$* — это отношение коэффициента усиления напряжения K_y к коэффициенту усиления синфазного сигнала $K_{сф}$; $K_{ос.сф} = 60 \dots 80$ дБ. Чем больше $K_{ос.сф}$, тем меньшую разность входных сигналов сможет различать ОУ на фоне большого синфазного напряжения.

8. *Выходное сопротивление $R_{вых}$* определяется выходным каскадом и обычно составляет 100 ... 500 Ом.

9. *Частота единичного усиления f_1* — это частота, на которой ИМС имеет коэффициент усиления $K_y = 1$; обычно $f_1 = 1 \dots 10$ МГц.

10. *Частота среза f_c* — это частота, на которой коэффициент усиления составляет 0,7 коэффициента усиления K_y постоянного напряжения. Обычно значения f_c находятся в диапазоне сотен герц — сотен килогерц. При наличии обратной связи f_c увеличивается в $K_y K_{о.с}$ раз, где $K_{о.с}$ — коэффициент передачи доли выходного напряжения, передаваемой по цепи обратной связи на вход.

Так как для усилителя постоянного тока нижняя граничная частота $f_n = 0$, то ширина полосы пропускания ΔF равна верхней граничной частоте f_v , так как $\Delta F = f_v - f_n$. Поэтому для ИМС ОУ разность частот f_v и f_c нередко называют соответственно полосой единичного усиления и полосой на уровне 0,7.

11. Скорость нарастания выходного напряжения $U = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta t$ измеряется при подаче ступенчатого напряжения на вход ИМС ОУ и коротком замыкании выхода на инвертирующий вход, причем $U = 0,1 \dots 5,0$ В/мкс. Ограниченность U обусловлена наличием емкостей внутри ИМС и вне ее.

Если на входе и выходе ОУ действуют синусоидальные сигналы с частотой f и амплитудой $U_{\text{вых max}}$, то

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}} \sin 2\pi ft;$$

$$U = dU_{\text{вых}}/dt = 2\pi f U_{\text{вых max}} \cos 2\pi ft.$$

Максимальная скорость будет иметь место при $\cos 2\pi ft = 1$ на некоторой максимально возможной частоте f_{max} , при которой $U_{\text{max}} = 2\pi f_{\text{max}} U_{\text{вых max}}$.

Так как U_{max} не может превышать скорость U , соответствующую данной ИМС, то максимальная частота сигнала при неискаженном усилении

$$f_{\text{max}} = U / (2\pi U_{\text{вых max}}). \quad (3.34)$$

Если частота входного сигнала превысит это значение, то $U_{\text{вых}}$ не будет успевать следовать за $U_{\text{вх}}$ и форма выходного сигнала будет искажена. Чем больше $U_{\text{вых max}}$, тем меньше максимальная частота f_{max} . Физически это объясняется тем, что с увеличением амплитуды увеличивается скорость нарастания выходного напряжения, и для ее уменьшения следует уменьшить частоту входного сигнала.

Частота, на которой имеет место неискаженное усиление при наибольшей для данного ОУ амплитуде $U_{\text{вых max}}$, называется *полосой пропускания максимальной мощности* $f_{P\text{max}}$.

Пример 3.3. Определить наибольшую частоту синусоидального входного напряжения, а также полосу пропускания максимальной мощности при $U_{\text{вых max}} = 11$ В, которую допускает значение U выбранной ИМС ОУ ($U = 2,5$ В/мкс), если на выходе надо иметь неискаженные напряжения: а) $U_{\text{вых max}} = 2$ В, б) $U_{\text{вых max}} = 8$ В.

В соответствии с формулой (3.34), переводя U в основные единицы (В/с), получим:

$$\text{а) } f_{\text{max}} = 2,5 \cdot 10^6 / (2 \cdot 3,14 \cdot 2) = 190 \text{ кГц};$$

$$\text{б) } f_{\text{max}} = 2,5 \cdot 10^6 / (2 \cdot 3,14 \cdot 8) = 40 \text{ кГц}.$$

Полоса пропускания максимальной мощности

$$f_{P\text{max}} = 2,5 \cdot 10^6 / (2 \cdot 3,14 \cdot 11) = 36 \text{ кГц}.$$

Высокие значения рассмотренных параметров ИМС ОУ позволяют в некоторых случаях считать ее идеальной и при схемотехническом синтезе и анализе делать следующие допущения: $K_y = \infty$, $R_{\text{вх}} = \infty$, $R_{\text{вых}} = 0$, $I_{\text{вх}} = 0$, $U_{\text{см}} = 0$ и т.д.

Разность значений сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов и разброс номиналов их нагрузочных резисторов приводят к появлению постоянного выходного напряжения в отсутствие сигнала на входе. Для компенсации этого напряжения между входами ОУ прикладывают напряжение смещения. Этот процесс называют *балансировкой* ОУ. Появлению напряжения (сдвигу нуля) на выходе при отсутствии сигнала на входе способствует наличие базового тока входных биполярных или тока утечки входных полевых транзисторов. Этот ток, протекая через выходное сопротивление источника сигнала, создает падение напряжения, сдвигающее нуль. Реально значения входного тока отличаются на 10...20 %. По известной разности этих значений можно подобрать сопротивление балансирующего резистора.

Напряжение смещения и выходной ток зависят от температуры. Температурный дрейф оценивают изменением напряжения или тока, вызванным изменением температуры окружающей среды на 1 °С.

Предельный выходной ток ОУ определяет минимальное сопротивление нагрузки при номинальном выходном напряжении. Чтобы избежать выхода ОУ из строя при превышении предельного тока, современные ОУ оснащают узлами защиты. Обычно предельный выходной ток не превышает 25 мА. Выходное сопротивление ОУ в зависимости от его схемы и назначения находится в пределах от 20 до 2000 Ом, а при наличии узла защиты это значение не оговаривают.

Серийные интегральные микросхемы операционных усилителей. Отечественной промышленностью выпускаются интегральные микросхемы операционных усилителей серий К140, К153, К284, К544, К553, К710, К740. Интегральные микросхемы ОУ позволяют осуществить до сотни различных схем включения и использовать одну и ту же микросхему для создания высокочастотных и низкочастотных усилителей, а также усилителей промежуточной частоты (ПУ), преобразователей, генераторов, детекторов, компараторов, активных фильтров и др.

Микросхема К140УД1 представляет собой широкополосный усилитель с дифференциальным входом (рис. 3.32). Усилитель состоит из входного и промежуточного дифференциальных усилительных каскадов, каскада смещения уровня и выходного каскада. Усилитель имеет два входа (инвертирующий — 9, неинвертирующий — 10) и один выход — вывод 5. Напряжение питания подают на выводы 1 и 7 (соответственно «-», «+»). Вывод 4 — общий. Остальные выводы используют для контроля режима или подключения внешних элементов, в зависимости от конкретного применения микросхемы. Входной каскад выполнен по дифференциальной схеме на транзисторах $VT1$, и $VT2$, в эмиттерную цепь которых включен стабилизатор тока с большим внут-

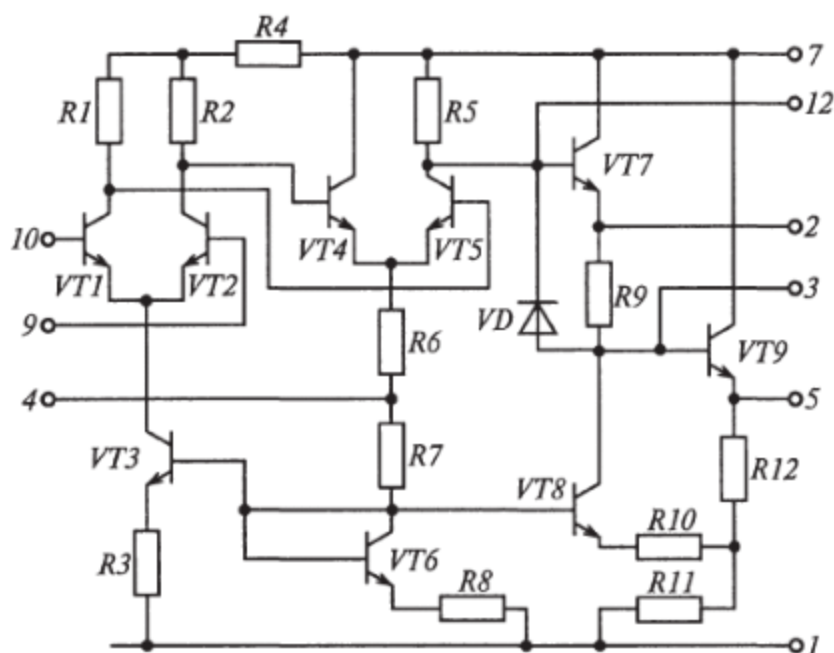


Рис. 3.32. Электрическая схема интегральной микросхемы К140УД1

ренным сопротивлением на транзисторе $VT3$ с термокомпенсирующим элементом (транзистор $VT6$ в диодном подключении) в цепи базы.

Основное назначение входного каскада ОУ — большое усиление дифференциального сигнала при максимально возможном подавлении синфазного сигнала. Выходной сигнал первого дифференциального каскада снимается с резисторов $R1$, $R2$ и подается на второй дифференциальный каскад на транзисторах $VT4$, $VT5$. Поскольку синфазный сигнал значительно подавлен первым дифференциальным каскадом, в эмиттерной цепи второго дифференциального каскада нет токостабилизирующего элемента. С резистора $R7$ снимается выходной сигнал второго каскада, в котором имеется постоянная составляющая напряжения относительно «земли» (вывод 4). Для ее нейтрализации перед выходным каскадом помещен каскад смещения уровня напряжения на транзисторах $VT7$ и $VT8$. Сдвиг уровня напряжения происходит за счет падения напряжения на резисторе $R9$ при протекании через него коллекторного тока транзистора $VT8$. Резистор $R9$ и сопротивление коллекторного перехода транзистора $VT8$ образуют делитель напряжения. Поскольку сопротивление коллекторного перехода велико, сигнал почти без ослабления поступает на базу транзистора $VT9$ выходного каскада.

Выходной каскад ОУ выполнен по схеме эмиттерного повторителя на транзисторе $VT9$. Он осуществляет усиление мощности.

Положительная обратная связь осуществляется за счет передачи части выходного напряжения с делителя $R10...R12$ на эмиттер

транзистора $VT8$. Выводы 2, 3 и 12 служат для подключения внешних конденсаторов или RC -цепей коррекции частотной характеристики ОУ.

Микросхемы К140УД1 выпускают в двух модификациях: К140УД1А и К140УД1Б.

Все выпускаемые отечественные ИС подразделяются на три группы (по первым цифрам в серии микросхем):

полупроводниковые — 1, 5, 6, 7;

гибридные — 2, 4, 8;

прочие — 3 (пленочные, вакуумные, керамические).

Цифры, стоящие после первой буквы, обозначают номер серии. Две последующие буквы обозначают подгруппу и вид. Затем идет условный номер ИС по функциональному признаку в данной серии.

Усилительные каскады с операционными усилителями. В зависимости от того, на какой вход ИМС ОУ воздействует входной сигнал, различают три типа усилителей: инвертирующий, неинвертирующий и дифференциальный.

Общей особенностью всех типов ОУ является наличие цепи отрицательной обратной связи с выхода на инвертирующий вход ИМС ОУ, образованной резисторами. Эта особенность приводит к тому, что между входами ИМС (если считать ее идеальной) должно быть нулевое напряжение U_0 . Такой подход называют *принципом виртуального нуля* (замыкания), входных выводов ОУ (от англ. *virtual* — фактический). Действительно, в линейном режиме напряжение на выходе операционного усилителя $U_{\text{вых}} = K_y U_0$, следовательно, $U_0 = U_{\text{вых}} / K_y$. Значение $U_{\text{вых}}$ меньше напряжения источника питания, т. е. ограничено. С учетом этого при $K_y = \infty$ (признак идеальности ИМС) получаем: $U_0 = 0$. Физически это объясняется следующим образом. Любое отклонение U_0 от нулевого значения, бесконечно усиленное ИМС и переданное через цепь обратной связи на вход «-» ИМС, будучи инвертировано относительно напряжения U_0 на этом входе, компенсирует его. Условие $U_0 = 0$ позволяет достаточно просто определить множество параметров операционного усилителя.

Универсальными возможностями обладают ОУ с двумя входами и двумя выходами, однако на практике часто достаточно схемы с одним выходом (см. рис. 3.31). В этом случае ИМС является инвертирующим ОУ. Микросхема К140УД1 имеет три выхода: 2 и 3 — неинвертирующие, 5 — инвертирующий (см. рис. 3.32).

Рассмотрим построение широкополосных операционных усилителей и других устройств на основе ИМС ОУ.

1. Инвертирующий ОУ. В таком усилителе напряжение сигнала $U_{\text{вх}}$ подается на вход «-» из-за чего выходное напряжение инвертируется относительно входного. Резисторами R_0 , R_1 , R_2 создана параллельная обратная связь по напряжению (рис. 3.33, а).

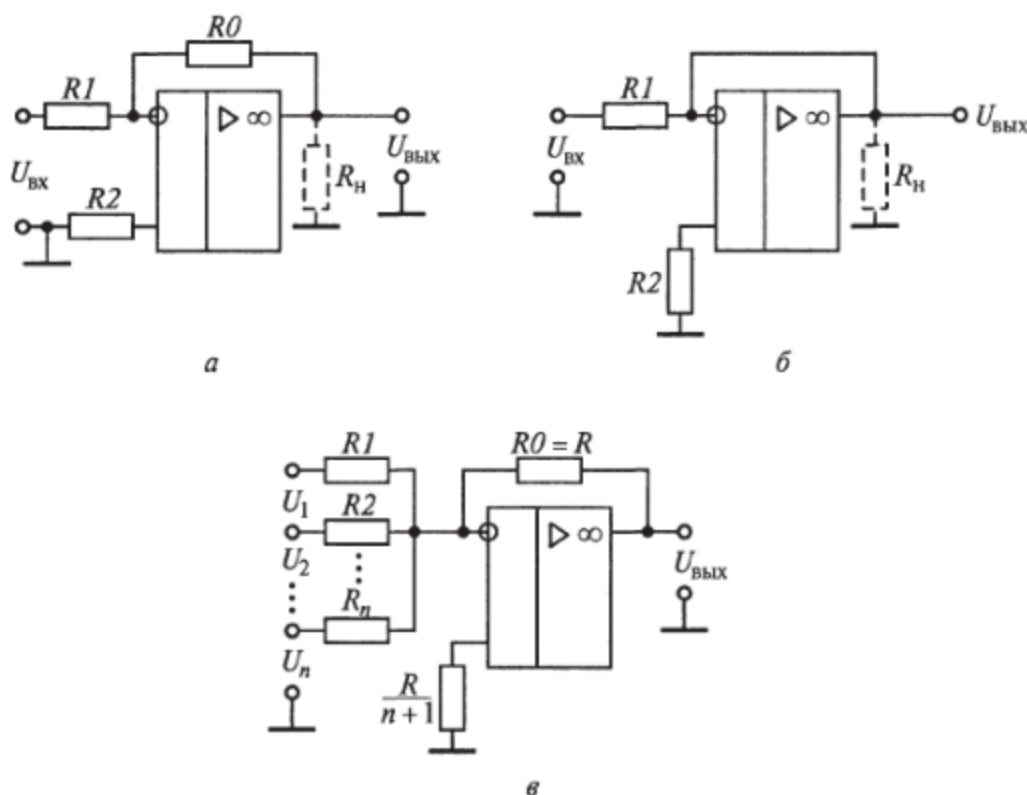


Рис. 3.33. Схемы инвертирующего усилителя (а), инвертора (б) и сумматора (в)

С выхода усилителя на его вход подается напряжение обратной связи

$$U_{\text{о.с}} = K_{\text{о.с}} U_{\text{вых}},$$

где $K_{\text{о.с}} = R_1 / (R_1 + R_0)$ — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Вход «+» через резистор R_2 соединен с корпусом, т.е. имеет нулевой потенциал. С учетом U_0 это означает, что потенциал точки инвертирующего входа тоже равен нулю. Входное сопротивление ОУ будет фактически равным R_1 , а входной ток $I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / R_1$.

Коэффициент усиления ОУ можно определить, используя другой признак идеальности ИМС: $R_{\text{вх}} = \infty$. Из этого условия следует, что во входные выводы ИМС ток не ответвляется, т.е. через резисторы R_1 и R_0 проходит один и тот же ток $I_{\text{вх}}$.

Резистор R_0 находится под напряжением $U_{\text{вых}}$, так как его левый по схеме вывод имеет потенциал $U_0 = 0$. Поэтому с учетом выражения $I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / R_1$ получим

$$U_{\text{вых}} = -I_{\text{вх}} R_0 = -U_{\text{вх}} R_0 / R_1.$$

Коэффициент усиления ОУ при инвертирующем включении

$$K_{\text{ин}} = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = -R_0 / R_1,$$

т.е. определяется отношением сопротивлений резисторов в цепи обратной связи.

Так как обычно R_0 много больше R_1 , то коэффициент передачи цепи обратной связи $K_{o.c} = R_1/(R_1 + R_0) = R_1/R_0$. Поэтому

$$K_{ин} = U_{вых}/U_{вх} = -R_0/R_1 = -1/K_{o.c}.$$

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя $R_{ин}$ с отрицательной обратной связью по напряжению будет следующим:

$$R_{ин} = R_{вых}/(1 + K_{o.c}K_y).$$

Если принять ИМС идеальной ($K_y = \infty$), то $R_{ин} = 0$.

Синфазный сигнал на входах ИМС в схеме отсутствует, так как потенциал неинвертирующего входа «+» равен нулю. Через входы реальной ИМС ОУ проходят токи, причем их влияние на выходное напряжение не ощущается при равенстве напряжений, которые создают указанные токи в симметричных цепях. Для этого сопротивления в цепях входов ИМС ОУ делают равными ($R_1 = R_2$).

Рассчитаем номиналы внешних резисторов инвертирующего ОУ на базе ИМС ОУ К140УД10. Полагая, что коэффициент усиления операционного усилителя должен быть равен 50, при входном напряжении $U_{вх} = 8$ мВ и допустимом входном токе 500 нА определим сопротивление резистора R_1 : $R_1 = U_{вх}/I_{вх} = 8 \cdot 10^{-3}/(500 \cdot 10^{-9}) = 16$ кОм. Сопротивление резистора R_2 должно быть таким же (16 кОм). Задаваясь коэффициентом усиления $K_y = -R_0/R_1 = 50$, определим сопротивление резистора R_0 : $R_0 = 50 R_1 = 50 \cdot 16 = 800$ кОм. В соответствии с ГОСТ 12661—67 выбираем номинал резисторов: $R_1 = R_2 = 16$ кОм, $R_0 = 820$ кОм.

Инвертирующий повторитель на ОУ можно получить, выбрав в схеме сопротивления резисторов R_1 и R_2 равными, при $R_0 = 0$ (рис. 3.33, б).

Инвертирующий сумматор напряжений на ОУ является частным случаем инвертирующего усилителя (рис. 3.33, в). К инвертирующему входу ИМС ОУ подключаем несколько резисторов с одинаковыми сопротивлениями $R_1, R_2 \dots R_n$, где n — число входов. По ним притекают токи от источников входных сигналов U_1, U_2, \dots, U_n . Напряжение на выходе суммирующего усилителя

$$U_{вых} = K_y U_{вх} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n) R_0/R_1.$$

Сопротивление резистора определяется по формуле

$$R = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_i.$$

2. Неинвертирующий операционный усилитель. В данном случае сигнал $U_{вх}$ воздействует на вход «+», благодаря чему $U_{вых}$ синфаз-

но $U_{\text{вх}}$ (рис. 3.34, а). Так как $U_0 = 0$ (следствие идеальности ИМС), то напряжение на резисторе $R1$ будет равно $U_{\text{вх}}$, а ток через резистор $I = U_{\text{вх}}/R1$.

Полагая, что через входы ИМС ток не проходит из-за большого входного сопротивления ИМС ОУ, можно считать ток через $R0$ равным I .

Напряжение на выходе ОУ равно сумме напряжений на резисторах $R0$ и $R1$:

$$U_{\text{вых}} = I(R1 + R0) = U_{\text{вх}}(R1 + R0)/R1.$$

Откуда коэффициент усиления ОУ при неинвертирующем включении

$$K_{\text{ни}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = (R1 + R0)/R1 = 1/K_{\text{о.с.}}$$

Входное сопротивление в этом усилителе велико. К сопротивлению между входами ИМС приложено напряжение $U_0 = 0$. Благодаря этому через схему проходит небольшой входной ток, что эквивалентно большому входному сопротивлению неинвертирующего усилителя:

$$R_{\text{вх.ни}} = R_{\text{вых}}/(1 + K_{\text{о.с.}}K_y).$$

Выходное сопротивление ОУ, наоборот, незначительно. Как и в случае инвертирующего операционного усилителя, $R_{\text{вых}} = R_{\text{вх.д}}(1 + K_{\text{о.с.}}K_y)$.

В неинвертирующем ОУ потенциалы обоих входов ИМС приблизительно одинаковы ($U_0 = 0$), но в данном случае равны потенциалу входа «+» ИМС, т.е. на входах ИМС действует синфазный сигнал, значение которого близко к $U_{\text{вх}}$. Резистор $R2$ создает равные падения напряжений на обоих входах.

Рассмотрим неинвертирующий повторитель напряжения на ОУ (рис. 3.34, б). Так как $R0 = 0$, то напряжение на выходе ОУ, соединенном с инвертирующим входом «-» ИМС, должно быть сбалансировано с напряжением неинвертирующего входа «+» и, следовательно, $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$.

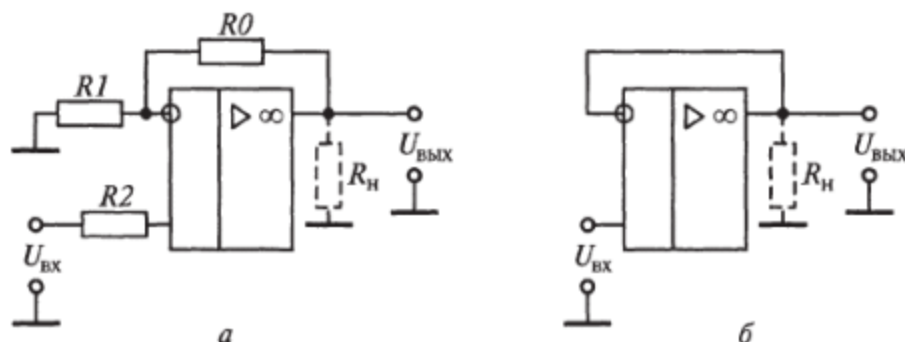


Рис. 3.34. Схемы неинвертирующего усилителя (а) и повторителя (б) с ИМС ОУ

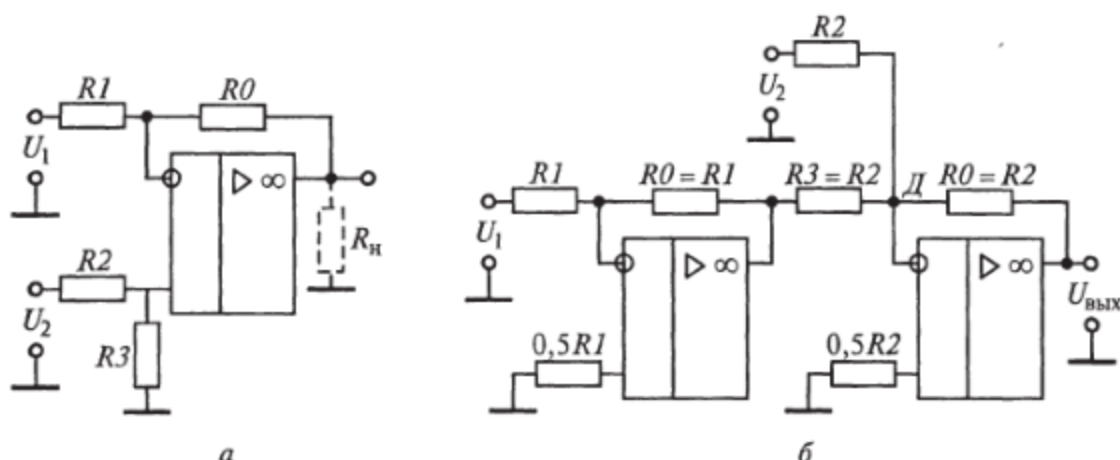


Рис. 3.35. Дифференциальные операционные усилители на одном (а) и двух (б) ИМС ОУ

3. *Дифференциальный операционный усилитель.* В усилителе такого типа осуществляется усиление разностного сигнала. Его можно реализовать на одной или двух ИМС ОУ (рис. 3.35). В дифференциальном усилителе на одной ИМС сравниваемые сигналы подаются на входы «+» и «-» через резисторы $R1$ и $R2$ (см. рис. 3.35, а). Напряжение на выходе ИМС ОУ равно алгебраической разности напряжений, каждое из которых является результатом действия сигнала на инвертирующем и неинвертирующем входах с соответствующими коэффициентами усиления:

$$U_{\text{вых}} = U_+ K_{\text{ни}} - U_- K_{\text{ин}}.$$

Подставляя в это выражение значения коэффициентов инвертирующего и неинвертирующего каскадов, получим

$$U_{\text{вых}} = U_+ (1 + R0/R1) R3/(R2 + R3) - U_- R0/R1.$$

При $R2 = R3$ и $R0 = R1$ напряжение $U_{\text{вых}} = U_+ - U_-$, т.е. схема осуществляет вычитание входных напряжений.

Недостатком этой схемы является ее неработоспособность при наличии синфазного сигнала на входах ИМС, так как при $U_+ \approx U_- \neq 0$ сигнал сильно ослабляется первым каскадом ИМС ОУ.

Схема на двух ИМС ОУ (см. рис. 3.35, б) выполняет вычитание входных сигналов синфазного и несинфазного напряжений на входах. Последнее объясняется тем, что в каждом каскаде неинвертируемые входы «+» соединены с «землей». При выбранном соотношении резисторов первый каскад является инвертирующим повторителем, поэтому в точке Д напряжения складываются с разными знаками и через одинаковые резисторы $R2$ и $R3$ поступают на вход «-» второго каскада, который является инвертирующим сумматором. Следовательно, $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$.

Резисторы, присоединенные к входам «+» обеих ИМС, по назначению аналогичны резисторам $R2$ сумматора на ОУ (см. рис. 3.33).

Частотные характеристики ИМС ОУ. Эквивалентная схема усилительного каскада ИМС ОУ может быть представлена в виде RC -цепи с генератором входного сигнала (рис. 3.36, *a*). В такой схеме следует учитывать величины сопротивления R_n и емкости C_n нагрузки. Если принять, что K_0 — коэффициент усиления в диапазоне низких частот, где влияние емкости C_n не ощущается, то приведенная схема позволит оценить действие этой емкости на более высоких частотах.

Комплексный коэффициент усиления каскада

$$K_y^*(f) = U_{\text{вых}}^* / U_{\text{вх}}^* = K_0 / [(R_n + 1/j\omega C_n) j\omega C_n] = K_0 / (1 + j\omega / RC) \approx K_0 / (1 + jf / f_c), \quad (3.35)$$

где $U_{\text{вых}}^*$ и $U_{\text{вх}}^*$ — комплексные величины выходного и входного сигналов соответственно; ω_c и f_c — циклическая и временная частоты среза.

Отсюда можно записать выражение амплитудно-частотной характеристики каскада как модуль комплексного коэффициента, а именно:

$$K_y(f) = |U_{\text{вых}}^* / U_{\text{вх}}^*| = K_0 / \sqrt{1 + (f/f_c)^2}. \quad (3.36)$$

Умножая числитель и знаменатель формулы (3.35) на выражение, комплексно сопряженное знаменателю, получим выражение фазочастотной характеристики (ФЧХ) как отношение мнимой к действительной части комплексной величины, т.е. отрицательное приращение (набег) фазы к сдвигу на 180° между напряжениями $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$, свойственное каскаду с коллекторной нагрузкой,

$$\Delta\varphi = -\arctg(f / f_c). \quad (3.37)$$

На частоте, равной частоте среза АЧХ ($f = f_c$), коэффициент усиления составляет 0,7 от его максимальной величины $K_{y \text{ max}}$ по сравнению с низкими частотами, на которых влияние емкости C_n

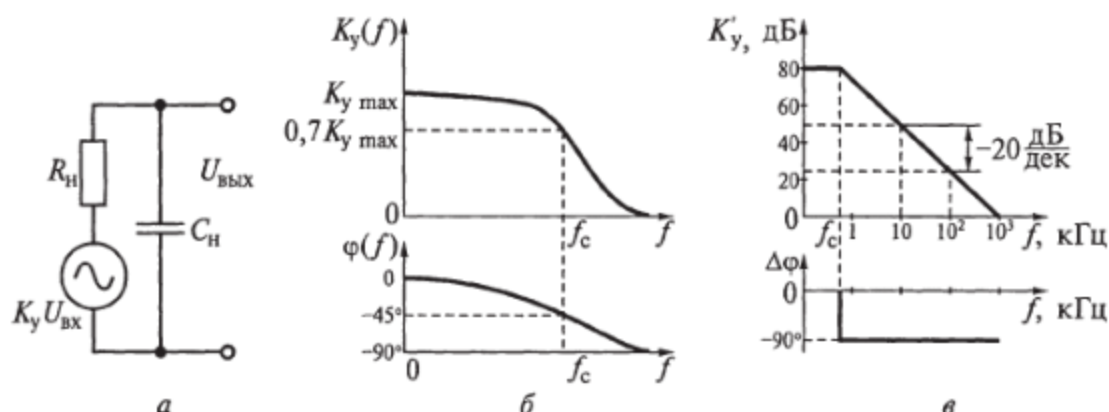


Рис. 3.36. Эквивалентная схема ОУ с емкостной нагрузкой (*a*), его АЧХ и ФЧХ (*б*) и АЧХ и ФЧХ в логарифмическом масштабе (*в*)

не ощущается. Иным словами $K_y(f) = 0,707 K_{y \max}$, т.е. сигнал на выходе уменьшается в 1,41 раза по амплитуде и в два раза по мощности (примерно на 3 дБ). На этой частоте происходит сдвиг входного сигнала по фазе на $\Delta\varphi = -45^\circ$. При дальнейшем увеличении частоты $K_y(f)$ уменьшается, а $\Delta\varphi$ быстро растет по абсолютной величине, стремясь к -90° (рис. 3.36, б).

Выражение (3.21) приобретает большую наглядность, если в его знаменателе пренебречь единицей, что практически не вызывает ошибки в диапазоне частот $f \gg f_c$. Тогда абсолютная величина

$$K_y(f) \approx K_0 / \sqrt{f/f_c} \approx K_0 f_c / f, \quad (3.38)$$

т.е. с увеличением частоты усиление каскада во столько же раз уменьшается.

Если взять с основу не f_c , а частоту единичного усиления f_1 , то формула (3.38) будет иметь следующий вид:

$$K_y(f) \approx K_{y \max} f_1 / f,$$

т.е. коэффициент усиления ИМС ОУ на частоте f можно ориентировочно оценить отношением частот f_1 и f . Заметим, что это выражение справедливо, когда амплитудно-частотная характеристика имеет одну частоту среза.

Чтобы разместить на осях большие диапазоны изменений $K_y(f)$ и f , амплитудно-частотную характеристику строят в логарифмическом масштабе, при этом $K_y(f)$ выражают в децибелах — $K_y(f)$. В соответствии с выражением (3.36) имеем

$$K'(f) = 20 \lg K_y(f) = 20 \lg K_{y \max} + 20 \lg(f_c/f) = 20 \lg K_{y \max} - 20 \lg(f/f_c).$$

Из правой части данного выражения следует, что десятикратное (на декаду) увеличение частоты вызывает спад логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) на 20 дБ. При этом известно, что до $f=f_c$ характеристика ОУ не имеет завала, т.е. параллельна оси частот. Таким образом, на частоте $f=f_c$ ЛАЧХ имеет точку перегиба (полюс) (рис. 3.36, в).

Фазочастотную характеристику в логарифмическом частотном масштабе представляют ступенчатой кривой, скачок которой на -90° соответствует частоте среза. При $f=f_c$ фазовый сдвиг за счет нагружающей емкости (или набег фазы $\Delta\varphi$) составляет -45° , однако при $f > f_c$ он быстро нарастает до -90° .

Каскады ИМС имеют разные выходные сопротивления, нагружаются разными емкостями и характеризуются разными частотами среза f_c . Поэтому иногда результирующая ЛАЧХ ИМС ОУ имеет несколько точек перегиба. Частотные искажения каждого из каскадов приводят к спаду ЛАЧХ на 20 дБ/дек. В ступенчатой кривой фазочастотной характеристики частоте f_c каждого каскада соответствует скачок на -90° .

По частотным свойствам ИМС ОУ, несмотря на сложную структуру, эквивалентны двухкаскадным усилителям. Их ЛАЧХ имеет два спадающих участка с наклонами -20 и -40 дБ/дек. За счет коррекции эту характеристику делают однополюсной: ее спадающий участок имеет наклон -20 дБ/дек.

Частотные характеристики усилителей с ИМС ОУ. Рассмотрим амплитудно-частотную характеристику операционного усилителя на ИМС, охваченной резистивной отрицательной обратной связью.

Частота среза такого усилителя $f_{c,y}$ (для усилителя постоянного тока — полоса пропускания) в $(1 + K_{y, \max})$ раз больше частоты среза f_c ИМС ОУ без отрицательной обратной связи:

$$f_{c,y} = f_c(1 + K_{o.c} K_{y, \max}).$$

Спад амплитудно-частотной характеристики ОУ начинается вблизи частоты f_c . До нее она близка к горизонтальной прямой. Следовательно, можно дать простой способ построения амплитудно-частотной характеристики ОУ. Для этого определим коэффициент усиления ОУ при неинвертирующем включении:

$$K_{ни} = K_0 / K_{o.c}.$$

Подставляя значение $K_{ни}$ и $f_{c,y}$ в формулу (3.38), получим

$$K_{ни}(f) \approx K_0 f_{c,y} / (K_{o.c} f).$$

Выбор ИМС ОУ следует производить с таким расчетом, чтобы частота входного сигнала была меньше частоты единичного усиления (по ней осуществляется предварительный выбор ИМС), комплексной частоты среза и максимальной частоты, на которой происходит неискаженное усиление при заданной амплитуде выходного напряжения.

Устойчивость и коррекция АЧХ ОУ. Если напряжение, передаваемое с выхода на вход по цепи обратной связи, окажется в фазе с вызвавшим его входным напряжением и по значению будет не меньше его, то усилитель перейдет в режим самовозбуждения. В усилителе эти условия могут легко выполняться. Баланс фаз выполняется благодаря тому, что на предусмотренный сдвиг на 180° между выходом и входом «—» накладывается набег фазы $\Delta\varphi$ в многокаскадной ИМС. На некоторой частоте такой набег фазы составит -180° , при этом цепь обратной связи будет осуществлять не отрицательную, а положительную связь.

Коррекция амплитудно-частотной характеристики осуществляется подключением к специальным выводам ИМС конденсаторов. В некоторых ИМС коррекция осуществляется встроенными элементами. Цепи коррекции уменьшают усиление ИМС, обеспечивая $K_y(f) K_{o.c} < 1$ на пороговой частоте f_n , где $\Delta\varphi = -180^\circ$. Это достигается либо повышением частоты f_n до такого значения, при

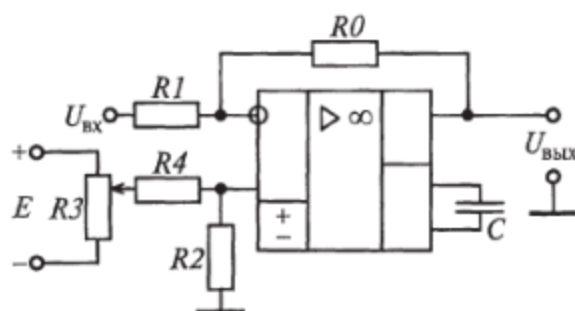


Рис. 3.37. Схема коррекции АЧХ и ФЧХ операционного усилителя

котором коэффициент усиления, снизившись, будет удовлетворять условию $K_y(f)K_{o.c} < 1$, либо уменьшением коэффициента усиления ИМС на верхней частоте.

В схеме инвертирующего ОУ с конденсатором частотной коррекции C подключены элементы цепи блокировки нуля $R3$, $R4$, за счет которых устанавливается $U_{\text{вых}} = 0$ в отсутствие входного сигнала (рис. 3.37).

3.10. Аналоговые компараторы, интеграторы и дифференциаторы на ИМС ОУ

Компаратор — это устройство для сравнения двух аналоговых сигналов: один из них называют опорным ($U_{\text{оп}}$), а другой — измеряемым или входным ($U_{\text{вх}}$). В момент равенства сигналов напряжение на выходе компаратора резко изменяется от напряжения, соответствующего напряжению логического 0, до напряжения, соответствующего логической 1.

Обычно после компаратора включается цифровой логический элемент или триггер, на вход которого следует подавать напряжения только двух уровней, соответствующих логическому 0 или логической 1. Поэтому напряжения на выходе компаратора должны принимать эти значения.

Компараторы на микросхемах операционных усилителей. Наличие двух входов и дифференциальный усилитель с большим коэффициентом усиления ИМС ОУ позволяют построить компаратор на ее основе (рис. 3.38, а).

Полярность выходного сигнала $U_{\text{вых}}$ определяется наибольшим из напряжений $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{оп}}$:

$$U_{\text{вых}} = K(U_{\text{оп}} - U_{\text{вх}}).$$

За счет большого коэффициента усиления K_y и отсутствия обратной связи величина $U_{\text{вых}}$ достигает больших значений и превышает напряжение насыщения микросхемы $U_{\text{н+}}$ или $U_{\text{н-}}$ при незначительной разности $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{оп}}$.

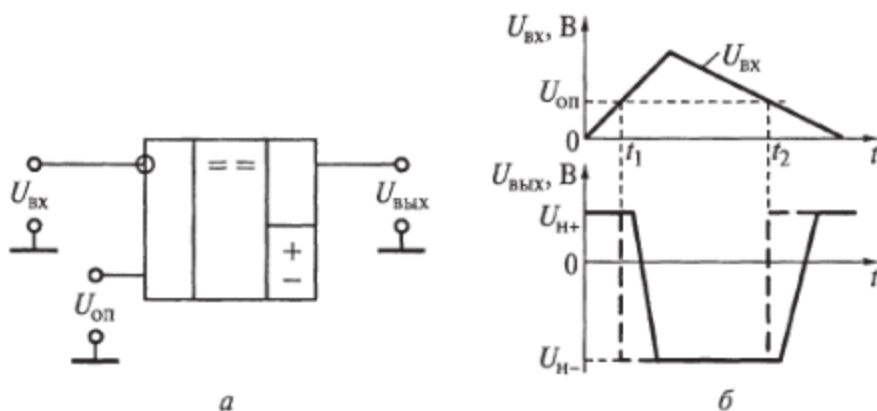


Рис. 3.38. Схема аналогового компаратора (а) и его эпюры напряжений (б)

При нарастании напряжения на входе до момента времени t_1 напряжение $U_{оп} > U_{вх}$, т.е. полярность напряжения $U_{н+}$ совпадает с полярностью напряжения $U_{оп}$ и $U_{вых} = U_{н+}$ (рис. 3.38, б). Когда $U_{вх}$ станет больше $U_{оп}$ (вслед за моментом времени t_1) полярность $U_{вых}$ определяется напряжением на инвертирующем входе и противоположна полярности $U_{вх}$. Следовательно, при незначительном превышении $U_{вх}$ над $U_{оп}$, т.е. практически в момент t_1 , напряжение на выходе устанавливается равным отрицательному напряжению насыщения ($U_{вых} = U_{н-}$).

В момент времени t_2 вновь наступает равенство сигналов, вслед за которым $U_{вх}$ становится меньше $U_{оп}$ и напряжение на выходе скачком переходит от $U_{н-}$ к $U_{н+}$.

Статическая выходная характеристика компаратора (пунктир рис. 3.38, б) соответствует идеальному компаратору, в предположении, что переключение $U_{вых}$ происходит мгновенно в моменты времени t_1 и t_2 при равенстве $U_{вх} = U_{оп}$. Сплошная линия соответствует реальному компаратору, у которого переключение начинается с некоторым запаздыванием относительно t_1 и t_2 и длится определенное время.

Если в схеме $U_{оп} = 0$, то компаратор переключается при $U_{вх} = 0$ и называется *детектором нулевого уровня*. Соответственно схему при $U_{оп} \neq 0$ называют *детектором ненулевого уровня*.

Для получения цифровых уровней, соответствующих логической 1 и логическому 0, на выходе компаратора введен ограничитель, состоящий из диодов $VD1$, $VD2$ и резистора R (рис. 3.39, а).

Напряжение на открытом диоде составляет около 0,7 В. Поэтому напряжение на выходе (рис. 3.39, б) при указанных данных не может быть выше 3,7 В (когда $U_{вых} > 0$ и открыт диод $VD1$) и ниже 0,7 В (когда $U_{вых} < 0$ и открыт диод $VD2$).

Схема компаратора для сравнения разнополярных напряжений, подаваемых на один инвертирующий вход U_- , показана на рис. 3.40, а. Потенциал неинвертирующего входа $U_+ = 0$. В схеме $R1 = R2$, а следовательно, пока $U_{вх}$ по абсолютному значению меньше $U_{оп}$ и на

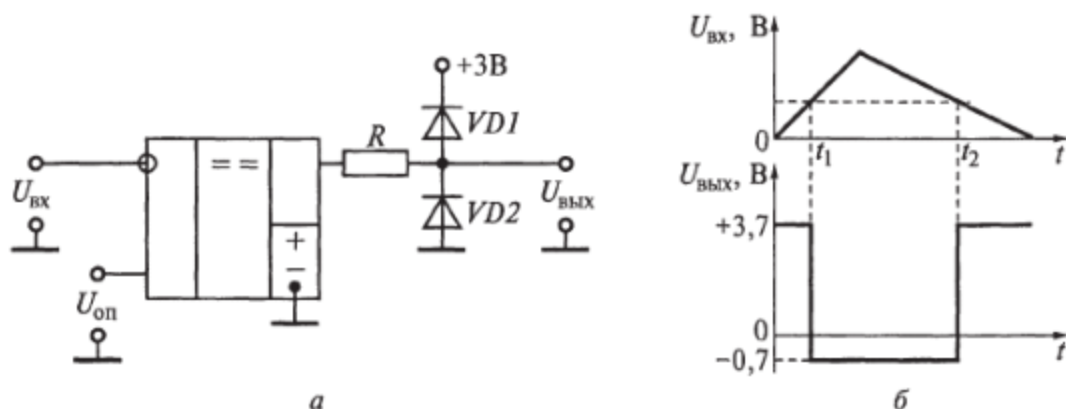


Рис. 3.39. Схема компаратора с ограничением напряжения до логического уровня (а) и его эпюры напряжений (б)

выходе компаратора будет логический 0. В тот момент, когда абсолютное значение $U_{ВХ}$ станет больше $U_{оп}$, компаратор переключится из состояния 0 в состояние $U_{ВХ}$, соответствующее логической 1.

Приведенные схемы отличаются низкой помехозащищенностью, т.е. компаратор может переключаться под влиянием помехи, которая накладывается на полезный сигнал. Это ложное срабатывание возможно при малой скорости изменения сигнала, когда результирующее напряжение (сигнал и помеха) успевает несколько раз пересечь уровень $U_{оп}$, в то время как сигнал еще мало от него отличается. Этот недостаток устраняется в так называемом *регенеративном* компараторе, в котором с помощью резистора введена положительная обратная связь между выходом и входом.

Введение положительной обратной связи приводит также к повышению скорости переключения компаратора. Наряду с этим появляются гистерезисные явления и ухудшается точность сравнения.

Специализированные ИМС компараторов. Компараторы на основе ИМС ОУ позволяют производить сравнение сигналов с высокой точностью (десятки микровольт), но обладают относитель-

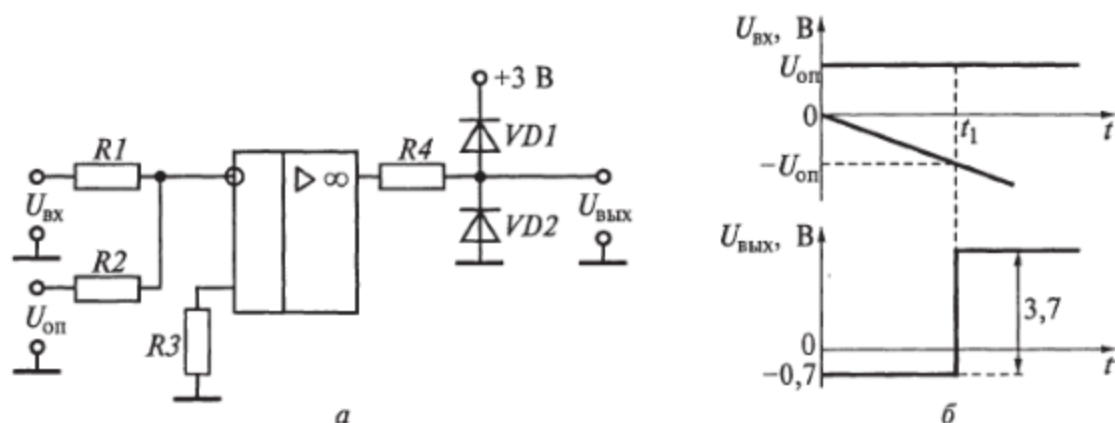


Рис. 3.40. Схема компаратора для сравнения разнополярных напряжений (а) и его эпюры напряжений (б)

но низким быстродействием. Это объясняется большим временем выхода транзисторов схемы из насыщения при больших входных сигналах, свойственных режиму сравнения.

Более высоким быстродействием обладают специализированные ИМС компараторов, выпускаемые промышленностью. В структурном отношении они отличаются от ИМС ОУ главным образом наличием узла ограничения выходного напряжения на уровнях логических 0 и 1.

На специализированных ИМС компараторов может быть реализовано сравнение однополярных и разнополярных напряжений аналогично тому, как это делается на ИМС ОУ.

Большие функциональные возможности имеет двойной интегральный компаратор (рис. 3.41, а). Этот компаратор является совокупностью двух одинарных компараторов с общим выходом от элемента ИЛИ. На верхний и нижний входы (слева) подводят опорные напряжения $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$. Средние входы объединяют и подают на них $U_{вх}$. Если значение напряжения входного сигнала находится в пределах $U_{оп1} \leq U_{вх}(t) \leq U_{оп2}$, то на выходе компаратора возникает напряжение на уровне логического 0. Если же напряжение входного сигнала находится в пределах $U_{оп1} > U_{вх}(t) > U_{оп2}$, то на выходе компаратора появляется напряжение на уровне логической 1 (рис. 3.41, б).

Пример 3.4. Составить функциональную схему двухпорогового устройства, напряжение на выходе которого переключается от уровня логического 0 к уровню логической 1, когда входное напряжение выходит за назначенные пороги $U_{оп1} = 0,1$ В и $U_{оп2} = 0,2$ В.

Схему можно выполнить на двойном компараторе (или двух одинаковых компараторах, или двух ИМС ОУ). Один из компараторов должен переключаться в положение 1, когда $U_{вх}$ превзойдет $U_{оп2}$. Поэтому опорное напряжение $U_{оп2}$ следует подавать на вход «-» компаратора, а входной сигнал — на вход «+». Другой компаратор должен переключаться в положение 1, когда $U_{вх}$ станет ниже

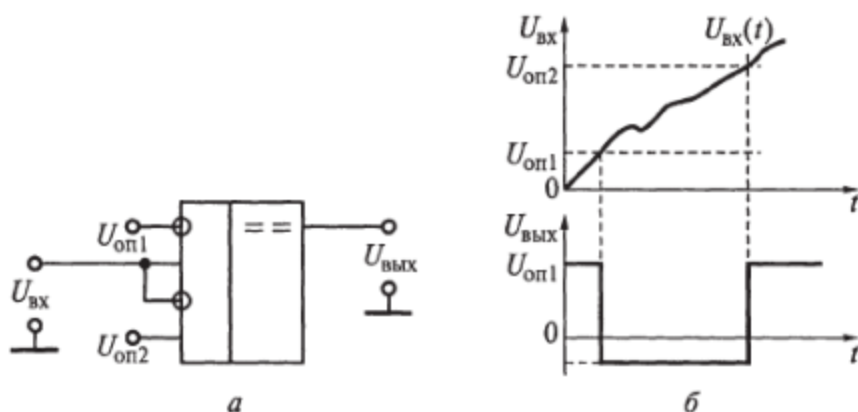


Рис. 3.41. Схема компаратора для двухпорогового сравнения напряжений (а) и его эпюры напряжений (б)

$U_{оп1}$. Поэтому входной сигнал следует подавать на его вход «-», а опорное напряжение $U_{оп1}$ — на вход «+».

Параметры компараторов. Компаратор характеризуется большинством параметров ОУ (коэффициентом усиления, входным сопротивлением, коэффициентом ослабления синфазного сигнала, напряжением смещения нуля, значением входных токов и т.д.). Наряду с этим ему свойственны и специфические параметры, к которым относятся чувствительность и время переключения.

Чувствительность (разрешающая способность) характеризует точность сравнения сигналов и соответствует их минимальной разности $\Delta U_{вх\ max}$, при которой напряжение на выходе достигает уровня срабатывания логического элемента. Значение $\Delta U_{вх\ max}$ у ИМС компараторов имеет порядок сотен микровольт, что хуже, чем у компараторов на ИМС операционных усилителей, но вполне достаточно для решения практических задач.

Время переключения характеризует быстродействие компаратора и соответствует времени с момента сравнения до момента достижения выходным напряжением уровня срабатывания цифрового элемента. Время переключения зависит от разности сигналов на входах компаратора. Обычно при измерении времени переключения на один вход подают $U = 100$ мВ, а на другой — $U = 105$ мВ (напряжение перевозбуждения равно 5 мВ). Типичные значения времени переключения у ИМС компараторов близки к 100 нс, что почти в 10 раз меньше, чем у компараторов на ИМС ОУ.

Интеграторы и дифференциаторы на ИМС ОУ. Рассмотрим схему электронного интегратора и оценим погрешность интегрирования. Если в усилителе на ИМС ОУ в цепи обратной связи вместо резистора включить конденсатор, то схема будет играть роль интегрирующей цепи (рис. 3.42).

В соответствии с выражением (3.33) напряжение на выходе конденсатора эквивалентной интегрирующей RC -цепи определяется следующей формулой:

$$U_{вых}(t) = U_C(t) = 1/C \int_0^t I_C dt = 1/(RC) \int_0^t U_{вх}(t) dt.$$

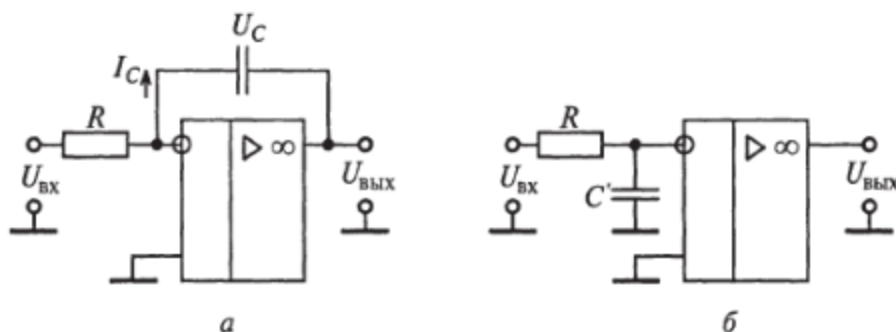


Рис. 3.42. Схема интегратора на ОУ (а) и его эквивалентная схема (б)

Таким образом, напряжение на выходе RC -цепи пропорционально интегралу входного напряжения. Если на вход подано $U_{\text{вх}}$, равное постоянному напряжению U_1 , то напряжение на выходе RC -цепи будет нарастать по следующему линейному закону:

$$U_R(t) = U_1 t / (RC).$$

Напряжение на выходе эквивалентной RC -цепи интегратора

$$U_{\text{вых}}(t) = K_y U_1 t / (RC).$$

Предположим, что в схеме интегратор идеальный, т.е. $U_{\text{вх}} = U_0 = 0$, где U_0 — напряжение в начальный момент времени $t = 0$, K_y — велик и $R_{\text{вх}} = \infty$, тогда напряжение на конденсаторе

$$U_C = U_0 - (-U_{\text{вых}}) = U_0 + U_{\text{вых}} = U_0 + K_y U_0 = U_0(1 + K_y) \approx U_0 K_y.$$

Напряжение на конденсаторе возрастает относительно входного в K_y раз. Для цепи заряда это эквивалентно увеличению емкости конденсатора C' в K_y раз, т.е. $C' = K_y C$.

Так как ток заряда определяется током через резистор R , то постоянная времени эквивалентной RC -цепи интегратора возрастает в K_y раз:

$$\theta_{\text{экв}} = 1 / (K_y RC).$$

Если на вход интегратора подать $U_{\text{вх}}$, равное постоянному напряжению U_2 , то напряжение на выходе интегратора будет нарастать по следующему закону:

$$U_C(t) = U_2 [1 - \exp(-t / (K_y RC))]$$

или на выходе интегратора

$$U_{\text{вых}}(t) = K_y U_2 [1 - \exp(-t / (K_y RC))].$$

Таким образом, на выходе интегратора напряжение по экспоненте стремится к уровню $K_y U_2$.

Раскладывая экспоненту последнего выражения в ряд по степеням получим:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) &= K_y U_2 \{1 - [1 - t / (K_y RC) + 1/2(-t / (K_y RC))^2 + \dots]\} = \\ &= \{U_2 t / (RC)\} [1 - t / (2 K_y RC) + \dots]. \end{aligned}$$

Для идеального интегратора напряжение на выходе изменяется по следующему закону:

$$U_{\text{вых}}(t) = K_y U_2 t / (K_y RC) = U_2 t / (RC).$$

Таким образом, разница реального и идеального интеграторов отличается меньше, чем на $t / (2 K_y RC)$. Эта погрешность в K_y раз меньше, чем у пассивной интегрирующей RC -цепи при одинаковом времени интегрирования.

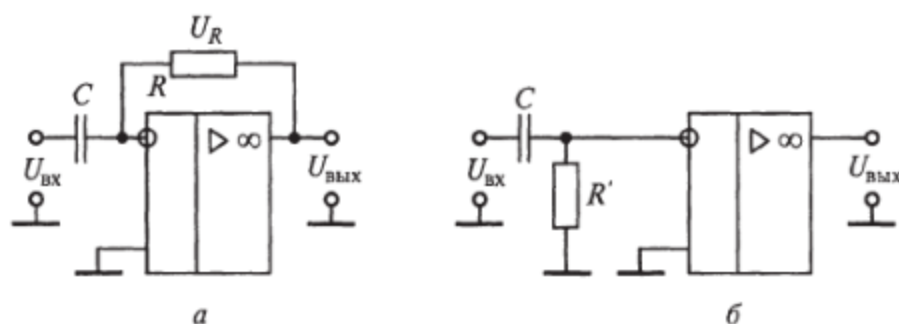


Рис. 3.43. Схема дифференциатора на ОУ (а) и его эквивалентная схема (б)

При одинаковых допустимых погрешностях время интегрирования в электронном интеграторе на ИМС ОУ возрастает в K_y раз по сравнению с пассивной цепью.

Рассмотрим схему электронного дифференциатора с использованием ИМС ОУ (рис. 3.43).

Предположим, как и в предыдущем случае, что ИМС ОУ идеальна, тогда

$$U_C = U_{ВХ} - U_0 = U_{ВХ}; \quad U_{ВЫХ} = -U_R; \quad I_C = C dU_{ВХ} / dt;$$

$$I_R = I_C = C dU_{ВХ} / dt; \quad U_{ВЫХ}(t) = -U_R = -RC dU_{ВХ} / dt.$$

Таким образом, напряжение на выходе дифференциатора пропорционально значению производной входного напряжения.

Реальный электронный дифференциатор так же, как и интегратор имеет погрешность дифференцирования. Однако чем больше коэффициент усиления ОУ тем больше ток конденсатора соответствует производной входного напряжения.

В эквивалентной схеме дифференциатора необходимо учесть, что резистор находится под напряжением $U_R = K_y U_{ВХ}$, а ток конденсатора $I_C = U_R / R = K_y U_{ВХ} / R$. Таким образом, эквивалентная цепь должна иметь резистор с сопротивлением $R' = R / K_y$ и конденсатор емкостью C .

Эквивалентные схемы дифференциатора и интегратора не могут равноценно заменить усилитель с обратной связью, так как резко меняются номиналы резистора и конденсатора, а также нарушаются условия работы ИМС ОУ.

Электронный дифференциатор применяют реже чем интегратор, так как он подчеркивает (обостряет) помехи, сопровождающие сигнал, и склонен к самовозбуждению.

3.11. Активные устройства импульсных цепей

К активным устройствам импульсных цепей относятся:

1. Ограничители уровня.
2. Фиксаторы уровня (фиксаторы постоянного состояния нулевого уровня).

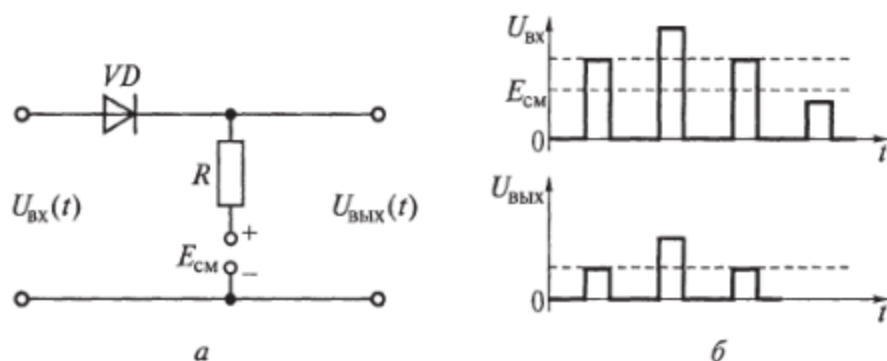


Рис. 3.44. Схема ограничителя по минимуму (а) и его эпюры напряжений (б)

3. Восстановители постоянной составляющей.
4. Умножители частоты.
5. Делители частоты.
6. Генераторы импульсов.
7. Ключи и ключевые каскады
8. Импульсные усилители.

С некоторыми из активных устройств (7 и 8) мы уже познакомились. Рассмотрим теперь устройства 1 и 4, связанные с использованием нелинейных цепей и устройств.

Ограничители уровня строятся на диодных схемах. Согласно схеме и эпюрам входного и выходного напряжений (рис. 3.44), ограничитель по минимуму (снизу) пропускает только импульсы, превышающие напряжение смещения. Ограничитель по максимуму (сверху) пропускает импульсы, лежащие ниже уровня ограничения сверху, без изменения и обрезает верхнюю часть импульсов, превышающих максимальное значение напряжения (рис. 3.45).

На схеме ограничителя сверху и снизу (рис. 3.46) ограничитель по максимуму пропускает импульсы, лежащие ниже уровня ограничения сверху, без изменения и обрезает верхнюю часть импульсов, превышающих максимальное значение напряжения. Ограни-

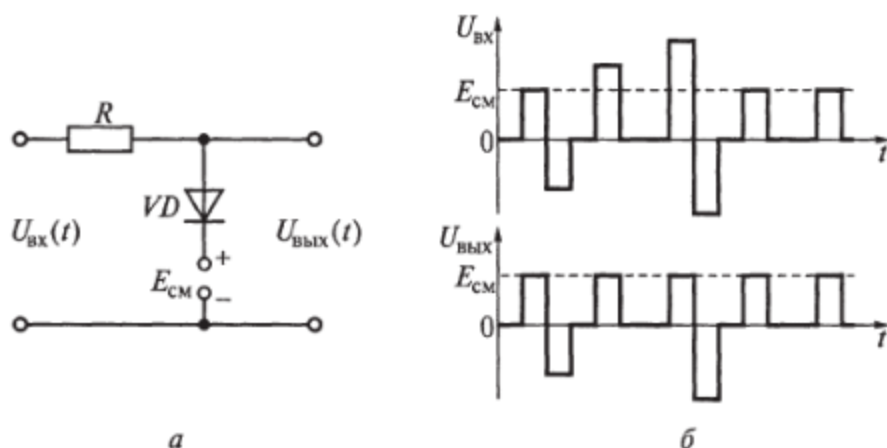


Рис. 3.45. Схема ограничителя по максимуму (а) и его эпюры напряжений (б)

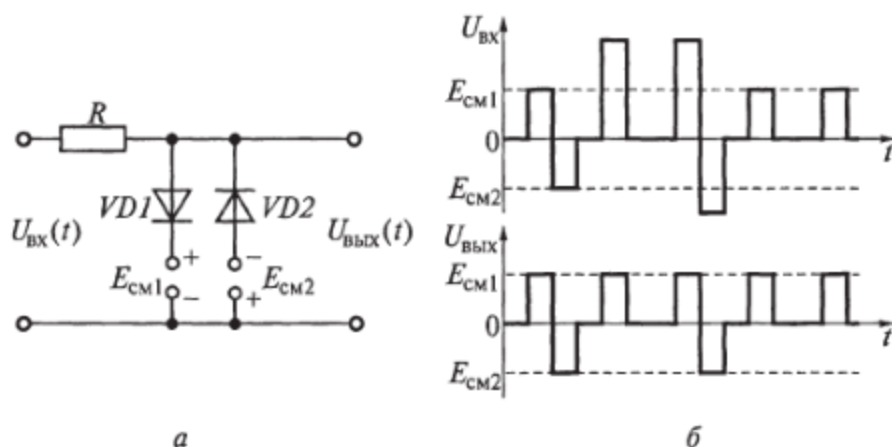


Рис. 3.46. Схема ограничителя сверху и снизу (а) и его эпюры напряжений (б)

читель по минимуму пропускает импульсы, лежащие выше уровня ограничения снизу, без изменения и обрезает часть импульсов с напряжением ниже минимального значения.

Приведенные схемы ограничения используются для формирования прямоугольных импульсов, коротких импульсов (после дифференцирующей цепочки), деления и умножения частоты.

Для стабилизации уровня выходного напряжения блоков питания или стабилизации питания отдельных усилителей или каскадов часто используют стабилитроны.

Схема для стабилизации напряжения с помощью стабилитрона похожа на схему ограничителя верхнего уровня (рис. 3.47). Согласно ВАХ стабилитрона при превышении уровня пробоя он начинает пропускать ток пропорционально разнице напряжений $U - U_{пр}$. Так как внутреннее сопротивление стабилитрона мало, проходящий по нему ток снижает напряжение до уровня напряжения пробоя

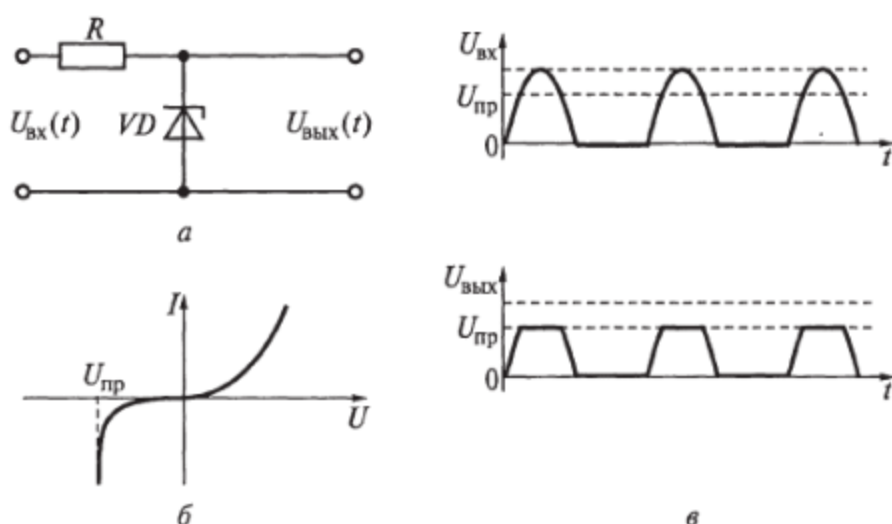


Рис. 3.47. Схема стабилизатора напряжения с использованием стабилитрона (а), ВАХ стабилитрона (б) и эпюры напряжений (в)

$U_{пр}$. Использование стабилизаторов в сочетании со сглаживающими фильтрами на интегрирующих RC -цепях позволяет получать высокостабильные источники постоянного напряжения, обеспечивающие требования стабильности работы измерительных устройств и усилительных каскадов.

Умножители частоты импульсов строятся на основе других нелинейных устройств. Синусоидальное напряжение пропускают через ограничитель сверху и снизу. На выходе получают длительные импульсы, которые пропускают через укорачивающие цепочки и линии задержки с отведениями при разной длительности задержки. Суммируя укороченный импульс с задержанными, получим последовательность коротких импульсов с периодичностью, равной длительности периода отведений на линии задержки.

Контрольные вопросы

1. Какие законы действуют в импульсных цепях?
2. Нарисуйте переходные процессы при включении и выключении постоянного напряжения в цепи последовательно соединенных конденсатора и резистора. Объясните, как они связаны с первым законом коммутации.
3. Сформулируйте второй закон коммутации. Поясните его рисунком.
4. В чем заключаются первый и второй закон Кирхгофа?
5. В чем заключается операторный метод описания динамических процессов? Чем отличается преобразование Лапласа от преобразования Фурье?
6. Что такое передаточная характеристика и как она связана с АЧХ и ФЧХ системы?
7. Какова связь переходной характеристики динамической системы с ее АЧХ и ФЧХ?
8. Объясните функциональную зависимость между сигналами на входе и выходе системы во временной и спектральной областях.
9. Что такое дифференцирующая и интегрирующая RC -цепи? Каковы их особенности?
10. Что такое электронный интегратор и какова его упрощенная принципиальная схема?
11. Чем отличаются линейные и нелинейные, пассивные и активные цепи? Каковы их особенности?
12. Какие типы диодов вы знаете? Как они используются в импульсных цепях? Каковы их преимущества и недостатки?
13. Как используются биполярные транзисторы в импульсных цепях? В чем преимущества и недостатки различных схем транзисторных ключей?
14. Чем отличаются импульсные усилители от обычных? Какие у них АЧХ?
15. Нарисуйте схемы усилительных каскадов с ВЧ и НЧ корректирующими цепями и объясните, как они работают.
16. Нарисуйте схему высокочастотной коррекции, применяемую в ИМС усилителей.

17. В чем заключаются особенности использования операционных усилителей в импульсных цепях?

18. Из каких каскадов состоит ИМС ОУ? Объясните принципы их работы.

19. Нарисуйте схемы инвертирующего и неинвертирующего операционных усилителей. Объясните, как они работают.

20. Нарисуйте схему дифференциального операционного усилителя. Каков его принцип действия?

21. Нарисуйте схему суммирующего операционного усилителя и объясните его принцип действия.

22. Нарисуйте схему аналогового компаратора с использованием операционного усилителя. Каков его принцип действия?

23. Нарисуйте схемы интегратора и дифференциатора с использованием операционного усилителя. Объясните их принцип действия.

24. В чем заключаются преимущества электронных интеграторов на ОУ по сравнению с интегрирующей цепью?

25. Какие активные электронные устройства вы знаете?

26. Нарисуйте простые схемы ограничителей уровня и объясните их принцип действия.

ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

4.1. Генераторы прямоугольных импульсов в общей классификации импульсных устройств

Генераторы импульсов (импульсные генераторы) — это устройства для выработки импульсов определенной формы, амплитуды, длительности и скважности.

Импульсные генераторы различных типов интенсивно развивались в радиотехнических системах и особенно в импульсных радиолокационных системах.

В настоящее время их широко применяют в радиоэлектронной аппаратуре, измерительной и вычислительной технике, системах передачи информации, технологических установках и бытовой технике.

Множество типов импульсных генераторов требует их упорядочения и классификации по различным признакам.

В зависимости от функционального назначения и формы вырабатываемых импульсов генераторы подразделяются на следующие классы:

- генераторы прямоугольных импульсов;
- генераторы линейно изменяющихся (пилообразных) напряжений (ГЛИН);
- генераторы функций.

К генераторам прямоугольных импульсов относятся:

формирователи прямоугольных импульсов из импульсов произвольной формы или синусоидальных напряжений;

ждущие генераторы, которые срабатывают по подходящему импульсу;

автоколебательные генераторы (мультивибраторы, блокинг-генераторы и фантастроны);

генераторы меандровых последовательностей (формирующих последовательность импульсов с длительностью, равной длительности интервала между импульсами);

генераторы импульсных цифровых последовательностей.

Генераторы видеоимпульсов могут использоваться для генерации (или модуляции) радиоимпульсов такой же формы с высокочастотным заполнением.

Высокочастотную импульсную модуляцию проводят по амплитуде, частоте или фазе.

Генераторы линейно изменяющихся напряжений подразделяют на следующие типы:

симметричные (симметричное линейное нарастание и убывание напряжения или тока);

несимметричные (медленное нарастание и быстрый возврат к исходному состоянию напряжения или тока);

со стабилизаторами тока;

с положительной обратной связью (ПОС);

отрицательной обратной связью.

Симметричные генераторы пилообразных напряжений применяются для модуляции частоты в радиовысотомерах, а несимметричные — для развертки в электронно-лучевых трубках осциллографов, телевизоров, экранов радиолокаторов и т. п.

Генераторы функций делятся на аналоговые и цифровые и используются в различных вычислительных устройствах.

Каждый из рассмотренных типов генераторов может быть выполнен на различной элементной базе: электронных лампах, транзисторах, логических элементах, триггерах, оптронах и т. п. Конкретное исполнение определяется в основном функциональным назначением устройства и уровнем развития элементной базы. На первых этапах создания импульсных устройств использовались электронные лампы, теперь — транзисторы, тиристоры, симисторы, оптрона, логические элементы и триггеры в интегральном исполнении, а также специализированные микросхемы.

4.2. Принципы формирования прямоугольных импульсов

Генераторы прямоугольных импульсов формируют сигналы, близкие по форме к прямоугольным. Такие сигналы имеют два устойчивых уровня напряжения (или тока): низкий (нулевой) и высокий (единичный). Переход от низкого уровня к высокому осуществляется скачкообразно. Постоянство напряжений на нулевом и единичном уровнях обеспечивается двумя равновесными состояниями генератора, которые могут быть устойчивыми и квазиустойчивыми. В устойчивом состоянии устройство может находиться сколь угодно долго, а в квазиустойчивом — только в течение некоторого времени, которое определяется параметрами элементов формирующих цепей генератора.

В зависимости от характера равновесных состояний генераторы прямоугольных импульсов подразделяют на бистабильные, моностабильные и астабильные.

Устройство, имеющее два устойчивых состояния, называется *бистабильным*. Перевести его из одного состояния устойчивого равновесия в другое можно только внешним воздействием (им-

пульсом). Наиболее ярким представителем бистабильного устройства является триггер.

Моностабильные генераторы имеют одно устойчивое и одно квазиустойчивое состояния. Обычно моностабильный генератор находится в устойчивом состоянии, как правило, в нулевом. Запускаемый на вход генератора импульс переводит его в квазиустойчивое состояние, в котором генератор находится непродолжительное время и затем опять возвращается в устойчивое состояние. Моностабильные генераторы также называют *ждущими*, т. е. ожидающими управляющего импульса (например, ждущий мультивibrator, ждущий блокинг-генератор, ждущий фантастрон).

Астабильный генератор не имеет устойчивых состояний и работает в автоколебательном режиме, переходя из одного квазиустойчивого состояния в другое. К астабильным генераторам относятся мультивibrator, блокинг-генератор и фантастрон. При подаче на вход астабильного генератора управляющего импульса он вынуждено (преждевременно) переходит из одного квазиустойчивого состояния в другое. Такой режим работы называют *режимом синхронизации*.

Генераторы прямоугольных импульсов относятся к регенеративным устройствам, особенностью которых является сильная положительная обратная связь.

Регенеративный процесс характеризуется лавинообразным развитием при выполнении двух следующих условий самовозбуждения: разность фаз на входе $\varphi_{\text{вх}}$ и выходе $\varphi_{\text{вых}}$ равна или кратна 2π :

$$\varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}} = 2n\pi, \quad (4.1)$$

где n — натуральное число;

коэффициент обратной связи между входом и выходом больше единицы:

$$K_{\text{о.с.}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} > 1, \quad (4.2)$$

где $\Delta U_{\text{вых}}$ — изменение напряжения выходного сигнала; $\Delta U_{\text{вх}}$ — изменение напряжения входного сигнала.

Условие (4.1) означает, что изменение напряжения выходного сигнала действует в том же направлении, что и на входе (положительная обратная связь). Условие (4.2) показывает, что любое малое изменение напряжения на входе приводит к его последующему усилению и лавинообразному развитию процесса во времени. Положительная обратная связь может быть создана с помощью резистора, конденсатора или трансформатора. Эти способы обратной связи реализуются соответственно в триггерах, мультивибраторах и блокинг-генераторах.

Генераторы прямоугольных импульсов строятся на основе одно- или двухкаскадных ключевых схем. В блокинг-генераторах используется один ключевой каскад с обратной трансформаторной свя-

зью. Триггеры и мультивибраторы имеют два ключевых каскада, охваченных положительной обратной связью. В зависимости от типа используемой элементной базы и назначения генераторы могут быть ламповыми, транзисторными, оптоэлектронными, на логических элементах и интегральных схемах.

В генераторах прямоугольных импульсов используются *релаксационные процессы* (от лат. *relaxatio* — расслабление, разрядка, отдых), связанные с пассивным уменьшением напряжения внутри устройства (разрядка конденсатора через сопротивление или уменьшение тока в катушке индуктивности). Падение (или возрастание) напряжения до критического уровня приводит к переходу генератора из состояния равновесия в состояние переключения, которое быстро завершается новым или прежним устойчивым состоянием.

4.3. Формирователи прямоугольных импульсов

Формирователи прямоугольных импульсов создают их из синусоидальных изменений напряжений или импульсов другой формы. В частности, прямоугольные импульсы могут быть сформированы из одиночных коротких импульсов треугольной или трапецевидной форм, из импульсов колоколообразной или экспоненциальной форм и переменных напряжений произвольной формы.

Формирователи прямоугольных импульсов из синусоидального напряжения. Во многих случаях возникает задача формирования прямоугольных импульсов из переменных напряжений синусоидальной формы. Для этой цели можно использовать диодную схему ограничения напряжения сверху и снизу с последующим применением ждущего мультивибратора или другого формирователя прямоугольных импульсов. Наиболее простой схемой, непосредственно формирующей прямоугольные импульсы из синусоидального напряжения, является генератор импульсов напряжения на транзисторном ключевом каскаде. (рис. 4.1, а). Для биполярных

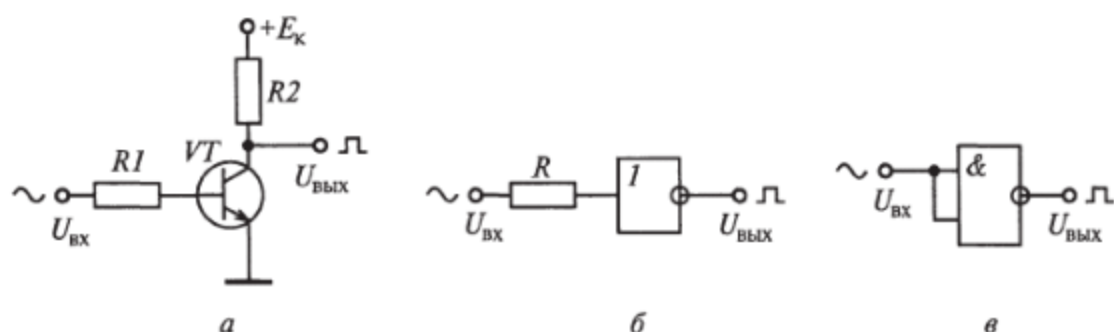


Рис. 4.1. Структурные схемы формирователей прямоугольных импульсов: а — на транзисторе; б — инверторе НЕ; в — элементе ИЛИ-НЕ

транзисторов в этом каскаде номиналы сопротивлений примерно следующие: $R1 = 10 \text{ кОм}$, $R2 = 3,3 \text{ кОм}$. В такой схеме используются нелинейные свойства работы транзистора в режимах отсечки и насыщения. На ее выходе формируется последовательность практически прямоугольных импульсов $U_{\text{вых}}$ при поступлении на вход синусоидального напряжения $U_{\text{вх}}$. Недостатками такого формирователя являются относительно пологие фронты и срезы импульсов в последовательности и довольно большое входное напряжение ($20 \dots 30 \text{ В}$). Транзистор не имеет базового напряжения смещения, поэтому при отсутствии напряжения на входе он закрыт. При поступлении положительного полупериода входного сигнала транзистор полностью открывается и переходит в режим насыщения. При этом напряжение на его выходе падает до нуля. В течение отрицательного полупериода входного сигнала транзистор полностью закрыт и находится в режиме отсечки, при котором напряжение на его выходе равно напряжению питания.

Аналогичные формирователи могут быть выполнены на логических элементах: инверторе НЕ (рис. 4.1, б) и элементе ИЛИ-НЕ (рис. 4.1, в). На этих элементах получают прямоугольные импульсы $U_{\text{вых}}$ с резким фронтом и срезом при изменении входного напряжения $U_{\text{вх}}$ в пределах $0 \dots 5 \text{ В}$.

Другим примером является формирователь прямоугольных импульсов, собранный на двух логических элементах ИЛИ-НЕ, соединенных как RS -триггер с прямыми входами (рис. 4.2, а). Дополнительно к входу R подключен инвертор, на вход которого подается входное синусоидальное напряжение $U_{\text{вх}}$.

Формирователь работает следующим образом (рис. 4.2, б). При синусоидальном изменении входного напряжения $U_{\text{вх}}$ наступает

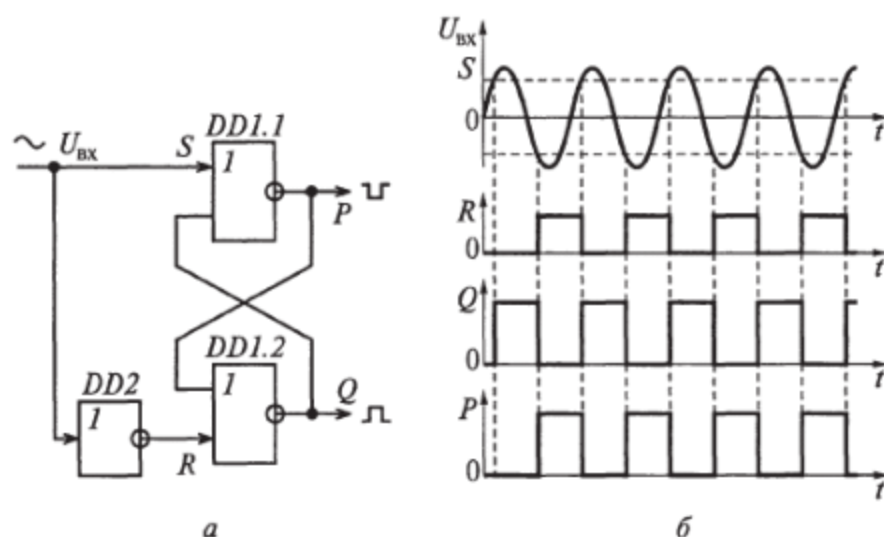


Рис. 4.2. Формирователь прямоугольных импульсов на RS -триггере с инвертором:

а — структурная схема; б — эпюры напряжений

момент, когда на входе S элемента ИЛИ-НЕ образуется положительное напряжение, соответствующее уровню логической 1. Триггер принимает устойчивое состояние, при котором выходы $Q=1$ и $P=0$. Такое состояние сохраняется до тех пор, пока напряжение на входе инвертора не станет ниже уровня, соответствующего его логическому нулю. В этот момент сигнал на выходе инвертора будет соответствовать логической 1 и поступит на вход R триггера, что приведет к смене состояния на выходах $P=1$ и $Q=0$. В соответствии с изложенным, на верхней эпюре напряжения показан синусоидальный сигнал на входе S схемы и пунктиром обозначены моменты перехода входного напряжения к значению, соответствующему логической единице ($S=1$). Ниже показаны сигналы с инвертора, поступающие на вход R . Моменты появления логической единицы ($R=1$) на входе R также обозначены вертикальными пунктирными линиями. Этим моментам соответствуют переходы формирователя в новое состояние. В результате работы формирователя на его выходе образуется последовательность прямоугольных импульсов напряжения, следующих с той же частотой, что и частота входного сигнала. Вместо логических элементов ИЛИ-НЕ в схеме (см. рис. 4.2, а) можно использовать интегральную микросхему RS-триггера, к входу R , которого подключен выход инвертора НЕ.

Формирователи укороченных прямоугольных импульсов. В некоторых случаях требуется укорочение импульса или формирование импульса из входного перепада напряжений. Для получения коротких импульсов обычно применяют укорачивающие (дифференцирующие) RC -цепи в сочетании с транзисторными ключами.

Формирователь укороченных импульсов из более длительных перепадов напряжений собран на дифференцирующей RC -цепи и транзисторном ключе, работающем на замыкание (рис. 4.3). Для быстрого восстановления схемы после окончания входного импульса в формирователь включен диод VD . Формирователь работает следующим образом. В исходном состоянии транзистор закрыт за счет положительного напряжения на его базе, создаваемого источником E_c . При подаче на вход в момент времени t_1 отрицательного перепада напряжений $U_{вх}$ транзистор VT открывается. Ток базы I_b после начального скачка убывает по экспоненциальному закону из-за заряда конденсатора C . Коллекторный ток I_k возрастает до уровня, при котором транзистор оказывается в режиме насыщения. По мере спада тока базы в момент t_2 транзистор выходит из режима насыщения и под воздействием напряжения источника смещения $E_{см}$ запирается, при этом формируется срез укороченного выходного импульса $U_{вых}$. После окончания входного сигнала в момент времени t_3 заряженный конденсатор C быстро разряжается через диод. Длительность укороченного выходного импульса $\tau_{вых} \approx 0,7 R_6 C$.

Эта формула позволяет выбрать постоянную времени укорачивающей цепи при заданном значении длительности импульса.

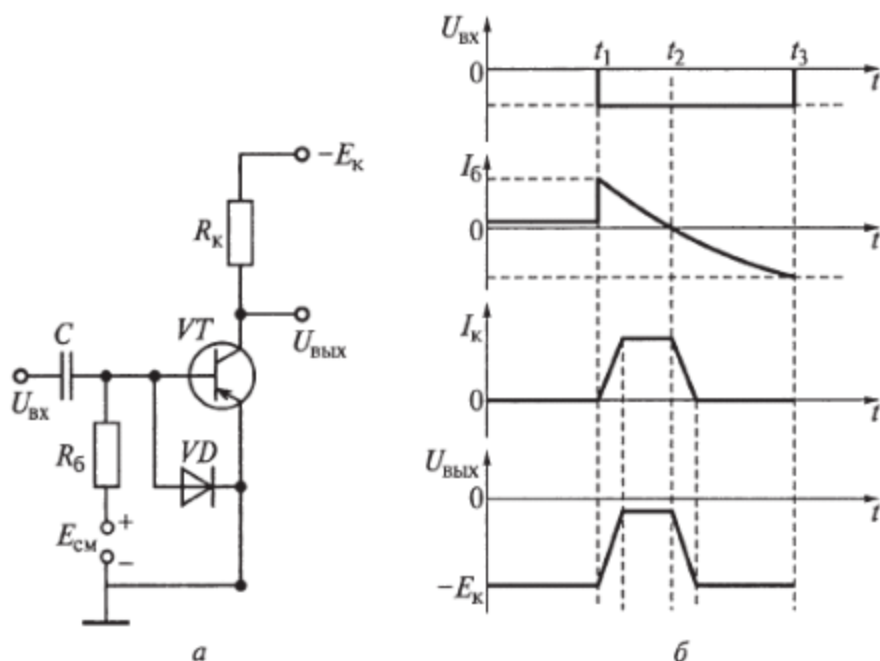


Рис. 4.3. Формирователь прямоугольных импульсов на укорачивающей RC -цепи и ключевом каскаде:
a — электрическая схема; *б* — эюры напряжений

Формирователи импульсов на логических элементах с линией задержки. В этих элементах используется эффект задержки фронтов сигналов, поступающих на вход логического элемента. Принцип построения и действия такого рода формирователей легко понять на примере расширителя прямоугольных импульсов с элементом задержки (рис. 4.4). Схема построена на логическом элементе ИЛИ и линии задержки D . По закону логического сложения при появлении на входе логического элемента ИЛИ хотя бы одного положительного импульса (логическая 1) на его выходе фор-

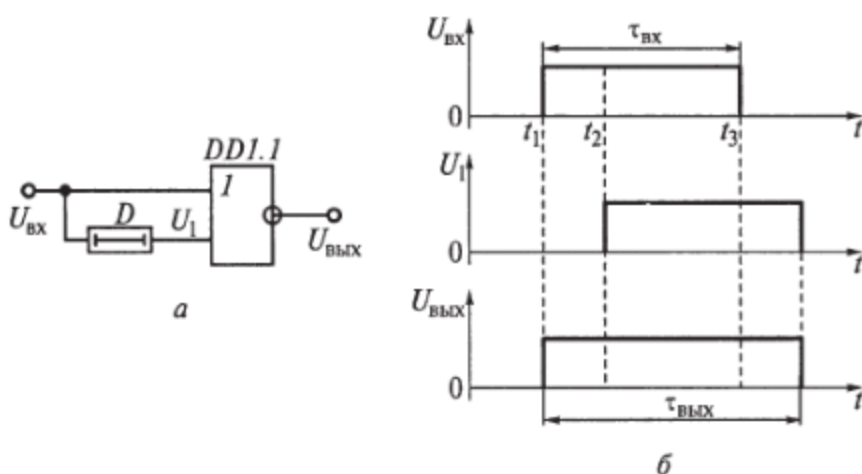


Рис. 4.4. Расширитель прямоугольных импульсов на логическом элементе и линии задержки:
a — структурная схема; *б* — эюры напряжений

мируется положительное единичное напряжение, также соответствующее логической 1. После поступления в момент времени t_1 положительного напряжения на первый вход логического элемента ИЛИ последний переходит в состояние «включено» с единичным напряжением на выходе. Поступление задержанного импульса напряжения U_1 на второй вход удлиняет время включенного состояния элемента ИЛИ на время задержки в линии $\Delta t = t_2 - t_1$, т.е. $\tau_{\text{ВЫХ}} = \tau_{\text{ВХ}} + \Delta t$, где $\tau_{\text{ВХ}}$ — длительность входного импульса.

Аналогично можно построить схему формирования укороченных прямоугольных импульсов на логическом элементе И и линии задержки. По закону логического умножения при появлении на одном из входов логического элемента И положительного импульса он не меняет своего выключенного состояния, т.е. на его выходе будет нулевое напряжение. После поступления положительного напряжения на все входы логического элемента И, он переходит в состояние «включено» с единичным напряжением на выходе, соответствующим логической 1. Поступление фронта задержанного импульса на второй вход элемента И переводит его в состояние «включено», а приход спада входного импульса (инвертированного фронта) на первый вход приводит к его отключению. Из входного импульса формируется более короткий прямоугольный импульс с длительностью $\tau_{\text{ВЫХ}}$, меньшей длительности $\tau_{\text{ВХ}}$, т.е. $\tau_{\text{ВЫХ}} = \tau_{\text{ВХ}} - \Delta t$.

Если требуются импульсы очень малой длительности (десятки наносекунд), то в качестве линии задержки используют два последовательно соединенных логических элемента И-НЕ (рис. 4.5). Время срабатывания логического элемента И-НЕ серии К155 со-

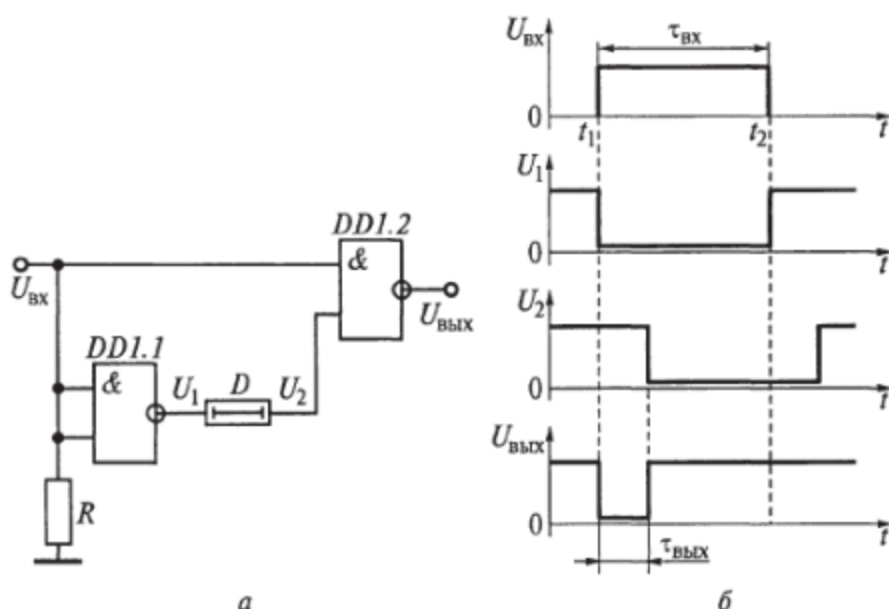


Рис. 4.5. Формирователь укороченных прямоугольных импульсов: а — структурная схема; б — эпюры напряжений

ставляет около 20 нс и, следовательно, у двух элементов задержка будет 40 нс. Два элемента нужны для соблюдения знака напряжения, необходимого для правильного срабатывания схемы. Для увеличения длительности импульса можно взять несколько пар логических элементов И-НЕ.

Формирователи с дифференцирующей RC -цепью. Схема такого формирователя прямоугольных импульсов собрана из логических элементов, соединенных между собой дифференцирующей RC -цепью (рис. 4.6). В исходном состоянии $U_{\text{вх}} = U_1$, первый логический элемент открыт, а второй закрыт. Конденсатор C практически не заряжен. В момент времени t_1 на вход формирователя подается отрицательный перепад напряжений и первый логический элемент закрывается. На его выходе образуется положительный перепад напряжения U_1 , который через конденсатор передается на вход второго элемента, и последний открывается. В момент скачка напряжение на входе второго элемента U_2 максимально. После запираения первого логического элемента начинается разряд конденсатора. По мере разряда конденсатора напряжение на входе второго логического элемента уменьшается. Как только напряжение достигнет порогового уровня, второй логический элемент закрывается (момент времени t_2).

Таким образом на выходе формируется прямоугольный импульс, длительность которого определяется следующим выражением:

$$\tau_{\text{вых}} = RC \ln U_1 / U_{\text{п}}, \quad (4.3)$$

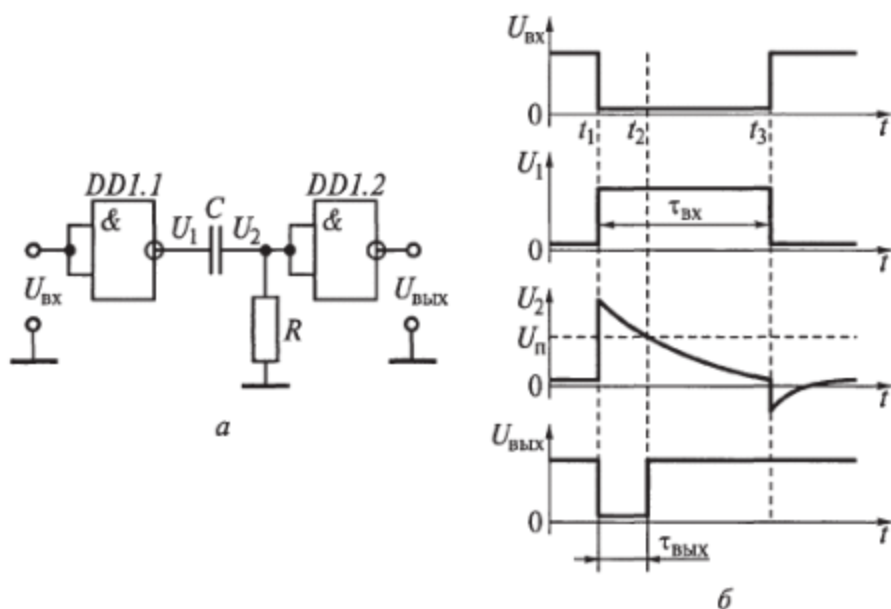


Рис. 4.6. Формирователь прямоугольных импульсов на логических элементах с дифференцирующей RC -цепью:
а — структурная схема; б — эпюры напряжений

где U_1 — единичное напряжение выхода логического элемента; U_n — нулевое пороговое значение напряжения входа второго элемента И-НЕ.

Для нормального функционирования формирователя необходимо выполнение следующих условий: $U_{2\max} > U_n$ и $U_{2\min} < U_n$. Следовательно, сопротивление R должно быть ограничено и сверху, и снизу. Для транзисторно-транзисторной логики должно выполняться следующее условие: $60 \text{ Ом} < R < 2,2 \text{ кОм}$.

Для логических элементов серии К155 при $R = 500 \text{ Ом}$, $C = 6800 \text{ пФ}$, $U_1 = 3,5 \text{ В}$, $U_0 = 0,1 \text{ В}$, $U_n = 1,5 \text{ В}$ длительность импульса $\tau_{\text{вых}} = 3,6 \text{ мкс}$.

Емкость конденсатора выбирается из выражения (4.3) для длительности импульса $\tau_{\text{вых}}$.

Длительности фронтов и срезов импульсов во всех схемах формирователей на логических элементах составляют около 10 нс. Для формирования очень коротких импульсов применяются быстродействующие логические элементы или специальные схемы и устройства.

Формирователи с интегрирующей RC-цепью. При формировании относительно длинных импульсов задержку по времени между фронтом и срезом формируемого импульса можно осуществить на интегрирующей RC-цепи (рис. 4.7).

В исходном состоянии $U_{\text{вх}} = 0$ и логические элементы закрыты. Конденсатор C заряжен до напряжения $U = 5 \text{ В}$. В момент времени t_1 на вход формирователя поступает фронт широкого импульса положительного напряжения. Логические элементы открываются,

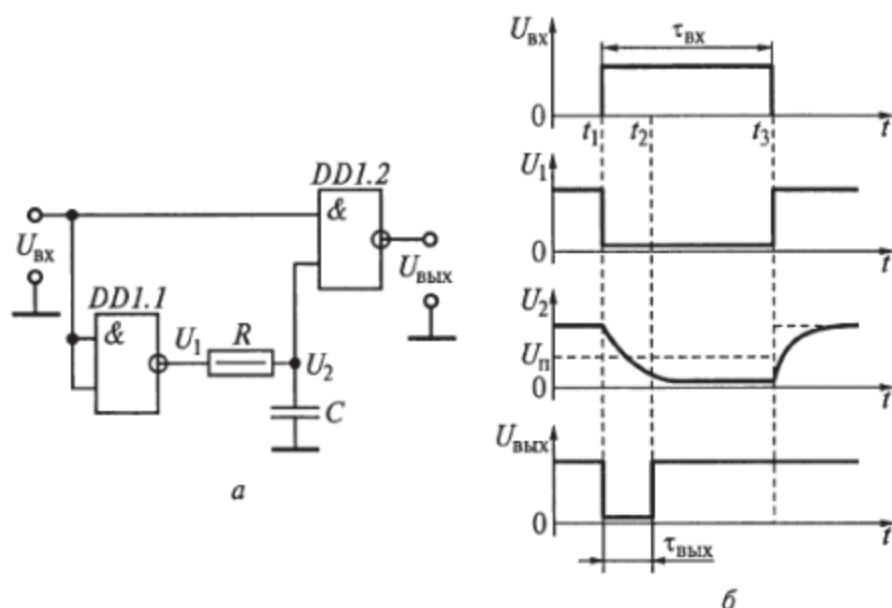


Рис. 4.7. Формирователь прямоугольных импульсов на логических элементах с интегрирующей RC-цепью:

a — структурная схема; b — эпюры напряжений

и конденсатор начинает разряжаться через резистор R и выходную цепь первого логического элемента $DD1.1$, поддерживая положительное напряжение U_2 на входе логического элемента $DD1.2$. В момент времени t_2 , когда конденсатор разрядится и напряжение на входе U_2 логического элемента $DD1.2$ достигнет порогового уровня U_n , он закроется. На его выходе формируется прямоугольный импульс $U_{\text{вых}}$ отрицательной полярности, длительность которого определяется параметрами интегрирующей RC -цепи.

Длительность сформированного импульса можно рассчитать по следующей формуле:

$$\tau_{\text{вых}} = RC \ln U_1/U_n.$$

Например, для элементов ТТЛ серии К1Б5 при $R = 500 \text{ Ом}$, $C = 6800 \text{ пФ}$, $U_1 = 3,5 \text{ В}$, $U_0 = 0,1 \text{ В}$, $U_n = 1,5 \text{ В}$ длительность импульса $\tau_{\text{вых}} = 3,4 \text{ мкс}$.

Сопротивление резистора R подбирают, исходя из допустимого тока логического элемента. Чтобы максимальное значение тока через открытый логический элемент, определяемое током разряда конденсатора, не превышало допустимого, необходимо, чтобы ток был меньше порогового тока

$$I_n = U_1/R = hI_{\text{max}},$$

где h — коэффициент разветвления ТТЛ-элемента (обычно $h = 10$); I_{max} — максимальное значение входного тока элемента.

Отсюда

$$R = U_1/hI_{\text{max}}.$$

Одновременно с этим сопротивление резистора R ограничено сверху, так как с увеличением R возрастает напряжение $U_2 = RI_{\text{max}}$. Если оно будет равно пороговому, то второй логический элемент не закроется. Поэтому должно выполняться условие:

$$R = U_n/I_{\text{max}}.$$

Емкость конденсатора выбирается из условия получения необходимой длительности импульса согласно формуле (4.3).

Триггер Шмитта. Часто для формирования прямоугольных импульсов применяется триггер Шмитта, который может быть выполнен на двух транзисторах или в виде микросхемы. Этот триггер отличается от обычного триггера тем, что он имеет только одно устойчивое состояние. При подаче на его вход положительного импульса он переходит в квазиустойчивое состояние и затем быстро возвращается в исходное (нулевое) состояние (рис. 4.8). Номиналы резисторов в схеме триггера следующие: $R1 = 39 \text{ кОм}$, $R2 = 3,3 \text{ кОм}$, $R3 = 1 \text{ кОм}$, $R4 = 10 \text{ кОм}$, $R5 = 8,2 \text{ кОм}$, $R6 = 2,2 \text{ кОм}$.

В отсутствии входного сигнала на базе транзистора $VT1$ нулевой потенциал, и он закрыт. Транзистор $VT2$ находится в насы-

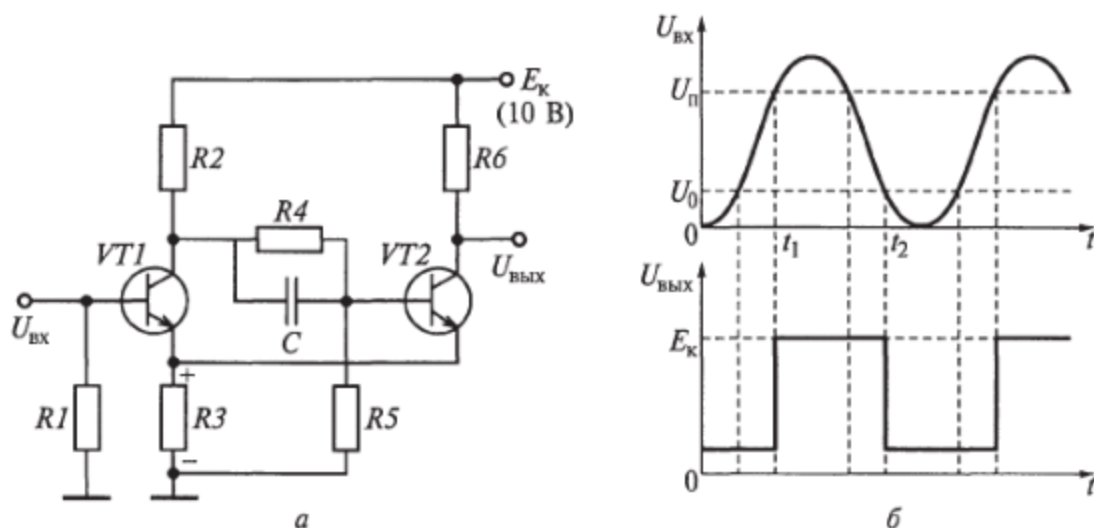


Рис. 4.8. Электрическая схема триггера Шмитта (а) и его эпюры напряжений (б)

щенном состоянии, так как на его базу подано положительное напряжение, создаваемое делителем напряжения на резисторах $R2$, $R4$ и $R5$. Напряжение на выходе транзистора $VT2$ практически равно нулю. Ток транзистора $VT2$, протекающий через эмиттерный резистор $R3$ транзистора $VT1$, создает отрицательное смещение на базе последнего, удерживая его устойчиво в запертом состоянии.

При подаче на вход транзистора $VT1$ в момент времени t_1 положительного напряжения, транзистор начинает открываться (если входное напряжение превысит $U_{п} \geq 0,6$ В). При этом напряжение на его коллекторе резко падает, и это понижение напряжения передается через конденсатор C на базу транзистора $VT2$. Ток этого транзистора резко уменьшается, падает потенциал эмиттеров обоих транзисторов, и транзистор $VT1$ начинает пропускать еще больший ток, а транзистор $VT2$ запирается. В результате регенеративного процесса транзистор $VT1$ быстро насыщается, а транзистор $VT2$ достигает состояния отсечки. Напряжение на выходе триггера Шмитта при этом достигает значения напряжения питания.

Если после этого напряжение на входе упадет до нуля ($U_0 \approx 0$) в момент времени t_2 , произойдет обратный процесс. Ток транзистора $VT1$ быстро упадет из-за отрицательного напряжения смещения на базе. На его коллекторе увеличится положительное напряжение, которое откроет транзистор $VT2$. Его ток приведет к увеличению отрицательного напряжения смещения на базе транзистора $VT1$, и он полностью закроется, а транзистор перейдет в режим насыщения. Последнее состояние является устойчивым и может сохраняться как угодно долго.

Таким образом, на выходе триггера Шмитта воспроизводится прямоугольный выходной импульс, увеличенный по напряжению в сравнении с входным сигналом.

4.4. Автоколебательные генераторы импульсов и мультивибраторы

Автоколебательные импульсные генераторы являются *астабильными* (нестабильными), т. е. не имеют устойчивых состояний равновесия. Такие генераторы используют для формирования последовательностей прямоугольных импульсов, когда нет жестких требований по стабильности временных характеристик.

Автоколебательные импульсные генераторы имеют различные схемные решения и строятся на различных элементах. Общим у них является наличие положительных обратных связей и релаксационных RC -цепей. В этих цепях происходит постепенное нарастание или убывание напряжения до определенного уровня, при котором происходит скачкообразный переход из одного состояния в другое.

Наиболее типичным представителем автоколебательных релаксационных генераторов является мультивибратор.

Автоколебательный мультивибратор на транзисторах. Одним из вариантов такого генератора является мультивибратор на двух транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером (рис. 4.9). Положительная обратная связь генератора носит емкостной характер и организована перекрестным включением конденсаторов $C1$ и $C2$ между базами и коллекторами транзисторных ключевых каскадов. Для получения последовательностей импульсов с равными интервалами между ними и длительностью мультивибратор делают симметричным, т. е. параметры всех элементов в цепях одного тран-

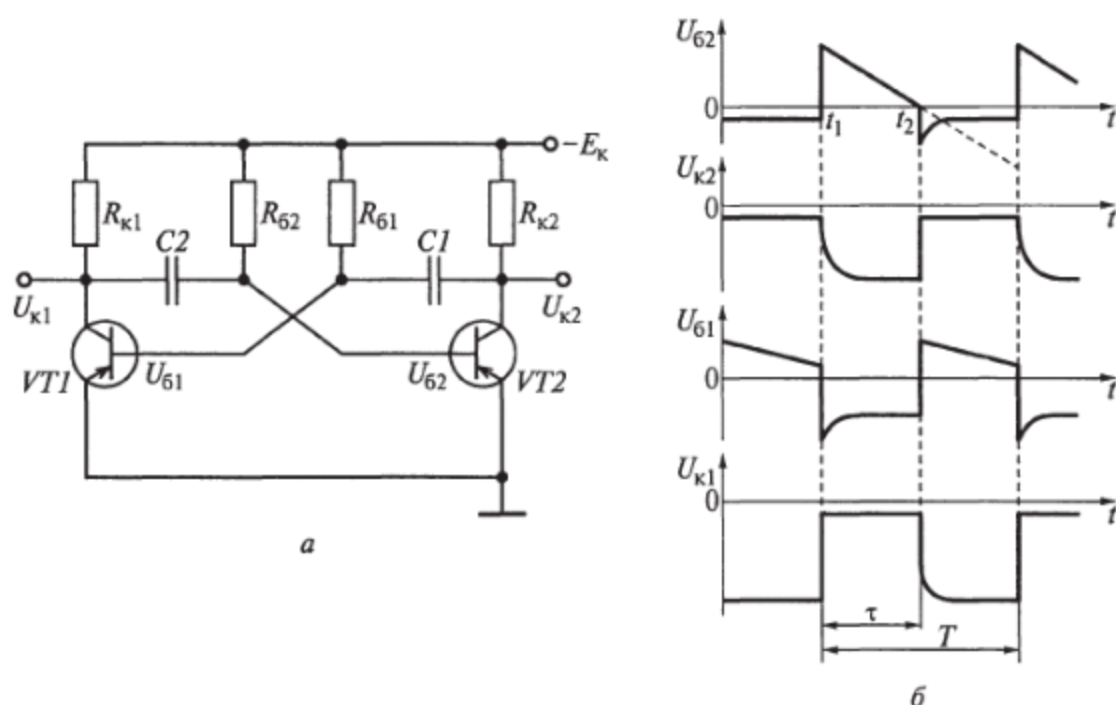


Рис. 4.9. Мультивибратор на двух транзисторах с общим эмиттером:
 а — электрическая схема; б — эпюры напряжений

зистора равны параметрам элементов другого. Транзисторы так же должны быть одного типа с наиболее близкими параметрами.

Рассмотрим работу мультивибратора детально. При включении источника питания состояние, когда оба транзистора открыты, является неустойчивым. Допустим, что коллекторный ток одного из них ($VT1$) несколько увеличился за счет флуктуационных колебаний. Падение напряжения на резисторе R_{k1} тоже возрастет. Это приведет к росту тока заряда конденсатора $C2$ и увеличению падения напряжения на резисторе R_{62} . В результате отрицательный потенциал на базе транзистора $VT2$ уменьшится и напряжение на коллекторе этого транзистора увеличится.

Увеличение напряжения на коллекторе транзистора $VT2$ вызывает увеличение тока заряда конденсатора $C1$, увеличение падения напряжения на резисторе R_{61} и уменьшение напряжения на базе транзистора $VT1$. Это, в свою очередь, приводит к дальнейшему росту его коллекторного тока. Таким образом, возникает положительная обратная связь с лавинообразным нарастанием тока до полного насыщения в транзисторе $VT1$ и полное перекрытие тока в транзисторе $VT2$. После завершения переключения в момент времени t_1 мультивибратор переходит во временно устойчивое состояние: транзистор $VT1$ открыт до полного насыщения, транзистор $VT2$ полностью закрыт.

В устойчивом состоянии происходит заряд конденсатора $C1$ через базу транзистора $VT1$ и резистор R_{k2} , а конденсатора $C2$ — через коллектор и резистор R_{62} . При этом напряжение на базе транзистора $VT2$ будет равно напряжению на соединенной с ним обкладке конденсатора $C2$.

По мере перезаряда конденсатора $C2$ ток в цепи, а также напряжение на резисторе R_{62} и базе транзистора $VT2$ будут уменьшаться по экспоненциальному закону. Когда напряжение на базе станет равным напряжению отпирающего, в момент времени t_2 транзистор $VT2$ начинает отпираться, и происходит процесс обратного переворачивания, аналогичный прямому. Результатом этого процесса будет переход в новое состояние, когда транзистор $VT2$ будет открыт, а $VT1$ — закрыт.

В новом устойчивом состоянии конденсатор $C1$ начнет перезаряжаться через транзистор $VT2$, а конденсатор $C2$ — заряжаться. Процесс будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на базе транзистора $VT1$ не станет равным напряжению его открытия. После этого мультивибратор переключится в другое состояние, и процесс начнет повторяться.

В результате перехода мультивибратора из одного состояния в другое образуется периодическая последовательность импульсов, длительность которых определяется параметрами RC -цепей, определяющих время заряда и разряда конденсаторов $C1$ и $C2$. Если параметры RC -цепей у транзисторов не одинаковы, то длительности

импульсов и интервалов между ними будут отличаться. При желании можно создать мультивибратор с длительностью импульса $\tau = 1$ мкс и интервалом следования $T = 1$ мс, т.е. со скважностью 1000.

Автоколебательный мультивибратор на логических элементах. Мультивибратор может быть создан на различных электронных элементах: электронных лампах, полевых транзисторах, оптронах и т.п. При этом используются различные схемные решения, позволяющие получить различные преимущества. Автоколебательные мультивибраторы легко реализуются на логической элементной базе, в частности на логических элементах И-НЕ (рис. 4.10). Кроме логических элементов, в схеме имеются две RC -цепи: $R1C1$ и $R2C2$. Они являются, как и в мультивибраторе на транзисторах, времязадающими релаксационными элементами. Одновременно через конденсаторы осуществляется связь выхода одного логического элемента с входом другого, создавая петлю положительной обратной связи. Мультивибратор имеет два квазиравновесных состояния. В первом случае верхний элемент открыт, а нижний закрыт. Инвертированный сигнал на выходе первого элемента соответствует логической 1, и конденсатор $C1$ начинает заряжаться через $R1$. Падение напряжения на резисторе создает положительный потенциал U_{D2} и поддерживает второй логический элемент в открытом состоянии. На его выходе инвертированный сигнал соответствует логическому 0. Напряжение на обкладках конденсатора $C2$ также соответствует логическому 0.

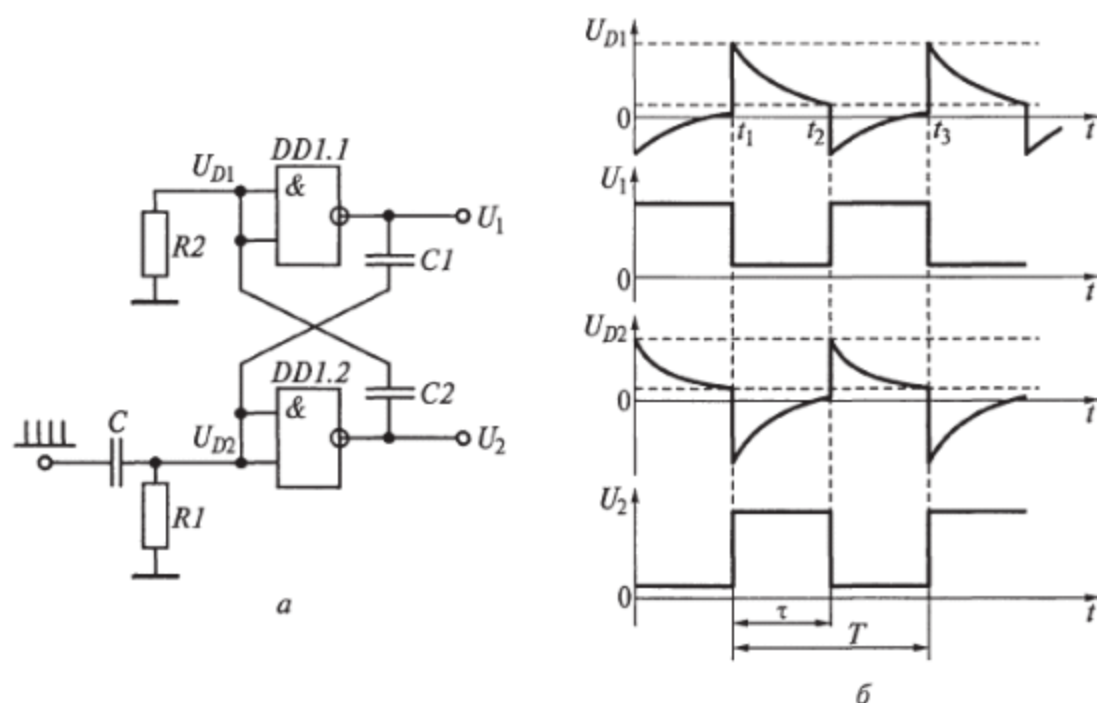


Рис. 4.10. Мультивибратор на двух логических элементах, включенных параллельно:

а — структурная схема; б — эпюры напряжений

Постепенно напряжение на обкладках конденсатора $C1$ приближается к логической 1, и ток через резистор $R1$ уменьшается. Падение напряжения на резисторе $R1$ приближается к логическому 0 и, после некоторого критического значения, воспринимается логическим элементом как логический 0. Этот логический элемент выключается, и на его выходе инверсное значение становится равным логической 1. Быстрый скачок напряжения проходит в момент времени t_1 через конденсатор $C2$ и включает логический элемент $DD1.1$. Таким образом, на его выходе появляется логический 0.

После завершения переключения начинает заряжаться конденсатор $C2$, поддерживая логический элемент $DD1.1$ во включенном состоянии за счет падения напряжения U_{D1} на сопротивлении $R2$. Пока конденсатор $C2$ заряжается конденсатор $C1$ разряжается, создавая отрицательный потенциал на входе логического элемента $DD1.2$. Мультивибратор находится в устойчивом состоянии до тех пор, пока конденсатор $C2$ не приблизится к насыщению. Напряжение на резисторе $R1$ приближается к логическому 0 и логический элемент $DD1.1$ в момент времени t_2 отключается. Таким образом снова наступает процесс переключения мультивибратора в первоначальное состояние и, далее процессы циклически повторяются. Итак, в мультивибраторе поддерживается автоколебательный режим перехода из одного временно устойчивого состояния в другое, причем время сохранения устойчивого состояния определяется временем заряда (релаксации) конденсаторов $C1$ и $C2$ через сопротивления $R1$ и $R2$. Через конденсатор C могут подаваться синхронизирующие импульсы, изменяющие период повторения импульсов T .

Автоколебательный мультивибратор на последовательном соединении логических элементов. Кроме параллельного включения логических элементов существует мультивибратор, работающий на двух логических элементах И-НЕ, соединенных последовательно (рис. 4.11). Этот мультивибратор работает следующим образом. При включении питания на первый элемент подается слабое положительное напряжение, соответствующее логической 1, и он включается. На выходе элемента $DD1.1$ вследствие инвертирования напряжение соответствует логическому 0, на выходе элемента $DD1.2$ — 1. Конденсатор C начинает заряжаться через резистор R . Пока он

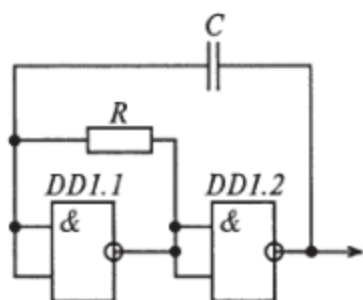


Рис. 4.11. Структурная схема мультивибратора, работающего на двух логических элементах И-НЕ, соединенных последовательно

заряжается, на входе первого логического элемента $DD1.1$ сохраняется положительный потенциал из-за падения напряжения на резисторе R . Как только конденсатор приближается к насыщению, ток в цепи уменьшается, а падение напряжения на резисторе приближается к пороговому, когда первый логический элемент начинает воспринимать его как логический 0. Этот логический элемент переключается, на его выходе формируется напряжение, соответствующее логической 1, а на выходе второго логического элемента — логическому 0.

После переключения конденсатор начинает перезаряжаться через резистор R под действием высокого логического уровня на выходе первого логического элемента. Конденсатор перезаряжается до тех пор, пока на входе не появится потенциал, воспринимаемый первым логическим элементом как логическая 1. В этот момент он опять переключится в положение «включен». На его выходе сформируется напряжение, соответствующее логическому 0, а на выходе второго элемента — логической 1. Конденсатор снова начинает заряжаться, и мультивибратор будет находиться в устойчивом состоянии до следующего «опрокидывания».

Время заряда и время разряда конденсатора почти не отличаются, так как они формируются одной RC -цепью. В результате на выходе такого мультивибратора формируется меандровая последовательность прямоугольных импульсов. Если необходимо получить короткие импульсы с большой скважностью, то параллельно резистору можно установить диод и резистор с малым сопротивлением. Тогда заряд конденсатора будет проходить быстрее, чем разряд, и на выходе будет последовательность коротких импульсов.

Недостатком мультивибратора на логических элементах, как и других мультивибраторов на сосредоточенных активных элементах с релаксационными RC -цепями, является нестабильность частоты и длительности импульсов. В связи с этим применяют методы стабилизации частоты.

Внимательное рассмотрение схемы (см. рис. 4.11) показывает, что логический элемент И-НЕ с двумя объединенными входами представляет не что иное как логический элемент НЕ. Следовательно, схему мультивибратора можно упростить и представить в

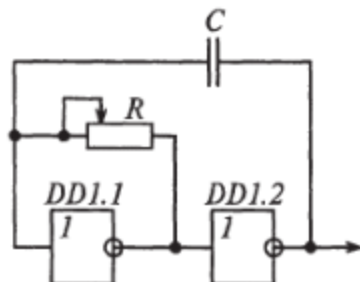


Рис. 4.12. Структурная схема мультивибратора с переменной длительностью импульсов, работающего на двух логических элементах НЕ, соединенных последовательно

виде схемы из двух последовательно соединенных элементов НЕ (рис. 4.12). В этой схеме введен переменный резистор, позволяющий регулировать длительность импульсов и их периодичность. Так как одна и та же RC -цепь ответственна за формирование длительности импульса и интервала между импульсами, длительности их оказываются примерно равными, и на выходе такого мультивибратора формируется меандровая последовательность со скважностью, равной двум и регулируемой частотой.

Для формирования коротких импульсов и управления длительностью интервалов между ними, т.е. управления скважностью, в последовательные схемы вводят дополнительные элементы (рис. 4.13). Сопротивление резистора $R2$ значительно меньше, чем у резистора $R1$. Конденсатор C медленно заряжается через резистор $R1$, а разряжается значительно быстрее, так как разрядный ток протекает дополнительно через диод VD и резистор $R2$. Если вместо постоянного резистора $R2$ установить переменный $R_{2п}$, то появляется возможность управления длительностью импульса (рис. 4.14).

Аналогичную диодно-резистивную цепочку можно установить в схеме мультивибратора на двух последовательных элементах И-НЕ для управления длительностью импульса и интервалом следования. Таким образом, можно создавать мультивибраторы с длительностью импульсов от 20 нс до 10 мс со скважностью от 2 до 100. Практически такие генераторы импульсов удовлетворяют почти всем требованиям, предъявляемым к генераторам и заменяют другие типы генераторов. Эпюра изменения напряжения на входе логического элемента показывает, что этот мультивибратор может использоваться и как генератор линейно изменяющихся напряжений (см. рис. 4.13, б).

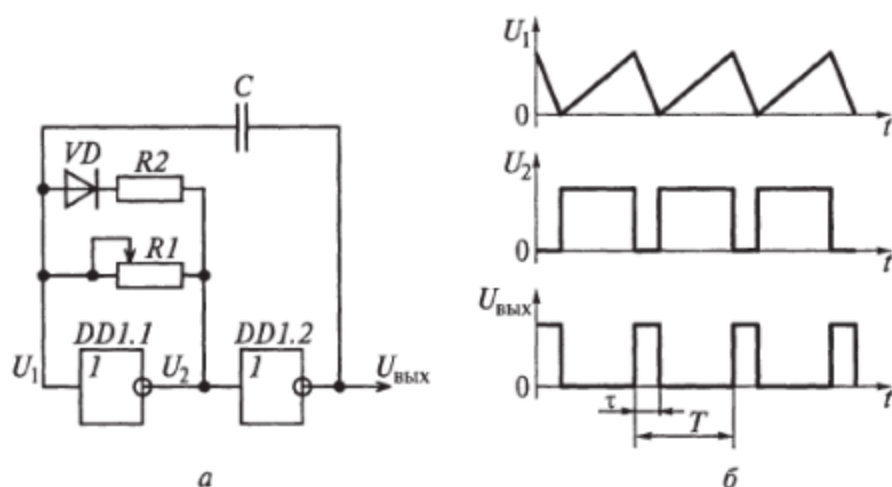
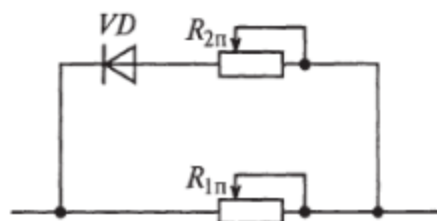


Рис. 4.13. Мультивибратор с короткими импульсами и регулируемой скважностью:

а — структурная схема; б — эпюры напряжений

Рис. 4.14. Электрическая схема устройства регулирования длительности импульсов и интервала между ними



Автоколебательный мультивибратор на операционном усилителе. Релаксационным элементом мультивибратора на операционном усилителе является резистивно-конденсаторный мост, питающийся от знакопеременного напряжения операционного усилителя $+E$ и $-E$ (обычно -15 и $+15$ В). Равенство напряжений в плечах моста фиксируется с помощью операционного усилителя (рис. 4.15). Конденсатор может перезаряжаться от напряжения $+eE$ до $-eE$, увеличение напряжения выше пределов приводит к переключению мультивибратора из одного состояния в другое. Время перезарядки определяет длительность интервалов между переходами из одного состояния временного равновесия в другое.

Допустим, что в первом случае временное равновесие установилось с напряжением на выходе, равном $+E$, и напряжением на прямом входе eE . Тогда конденсатор заряжается через резистор $R1$. Напряжение на конденсаторе возрастает по экспоненциальному закону с постоянной времени RIC (см. подразд. 4.3) и стремится к уровню выходного напряжения. В момент, когда напряжение на входе достигнет уровня eE , транзисторы операционного усилителя $DA1$ выходят из насыщения, восстанавливается действие положительной обратной связи и возникает регенеративный процесс, приводящий к переключению схемы во второе равновесное состояние.

После завершения переключения напряжение на выходе мультивибратора становится равным $-E$, а на прямом входе оно дос-

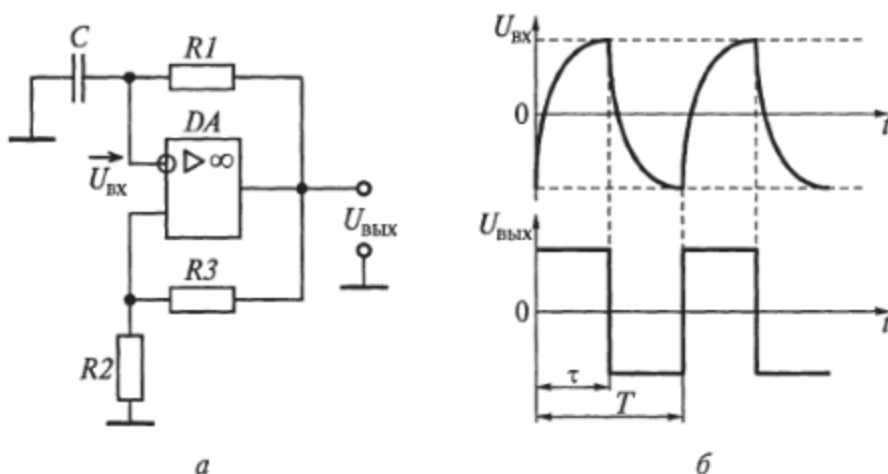


Рис. 4.15. Мультивибратор на операционном усилителе:
а — структурная схема; б — эпюры напряжений

тигает уровня $-\varepsilon E$, конденсатор перезаряжается и устремляется к уровню $-E$. В момент, когда напряжение на конденсаторе станет равным $-\varepsilon E$, произойдет переключение мультивибратора в первое равновесное состояние.

Время заряда конденсатора можно определить по следующей формуле [4]:

$$T_3 = R1C \ln[(1 + \varepsilon)/(1 - \varepsilon)] = R1C \ln[(1 + 2R2)/R3].$$

Благодаря одной релаксационной цепи $R1C$ длительности импульсов будут примерно равны длительности промежутков между импульсами, а скважность близка к двум.

Для регулирования интервалов следования импульсов и длительности импульсов вместо сопротивления $R1$ необходимо установить регулировочные сопротивления и диод (см. рис. 4.14).

Стабилизацию частоты следования импульсов мультивибратора можно осуществить синхронизирующими импульсами, подаваемыми на вход, показанный стрелкой на рис. 4.15.

4.5. Синхронизация мультивибраторов

Собственная частота автоколебательных генераторов (мультивибраторов и блокинг-генераторов) нестабильна из-за того, что переключение происходит на пологом участке насыщения или разряда конденсатора. Это приводит к неустойчивости режима и времени переключения. В результате длительность импульсов и интервалов между ними определяется не только параметрами релаксационных цепочек, но и случайными колебаниями в цепях, наводками и колебаниями напряжения питания. Для стабилизации временных характеристик релаксационных генераторов применяют различные методы синхронизации импульсами напряжения от высокостабильных импульсных генераторов или генераторов синусоидального напряжения.

Принципы синхронизации автоколебательных генераторов. Собственная частота автоколебательных генераторов определяется параметрами релаксационных цепей. Например, для мультивибратора, приведенного на рис. 4.10, она определяется параметрами $R1C1$ и $R2C2$.

Если на управляющий вход логического элемента $DD1.2$ автоколебательного генератора (см. рис. 4.10) подать внешние периодические колебания напряжения (импульсные или синусоидальные), то при выполнении определенных условий частота колебаний генератора окажется равной или кратной частоте внешнего сигнала. Изменение напряжения на обкладках конденсатора $C1$ при его заряде через резистор $R1$ происходит по экспоненте, постепенно приближаясь к уровню срабатывания логического эле-

мента *DD1.2* и перехода его во включенное состояние. Приход очередного запускающего импульса скачком меняет напряжение и приводит к преждевременному срабатыванию логического элемента *DD1.2* и формированию процесса «опрокидывания».

Принцип синхронизации одинаков для любого релаксатора и заключается в том, что на экспоненту напряжения заряда (или разряда) конденсатора накладываются импульсы (или синусоидальное напряжение) синхронизации, благодаря чему происходит срыв процесса релаксации (временно устойчивого состояния) несколько раньше «самоопрокидывания» схемы.

Ждущие генераторы импульсов так же работают синхронно с генератором внешних колебаний или поступающими импульсами. Однако они сразу прекращают формирование импульсов, если прекращаются запускающие импульсы. Автоколебательные генераторы после прекращения запускающих импульсов только изменяют частоту колебаний. Если частота колебаний автоколебательного генератора совпадает с частотой внешних импульсов, то говорят, что он синхронизирован по основной частоте. Если частота генератора кратна частоте синхронизирующего сигнала, то происходит деление частоты синхронизирующих импульсов.

Внешняя синхронизация используется для жесткой временной привязки автоколебательного генератора к стабильным кварцевым генераторам синусоидальных напряжений, а также для синхронизации работы нескольких релаксационных генераторов. Например, неподвижность изображений на экранах осциллографов, телевизоров и радиолокаторов достигается путем синхронизации импульсов разверток с наблюдаемыми сигналами. Если задающий генератор имеет кварцевый стабилизатор, работающий на частоте в 10 МГц, то с помощью синхронизации автоколебательных импульсных генераторов можно провести деление частоты в 10, 100 или 1000 раз и получить импульсы с периодом следования 1, 10 и 100 мкс. Подобные делители широко используются в радиолокаторах для формирования зондирующих импульсов и временных меток, соответствующих определенным расстояниям дальности. Используются делители частоты и в электронных часах, задавая изменение цифровых значений секунд, минут и часов.

Синхронизация может осуществляться периодическими сигналами любой формы. Однако наиболее жесткая связь между колебаниями получается при синхронизации короткими импульсами прямоугольной формы. В этом случае временной сдвиг между синхронизирующим напряжением и генерируемым оказывается наименьшим.

Синусоидальное синхронизирующее напряжение используется в тех случаях, когда требуется особо высокая стабильность периода синхронизирующего напряжения. Такое высокостабильное синхронизирующее напряжение формируется генераторами с кварцевой стабилизацией.

Иногда применяют и комбинированный режим (импульсно-синусоидальный) для более точного времени срабатывания при плавном изменении синусоидального напряжения. Кроме того, из синусоидальных колебаний иногда получают импульсы, используя диодный ограничитель уровня и дифференцирующую цепь.

При импульсной синхронизации устанавливается жесткая связь между периодом синхронизирующих импульсов $T_{с.и}$ и периодом выходных импульсов синхронизируемого генератора $T_{с.г}$. Отношение этих периодов K называется *кратностью синхронизации*. При синхронизации с кратностью $K > 1$ наступает режим деления частоты повторения синхронизирующих импульсов $F_{с.и}$, так как выходная частота импульсного синхронизируемого генератора $F_{с.г} = F_{с.и}/K$. Таким образом, частота $F_{с.г}$ уменьшается в K раз по сравнению с частотой синхронизирующих импульсов. Число K обычно является целым, однако в некоторых случаях его делают дробным с помощью специальных схем. На практике обычно используют режим синхронизации при $K = 1, 2, 3, 5, 10, 100$ и т.д.

Нестабильность собственного периода релаксатора T_0 , которая может значительно превосходить нестабильность периода $T_{с.и}$, не оказывает влияния на стабильность выходного ряда импульсов синхронизированного генератора.

Особенности синхронизации мультивибраторов. Рассмотрим процесс синхронизации мультивибратора на транзисторах (см. рис. 4.9, а) короткими синхронизирующими импульсами положительной полярности и временные диаграммы для случая синхронизации мультивибратора на $p-n-p$ -транзисторах с кратностью деления частоты 4 (рис. 4.16).

При подаче напряжения синхронизирующих импульсов отрицательной полярности $U_{с.и}$ на открытый транзистор мультивибратора состояние последнего не изменяется. Те же импульсы, воздей-

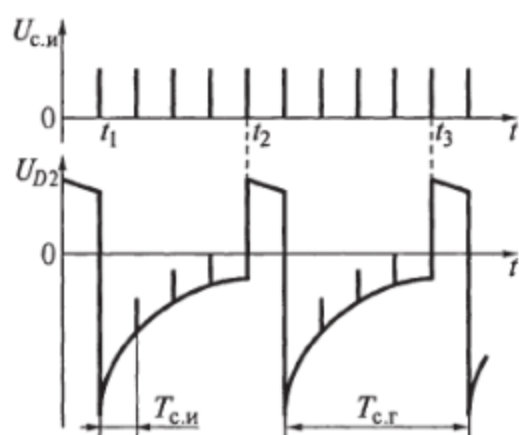


Рис. 4.16. Влияние синхронизирующих импульсов на процесс переключения в мультивибраторе

ствуя на закрытый транзистор, вызывают его преждевременное отпирание. Период колебаний $T_{с.г}$ мультивибратора при этом становится кратным периоду $T_{с.и}$, однако отдельные части выходного напряжения получаются несинхронными. Для синхронизации обеих частей периода колебаний мультивибратора импульсы синхронизации следует подавать одновременно на оба транзистора (в данном случае на обе базы).

Следует отметить, что временная диаграмма релаксации

напряжений в транзисторном мультивибраторе может быть распространена на диаграмму работы блокинг-генератора. В связи с этим свойства синхронизируемых релаксационных генераторов с емкостными времязадающими RC -цепями можно оценить, рассматривая обобщенную экспоненциальную временную диаграмму на базе закрытого транзистора.

Явление синхронизации присуще только нелинейным системам. Чем больше нелинейность системы и чем менее стабильна ее собственная частота, тем легче ее синхронизировать. Особенно легко синхронизируются релаксационные генераторы. Сигнал, синхронизирующий релаксатор, может быть синусоидальным или последовательностью кратковременных импульсов.

Синхронизация короткими импульсами с крутым передним фронтом обеспечивает жесткую временную связь между колебаниями релаксатора и синхронизирующими колебаниями. Синхронизация синусоидальными колебаниями используется для согласования по частоте колебаний нескольких генераторов, а также для повышения стабильности частоты. Схемы запуска и синхронизации одни и те же. Различие между запуском ждущего и синхронизацией автоколебательного релаксатора состоит в том, что без входных импульсов ждущий релаксатор не работает, а автоколебательный — работает с собственным периодом повторения T_0 . Запуск и синхронизация могут иметь кратность 1, 2, 3 и т.д.

Синхронизация обеспечивает одновременность работы нескольких релаксаторов и стабильность работы синхронизируемого релаксатора, если синхронизирующий сигнал стабилен по частоте (периоду повторения) и делению частоты с кратностью K .

Релаксационный импульсный генератор, работающий в режиме деления частоты, называют *делителем частоты*. Коэффициент деления релаксатора K_d обычно составляет от 2 до 5, а в специальных схемах делителей — от 10 до 15.

При синхронизации релаксаторов важно учитывать, что изменения в определенных пределах параметров T_0 и $T_{с.н.}$, а также напряжений срабатывания ключевого транзистора и синхронизирующего импульса, не приводит к изменению кратности деления. Однако при дальнейшем изменении указанных параметров происходит скачкообразное изменение кратности деления, соответствующее изменению интервала T_0 на один интервал синхронизации $T_{с.н.}$.

Преждевременное срабатывание релаксатора будет возникать всякий раз, когда первый из синхроимпульсов, наложенный на времязадающее напряжение, пересечет пороговый уровень срабатывания транзистора.

Для увеличения коэффициента деления применяют последовательные и параллельные схемы деления частоты (рис. 4.17). При последовательной схеме включения делителей (см. рис. 4.17, а)

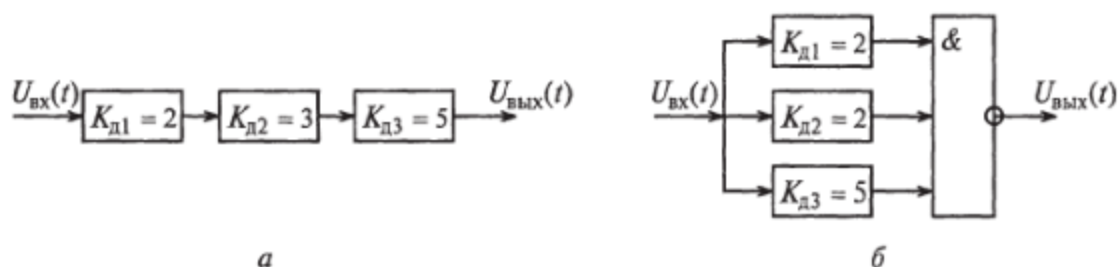


Рис. 4.17. Схемы включения делителей частоты импульсов:
 а — последовательная; б — параллельная

каждый делитель является источником синхронизирующих импульсов для последующего делителя. При этом общий коэффициент деления будет равным произведению коэффициентов деления всех релаксаторов:

$$K_d = K_{d1} K_{d2} \dots K_{dn},$$

где n — номер релаксатора.

При параллельной схеме включения делителей (см. рис. 4.17, б) на выходе применяют многоходовый логический элемент И, переключающийся только при совпадении импульсов с каждого из делителей. Например, если используется три делителя с коэффициентами деления 2, 3 и 5, то логический элемент включится только при $K_d = 30$, так как это число делится на 2, 3 и 5.

4.6. Ждущие мультивибраторы (одновибраторы)

Ждущими мультивибраторами, или *одновибраторами*, называются формирователи прямоугольных импульсов, управляемые короткими входными запускающими сигналами. Ждущий мультивибратор имеет одно устойчивое состояние. Он может быть использован в качестве устройства временной задержки импульсов (рис. 4.18, а). В нем используется связь между коллектором транзистора $VT2$ и базой транзистора $VT1$ с помощью резистора $R3$. Рассмотрим работу такого одновибратора.

В исходном состоянии транзистор $VT1$ закрыт, а $VT2$ открыт и насыщен, т. е. $U_{\text{вых}} = 0$. Запуск одновибратора осуществляется отрицательным импульсом $U_{\text{вх}}$. К началу импульса конденсатор $C2$ будет заряжен до напряжения E_k . Входящий отрицательный импульс проходит через диод, конденсаторы $C1$ и $C2$ и закрывает транзистор $VT2$. В результате $U_{\text{вых}}$ возрастает почти до E_k , что приводит к открыванию транзистора $VT1$. Конденсатор $C2$ быстро разряжается, поддерживая регенеративный процесс. После этого запертое состояние транзистора $VT2$ поддерживается падением напряжения на резисторе $R4$, возникающим при заряде конденсатора $C2$.

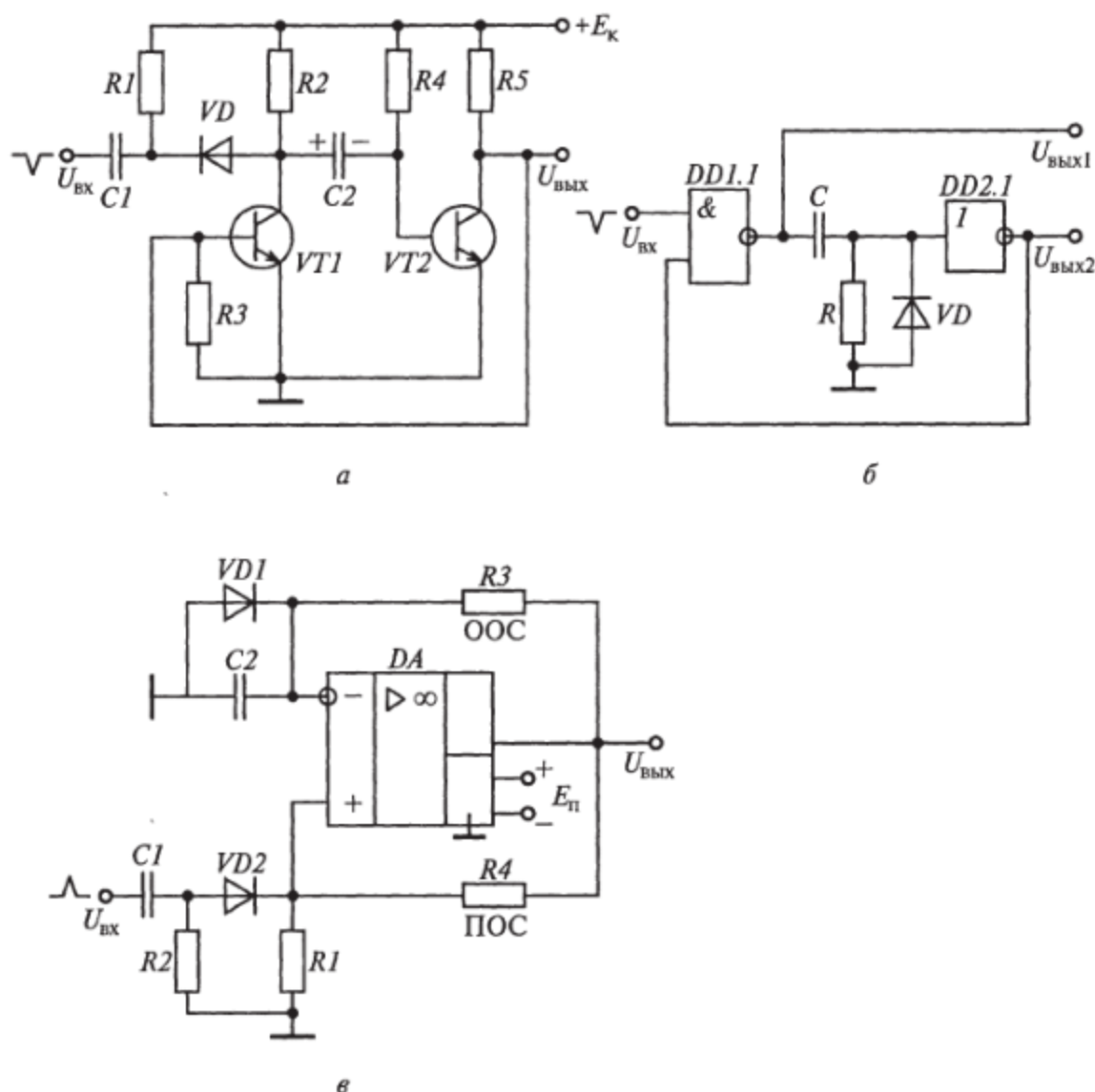


Рис. 4.18. Электрические схемы ждущих мультивибраторов: *а* — на транзисторах; *б* — на логических элементах; *в* — на операционном усилителе

Это состояние, формирующее длительность импульса τ_n , можно рассчитать по следующей формуле:

$$\tau_n = R4 C2 \ln 2.$$

Когда конденсатор $C2$ перезарядится, а падение напряжения на резисторе $R2$ станет ниже порогового уровня, произойдет открытие транзистора $VT2$, вызывающее регенеративный процесс обратного опрокидывания. Сформируется срез выходного импульса, который скачком переведет мультивибратор в первоначальное устойчивое состояние. Это состояние будет сохраняться во время заряда конденсатора $C2$ через резистор $R2$ и далее, до прихода следующего запускающего импульса. Заметим, что во входной цепи рассматриваемого мультивибратора включена дифференцирующая

цепь, обостряющая короткий импульс запуска и укорачивающая прямоугольный входной импульс.

Ждущий мультивибратор может быть собран на логических элементах. При этом его схема значительно упрощается. Рассмотрим одновибратор, собранный на интегральной схеме логического элемента И-НЕ и инвертора (рис. 4.18, б).

В исходном состоянии на входе одновибратора имеет место высокий уровень напряжения ($U_{вх} = U_1$, где U_1 — единичное напряжение логического элемента). Поскольку напряжение на выходе $DD1.1$ равно нулю, то $U_{вых1} = 0$ и конденсатор C разряжен. Напряжение на входе инвертора равно нулю.

Запуск одновибратора осуществляется импульсом низкого уровня (переходом на нулевое напряжение). При этом напряжение на выходе логического элемента $DD1.1$ становится равным единичному U_1 , что приводит к броску напряжения на выходе дифференцирующей RC -цепи. В результате переключается инвертор и напряжение на его выходе становится равным логическому 0 ($U_{вых2} = 0$), что поддерживает $DD1.1$ в выключенном состоянии ($U_{вых1} = U_1$). Затем начинается заряд конденсатора, и напряжение на входе инвертора снижается. Как только оно станет меньше нулевого порогового уровня, произойдет обратное переключение инвертора и через цепь обратной связи он включит логический элемент $DD1.1$. Таким образом, одновибратор перейдет в исходное состояние с $U_{вых1} = 0$ и $U_{вых2} = U_1$. Если на входе одновибратора будет к этому времени $U_{вх} = U_1$, то он будет сохранять это состояние сколь угодно долго.

Чтобы одновибратор был готов к приходу следующего запускающего сигнала, конденсатор должен успеть разрядиться. Для ускорения этого процесса используют диод VD .

В принципиальной схеме одновибратора с использованием операционного усилителя положительная обратная связь осуществляется через резистор $R4$, а отрицательная обратная связь — через резистор $R3$ (рис. 4.18, в). В исходном состоянии выходное напряжение равно максимальному, величина которого определяется типом ОУ и значением напряжения питания E_n . Конденсатор $C2$ шунтирован диодом $VD1$ и почти разряжен, поэтому напряжение на инвертирующем входе ОУ $U_c = -U_n \approx -0,7$ В. Начальное отрицательное напряжение на неинвертирующем входе сравнительно велико:

$$U_{нач} = -E_n(R1/R2)/(R2 + R1/R2), \text{ т.е. } |U_{нач}| > |U_n|.$$

Таким образом, исходное состояние одновибратора устойчиво и может сохраняться сколь угодно долго.

При поступлении на неинвертирующий вход ОУ через дифференцирующую цепь и диод $VD2$ положительного импульса запуска $U_{вх}$ на выходе ОУ появляется положительное напряжение. Включается регенеративный процесс, приводящий к появлению на выходе одновибратора положительного напряжения $U_{вых\max}$. На не-

инвертирующем входе ОУ (сразу после окончания действия импульса запуска) устанавливается напряжение U_0 , которое можно рассчитать по следующей формуле:

$$U_0 = U_{\text{вых max}} (R1/(R4 + R1)).$$

Положительное напряжение $U_{\text{вых max}}$ заряжает конденсатор $C2$, и напряжение на инвертирующем входе возрастает с постоянной времени $R3C2$. Как только оно превысит значение U_0 , опять включается регенеративный процесс и $U_{\text{вых}}$ скачком изменяется до значения $U_{\text{вых max}}$.

Длительность выходного импульса $\tau_{\text{и}}$ будет равна временному интервалу, в течение которого на выходе одновибратора присутствует положительное напряжение $U_{\text{вых max}}$. При определении $\tau_{\text{и}}$ надо учесть, что начало формирования импульса происходит при $U_c = -U_{\text{п}} \approx -0,7$ В, причем $|U_{\text{вых max}}| \gg |U_{\text{п}}|$. Тогда формула для определения длительности импульса с учетом цепи заряда $C2$ через $R3$ будет иметь вид

$$\tau_{\text{и}} = R3C2 \ln(1 + R1/R4).$$

После формирования среза выходного импульса одновибратор будет находиться в исходном устойчивом состоянии в течение времени паузы, пока конденсатор $C2$ не разрядится до уровня $-U_{\text{п}}$. После окончания паузы новый запускающий импульс сможет обеспечить новое срабатывание одновибратора.

Следует заметить, что ждущие мультивибраторы, как и другие устройства с положительной обратной связью, имеют низкую помехозащищенность по отношению к слабым флюктуациям напряжения на входе. Поэтому на практике желательно работать при повышенных напряжениях $U_{\text{п}}$ и $U_{\text{вх}}$.

Ждущие мультивибраторы, как и другие мультивибраторы и формирователи импульсов, часто используют в качестве делителей импульсов и формирователей прямоугольных импульсов из импульсов произвольной формы.

Контрольные вопросы

1. Какие типы импульсных генераторов вы знаете? Объясните принципы их работы.
2. Что такое автогенератор? Какие параметры определяют его временные характеристики?
3. Нарисуйте схемы формирователей импульсов на транзисторе, инверторе и логическом элементе И-НЕ. Объясните, как они работают, в чем их преимущества и недостатки.
4. Нарисуйте схему мультивибратора на транзисторах. Объясните он работает и какие характеристики имеет. Чем характеризуется процесс опрокидывания?

5. Нарисуйте схему мультивибратора на логических элементах. Объясните, как он работает и чем определяются его временные характеристики.

6. Нарисуйте схемы регуляторов длительности импульса и интервала между импульсами для мультивибратора на логических элементах.

7. Что такое ждущий мультивибратор и чем он характерен?

8. Нарисуйте схему триггера Шмитта и объясните, как он работает.

9. Как построить ждущий мультивибратор на логических элементах?

10. Зачем нужна синхронизация импульсов мультивибратора и как она происходит?

11. Как осуществляется деление частоты импульсов в мультивибраторе?

12. Каким образом происходит многократное деление частоты импульсов с помощью мультивибраторов и одновибраторов?

ГЛАВА 5

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

5.1. Блокинг-генераторы

Блокинг-генератором (БГ) называется однокаскадное регенеративное импульсное устройство с трансформаторной положительной обратной связью, формирующее прямоугольные импульсы малой длительности (от десятых долей до единиц микросекунд), больших амплитуды и мощности. Блокинг-генератор в отличие от мультивибратора содержит только один усилитель, что облегчает регулировку длительности и частоты повторения импульсов. Входящий в устройство трансформатор усложняет конструкцию БГ и затрудняет его миниатюризацию. С другой стороны, открываются полезные стороны применения трансформатора. Так, применяя дополнительную нагрузочную обмотку трансформатора, можно осуществлять электрическую развязку нагрузки от источника питания, а при наличии нескольких нагрузочных обмоток можно одновременно получать несколько импульсов с одинаковыми или различными полярностями и амплитудами, причем амплитуды напряжения импульсов могут быть выше амплитуды напряжения питания.

Регенеративные процессы в блокинг-генераторах называются *блокинг-процессами* (БП). Они возникают при выполнении условий баланса фаз и амплитуд, создавая скачки токов и напряжений. Блокинг-процесс при формировании фронта импульса называется *прямым* (ПБП), а при формировании спада — *обратным* (ОБП). Формирование паузы обусловлено процессами релаксации при разряде конденсатора (как в мультивибраторах), а формирование вершины — процессами релаксации при заряде конденсатора (что является особенностью БГ).

Блокинг-генераторы могут работать в ждущем и автоколебательном режимах. В автоколебательном режиме они генерируют импульсы большой скважности ($M = 1000$ и более). Применение БГ особенно эффективно при работе на мощную нагрузку, которая даже улучшает форму импульсов. Поэтому БГ часто применяют в мощных импульсных устройствах, например в подмодуляторах и модуляторах высокочастотных импульсных генераторов. В этом случае блокинг-генератор играет роль генератора импульсов тока.

Ждущий блокинг-генератор на транзисторе. В схеме ждущего блокинг-генератора на транзисторе в качестве коллекторной нагрузки используют первичную обмотку трансформатора, шунтируемую диодом с сопротивлением (рис. 5.1). Коэффициент трансформации обычно равен $0,3 \dots 0,5$. Первая обмотка является коллекторной, вторая — базовой, третья — нагрузочной.

Исходное состояние БГ. В исходном состоянии транзистор VT заперт за счет положительного напряжения смещения $E_{см}$. Ток коллектора минимальный. Напряжение на коллекторе U_k равно напряжению питания. Ток коллектора постоянный и, поэтому, напряжение на выходных обмотках II, III трансформатора равно нулю. Конденсатор C заряжается до напряжения источника смещений через резисторы R_6 , $R1$ и базовую обмотку II трансформатора, причем минус находится на правой обкладке конденсатора C . Исходное состояние БГ отражают начальные участки графиков, показанных на рис. 5.2.

Запуск. Запуск БГ осуществляется положительным входным импульсом, который проходит через конденсатор C (см. рис. 5.1) и не проходит через базовую обмотку II импульсного трансформатора и резистор R_6 . Напряжение на базе становится положительным, эмиттерный переход транзистора открывается, и ток коллектора начинает возрастать.

Прямой блокинг-процесс (формирование фронта импульса). Увеличение тока коллектора вызывает возникновение тока в коллекторной обмотке I трансформатора, который приводит к возбуждению напряжения на базовой обмотке II импульсного трансформатора. При этом транзистор работает в активном режиме и выполняются условия фазовой синхронизации, т.е. возникает силь-

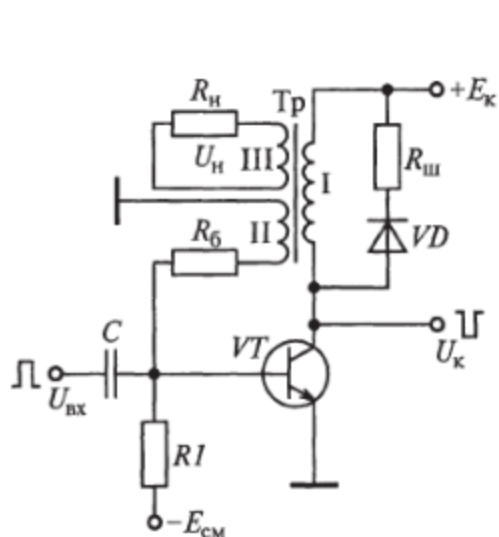


Рис. 5.1. Схема ждущего блокинг-генератора

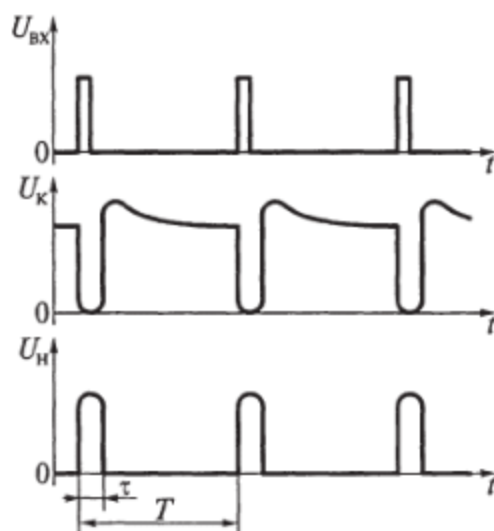


Рис. 5.2. Эпюры напряжений при блокинг-процессах

ная положительная обратная связь и лавинообразное нарастание тока, протекающего через транзистор и коллекторную обмотку трансформатора. Изменение токов, ЭДС и напряжений происходит почти скачком. Скорость блокинг-процесса не бесконечна, что обусловлено инерционностью транзистора и паразитными емкостями импульсного трансформатора, монтажа и нагрузки. Поэтому длительность блокинг-процесса конечна.

Конденсатор C заряжается током базы, но за время формирования фронта импульса напряжение на конденсаторе практически не меняется и остается равным напряжению смещения. К концу блокинг-процесса транзистор входит в режим насыщения. Прекращается прямой блокинг-процесс, ток коллектора становится близким к максимальному. Однако кажущийся ток коллектора продолжает увеличиваться, насыщение транзистора возрастает, напряжение на коллекторе становится равным нулю.

Квазиустойчивое состояние (формирование вершины импульса). Кажущийся ток коллектора продолжает нарастать по экспоненциальному закону. По мере заряда конденсатора C напряжение на нем увеличивается, а ток заряда (базы) уменьшается, что приводит к снижению уровня насыщения транзистора, но он по-прежнему насыщен. В течение квазиустойчивого состояния напряжение на базе и ток базы примерно постоянны.

Обратный блокинг-процесс (формирование среза импульса). Как только кажущийся ток коллектора станет меньше тока насыщения, транзистор выходит из режима насыщения. При этом напряжение на базе меньше нуля, транзистор оказывается в активном режиме, одновременно выполняются условия сильной положительной обратной связи. Иными словами, спад тока коллектора приводит к появлению положительного напряжения на базовой обмотке трансформатора и еще большему запираению транзистора. Процесс идет лавинообразно, все токи и напряжения изменяются скачком. Обратный блокинг-процесс завершается полным запираением транзистора. Возникающая в базовой обмотке трансформатора ЭДС заряжает емкость C .

Установление исходного состояния. После запираения транзистора начинается разряд конденсатора C через резистор R_6 , источник $E_{см}$ и базовую обмотку трансформатора. Сопротивление резистора R_6 велико, разряд происходит медленно (влиянием индуктивности базовой обмотки можно пренебречь). Постоянная времени цепи разряда равна $\theta_p = CR_6$, и она довольно велика. На экспоненту напряжения при разряде накладываются паразитные колебания, возникающие в результате обмена энергией между обмотками трансформатора и паразитными емкостями, которые быстро затухают (вследствие потерь на резисторе $R_{ш}$ и активных сопротивлениях обмоток). Напряжение на конденсаторе стремится к $E_{см}$, и схема приходит в исходное состояние с запертым транзистором.

Автоколебательный блокинг-генератор на транзисторе. Для получения автоколебательного режима блокинг-генератора необходимо резистор R_6 подключить к питающему напряжению $-E_k$ (рис. 5.3). В этом случае блокинг-генератор потеряет свое устойчивое состояние и оба его состояния будут квазиустойчивыми.

Пусть в некоторый момент времени t_1 напряжение на базе транзистора достигло близкого к нулю уровня отпирания. При этом транзистор открывается, в блокинг-генераторе происходит лавинообразный процесс опрокидывания, в результате которого транзистор переходит в режим насыщения. В этом режиме конденсатор C заряжается базовым током. По мере заряда конденсатора напряжение базы растет и базовый ток уменьшается.

В момент времени t_2 транзистор выходит из состояния насыщения и происходит обратное опрокидывание, в результате которого транзистор запирается. После запираания транзистора конденсатор C перезаряжается через базовую обмотку трансформатора, резистор R_6 и источник E_k (интервал $t_2 \dots t_3$). Когда напряжение на базе становится отрицательным, развивается регенеративный процесс, в результате которого транзистор вновь оказывается в режиме насыщения. Далее процессы в схеме повторяются. Эти процессы аналогичны соответствующим процессам в ждущем блокинг-генераторе. Отличительной особенностью автоколебательного блокинг-генератора является не разряд, а перезаряд емкости C .

Период повторения выходных импульсов автоколебательного блокинг-генератора

$$T = T_n + \tau,$$

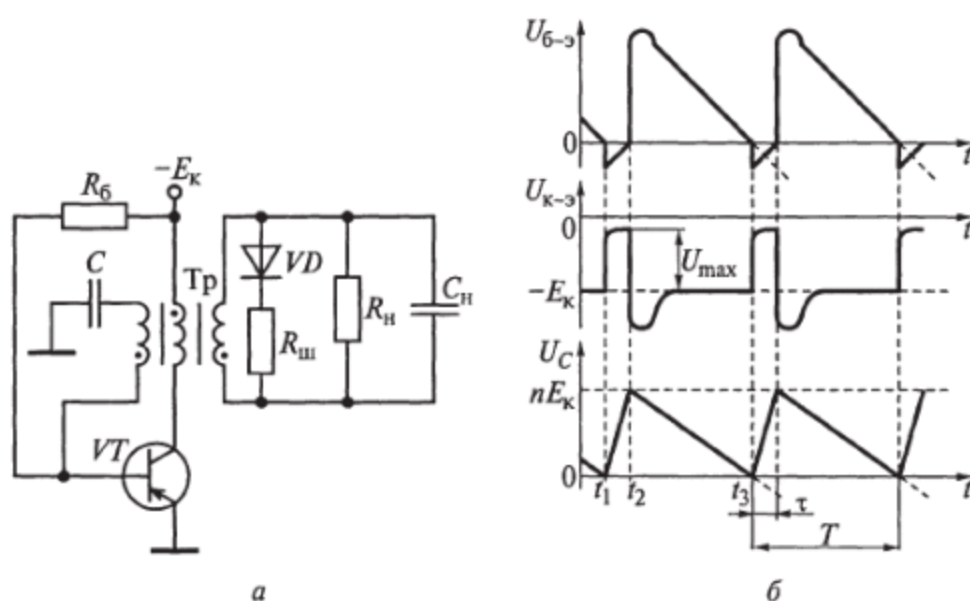


Рис. 5.3. Автоколебательный блокинг-генератор на транзисторе:
а — электрическая схема; б — эпюры напряжений

где T_n — время перезаряда емкости C (так как время перезаряда значительно больше длительности импульса, можно считать, что $T \approx T_n$).

Во время перезаряда конденсатора C напряжение на базе изменяется по экспоненциальному закону. Следовательно, для расчета периода повторения выходных импульсов можно воспользоваться следующей формулой [10]:

$$T = \theta_n \ln \{ (U(0) - U(\infty)) / (U(T_n) - U(\infty)) \},$$

где $\theta_n = CR_6$ — постоянная времени перезаряда емкости C .

Начальное напряжение $U(0)$ определяется тем напряжением, до которого зарядился конденсатор. Обычно считают, что за время формирования вершины конденсатор заряжается до величины nE_k , где $n = 0,8 \dots 0,9$.

Напряжение на базе в процессе перезарядки конденсатора стремится к значению, равному $(-E_k + I_{k-6}R_6)$, где I_{k-6} — ток коллектор—база. Процесс перезаряда конденсатора прерывается при $U_6(\theta_n) \approx 0$. Подставляя эти величины в формулу для расчета периода следования импульсов и учитывая, что для температурной стабилизации сопротивления R_6 необходимо выполнение условия $(I_{k-6}R_6)/E_k \ll 1$, получим

$$T = CR_6 \ln(1 + n),$$

откуда следует что период повторения импульсов можно регулировать с помощью конденсатора C и резистора R_6 . Необходимо учитывать, что изменение емкости конденсатора C влияет не только на период повторения, но и на длительность импульсов.

Блокинг-генераторы на германиевых транзисторах имеют относительно нестабильность периода повторения импульсов (10 % и более), что в основном обусловлено влиянием обратного тока. В случае применения кремниевых транзисторов нестабильность не превышает 5 %.

Блокинг-генератор на транзисторе с общей базой. В схеме блокинг-генератора на транзисторе с общей базой положительная обратная связь осуществляется от коллектора к эмиттеру благодаря включению импульсного трансформатора в цепь коллектора и эмиттера (рис. 5.4). Устройство может работать как в автоколебательном режиме (см. рис. 5.4, а), так и в ждущем (заторможенном). Заторможенный режим образуется путем исключения эмиттерного источника ($+E_k = 0$) или изменения его полярности. В большинстве случаев из-за очень малого значения обратного эмиттерного тока закрытого транзистора самоотпирание транзистора при $+E_k = 0$ не происходит. Принцип работы схемы практически не отличается от работы основной схемы с ОЭ, что видно из эпюр напряжений (см. рис. 5.4, б).

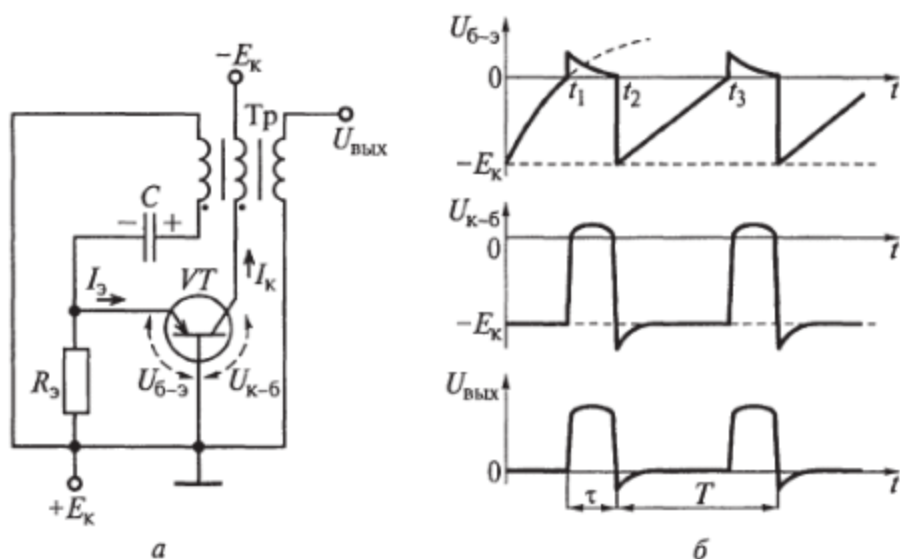


Рис. 5.4. Блокинг-генератор на транзисторе с общей базой:
 а — электрическая схема; б — эюры напряжений

В результате разряда конденсатора C , напряжение эмиттер — база $U_{э-б}$ стремится к нулю. При запуске ждущего устройства отпирается транзистор и запускается прямой блокинг-процесс. Приращение тока коллектора приводит к росту тока эмиттера, который вызывает дальнейшее увеличение коллекторного тока и напряжения $U_{к-б}$, т. е. возникает регенеративный процесс перехода блокинг-генератора в новое состояние.

Схема с общей базой по сравнению со схемой с общим эмиттером позволяет формировать более короткие импульсы. Это объясняется тем, что во время формирования импульса заряд конденсатора C происходит через входное сопротивление базы транзистора, включенного по схеме с общей базой, которое существенно меньше эмиттерного сопротивления транзистора.

Температурная стабильность периода колебаний блокинг-генератора в схеме с ОБ определяется током эмиттера закрытого транзистора. Поскольку эмиттерный ток меньше коллекторного, стабильность периода блокинг-генератора в схеме с ОБ оказывается выше чем с ОЭ. Недостатком схемы с ОБ является увеличение длительности фронтов импульсов, связанное с необходимостью увеличения коэффициента петлевого усиления обратной связи, т. е. увеличение числа витков обмоток трансформатора приводит к росту межвитковой паразитной емкости и увеличению длительности фронтов. Блокинг-генератор с общей базой широко используют в качестве формирователя коротких импульсов в радиолокации, акустоэлектронике и быстродействующих системах цифровой автоматики. Они особенно необходимы в устройствах, формирующих импульсы большой мощности с малым временем восстановления состояния схемы и возможностью реализации ждущего режима без дополнительного источника запирающего напряжения.

Блокинг-генератор с формирующей линией. Для повышения стабильности периода следования или длительности импульсов конденсатор C заменяют разомкнутой на конце формирующей линией задержки $Л_3$ с распределенными или сосредоточенными параметрами (рис. 5.5). Перепад напряжений, который формируется в базовой обмотке трансформатора при запуске автоколебательного генератора, делится между входным сопротивлением линии задержки $U_{л.з}$ и входным сопротивлением открытого транзистора $U_{б-э}$. Скачок напряжения $\Delta U_{ск}$ на базе транзистора VT и линии задержки $\Delta U_{л.з}$ определяется величиной и полярностью напряжения, индуцируемого в базовой обмотке при прямом и обратном блокинг-процессах. Для разомкнутой линии задержки с временем задержки t_3 прямая и обратная волны совпадают по фазе через время $2t_3$. Для транзистора полярность обратной волны является запирающей. Таким образом, через время $2t_3$ возникнет обратный блокинг-процесс и длительность импульса будет определяться параметрами линии задержки.

Блокинг-генератор с контуром ударного возбуждения. Контур ударного возбуждения используют для повышения стабильности периода следования импульсов автоколебательных блокинг-генераторов (рис. 5.6). Период собственных колебаний T_k контура ударного возбуждения ($L_k C_k$ -цепь, где L_k — индуктивность контура ударного возбуждения; C_k — емкость контура ударного возбуждения) выбирается вдвое большим, чем период собственных колебаний блокинг-генератора.

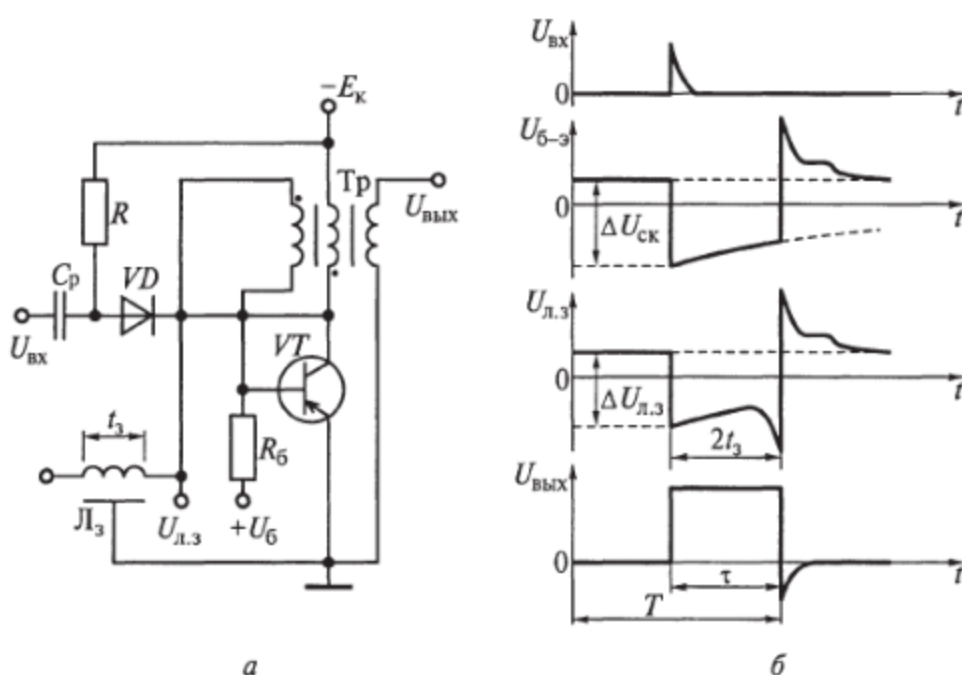


Рис. 5.5. Блокинг-генератор с линией задержки для стабилизации длительности импульса:

a — электрическая схема; *б* — эюры напряжений

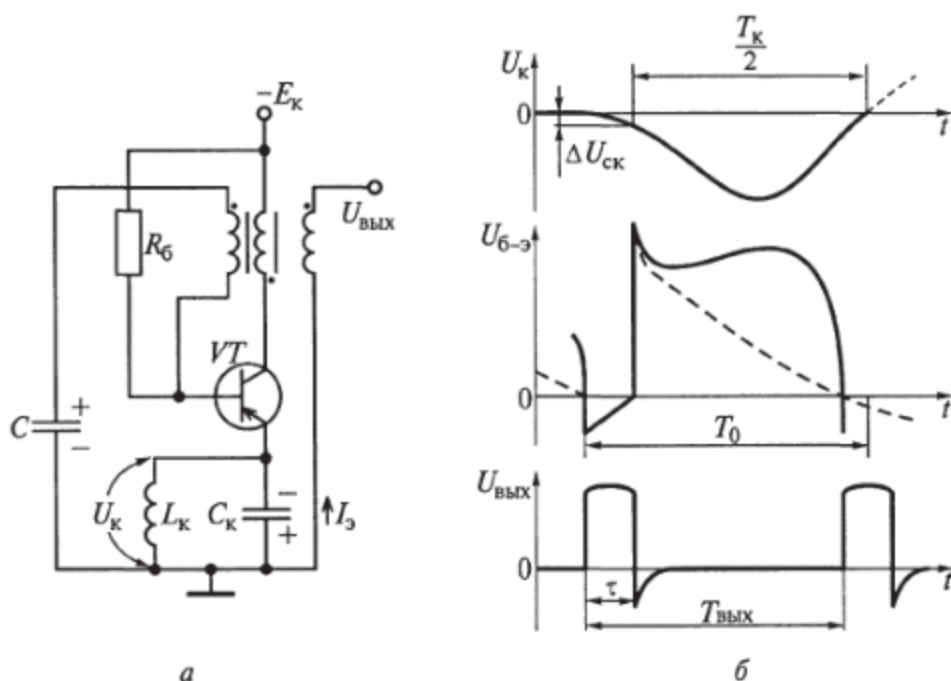


Рис. 5.6. Блокинг-генератор с контуром ударного возбуждения:
а — электрическая схема; б — эпюры напряжений

Во время прямого блокинг-процесса конденсатор C_k заряжается эмиттерным током I_3 до некоторого уровня напряжения, равного $\Delta U_{ск}$. После «опрокидывания» генератора в контуре возникают собственные колебания. Первая полуволна колебания отрицательна по отношению к эмиттеру транзистора и является запирающей. Отпирание транзистора возможно только при приходе второй волны колебаний. Период T_0 блокинг-генератора без контура возбуждения $L_k C_k$ определяется временем разряда конденсатора C (см. рис. 5.6, б). Повышению стабильности периода выходных импульсов блокинг-генератора $T_{вых}$ способствует более четкое отпирание транзистора от собственных колебаний напряжения в контуре ударного возбуждения, чем от экспоненциального изменения напряжения при разряде конденсатора C (пунктирная линия на рис. 5.6, б).

Синхронизация блокинг-генератора короткими импульсами. Механизм синхронизации для релаксационных генераторов любого типа одинаков, т. е. синхронизация блокинг-генератора происходит так же, как и у мультивибраторов (см. гл. 4). На практике ввод синхронизирующего напряжения в схему блокинг-генератора осуществляется так же, как и при запуске ждущего блокинг-генератора (рис. 5.7). Синхронизирующие импульсы имеют период следования $T_{с.и}$ и амплитуду $U_{с.и}$. Собственный период блокинг-генератора без синхронизирующих импульсов составляет T_0 . Синхронизирующие импульсы смещают начало прямого блокинг-процесса и приводят к навязыванию своего периода $T_{с.и}$ или кратного ему.

В приведенном примере $T = 2T_{с.и}$ и, следовательно, имеет место кратность синхронизации, равная двум, т. е. происходит деление частоты синхронизирующих импульсов на два. При первом синхронизирующем импульсе открывания транзистора не происходит, так как релаксирующее напряжение между базой и эмиттером $U_{б-э}$ еще достаточно велико. При втором импульсе $U_{б-э}$ близко к нулю, и отрицательный импульс, формирующийся в обмотке трансформатора, приводит запуску прямого блокинг-процесса.

Из рассмотренного примера видно, что кратность синхронизации зависит от периодов T_0 , $T_{с.и}$ и напряжения амплитуды синхронизирующего импульса. Как и в случае синхронизации мультивибраторов, при небольшом изменении этих параметров кратность деления не меняется. Однако после превышения критического порога кратность деления скачком увеличивается на единицу.

Анализ схемы и режимов работы автоколебательных блокинг-генераторов показывает, что переход к прямому блокинг-процессу происходит в неустойчивом режиме, когда на состояние транзистора могут влиять многие внешние факторы. В этом смысле автоколебательный блокинг-генератор по сути напоминает мультивибратор с относительно невысокой стабильностью частоты. Введение синхронизации приводит к стабилизации частоты, которая определяется стабильностью частоты внешнего генератора и создает условия для устойчивой работы блокинг-генератора.

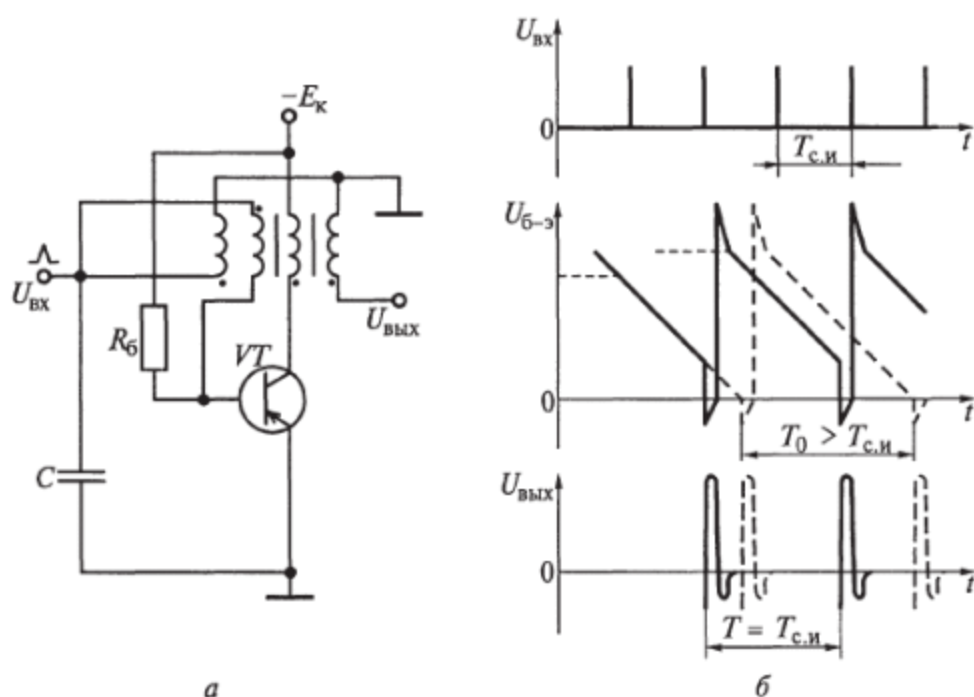


Рис. 5.7. Блокинг-генератор с импульсной синхронизацией:
а — электрическая схема; б — эпюры напряжений

В заключение отметим, что мощный блокинг-генератор можно выполнить не только на основе транзистора, но и на основе тиристора, а относительно маломощный — на основе специализированной интегральной схемы.

5.2. Интегральные микросхемы генераторов и таймеров

Микросхемы генераторов. Кроме аналоговых и цифровых интегральных микросхем общего применения, на базе которых можно выполнить формирователи и генераторы импульсных сигналов, отечественной промышленностью выпускаются специализированные серии ИМС, предназначенные для создания импульсных генераторов. Преимущество в их использовании перед устройствами на транзисторах, тиристорах и ИМС общего применения состоит не только в улучшении массогабаритных параметров, но и в улучшении частотных характеристик, а также повышении стабильности при внешних воздействиях и изменении питающего напряжения (E_n).

Для реализации ждущего блокинг-генератора удобно использовать ИМС КР119, к определенным выводам которой следует подключить обмотки импульсного трансформатора, конденсаторы и резисторы. Схемы подключения и номиналы рекомендуемых навесных элементов приводятся в справочной литературе [14].

Основные структуры одновибраторов и мультивибраторов достаточно широко представлены в составах развитых серий ИМС, базирующихся на элементах типа ТТЛ и ДТЛ. Для превращения их в реальные импульсные устройства требуется только подключение внешних времязадающих RC -элементов. Примером может служить схемная реализация одновибратора на основе ИМС К155АГ1 с подключенной внешней RC -цепью (рис. 5.8). Эта ИМС кроме одновибратора содержит входной логический элемент и триггер Шмитта, что существенно расширяет ее функциональные возможности.

Длительность импульса задается здесь RC -цепью и может быть рассчитана по ее постоянной времени. Помимо внешнего $R1$ имеется и внутренний резистор $R_{вн} = 2 \text{ кОм}$. При отсутствии внешних навесных элементов ИМС будет генерировать очень короткие импульсы $\tau = 30 \dots 35 \text{ нс}$ за счет $R_{вн}$ и паразитной емкости между выводами.

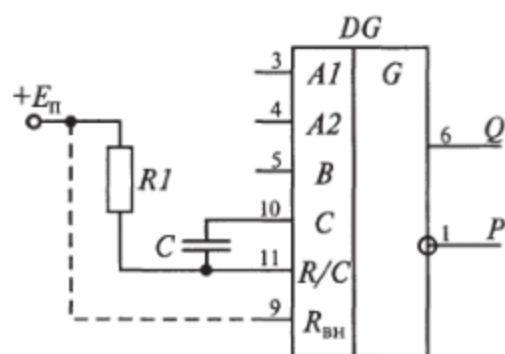


Рис. 5.8. Схема включения специализированной импульсной микросхемы К155АГ1:

1, 3, 4, 5, 6, 9, 10, 11 — номера выводов корпуса генераторной ИМС ДГ

Запуск одновибратора можно осуществить в двух вариантах. Он отработает при спаде запускающего импульса, поданного на вход $A1$ или $A2$, если на входе B присутствует высокий уровень напряжения. Кроме того, запуск можно выполнить и по фронту импульса, поданного на вход B , если к входам $A1$ и (или) $A2$ приложено напряжение логического нуля.

Кроме К155АГ1 выпускаются и другие варианты ИМС, предназначенные для реализации одновибраторов и мультивибраторов (например, К155АГ3, К561АГ1 и др.).

Микросхемы таймеров. Особой разновидностью ИМС, совмещающей в одном кристалле аналоговые и цифровые функции, является формирователь импульсов различной длительности и частоты следования, называемый *таймером* (от англ. слова *time* — время). Таймер представляет собой ИМС, содержащую ряд логических элементов, компараторов, триггеров и других полупроводниковых узлов и цепей, предназначенных для формирования импульсных последовательностей с различными временными соотношениями. Ее применение отличается простотой. На базе таймера легко реализуются мультивибраторы, одновибраторы и многие другие импульсные устройства.

На рис. 5.9, а приведена электрическая схема двухтактного таймера КР10006ВИ1, формирующего непрерывную последовательность импульсов, приведенных на эпюрах напряжения (рис. 5.9, б). Она содержит триггер и два компаратора, задающих верхнюю и нижнюю границы срабатывания в зависимости от напряжения на конденсаторе C . Времязадающие цепочки формируются конденсатором и резисторами $R1$ и $R2$.

Используя ИМС таймера КР1006ВИ1 с различными времязадающими элементами $R1$ и C , можно получить импульсные генераторы различных типов и разного назначения с широкими диапазонами изменения временных характеристик.

Допустим, что в начальный момент времени конденсатор C разряжается, и в момент времени t_1 (см. рис. 5.9, б) его напряжение достигнет границы $U_{он1}$. В этот момент сработает компаратор $K1$ и подаст напряжение единичного уровня на триггер. Триггер перейдет в состояние $Q = 1, P = 0$. Ключевой транзистор при этом размыкается, и конденсатор C начинает заряжаться от источника напряжения через резисторы $R1$ и $R2$. При этом на выходе схемы формируется положительный скачок напряжения (фронт импульса).

Когда в процессе заряда напряжение на конденсаторе достигнет уровня опорного напряжения $U_{он2}$ (момент времени t_1), сработает компаратор $K2$, а единичное напряжение его выхода поступит на вход R триггера. Триггер переключится в состояние $Q = 0, P = 1$. Напряжение с инверсного выхода триггера поступит на базу транзистора, откроет его, и через него и резистор $R1$ начнет разряжаться конденсатор C . В результате переключения триггера на

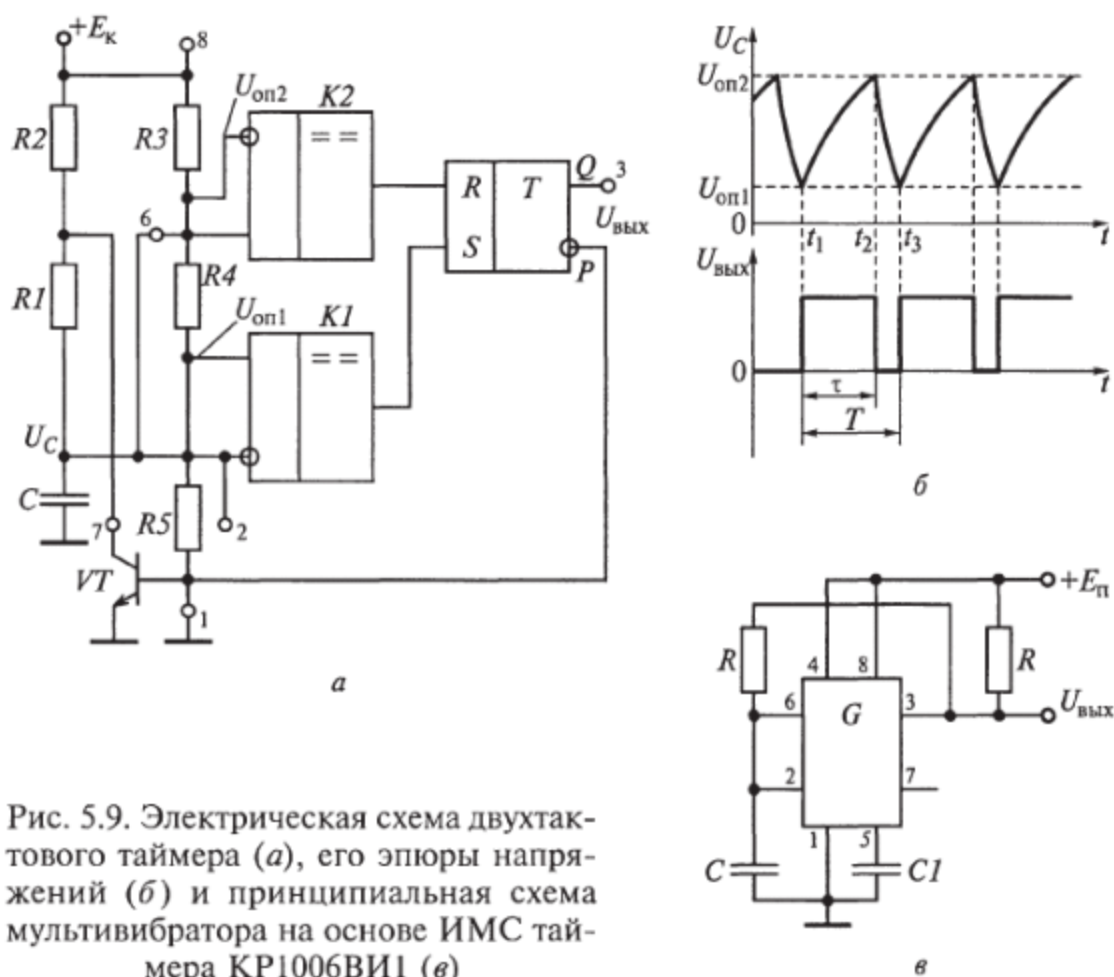


Рис. 5.9. Электрическая схема двухтактового таймера (а), его эпюры напряжений (б) и принципиальная схема мультивибратора на основе ИМС таймера КР1006ВИ1 (в)

выходе схемы формируется срез импульса. Когда конденсатор разрядится и его напряжение достигнет нижнего порога $U_{оп1}$ снова сработает компаратор $K1$, начиная новый цикл колебаний генератора с периодом повторения T .

Если установить переменные резисторы $R1$ и $R2$, то можно регулировать длительность импульсов и интервалов между ними. Для формирования импульсов с длительностью τ меньше паузы можно использовать в качестве выхода инверсный выход триггера P . Благодаря высокой точности определения граничного напряжения в компараторах схема имеет высокую стабильность длительности импульсов и периодов их повторения.

На рис. 5.9, в приведена принципиальная схема мультивибратора на основе ИМС таймера КР1006ВИ1, обеспечивающего получение частоты импульсов до 1 МГц с высокой стабильностью (изменение $E_{п}$ может быть от 5 до 12 В и приводит к уходу частоты не более 0,1 %). Временные интервалы задаются параметрами внешней цепи, состоящей из резистора R и конденсатора C . Скважность практически равна двум, а τ можно рассчитать по постоянной RC -цепи. Резистор с сопротивлением $R1 = 1 \dots 2$ кОм служит для получения $U_{ВЫХ} \approx E_{п}$, $C1 = 0,01 \dots 0,1$ мкФ.

Таймер КР1006ВИ1 хорошо согласуется с транзисторами типа ТТЛ ИС, мощными транзисторами и тиристорами, светодиодами и т.д. Кроме генераторов прямоугольных импульсов он может быть использован для создания других устройств, в частности генераторов линейно изменяющегося напряжения.

В некоторых ИМС таймеров имеются каскады блокировки для приостановления работы, а также другие схемные решения, позволяющие повысить точность регулирования и стабильность временных характеристик.

5.3. Генераторы линейно изменяющегося напряжения

Генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН), или генераторы пилообразных напряжений, предназначены для формирования импульсов выходного напряжения, обычно имеющих форму неравностороннего треугольника. Такое изменение напряжения часто называют пилообразным. Существует симметричная и несимметричная формы пилообразного напряжения. Симметричное линейно изменяющееся напряжение применяется в радиовысотомерах, а несимметричное — в развертках осциллографов, электронно-лучевых трубках и экранах телевизоров. Линейно изменяющуюся, как правило, более длительную часть импульса, принято называть *прямым (рабочим) ходом* с длительностью T_p , а короткую часть — *обратным ходом (стадией восстановления)* с длительностью $T_{обр}$. Амплитуда пилообразного импульса $U_{вых\ max}$ определяется разностью напряжений в начале и конце прямого хода. В общем случае соотношение длительности прямого и обратного ходов принимает различные значения. Формы импульсов так же разнообразны (например, трапециевидные). За основу будем брать наиболее широко распространенные генераторы пилообразного напряжения, с помощью которых можно получить и трапециевидные импульсы, применяя диодные схемы ограничителей (см. гл. 3).

Получить линейно изменяющееся напряжение можно на обкладках конденсатора, заряжающегося через большое сопротивление. Примером генератора является интегрирующая цепочка, на которую подано постоянное напряжение. Вариантом схемы формирователя линейно нарастающего напряжения является генератор на основе инвертора и конденсатора (рис. 5.10). На схеме рис. 5.10, а конденсатор C заряжается через резистор R_k от $+E_n$ до напряжения $U_{вых\ max}$ с относительно большой постоянной времени $\theta = RC$. При открытом транзисторе конденсатор C разряжен практически до нуля (через открытый транзистор). После запираания транзистора конденсатор начинает медленно заряжаться через резистор R_k . На начальном участке напряжение на обкладках конденсатора нарастает по линейному закону, а по мере насыщения

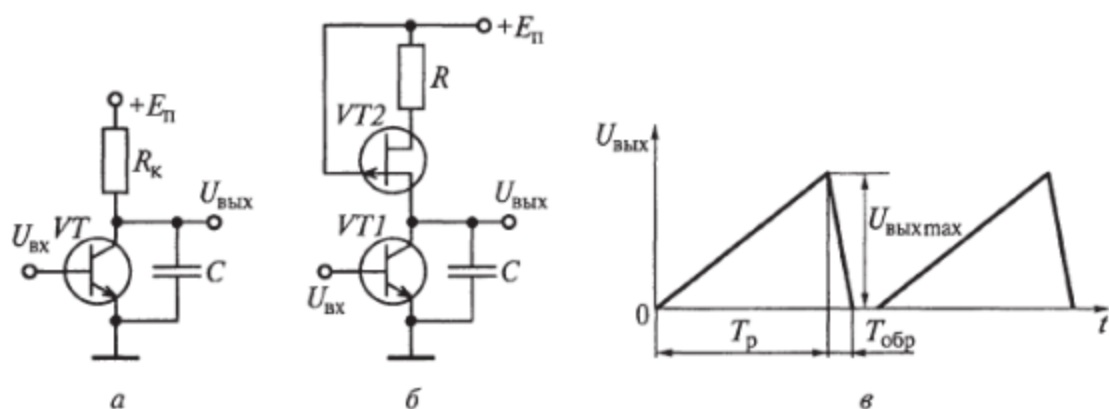


Рис. 5.10. Принципиальные схемы простейшего ГЛИН (а), ГЛИН с токо-стабилизирующим элементом (б) и временная диаграмма (в)

конденсатора рост напряжения замедляется и больше соответствует нелинейной, экспоненциальной зависимости от времени.

Если на вход формирователя поступает последовательность положительных импульсов с большой скважностью, то каждый импульс будет открывать транзистор и разряжать конденсатор, формируя обратный ход. В промежутках между импульсами будет формироваться линейно нарастающее напряжение (см. рис. 5.10, в). Для обеспечения линейной зависимости нарастания напряжения постоянная времени заряда должна быть довольно большой. Для этого, как правило, выбирают электролитический конденсатор большой емкости $C = 10 \dots 20$ мкФ и резистор с сопротивлением $5 \dots 10$ кОм.

Нелинейность изменения напряжения является главным недостатком подобных формирователей. Для борьбы с нелинейностью применяют различные методы. В частности, используют ограниченный начальный участок времени заряда конденсатора, нелинейное усиление сигнала или электронный интегратор на основе операционного усилителя. В некоторых случаях, когда не предъявляются высокие требования к линейности, используют простые схемы ГЛИН.

Кроме указанных временных характеристик к основным параметрам ГЛИН следует отнести коэффициент использования напряжения питания $K_{\text{п}} = U_{\text{вых max}}/E_{\text{п}}$ и коэффициент нелинейности $K_{\text{нл}}$. Обычно $K_{\text{п}} < 1$, и его всегда стремятся увеличить. В зависимости от области применения ГЛИН используют различные определения для $K_{\text{нл}}$. Наиболее часто его представляют в следующем виде:

$$K_{\text{нл}} = (U'_{\text{вых}}(0) - U'_{\text{вых}}(T_{\text{р}}))/U'_{\text{вых}}(0),$$

где $U'_{\text{вых}}(0)$ и $U'_{\text{вых}}(T_{\text{р}})$ — скорости (производные по времени) изменения напряжения в начале и конце прямого хода соответственно.

При $K_{\text{нл}} < 0,3$ для примерной оценки его конкретной величины можно использовать следующую формулу:

$$K_{\text{нл}} = T_{\text{р}}/(RC).$$

К высокоточным относятся ГЛИН с $K_{нл} < 1\%$. Если $K_{нл} = 1 \dots 10\%$, считают, что ГЛИН имеет среднюю линейность, а если $K_{нл} > 10\%$, — низкую.

В схеме простейшего ГЛИН содержится интегрирующая цепь, работающая при формировании прямого хода. Из анализа интегрирующих цепей (см. гл. 3) следует, что при $U_{вых} \ll E_{п}$ скорость нарастания напряжения максимальна и почти постоянна, а $K_{нл} > 0$. Таким образом можно заключить, что использовать рассматриваемый вариант ГЛИН желательно лишь при небольших T_p , т.е. при $T_p \ll RC$. Из анализа схемы также следует, что в ГЛИН необходимо осуществлять стабилизацию тока заряда, т.е. снижать влияние $I(t) = (E_{п} - U_{вых}(t))/R_k$. В качестве стабилизаторов тока можно использовать биполярные и полевые транзисторы, работающие на пологих участках ВАХ.

Стабилизация тока осуществляется тем лучше, чем больше дифференциальное сопротивление токостабилизирующего элемента, являющегося в нашем случае сопротивлением R_k цепи заряда конденсатора C . В качестве токостабилизирующего элемента в схемах ГЛИН используют полевой транзистор (см. рис. 5.10, б). Полевой транзистор, включенный последовательно с резистором R , создает эквивалентное сопротивление $R_3 = R_{вн}(1 + SR)$, где $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление полевого транзистора; S — крутизна характеристики. На практике удается получить $R_3 = 11,5$ МОм с хорошей стабилизацией тока. Такой ГЛИН прост и экономичен. Его применяют довольно часто, когда допустимый $K_{нл} = 2 \dots 5\%$.

Более высокие показатели характерны для ГЛИН с токостабилизирующим элементом на биполярном транзисторе (рис. 5.11) [11]. В этой схеме стабилизация тока заряда основного конденсатора $C1$ осуществляется с помощью обратной связи, созданной посредством включения конденсатора $C0$. Положительная обратная связь порождает появление компенсирующего напряжения на зарядном резисторе R_k , пропорционального напряжению на основном конденсаторе U_{C1} .

В исходном состоянии транзистор $VT1$ открыт и насыщен, в результате чего $U_{C1} = 0$. Конденсатор $C0$ через диод и резистор R_3 заряжается до $U_{C0} = E_k$, после чего $U_{вых} = 0$.

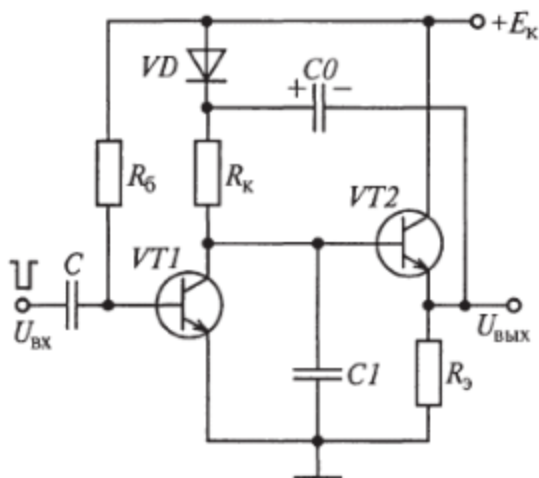


Рис. 5.11. Принципиальная схема ГЛИН с токостабилизирующим элементом на транзисторах

При поступлении отрицательного импульса $U_{вх}$ транзистор $VT1$ закрывается и начинается формирование прямого хода пилообразного напряжения за счет заряда $C1$ через диод и R_k . Транзистор $VT2$ включен по схеме с общим коллектором, так что $U_{вх}$ будет повторять значения U_{C1} . Это напряжение, складываясь с U_{C0} , поступает на диод и закрывает его. После этого заряд $C1$ происходит по следующей цепи: $VT2$, $C0$ и R_k . Цепь заряда представляет собой токостабилизирующую структуру. Действительно, если напряжение на нижнем выводе R_k равно U_{C1} , то на верхнем выводе будет $U_{C1} + U_{C0}$. Поскольку всегда $C0 \gg C1$, то за время прямого хода T_p конденсатор $C0$ почти не разряжается. В результате падение напряжения на резисторе R_k практически не меняется и остается равным $U_{C0} = E_k$, чем и определяется постоянство тока заряда. После окончания действия импульса $U_{вх}$ транзистор $VT1$ открывается, и $C1$ разряжается, формируя обратный ход пилообразного напряжения. Рассмотренный вариант ГЛИН обеспечивает $K_{нл} = 1 \dots 2 \%$.

Существуют и другие ГЛИН, построенные на основе приведенной схемы. В них часто используют дополнительный источник питания эмиттерной цепи $VT2$, вместо эмиттерного повторителя включают повторитель на ОУ и т.д. Большинство этих вариантов обеспечивают $K_{нл} = 1 \dots 2 \%$ и $K_n = 0,9$.

При необходимости получить $K_n > 1$ можно использовать ГЛИН, со встроенным преобразователем напряжения (рис. 5.12) [11].

Полевые МДП-транзисторы $VT1$ и $VT3$ имеют индуцированный n -канал, а $VT2$ — встроенный. МДП-транзисторы $VT1$ и $VT2$ вместе с конденсатором $C1$ и резистором $R1$ образуют собственно ГЛИН, где токостабилизирующим элементом является $VT2$. МДП-транзистор $VT3$ вместе с диодом VD , конденсатором $C2$ и резистором $R2$ образуют цепь повышения напряжения (встроенный преобразователь напряжения).

При поступлении на вход генератора положительного напряжения $U_{вх}$ транзисторы $VT1$ и $VT3$ открываются. Если перед этим конденсатор $C1$ был заряжен, то происходит его разряд, т.е. формируется обратный ход пилообразного напряжения $U_{вх}$. Одновременно заряжается конденсатор $C2$ по следующей цепи: E_n , диод, $C2$, $VT3$, общая шина.

В результате напряжение U_{C2} стремится к E_n . После окончания входного импульса транзисторы $VT1$ и $VT3$ закрываются. Напряжение U_{C2} будет складываться с E_n через резистор $R2$. Этим суммарным напряжением будет осуществляться заряд кон-

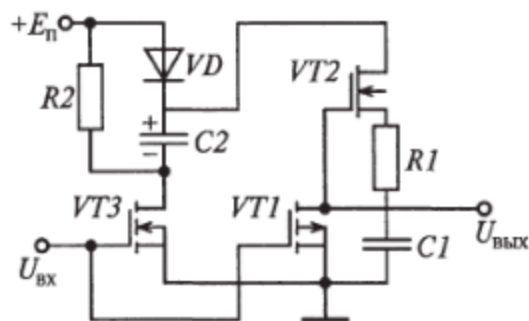


Рис. 5.12. Принципиальная схема ГЛИН с токостабилизирующими элементами на полевых транзисторах

денсатора $C1$ через резистор $R1$ и транзистор $VT3$. Постоянная времени заряда зависит как от номинала $C1$, так и от параметров $VT2$, $R1$ и $R2$. В результате формируется участок прямого хода пилообразного напряжения, у которого $U_{\text{вых max}}$ стремится к $2E_{\text{п}}$. Для успешной работы такого ГЛИН необходимо, чтобы $C2 \gg C1$.

Простейшие ГЛИН выполняются на основе ОУ (рис. 5.13, а). По существу такой ГЛИН является аналоговым интегратором, работа которого была рассмотрена в гл. 3.

На инвертирующий вход ОУ поступают двуполярные импульсы управления в виде меандра, сформированного симметричным мультивибратором (рис. 5.13, б). При положительном $U_{\text{вх}}$ формируется изменение напряжения $U_{\text{вых}}$ в виде линейно изменяющегося уменьшающегося напряжения. При отрицательной полярности входного напряжения формируется ход линейно возрастающего напряжения $U_{\text{вых}}$. Процесс формирования линейного напряжения определяется постоянной времени интегрирования, которая во много раз больше постоянной времени заряда конденсатора. Таким образом, на выходе преобразователя получается двуполярное пилообразное напряжение с высоким качеством линейной зависимости и большой амплитудой колебаний.

Для стабилизации работы в ГЛИН на ОУ часто вводят стабилизирующие структуры ограничителей амплитуды. Дополнив рассмотренное устройство компаратором во входной цепи и ОС, связывающей выход ГЛИН со входом компаратора, нетрудно реализовать вариант автоколебательного генератора линейно изменяющегося напряжения.

Во многих случаях требуется иметь не линейное изменение напряжения, а линейное изменение тока, для получения которого необходимо реализовать большое сопротивление $R_{\text{вых}}$. Генератор такого типа называется *генератором линейно изменяющегося тока*. Он находит основное применение в отклоняющих системах электронно-лучевых трубок.

В цепях мультивибраторов, блокинг-генераторов и других генераторах с релаксационными RC -цепями есть конденсаторы, с

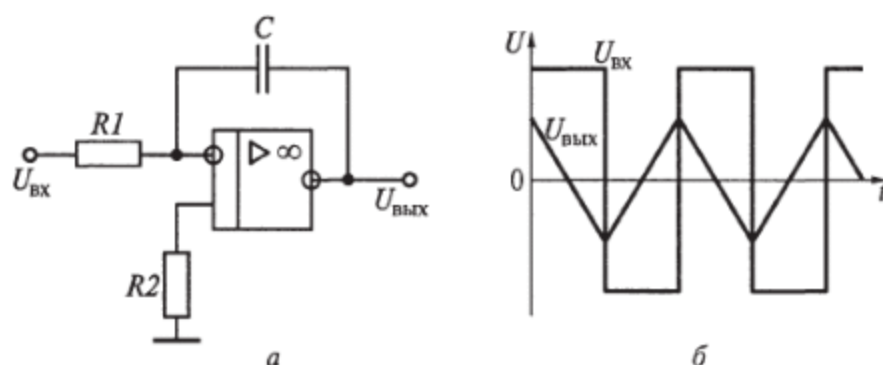


Рис. 5.13. ГЛИН на операционном усилителе:
а — принципиальная схема; б — эпюры напряжений

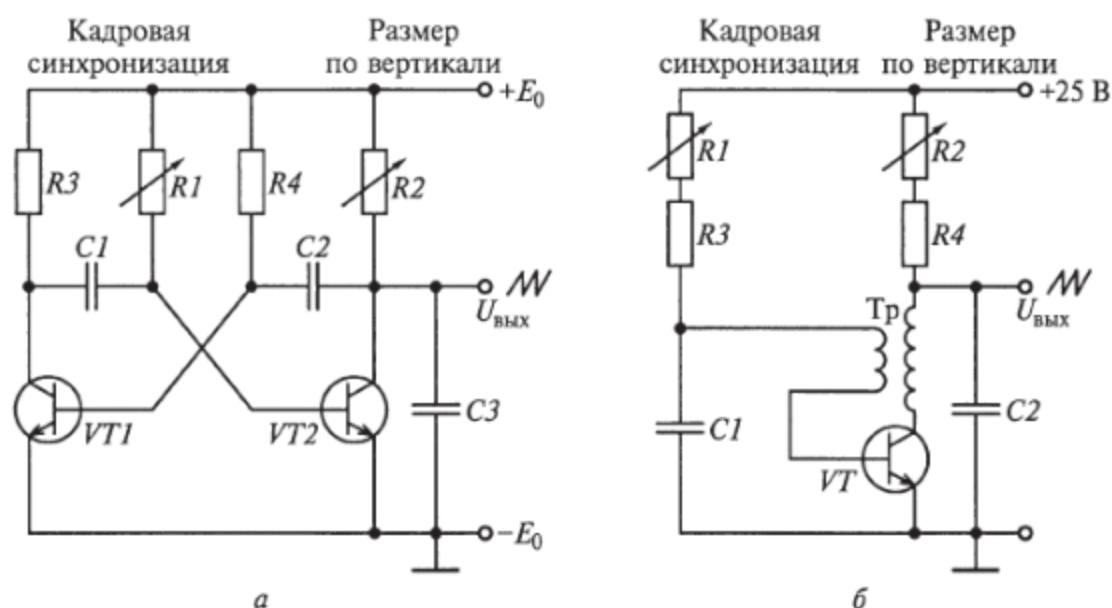


Рис. 5.14. Схемы генераторов пилообразных напряжений блоков развертки телевизоров на основе мультивибратора (а) и блокинг-генератора (б)

обкладок которых можно снять линейно изменяющееся напряжение. Таким образом, в качестве ГЛИН можно использовать мультивибратор (рис. 5.14, а). Например, несимметричный мультивибратор используют для кадровой развертки в некоторых марках телевизорах. Также для кадровой развертки в телевизорах ГЛИН на основе блокинг-генератора (рис. 5.14, б).

5.4. Импульсные генераторы на туннельных диодах

Туннельный диод — это полупроводниковый диод, изготовленный из полупроводниковых материалов с высокой проводимостью, в следствие чего при обратном напряжении и небольшом прямом напряжении возникает *туннельный эффект*, заключающийся в непосредственном переходе электронов из связанного состояния в свободное, и туннелирование (переброс) их через энергетический барьер $p-n$ -перехода из p -области в n -область. При дальнейшем повышении прямого напряжения туннельный эффект постепенно пропадает и диод переходит в обычный диодный режим с прямой проводимостью.

Для туннельного диода характерна N -образная вольт-амперная характеристика (рис. 5.15). Участок АБ этой характеристики обусловлен туннельным эффектом. На участке БВ туннельный эффект снижается за счет разности потенциалов в $p-n$ -переходе, и ток падает с нарастанием напряжения. Этот участок можно представить как участок с отрицательной проводимостью. На участке ВГ ток возрастает за счет прямой диодной проводимости. Туннельный эффект используется в диодах Гана, низковольтных стаби-

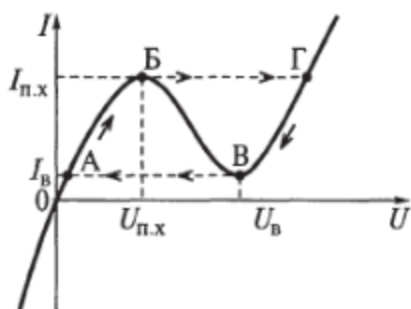


Рис. 5.15. ВАХ туннельного диода и положение ее рабочей точки

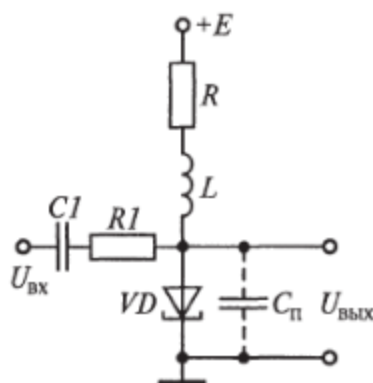


Рис. 5.16. Принципиальная схема импульсного генератора на туннельном диоде

литронах и обращенных диодах. Туннельные диоды успешно применяются для усиления и генерирования колебаний электрического напряжения или тока на высоких и сверхвысоких частотах, а также в качестве быстродействующих переключателей и ключей в импульсных и электронных логических устройствах. К достоинствам туннельных диодов относят их высокую устойчивость к радиации и высокое быстродействие (время срабатывания $1 \dots 10$ нс). Недостатком является низкое рабочее напряжение (1 В) и, следовательно, малые амплитуда и мощность сигналов. Для усиления сигналов приходится использовать транзисторы и предусматривать развязку по напряжению.

Основным элементом генераторной схемы является туннельный диод VD , включенный последовательно с катушкой индуктивности L (рис. 5.16). Сопротивление R является эффективным активным сопротивлением катушки индуктивности, состоящей из нескольких витков медного провода. Емкость $C_{\text{п}}$, отмеченная пунктиром на схеме, является паразитной емкостью туннельного диода, монтажа и отводящей цепи. Цепь $C1 \dots R1$ является цепью запуска или синхронизации и может отсутствовать в схеме генератора. Цепь питается от источника постоянного напряжения $1 \dots 2$ В.

Катушка индуктивности L в триггерной схеме может отсутствовать. В схеме генератора она является фазосдвигающим инерционным элементом, обуславливающим появление генерации с периодом $T_1 = L/R$. Быстрые процессы определяются в основном емкостью $C_{\text{п}}$ и постоянной времени $T_2 = R_{\text{т}} C_{\text{п}}$, где $R_{\text{т}}$ — сопротивление туннельного диода на падающем участке ВАХ. Режим работы устройства зависит как от параметров упомянутых элементов, так и от положения рабочей точки на ВАХ, определяемого величинами E и R .

Если рабочая точка оказывается на падающем участке ВАХ (см. рис. 5.15, участок БВ), устройство может работать в следующих режимах в зависимости от соотношения параметров элементов схемы.

1. Устройство работает как усилитель, если $R < R_T$ и $L/R < R_T C_n$.
2. Устройство работает как генератор синусоидальных напряжений, если $R < R_T$ и $L/R > R_T C_n$.
3. Устройство работает как автоколебательный мультивибратор, если $R < R_T$ и $L/R \gg R_T C_n$.

Если рабочая точка оказывается на туннельном восходящем участке ВАХ (см. рис. 5.15, участок АБ при $U > 0$), то при $L/R \gg R_T C_n$ и любом соотношении R и R_T устройство работает как ждущий мультивибратор. При этом полярность выходных импульсов будет отрицательной. Положительный импульс входного напряжения переводит рабочую точку на падающий участок ВАХ, после чего процесс протекает как в автоколебательном мультивибраторе.

Если нагрузочная линия пересекает ВАХ в трех точках или рабочая точка оказывается в начале диодного восходящего участка ВАХ (см. рис. 5.15, участок ВГ при $U > 0$), то при $L/R \gg R_T C_n$ и $R > R_T$ устройство работает как триггер. Для перевода триггера из одного состояния в другое необходимы импульсы разной полярности. При достаточной амплитуде импульсов запуска, наличие индуктивности не обязательно.

Автоколебательный мультивибратор на туннельном диоде. Рассмотрим подробнее режим работы такого устройства как автоколебательный мультивибратор. Параметры схемы подобраны так, что $R < R_T$ и $L/R \gg R_T C_n$. Напряжение питания должно удовлетворять следующему условию:

$$U_{п.х} < E < U_в,$$

где $U_{п.х}$ — напряжение пика ВАХ туннельного диода; $U_в$ — напряжение впадины ВАХ. Небольшое сопротивление резистора обеспечивает работу устройства на падающем участке ВАХ.

Формирование паузы. В момент включения источника питания в цепи диода начинает протекать ток и рабочая точка перемещается от 0 к точке Б (см. рис. 5.15). Нарастающий ток наводит в катушке ЭДС самоиндукции, препятствующую резкому нарастанию тока. Поэтому ток нарастает линейно. Напряжение на конденсаторе C_n успевает повторить напряжение на диоде. Ток заряда конденсатора незначительный, но в начальный момент почти такой, как у диода.

Формирование фронта импульса. Наступает момент, когда напряжение на диоде достигает пиковой точки, т. е. туннельный ток $I_{п.х}$ достигает максимума (точка Б) и больше не нарастает. При этом напряжение самоиндукции на катушке падает до нуля, а напряжение на диоде резко возрастает до E . Рабочая точка идет по ниспадающему участку БВ, в катушке ток начинает падать, что приводит к возникновению ЭДС самоиндукции $E_{си}$, добавляющейся к напряжению питания ($E + E_{си}$). Если это напряжение превысит $U_в$, то рабочая точка скачком перемещается в точку Г

вольт-амперной характеристики диода, не задерживаясь на падающем участке. За время скачка ток в катушке почти не изменится, так как часть его будет составлять ток заряда конденсатора из-за повышения напряжения на обкладках.

Формирование вершины импульса. После скачка напряжение на диоде начинает падать и ток в катушке уменьшается, вызывая ЭДС, препятствующую резкому уменьшению тока. Напряжение постепенно будет уменьшаться по экспоненте с постоянной времени θ_1 . С той же постоянной времени будет разряжаться конденсатор, причем ток разряда будет проходить через диод, стабилизируя его значение. Постепенно напряжение и ток диода приблизят рабочую точку к точке В вольт-амперной характеристики диода.

Формирование спада импульса. Наступит момент, когда рабочая точка пройдет точку В вольт-амперной характеристики. Ток диода стабилизируется, как и ток в катушке. Напряжение препятствующей ЭДС в катушке станет равным нулю. Следовательно, напряжение на диоде устремится к E , которое меньше $U_{\text{в}}$. Это приведет к скачку тока в диоде и резкому падению напряжения на обкладках конденсатора $C_{\text{п}}$. Одновременно возникает препятствующая ЭДС на катушке, понижающая напряжение питания диода. Напряжение падает настолько сильно, что рабочая точка диода переходит скачком в точку А вольт-амперной характеристики. Таким образом, спад импульса завершается, и мультивибратор переходит в исходное состояние, с которого начиналась пауза.

Особенность работы мультивибратора на туннельном диоде заключается в том, что он формирует колебания довольно сложной формы с малыми напряжениями на выходе. Преимуществом этого мультивибратора является возможность получения высокочастотных колебаний вплоть до нескольких ГГц. Импульсы такого генератора могут быть усилены с помощью усилителя на высокочастотных или полевых транзисторах. Импульсы строго прямоугольной формы могут быть получены диодными ограничителями или формирователями на различных компонентах (см. подразд. 4.2 и 4.3).

Особенности работы туннельного диода в режиме ждущего мультивибратора и триггера. После включения питания рабочая точка туннельного диода оказывается в устойчивом положении на восходящем участке ВАХ. Запускающий положительный импульс через конденсатор $C1$ переводит рабочую точку из устойчивого положения на падающий участок ВАХ, после чего процессы протекают аналогично описанным ранее до попадания рабочей точки в ближайшее новое или прежнее устойчивое положение. Положение рабочей точки на восходящих участках ВАХ стабильно. Допустим она находится в одной из точек на восходящем участке ВАХ. Допустим так же, что по какой-то причине рабочая точка сместилась вверх, т. е. увеличился ток в катушке. Тогда возникает ЭДС, препятствующая этому изменению, которая возвращает

ее в исходную точку ВАХ. Если же рабочая точка оказалась на падающем участке ВАХ, то ее положение нестабильно: случайное смещение ее вверх вызывает увеличение тока диода, возникает ЭДС, препятствующая изменению тока катушки и уменьшающая напряжение на диоде. Это вызывает еще большее увеличение тока диода. Рабочая точка, перемещаясь вверх, переходит на первый восходящий участок. С такой же вероятностью при уменьшении тока диода она может перейти на второй восходящий участок, что сопровождается процессами, характерными для автоколебательного режима. Рабочая точка устанавливается на выбранном устойчивом положении восходящего участка (ближайшем, если оно есть). Устройство по схеме в режиме триггера запускается разнополярными импульсами (см. рис. 5.16).

5.5. Автоколебательные генераторы на однопереходных транзисторах

Особенность однопереходного транзистора состоит в том, что он имеет вольт-амперную характеристику S -образной формы.

На выходе автоколебательного генератора на однопереходном транзисторе (рис. 5.17, *а*) формируются короткие импульсы отрицательной полярности (обратной полярности источника питания) с экспоненциальным спадом вершины импульса.

После включения источника питания конденсатор C начинает заряжаться через резистор R . Поскольку сопротивление r намного меньше сопротивления R , то напряжение на эмиттере транзистора определяется напряжением на конденсаторе. По мере зарядки конденсатора напряжение на эмиттере возрастает и в определенный момент времени превысит напряжение включения транзистора, равное $U_{\text{вкл}}$, и однопереходный транзистор включится. Конденсатор C быстро разряжается через резистор с малым сопротивлением r и эмиттерную цепь включенного транзистора. Когда ток эмиттера возрастет до значения тока выключения $I_{\text{выкл}}$, транзистор выключится, и начнется новый цикл зарядки конденсатора. За время разрядки на резисторе с сопротивлением r вырабатывается импульс напряжения, создаваемый разрядным током.

Для получения расчетных соотношений используем линейную аппроксимацию ВАХ однопереходного транзистора на отдельных участках (рис. 5.17, *б*). Согласно данной аппроксимации первому восходящему участку ВАХ соответствует эквивалентная схема в виде резистора с большим сопротивлением. Второму восходящему участку ВАХ соответствует эквивалентная схема, в которой напряжение равно напряжению отсечки, а сопротивление определяется по углу наклона аппроксимационной кривой ВАХ на втором восходящем участке.

Для того чтобы в схеме существовали релаксационные колебания, линия нагрузки должна пересекать ВАХ транзистора на участке отрицательного сопротивления. Поэтому сопротивление R выбирают из следующего условия:

$$R_{\min} < R < R_{\max},$$

где $R_{\min} = (E - U_{\text{выкл}})/I_{\text{выкл}}$; $R_{\max} = (E - U_{\text{вкл}})/I_{\text{выкл}} = E(1 - k)/I_{\text{выкл}}$; $k = U_{\text{вкл}}/E$; $U_{\text{выкл}}$ и $I_{\text{вкл}}$ — напряжение выключения и ток включения однопереходного транзистора соответственно.

Если $R > R_{\max}$, то после включения источника питания напряжение на конденсаторе будет недостаточным для включения однопереходного транзистора, и он не включится. Если же $R < R_{\min}$, то после включения источника питания напряжение на конденсаторе будет достаточным для включения однопереходного транзистора, он включится, и конденсатор начнет разряжаться. После разрядки конденсатора транзистор останется во включенном состоянии, так как его рабочая точка будет на втором восходящем участке ВАХ. Таким образом, после однократного включения однопереходной транзистор (ОПТ) останется во включенном состоянии. Колебания в обоих случаях невозможны.

Если условие $R_{\min} < R < R_{\max}$ выполнено, то устройство начнет работать в автоколебательном режиме. При зарядке конденсатора напряжение на эмиттере транзистора будет стремиться к предельному напряжению питания. Постоянная времени зарядки конденсатора при $r \ll R$ будет близка к RC . Эта постоянная и будет определять интервал между импульсами.

Длительность выходного импульса определяется временем разряда конденсатора C , который разряжается через транзистор и резистор с сопротивлением r . Для получения большой амплитуды импульса необходимо, чтобы сопротивление r , оставаясь малым, было в то же время в несколько раз больше, чем внутреннее со-

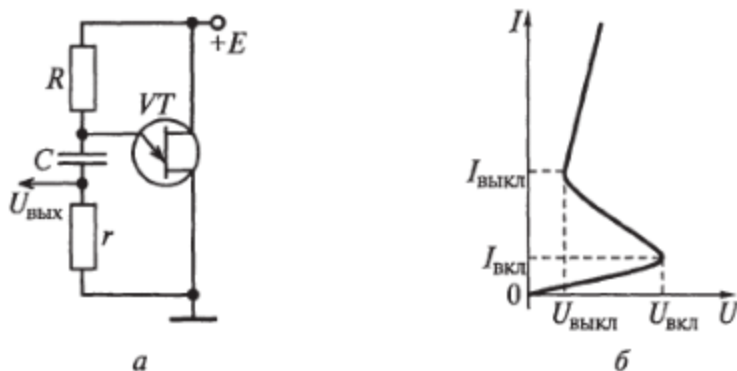


Рис. 5.17. Принципиальная схема автоколебательного генератора на однопереходном транзисторе (а) и его ВАХ (б)

противление транзистора база—эмиттер. Учитывая это, сопротивление r обычно берут в несколько раз больше сопротивления транзистора. Поэтому длительность импульса $\tau \approx rC$.

5.6. Ждущие мультивибраторы на тиристорах

В исходном состоянии при отсутствии запускающих импульсов ток управляющего электрода тиристора из-за связи с катодом через резистор $R1$ близок к нулю (рис. 5.18). Тиристор имеет напряжение включения более высокое, чем напряжение питания. Вследствие этого тиристор находится в выключенном состоянии. Его ВАХ так же, как и у однопереходного транзистора имеет S -образную форму.

Времязадающий конденсатор C при закрытом тиристоре заряжен, и на обкладках его напряжение равно E . Запускающий импульс подается через конденсатор $C1$ на управляющий электрод тиристора. Он вызывает увеличение прямого тока управляющего электрода, вследствие чего напряжение включения тиристора снижается. При определенном значении тока управляющего электрода напряжение E , поддерживающееся на обкладках конденсатора C , станет превышать напряжение включения тиристора, и он лавинно включится. Конденсатор C начинает разряжаться через резистор с сопротивлением r и выходную цепь включенного тиристора. Используя аппроксимацию второго восходящего участка ВАХ тиристора, схему выходной цепи анод—катод включенного тиристора можно заменить эквивалентной схемой в виде последовательно включенных источника напряжения, резистора с сопротивлением r и тиристора, сопротивление которых будет $r + r_{т.вкл}$, где $r_{т.вкл}$ — сопротивление включенного тиристора. Постоянная времени цепи разряда конденсатора будет следующей: $C(r + r_{т.вкл})$.

Резистор с сопротивлением r ограничивает ток при разряде конденсатора C на допустимом для данного типа тиристора уровне. Мак-

симальное значение разрядного тока близко к $E/(r + r_{т.вкл})$. Анодный ток включенного тиристора состоит из составляющей, протекающей через резистор R от источника питания E , и тока разряда конденсатора C . Для того чтобы тиристор после формирования выходного импульса выключился, ток управляющего электрода должен быть меньше тока выключения. Это определяется следующим условием выбора сопротивления резистора R :

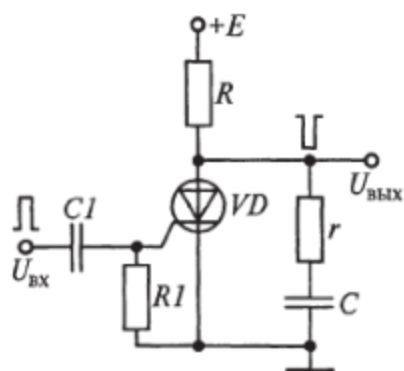


Рис. 5.18. Принципиальная схема ждущего мультивибратора на тиристоре

$$E/(I_{\text{выкл}}) < R \ll r_{\text{т.вкл.}}$$

Так как при этом значение R остается существенно большим r и $r_{\text{т.вкл.}}$, то ток через резистор можно считать постоянным в течение формирования длительности импульса и не зависящим от процесса разряда конденсатора C . Ток разряда конденсатора уменьшается по экспоненциальному закону, стремясь к предельному нулевому значению. Когда суммарный анодный ток тиристора уменьшится до значений $I_{\text{выкл.}}$, произойдет его выключение. Учитывая экспоненциальный характер изменения тока разряда конденсатора можно выбрать оптимальную длительность интервала между выходными импульсами: $C(R + r)$.

Контрольные вопросы

1. Что такое блокинг-генератор и что для него характерно?
2. Что такое регенеративный блокинг-процесс и что для него характерно?
3. Что такое релаксационный процесс и что для него характерно?
4. Чем различаются ждущие и автоколебательные блокинг-генераторы?
5. В чем состоят особенности блокинг-генераторов на транзисторах с общим коллектором и общей базой?
6. Перечислите особенности блокинг-генераторов на транзисторах с формирующей линией.
7. В чем состоят особенности блокинг-генераторов на транзисторах с контуром ударного возбуждения?
8. Зачем нужна синхронизация блокинг-генератора и как она осуществляется?
9. Для чего необходимо деление частоты импульсов и как оно происходит?
10. Каким образом осуществляется многократное деление частоты?
11. Какие специальные микросхемы генераторов импульсов вы знаете? В чем их преимущества?
12. С помощью каких схем реализуются генераторы линейно изменяющегося напряжения?
13. В чем преимущества и недостатки простых схем ГЛИН? Каким параметром оценивают их качество?
14. Как осуществляется стабилизация тока заряда в транзисторных схемах ГЛИН?
15. В чем состоят особенности ГЛИН на МДП-транзисторах?
16. Перечислите особенности ГЛИН на операционных усилителях.
17. В чем состоят особенности ГЛИН на логических элементах?
18. Какую особенность имеет вольт-амперная характеристика туннельных диодов? Как реализуется на нем мультивибратор?
19. Какие режимы работы и импульсные устройства можно организовать на туннельном диоде?
20. Как реализуется мультивибратор на однопереходном транзисторе?
21. Каким образом реализуется ждущий блокинг-генератор на тиристоре?

ГЛАВА 6

ИМПУЛЬСНЫЕ ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

6.1. Интегральные микросхемы триггеров

Триггером называется бистабильное импульсное устройство с двумя устойчивыми состояниями, способное под воздействием внешних импульсов переходить из одного состояния в другое. В подразд. 2.3 были рассмотрены схемы симметричных RS -триггеров на транзисторах и логических элементах. В гл. 4 было показано, как используется триггер для формирования прямоугольных импульсов. Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое происходит скачком под воздействием входных сигналов. Резкий процесс смены состояний триггера имеет несколько синонимов: переброс, переключение, опрокидывание. RS -триггер имеет два логических входа (R и S) и два логических выхода (Q и P). Причем логическое значение на выходе P обязательно является инвертированным значением состояния Q .

Недостатком триггеров с прямыми входами является тот факт, что при поступлении на оба входа сигнала в виде положительного единичного импульса возникает неопределенность результирующего положения триггера и сигналов на его выходе. Сигнал на выходе этого триггера определяется последним срезом импульсов S и R при их окончании.

RS -триггеры в интегральном исполнении. Основой большинства цифровых микросхем является симметричный триггер в интегральном исполнении, содержащий два транзисторных ключа, охваченных перекрестными положительными обратными связями (рис. 6.1).

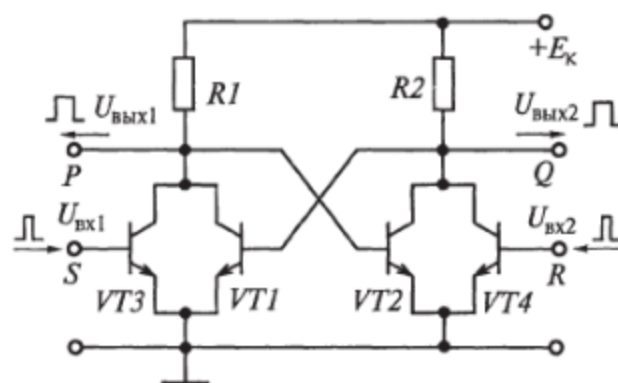


Рис. 6.1. Схема RS -триггера в интегральном исполнении

Собственно триггер (триггерная ячейка) образован транзисторами $VT1$ и $VT2$. Ключи, собранные на транзисторах $VT3$ и $VT4$, являются вспомогательными и служат для управления переключением триггерной ячейкой от внешних импульсных сигналов. Они почти все время закрыты и на статические характеристики триггерной ячейки практически не влияют. Триггер имеет два устойчивых состояния: первое — транзистор $VT1$ открыт и насыщен, а транзистор $VT2$ закрыт; второе — транзистор $VT1$ закрыт, а транзистор $VT2$ открыт и насыщен.

Пусть триггер находится в первом устойчивом состоянии. При этом оба вспомогательных транзистора $VT3$ и $VT4$ закрыты. Напряжение $U_{\text{вых}2}$ на коллекторе закрытого транзистора $VT2$ близко к напряжению питания (рис. 6.2). Ток базы транзистора $VT1$, протекающий через резистор $R2$ и создающий на нем падение напряжения, удерживает этот транзистор открытым. В результате напряжение на коллекторе транзистора $VT1$ будет близким к нулю. Поскольку коллектор транзистора $VT1$ соединен непосредственно с базой транзистора $VT2$, то последний будет закрыт. Следовательно, триггер находится в первом устойчивом состоянии. Симметричная картина наблюдается в триггере, когда он находится во втором устойчивом состоянии.

Переключение триггера производится входными (отпирающими) импульсами положительной полярности (см. рис. 6.1), подаваемыми на $U_{\text{вх}1}$ (вход S) и $U_{\text{вх}2}$ (вход R) и соответственно на базу того вспомогательного транзистора, который включен параллельно соответствующему закрытому основному транзистору. Для переключения триггера, находящегося в первом устойчивом состоянии, входной импульс подают на базу транзистора $VT4$. При этом транзистор $VT4$ откроется, напряжение $U_{\text{вых}2}$ на его коллекторе, а значит и на базе транзистора $VT1$, упадет до нуля, вызывая запертие последнего. В результате действия положительной обратной связи транзистор $VT2$ открывается до режима насыщения. Триггер переходит во второе устойчивое состояние. Чтобы вернуть его в первое состояние (опрокинуть триггер) нужно открыть входным импульсом вспомогательный транзистор $VT3$. Такой запуск триггера, называемый *раздельным*, характеризуется последовательной подачей входных импульсов на входы $U_{\text{вх}1}$ и $U_{\text{вх}2}$ и базы вспомогательных транзисторов $VT3$ и $VT4$ (см. рис. 6.2).

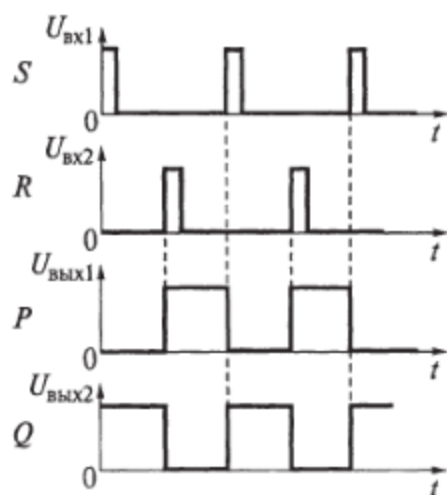


Рис. 6.2. Циклограмма ИМС RS-триггера

Необходимо отметить, что одновременная подача отпирающих импульсов на оба входа в данной схеме недопустима. Действительно, если входные импульсы поступают одновременно, то на базах основных транзисторов $VT1$ и $VT2$ создадутся нулевые потенциалы, и они оба закроются. По окончании входных сигналов оба эти транзистора откроются, и схема временно окажется в неустойчивом состоянии, из которого под воздействием внутренних флуктуаций в элементах схемы триггер может равновероятно перейти в любое из двух устойчивых состояний. Таким образом возникает неопределенность последующего состояния триггера, что недопустимо, так как основным назначением триггера является запоминание (хранение) цифровой информации. Приняв одно из состояний за 1, а второе за 0, можно считать, что триггер помнит один разряд числа, записанного в двоичном коде. Если такая запись будет неоднозначной, то возникнет ошибка в последующих вычислениях.

Микросхемы интегральных триггеров. В одном корпусе таких микросхем обычно выполняют несколько специализированных триггеров и вспомогательных логических элементов управления их входами (схемы входной логики). В зависимости от структуры схемы входной логики получают триггеры с разными функциональными возможностями, подразделяемые на следующие типы: RS , RSC , D , T , JK и др.

По способу управления триггеры подразделяют на асинхронные и синхронные (тактируемые). Переключение *асинхронных* триггеров происходит непосредственно с поступлением входного сигнала на их информационный вход. *Синхронные* триггеры имеют дополнительный тактовый вход C для подачи тактового импульса. Переключение триггера (или опрокидывание) происходит только при одновременном поступлении входного и тактового импульсов.

Существуют одноктактные (T) и двухтактные, или двухступенчатые (TT), триггеры. Одноктактные триггеры переключаются по переднему фронту тактового импульса, а двухтактные — по его срезу. Триггеры имеют два выхода: прямой Q и инверсный P , соответствующий обратному значению Q (если $Q = 1$, то $P = 0$, и наоборот, если $Q = 0$, то $P = 1$). Считают, что триггер находится в единичном состоянии, когда $Q = 1$ и $P = 0$, а в нулевом состоянии, когда $Q = 0$ и $P = 1$.

Вход, по которому триггер устанавливается в единичное состояние, называют входом S (*set*), а в нулевое — входом R (*reset*). На двух входах RS -триггера возможны четыре комбинации сигналов. Если $S = 1$, $R = 0$, триггер переходит в единичное состояние ($Q = 1$, $P = 0$), если же $S = 0$, $R = 1$ — в нулевое ($Q = 0$, $P = 1$). При установке на входах логических нулей ($S = 0$, $R = 0$) триггер сохраняет предыдущее состояние. Такую комбинацию входных сигналов назы-

вают нейтральной, или запоминающей (памятью). Если на входы одновременно поступают единичные сигналы ($S=1$, $R=1$), то на обоих выходах появляются логические нули ($Q=0$ и $P=0$), и триггер утрачивает свои свойства, поскольку после окончания импульсов под воздействием внутренних факторов он может равновероятно установиться как в единичное, так и нулевое состояние. Такая комбинация входных сигналов является запрещенной для RS -триггера.

RS -триггер, построенный на логических элементах ИЛИ-НЕ и переключающийся единичными входными сигналами, называют *триггером с прямыми входами* (рис. 6.3). Приведенный триггер на логических элементах ИЛИ-НЕ является аналогом RS -триггера с прямыми входами на транзисторах (см. рис. 6.1), в котором $U_{вх1}$ является входом S , а $U_{вх2}$ — входом R . Очевидно, что $U_{вых1}$ соответствует инверсному выходу P , а $U_{вых2}$ — прямому выходу Q .

Если RS -триггер выполнен на логических элементах И-НЕ (рис. 6.4, а), то для того чтобы он вырабатывал те же выходные сигналы, что и триггер с прямыми входами, необходимо подавать на его входы инверсные сигналы. Поэтому он называется *RS -триггером с инверсными входами* и в его условном обозначении (рис. 6.4, в) на входах интегральной схемы показаны знаки инверсии (кружочки).

Триггер работает следующим образом (рис. 6.4, б). Если $S=0$, $R=1$, триггер переходит в единичное состояние ($Q=1$, $P=0$). Если $S=1$, $R=0$, триггер переходит в нулевое состояние ($Q=0$, $P=1$). Если же $S=1$, $R=1$, триггер сохраняет предшествующее состояние (состояние запоминания). При установке на входах логических нулей ($S=0$, $R=0$) на выходе RS -триггера с инверсными входами возникает неопределенность. Для устранения этого недостатка созданы другие типы триггеров. Кроме того, существуют специальные синхронные триггеры, которые переключаются только при наличии синхронизирующего импульса.

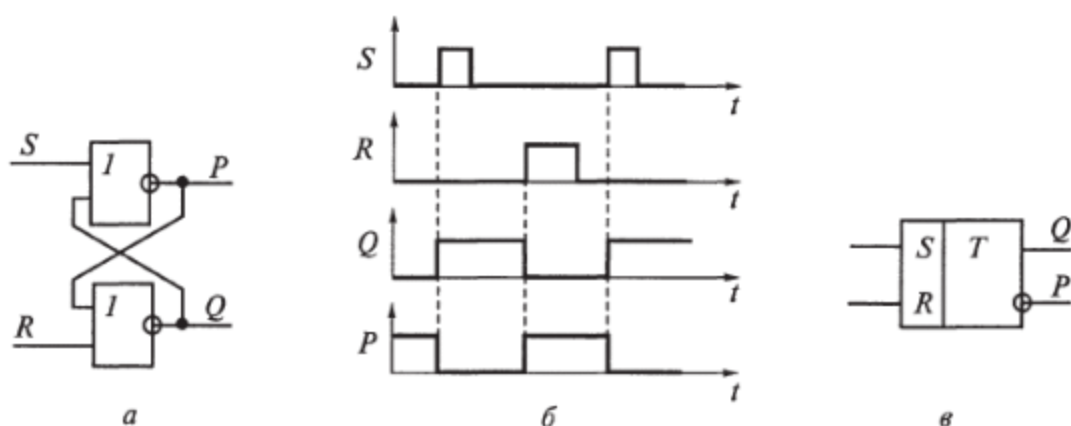


Рис. 6.3. Асинхронный RS -триггер на логических элементах ИЛИ-НЕ: а — структурная схема; б — временные диаграммы; в — условное обозначение

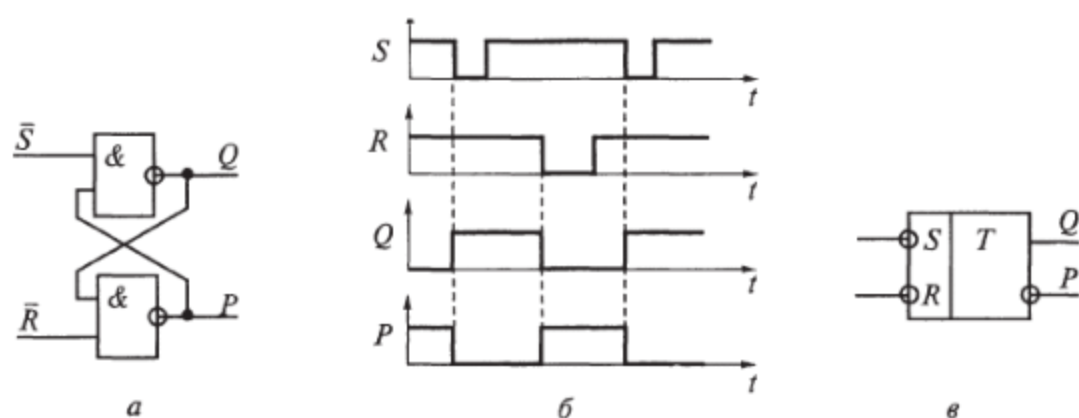


Рис. 6.4. Асинхронный RS -триггер с инверсными входами на логических элементах И-НЕ:

a — структурная схема; b — временные диаграммы; c — условное обозначение

Синхронный RSC -триггер. Иногда переключающие сигналы логического уровня 1 поступают одновременно на входы S и R RS -триггера. Это происходит из-за того, что ранее они проходят через разное число узлов, имеющих разную задержку. Такое явление называют *гонками импульсов*. В результате на входах создается ситуация в течение некоторого времени, когда новые значения одних сигналов сочетаются с предыдущими значениями других, что может привести к ложному срабатыванию триггера. Последствия гонок импульсов можно устранить временным стробированием, когда на элемент кроме информационных сигналов подаются тактирующие (синхронизирующие) импульсы, к моменту прихода которых информационные сигналы заведомо успевают установиться на входах.

Схема одноступенчатого синхронного RSC -триггера содержит дополнительный вход синхронизации (рис. 6.5, a). Его также называют просто C -триггером или тактируемым триггером. Схема содержит асинхронный RS -триггер с прямыми входами (собранный на элементах ИЛИ-НЕ) и два конъюнктора (логических элемента И). Последние передают переключающую логическую 1 с информационного S - или R -входа на соответствующие входы асинхронного триггера T только при наличии логической 1 на синхронизирующем входе C . При $C = 0$ информация с S - и R -входов на триггер T не передается.

Такую же структуру имеет схема тактируемого RSC -триггера на основе асинхронного RS -триггера с инверсными входами на логических элементах И-НЕ (рис. 6.5, b). Логические элементы И-НЕ использованы в схеме, чтобы обеспечить переключающий логический 0 на соответствующем входе триггера с инверсными входами из положительного входного импульса. Логический 0 на выходе такого элемента будет при логических 1 на его входах, т.е. при $R = 1$, $C = 1$.

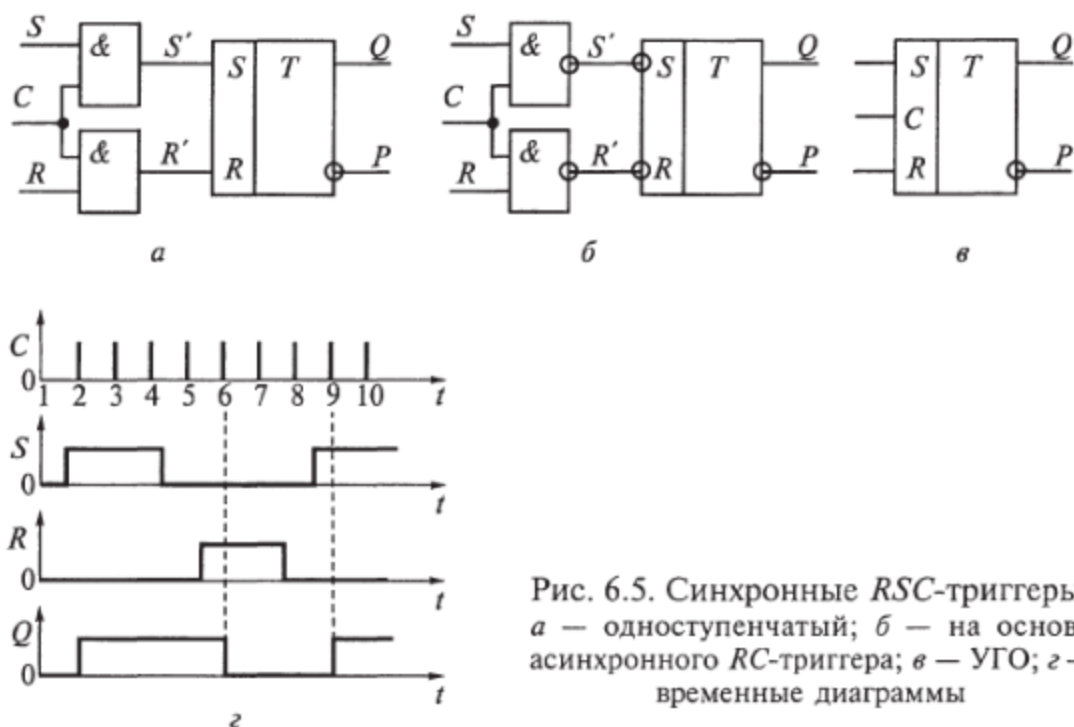


Рис. 6.5. Синхронные RSC -триггеры: a — одноступенчатый; b — на основе асинхронного RC -триггера; v — УГО; z — временные диаграммы

Временные диаграммы RSC -триггера (рис. 6.5, z) приведены без учета времени его переключения. Переключение триггера в состояние $Q = 1$ происходит при $S = 1$ с поступлением второго синхроимпульса когда на выходе S' появляется логическая 1. Этот сигнал вызывает переключение триггера в состояние $Q = 1$, так как до этого он был установлен в состояние $Q = 0$. Шестой синхроимпульс с сигналом $R = 1$ обеспечивает на выходе $R' = 1$, что переключает триггер из состояния $Q = 1$ в состояние $Q = 0$. Только при совпадении синхронизирующего импульса сигнала C с импульсами S и R происходит переключение триггера. Таким образом можно формировать длинные стробирующие импульсы постоянного единичного напряжения.

Двухступенчатый синхронный RSC -триггер. Рассмотренные RSC -триггеры переключаются при наличии на C -входе синхронизирующего импульса, т.е. появлении потенциала логического уровня 1. В этих триггерах тактирование осуществляется фронтом синхроимпульса или перепадом потенциала от 0 к 1. Вместе с тем для тактирования можно использовать и срез синхронизирующего импульса (перепад от 1 к 0). Такое тактирование обеспечивают, используя двухступенчатый триггер, включающий в себя два синхронных RSC -триггера (рис. 6.6, a).

При наличии на линии C логической 1 триггер $T1$ воспринимает информацию, поступившую по линиям S и R и определяющую его состояние. В это время на C -входе триггера $T2$ находится логический 0 с выхода инвертора. Сигналы с выходов $T1$ блокированы тактовым входом $C' = 0$ и не воздействуют на триггер $T2$. В момент окончания действия логической 1 на линии C ($C = 0$) на выходе

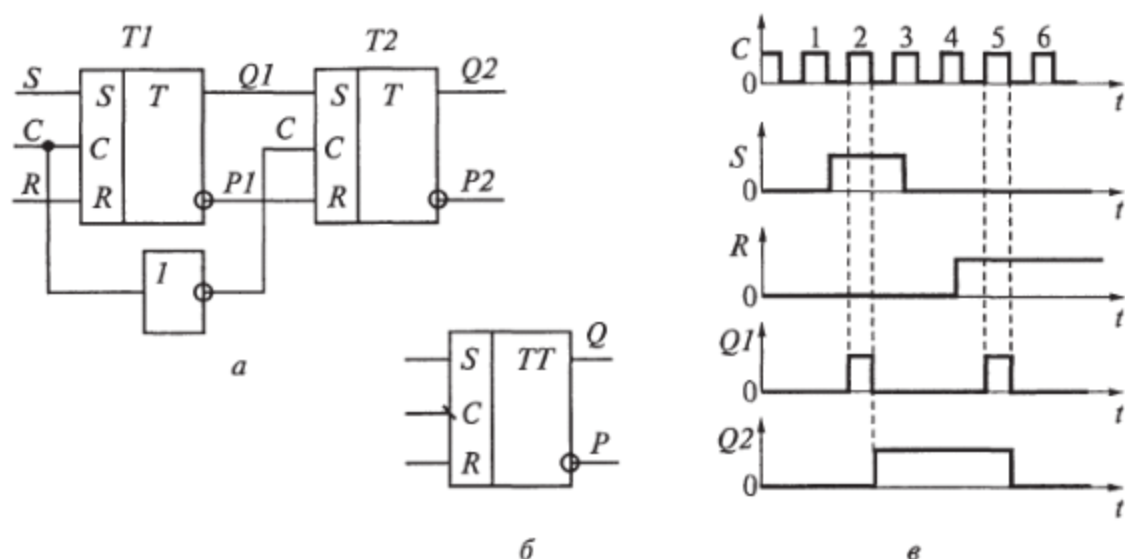


Рис. 6.6. Двухтактный (тактируемый) синхронный RSC-триггер:
 а — структурная схема; б — УГО; в — временные диаграммы

инвертора C' появляется логическая 1, разрешающая перезапись в триггер $T2$ информации из триггера $T1$. Таким образом, в первую ступень информация с линий S и R записывается с приходом тактового импульса, т. е. по его фронту. Состояние первой ступени передается второй с окончанием тактового импульса, т. е. по его срезу (рис. 6.6, в).

Условное графическое изображение двухступенчатого RSC-триггера с динамическим C -входом и переключением посредством перепада входного сигнала от 1 к 0 (перепада I/O — input/output), приведено на рис. 6.6, б (обозначается двумя буквами T). Подчеркнем разницу между одноступенчатым и двухступенчатым синхронными триггерами. Одноступенчатый триггер можно переключить, если при $C = 1$ изменить комбинацию на установочных входах с прежней (например, $S = 1$, $R = 0$) на новую ($S = 0$, $R = 1$) или наоборот. В двухступенчатом триггере при $C = 1$ вторая ступень отключена от первой, а при $C = 0$ первая ступень не принимает информацию с S - и R -входов. Только при изменении сигнала на тактовом входе информация из первой ступени перезаписывается во вторую, и состояния выходов Q и P изменяются.

Переключение триггера в целом происходит в два такта. Его осуществляют две последовательности импульсов, смещенные во времени. Фронт импульса C воздействует на тактовый вход первой ступени, а срез импульса воздействует на второй триггер. Разрешающий сигнал получается в данном случае инвертированием сигнала C и снимается с выхода инвертора. Поэтому двухступенчатый триггер рассмотренной структуры называют *двухтактным* и обозначают буквами TT .

Интегральные микросхемы синхронных триггеров обычно имеют дополнительные асинхронные входы, по которым RSC-триг-

гер, независимо от сигнала на тактовом входе, переключается в состояние 1 (при входном импульсе $S=1$) или 0 (при $R=1$). Такие входы называют *нетактируемыми*. В тексте их указывают после информационных. Так, RS -триггер с асинхронными входами обозначается $RSRS$.

Триггер со счетным запуском (T -триггер). Триггер такого типа переключается каждым импульсом на счетном входе T (счетным импульсом). Его можно выполнить на основе двухступенчатого RSC -триггера, если перед приходом каждого тактового импульса иметь на информационных входах потенциалы, которые должны быть на выходах Q и P после переключения. Такими потенциалами до переключения обладают соответственно выходы Q и P первого каскада, так как в результате переключения выходы любого триггера обмениваются потенциалами. Поэтому переключение каждым счетным импульсом будет обеспечено, если выход Q соединить с R -входом, а выход P — с S -входом (рис. 6.7).

При появлении тактового импульса триггер $T1$ первой ступени переключается в состояние, противоположное состоянию триггера $T2$. Но это не вызывает изменения состояния триггера $T2$ и потенциалов на выходах $Q2$ и $P2$, так как с выхода инвертора на тактовом входе триггера $T2$ поступает логический 0. Только после окончания тактового импульса T на входе $T1$ переключится триггер $T2$ и произойдет изменение потенциалов на выходах $Q2$ и $P2$, а также на входах R и S первой ступени. В T -триггере, как и в тактируемом двухступенчатом RSC -триггере, первая ступень переключается по фронту входного импульса, а вторая — по его срезу.

Триггер задержки (D -триггер). Триггер такого типа имеет один информационный D -вход и тактовый C -вход. Он состоит из синхронного RSC -триггера с дополнительным инвертором (рис. 6.8).

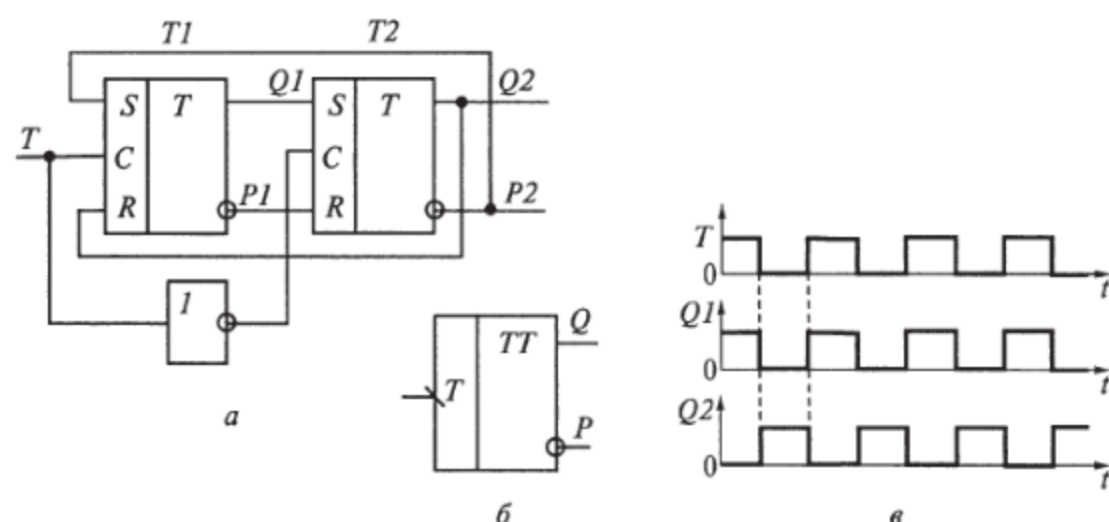


Рис. 6.7. Счетный T -триггер:

a — структурная схема; b — УГО; $в$ — временные диаграммы

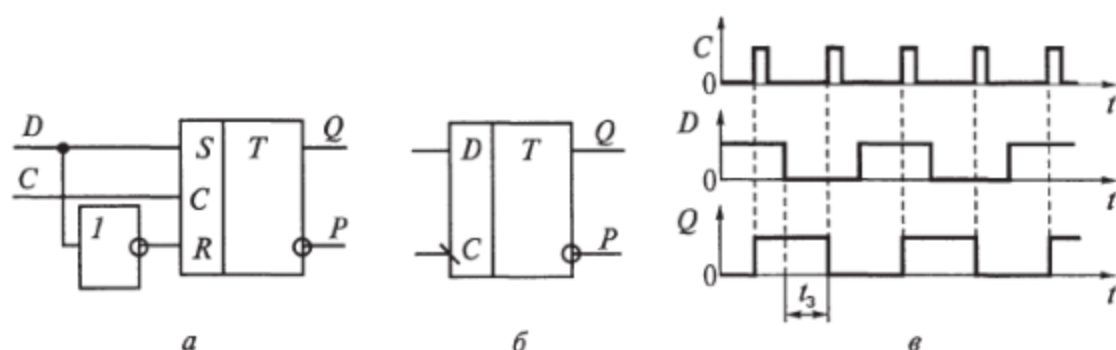


Рис. 6.8. D -триггер задержки:

a — структурная схема; b — УГО; $в$ — временные диаграммы

Потенциал D -входа передается на S -вход триггера, а на входе R устанавливается логически противоположный потенциал, т. е. сигналы на S - и R -входах оказываются взаимно инвертированными. Это приводит к тому, что при $C = 1$ любой сигнал на входе D создает на S - и R -входах комбинацию ($S = 1, R = 0$ или $S = 0, R = 1$), способную переключить триггер в состояние $Q = D$. Таким образом, при $C = 1$ триггер задержки является повторителем, т. е. на выходе Q повторяется потенциал D -входа. Однако это повторение начинается только в момент поступления тактового импульса на вход C . В результате происходит задержка на время t_3 . При $C = 0$ триггер TI не переключается, он хранит информацию, поступившую при $C = 1$ с D -входа.

Триггер задержки (рис. 6.9) можно выполнить двухступенчатым (двухтактным). При этом его первая ступень представляет собой одноступенчатый D -триггер, а вторая — синхронный RSC -триггер. Состояние D -входа передается первому триггеру с приходом тактового импульса, т. е. по его фронту. Второй триггер принимает состояние первого с окончанием тактового импульса, т. е. по его срезу.

Если после каждого переключения обеспечить автоматическую смену уровня потенциала на D -входе, то с каждым импульсом на C -входе триггер будет менять свое состояние. Указанная смена

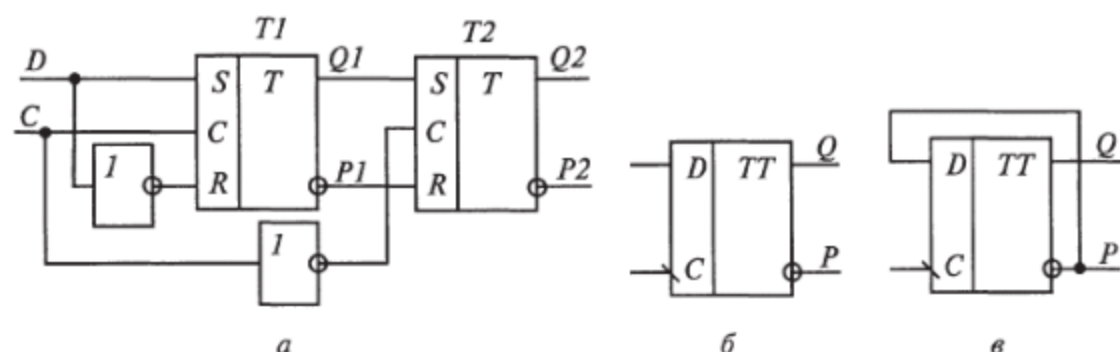


Рис. 6.9. Двухтактный D -триггер задержки:

a — структурная схема; b — УГО; $в$ — схема его использования в счетном режиме

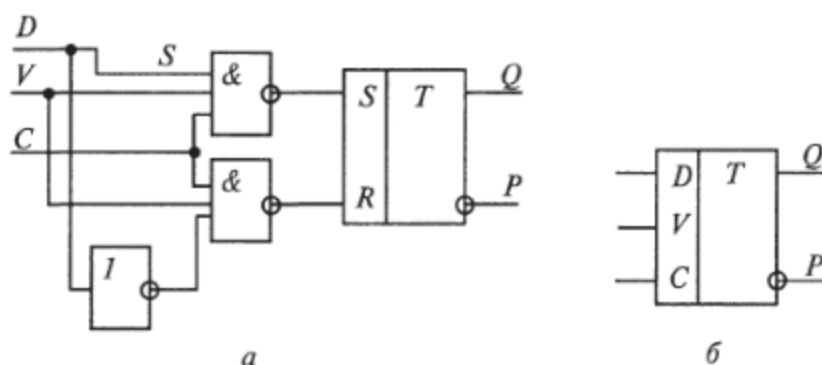


Рис. 6.10. *DV*-триггер с блокирующим входом:
a — структурная схема; *б* — УГО

потенциала осуществляется, если *D*-вход соединить с выходом *Q* (аналогично соединениям в счетном *T*-триггере). Такой режим *D*-триггера называется счетным. Временная диаграмма работы *D*-триггера в счетном режиме аналогична диаграмме работы счетного *T*-триггера. Выход *Q* повторяет состояние *D*-входа с поступлением очередного тактового импульса на вход *C*, т. е. переключается.

***DV*-триггер.** Кроме однотактного и двухтактного *D*-триггеров существует *DV*-триггер с блокирующим входом (рис. 6.10). По приведенной схеме легко понять работу такого триггера. Если на его *V*-вход подано напряжение логического уровня 1, то он функционирует аналогично *D*-триггеру (см. рис. 6.8, *a*). Если на *V*-входе установить логический 0, то триггер блокируется: его состояние остается таким, каким оно было до этого, независимо от смены сигналов на *D*-входе и поступления синхронизирующих импульсов. Возможность отключать *DV*-триггер от информационных сигналов расширяет его функциональные возможности по сравнению с *D*-триггером.

Так как в рассматриваемых триггерах информация поступает по одной шине — на *D*-вход, то явление гонок импульсов здесь исключено. Это позволяет использовать *D*-триггеры в быстродействующих цифровых устройствах.

***JK*-триггер.** Триггеры такого типа обычно выполняют тактируемыми, они похожи на *RS*-триггеры и имеют два информационных входа (*J* и *K*), которые по своему влиянию аналогичны входам *S* и *R* тактируемого *RSC*-триггера (рис. 6.11, *a*). Схема работает следующим образом. При *J* = 1, *K* = 0 триггер по тактовому импульсу устанавливается в состояние *Q* = 1; при *J* = 0, *K* = 1 — переключается в состояние *Q* = 0, а при *J* = *K* = 0 — хранит ранее принятую информацию. В отличие от *RSC*-триггера, одновременное присутствие напряжений логических 1 на информационных входах *R* и *S* не является для *JK*-триггера запрещенной комбинацией. При *J* = *K* = 1 триггер работает в счетном режиме, т. е. переключается каждым тактовым импульсом на входе *C*.

Схема *JK*-триггера отличается от схемы *T*-триггера (см. рис. 6.6, *a*) элементами входной логики первой ступени. Это два трехвходо-

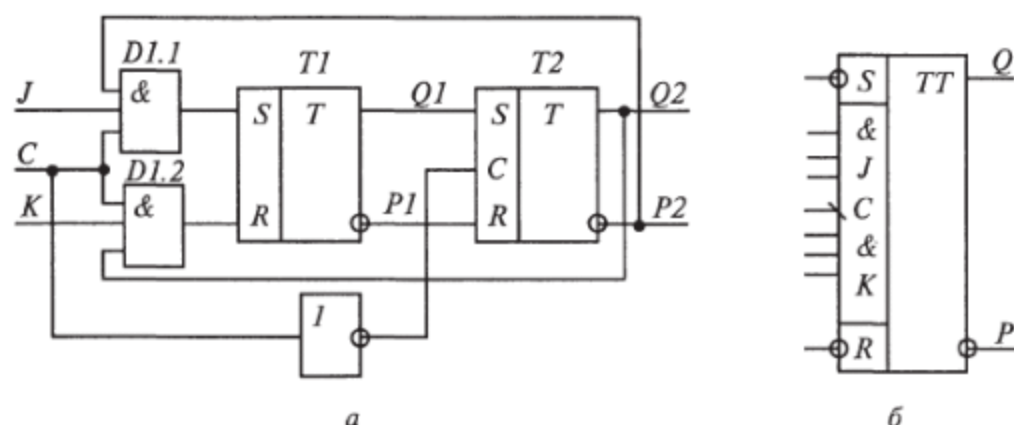


Рис. 6.11. *JK*-триггер:
а — структурная схема; б — УГО

вых конъюнктора (логических элементов И) на информационных входах J и K . Они включаются только при наличии напряжения логической 1 одновременно на всех трех входах. Синхронизирующие импульсы C -входа подаются как на конъюнкторы, так и на инвертор, через который срезом импульса C запускается второй триггер, запоминающий состояние первого.

При $J = K = 0$ на выходах логических элементов $D1.1$ и $D1.2$ устанавливаются логические 0, которые для триггеров с прямыми входами являются пассивными сигналами и, следовательно, триггер $T1$ и *JK*-триггер в целом сохраняют прежнее состояние.

Чтобы на выходе элемента $D1.1$ появилась логическая 1, которая переключит триггер $T1$ в состояние $Q1 = 1$, на его входах необходимо присутствие сигналов $J = 1$, $C = 1$, а также логической 1 с выхода $P2$. Таким образом, комбинация $J = 1$ и $K = 0$ обуславливает переключение триггера $T1$ по тактовому импульсу C в состояние $Q1 = 1$, $P1 = 0$. Если оно было таким и ранее, то состояние триггера не изменится. По срезу импульса C -входа состояние триггера $T1$ передается триггеру $T2$, на выходе которого будет результирующее состояние *JK*-триггера: $Q = 1$, $P = 0$. Аналогично, логическая 1 будет на выходе элемента $D1.2$, когда $K = 1$, $C = 1$ и $Q = 1$. При этом триггер $T1$ переключится в состояние $Q1 = 0$, $P1 = 1$. Соответственно, по срезу импульса C -входа состояние триггера $T1$ передается триггеру $T2$, на выходе которого будет результирующее состояние *JK*-триггера: $Q = 0$, $P = 1$.

Сочетание $J = K = 1$ приводит к тому, что схема становится эквивалентной схеме *T*-триггера, работающего в счетном режиме (см. рис. 6.7). Таким образом, *JK*-триггер начинает работать в счетном режиме: переключение фронтом тактового импульса C , обратное переключение срезом импульса C .

Обозначим текущее состояние прямого выхода *JK*-триггера как Q_t , а последующее — Q_{t+1} . Тогда таблица переключений *JK*-триггера по тактовому импульсу может быть составлена по его следу-

ющим переходам. Если $J = K = 0$, то $Q_{t+1} = Q_t$, триггер сохраняет предыдущее состояние. Комбинация $J = K = 1$ приводит к тому, что тактовым импульсом триггер переключается в состояние, противоположное предыдущему: $Q_{t+1} = P_t$ (P_t — инверсное состояние Q_t). Сочетания $J = 1$, $K = 0$ дают триггеру разрешение переключиться в состояния $Q = 1$ и $P = 0$, а сочетания $J = 0$, $K = 1$ — в состояния $Q = 0$, $P = 1$.

В JK -триггере имеются два дополнительных инверсных входа S и R , используемых для его принудительной установки в состояние 1 или 0. При этом состояния входов J , K и C могут быть совершенно произвольными. Если необходимо исключить влияние входов принудительной установки S и R , то на них подают логическую 1. Для этого к S и R входам подключают напряжение питания микросхемы через резисторы, ограничивающие ток.

На рис. 6.11, б приведено условное изображение JK -триггера с инверсными R - и S - входами для асинхронной (неактивируемой) установки его в состояния 1 и 0, а также с динамическим тактовым входом C . Триггер имеет три J -входа и три K -входа. Каждая группа входов объединена конъюнкцией, т.е. логический элемент $D1.1$ имеет три J -входа, а элемент $D1.2$ — три входа K .

JK -триггеры вследствие их универсальности могут выполнять функции других триггеров. Рассмотрим схемные реализации различных видов триггеров на базе тактируемого JK -триггера (рис. 6.12).

Для превращения JK -триггера в T -триггер объединяют входы J и K (см. рис. 6.12, а). Если на эти входы подана логическая 1, а на вход C поступают тактовые импульсы, то триггер функционирует как двухтактный T -триггер. На входы J и K в этом случае необходимо подать логическую 1. При использовании JK -триггера в качестве D -триггера на входах J и K сигналы должны быть противофазными (логически противоположными), для чего на вход K сигнал подается через инвертор (см. рис. 6.12, б). При этом исключается влияние входов принудительной установки. В DV -триггера (см. рис. 6.12, в) имеется дополнительный вход V .

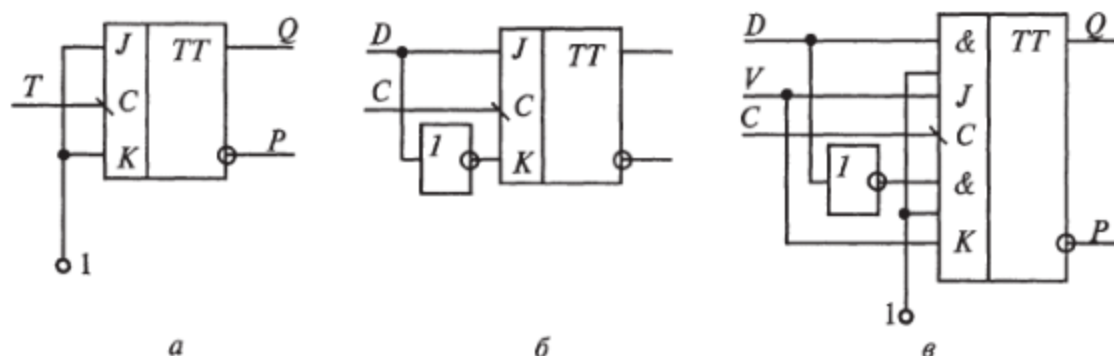


Рис. 6.12. Схемы различных видов триггеров на основе JK -триггера:
а — T -триггера; б — D -триггера; в — DV -триггера

Триггер Шмитта. Триггер такого типа имеет одно устойчивое состояние, из которого выводится запускающим импульсом. Интегральные триггеры Шмитта повторяют принципиальные особенности подобных триггеров на транзисторах: одна связь плеч схемы коллекторно-базовая, другая — эмиттерная.

Рассмотрим схему триггера Шмитта с расширителями I и II по ИЛИ для базовых ТТЛ-элементов, которые являются плечами схемы на рис. 6.13. Коллектор транзистора $VT2$ связан с базой $VT3$ через транзистор $VT4$, эмиттерная связь происходит через резистор $R7$. Подбором резисторов $R1$ и $R2$ можно регулировать пороги срабатывания триггера. Обычно $VT2$ закрыт, а $VT3$ открыт и насыщен. При подаче на вход положительного импульса $VT2$ открывается, а $VT3$ запирается, формируя на выходе короткий положительный импульс.

Отечественная промышленность выпускает триггеры Шмитта в виде монолитных интегральных микросхем, которые кроме триггера содержат сложный инвертор на выходе для повышения нагрузочной способности и входную логику, расширяющую функциональные возможности микросхемы. Триггеры Шмитта используются в основном как пороговые устройства и формователи прямоугольных импульсов из напряжения произвольной формы.

Триггеры Шмитта могут быть созданы на основе операционного усилителя с положительной обратной связью (рис. 6.14, а). Если $U_{\text{вх}}$ является отрицательным, а по абсолютному значению превосходит напряжение на неинвертирующем входе $U_1 = U_{\text{max}} R2 / (R1 + R2)$, то напряжение $U_{\text{вых}} = U_{\text{max}}$ и имеет положительный знак (рис. 6.14, б). Изменение $U_{\text{вх}}$ не влияет на состояние выхода, пока оно не окажется выше U_1 . При превышении этого напряжения (момент времени t_1) выходное напряжение меняет знак и принимает значение $U_{\text{вых}} = U_{\text{max}}$, которое сохраняется до тех пор, пока $U_{\text{вх}}$ не окажется отрицательным, а по абсолютной величине большим U_1 .

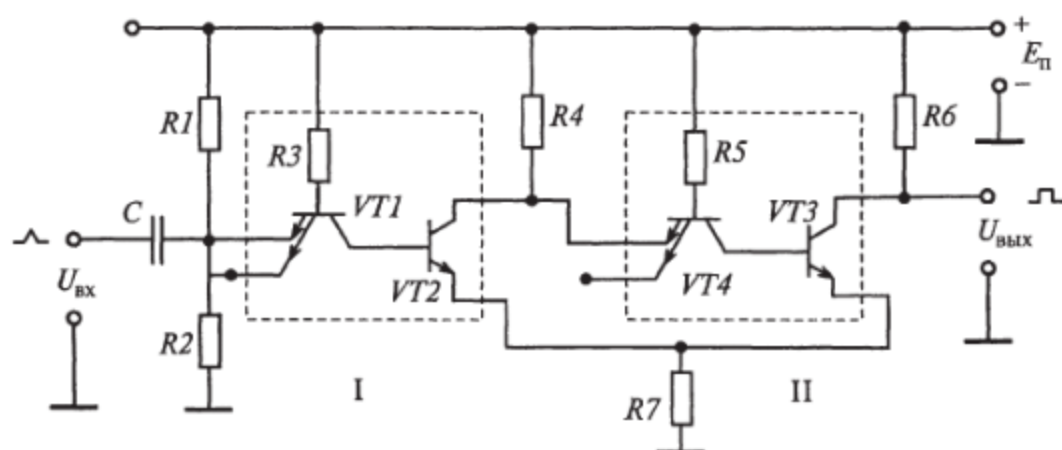


Рис. 6.13. Схема ИМС триггера Шмитта

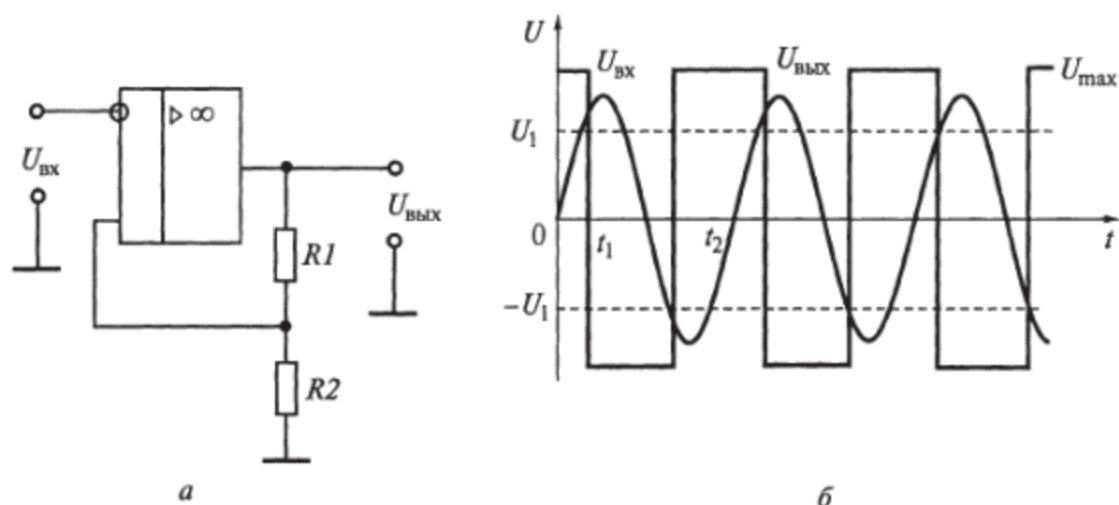


Рис. 6.14. Триггер Шмитта на операционном усилителе:
 а — структурная схема; б — эюры напряжений при синусоидальном воздействии

Делитель частоты на JK -триггерах. Рассмотрим пример реализации на основе JK -триггеров делителя частоты на 8 (рис. 6.15).

В приведенной схеме JK -триггеры использованы в качестве T -триггеров (см. рис. 6.15, а). Один T -триггер делит частоту следования входных импульсов на 2. Следовательно, для деления частоты на 8 требуется три последовательно соединенных JK -триггера. Входные импульсы подаются на тактовый вход C первого

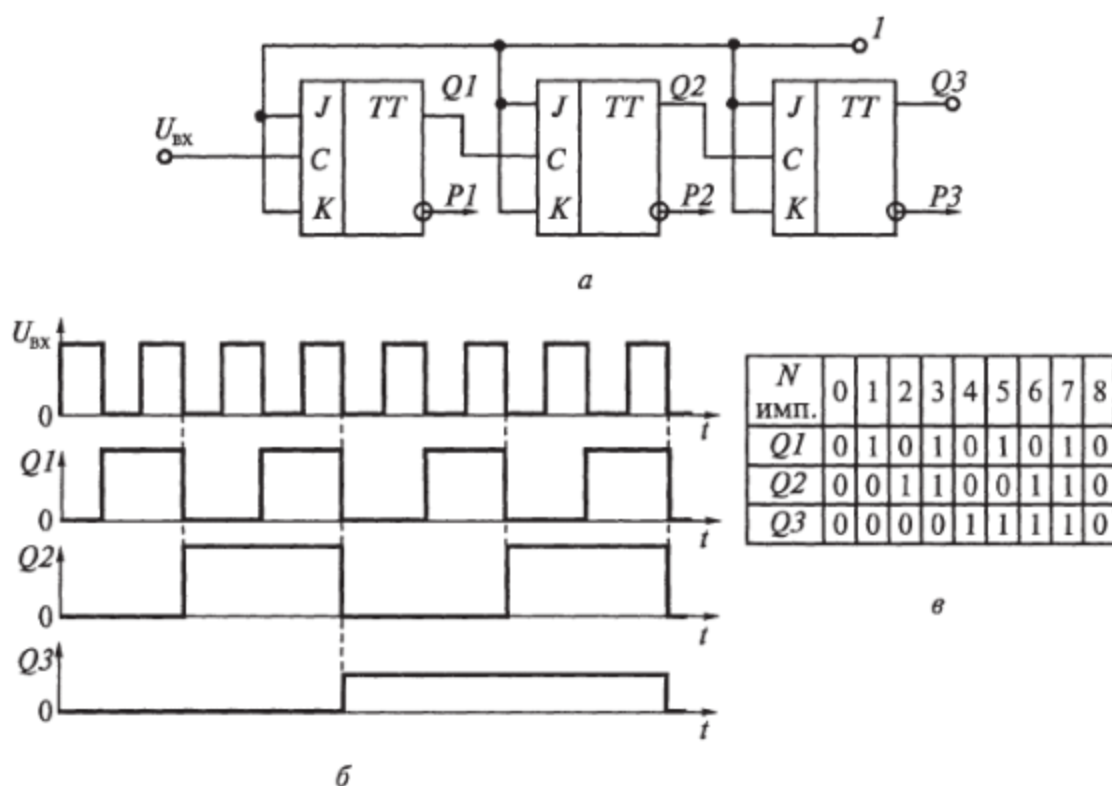


Рис. 6.15. Делитель частоты на 8 на JK -триггерах:
 а — электрическая схема; б — эюры напряжений; в — циклограмма

триггера, а входы C второго и третьего триггеров соединены соответственно с выходами Q первого и второго триггеров. На все остальные входы поданы логические 1 для установки триггеров в исходное состояние.

Временные диаграммы напряжений поступающих на вход импульсов и напряжения на прямых выходах триггеров с номерами 1, 2 и 3 показывают, что полный цикл последнего триггера завершается после восьмого синхронизирующего (см. рис. 6.15, б). Таким образом выполняется деление частоты синхроимпульсов на 8.

Применение триггеров. Интегральные микросхемы триггеров применяют во многих устройствах импульсной и цифровой техники, например:

- для создания ключей и переключателей (коммутаторов);
- запоминания и хранения информации (в регистрах памяти);
- деления частоты повторения импульсов;
- подсчета числа импульсов;
- формирования прямоугольных импульсов;
- получения меандровых последовательностей;
- восстановления формы импульса.

6.2. Элементы цифровых вычислительных устройств

Устройства запоминания (регистрации) двоичного кода. Целое положительное число N можно представить в двоичном виде:

$$N = a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_i 2^i + \dots + A12^1 + A02^0,$$

где i — номер разряда, а коэффициенты a_i имеют значение 0 или 1.

Число 5 записывают в десятичном виде как $N_{10} = 5$, а в двоичном — $N_2 = 101$. Таким образом, для записи числа 5 в двоичной системе потребовалось три разряда. Всего в трехразрядном коде можно записать 8 чисел. Числа в десятичной системе исчисления соответствуют их двоичным цифровым трехразрядным кодам следующим образом:

N_{10}	0	1	2	3	4	5	6	7
N_2	000	001	010	011	100	101	110	111

Для отображения двоичных чисел необходим набор устройств, имеющих значения 0 или 1. Таким устройством является триггер. Число триггеров равно числу разрядов двоичного кода.

Совокупность триггеров для выражения числа N называют *регистром*.

Информация в регистре на триггерах может храниться сколько угодно долго, т.е. регистр является элементом памяти (устройством хранения информации).

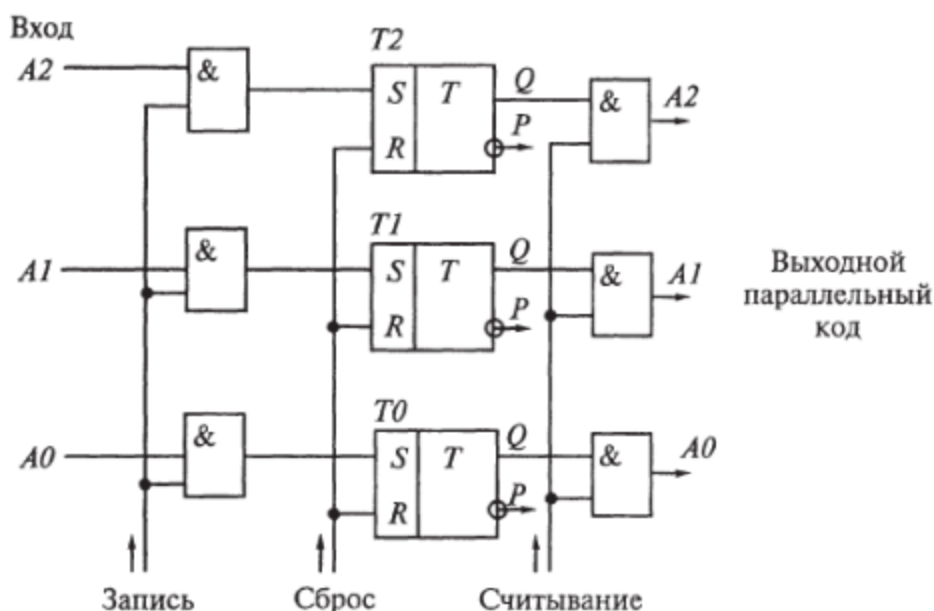


Рис. 6.16. Структурная схема устройства запоминания двоичного кода на основе регистра параллельного действия

Регистр параллельного действия. Структурная схема устройства памяти на основе регистра параллельного действия работает следующим образом (рис. 6.16). Запись и считывание проводят по всем разрядам $A2$, $A1$, $A0$ одновременно. Команда сброс выводит триггеры в состояние 0. Запись числа 5 в виде набора двоичных сигналов $A2$, $A1$, $A0$ (в этом случае 101) переводит триггеры в состояние, соответствующее числу, задаваемого на входе (101). Хранение двоичного числа в таком состоянии может быть сколь угодно долгим. Сигнал считывания разрешает передачу на выход параллельного кода (одновременно) 101', отражающего состояние триггеров.

Иногда для вычислений требуется сделать обращение кода, т. е. получить обратный код, называемый также *инвертированным*. Для этого используют *триггеры со счетным входом*. На структурной схеме устройства памяти на основе регистра параллельного действия для получения обратного кода подается импульс «Обращение кода» (рис. 6.17). Он дает инверсию Q_i . Повторный импульс «Обращение кода» восстанавливает код. Обращенный код используют для проведения операции сложения положительных и отрицательных двоичных чисел.

Регистр последовательного действия (сдвигающий регистр). В структурной схеме устройства запоминания двоичного кода на основе регистра последовательного действия (сдвигающего регистра) использованы элементы задержки D_i с одинаковым временем задержки τ_z (рис. 6.18).

Сигнал установки триггеров в состояние 0 (сброс) подается через шину сигнала сдвига. Он должен быть длинным, чтобы уста-

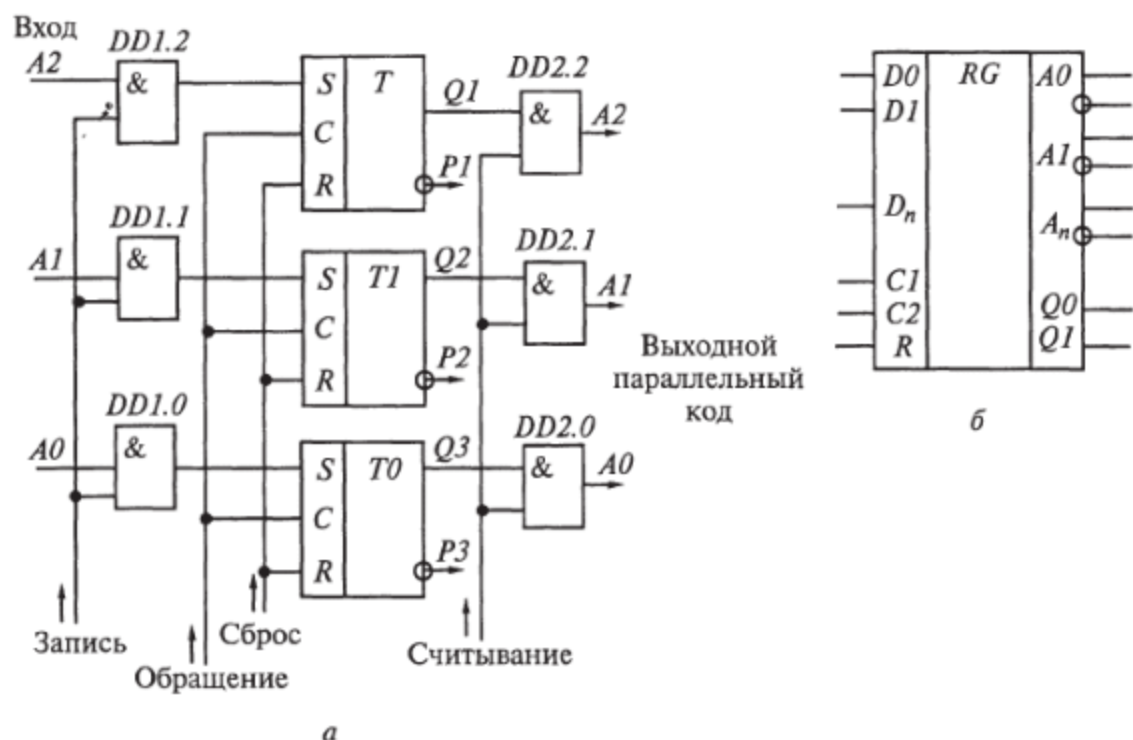


Рис. 6.17. Структурная схема устройства запоминания двоичного кода с возможностью обращения кода (а) и его УГО (б)

новились последовательно все триггеры $T1$, $T2$, $T3$, $T4$ в состояние $Q = 0$. Запись осуществляется парами импульсов: «сигналами кода», поступающими на вход регистра сдвига с периодом следования большим, чем длительность кодового сигнала. Элементы задержки предназначены для предотвращения перезаписи информационных импульсов в последующие триггеры в течение времени действия одного импульса сдвига, так как триггер срабатывает по его переднему фронту. Поэтому τ_z должно превышать длительность импульса сдвига. Серия импульсов на входе с одновременной сдвигающей серией в шине сигнала сдвига приведет к записи кода в триггеры $T1$, $T2$, $T3$, $T4$ ($A3$, $A2$, $A1$, $A0$). Считывание осуществляется подачей серии из четырех импульсов на шину сдвига. Съем информации производится с триггера $T4$. Каждый импульс приводит к сдвигу кода вправо и, таким образом, на триг-

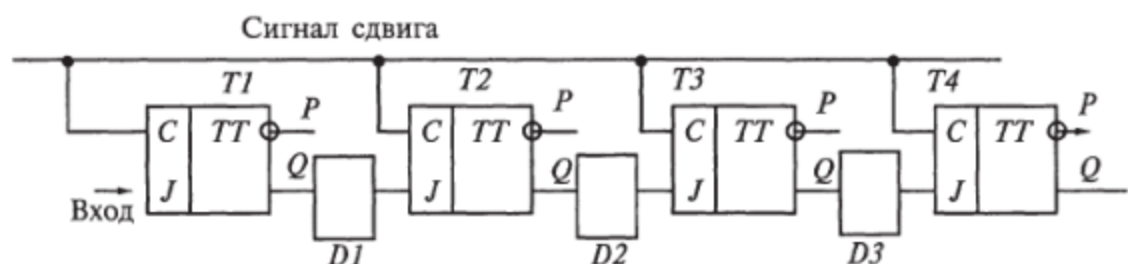


Рис. 6.18. Структурная схема устройства запоминания на основе регистра последовательного действия (сдвигающего регистра) и элемента задержки

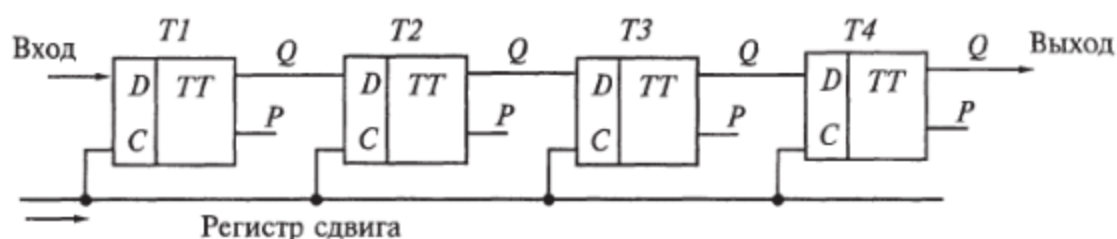


Рис. 6.19. Структурная схема сдвигающего регистра на D -триггерах

гере $T4$ формируется последовательность из четырех состояний выхода, соответствующих двоичному числу, находящемуся в регистре последовательного действия. Такую двоичную цифровую последовательность обычно применяют для передачи информации по линии связи.

В настоящее время разработаны сдвигающие регистры на триггерах задержки (D -триггерах). В качестве D -триггера могут быть использованы универсальные JK -триггеры. Структурная схема сдвигающего регистра на триггерах задержки приведена на рис. 6.19.

Последовательные счетчики импульсов. Счетчиком называют устройство, предназначенное для подсчета импульсов, поданных на его вход. Принцип счета основан на использовании бинарных (двоичных) пересчетных ячеек (триггеров). Разрядность счетчика определяется максимальным числом, до которого он считает. Например, схема четырехразрядного счетчика на T -триггерах обеспечивает счет 16 импульсов (рис. 6.20). Рассмотрим работу этого счетчика импульсов по диаграмме, приведенной на рис. 6.21. Счетчик работает в следующем порядке.

1. Установка логического 0. Импульс подается на входы установки в состояние логического 0 всех триггеров счетчика (сброс).
2. Первый импульс переключает триггер $T1$ в состояние $Q1 = 1$.
3. Второй импульс переключает триггер $T1$ в состояние $Q1 = 0$, а триггер $T2$ — в состояние $Q2 = 1$.
4. Третий импульс переключает триггер $T1$ в состояние $Q1 = 1$, а триггер $T2$ остается в состоянии $Q2 = 1$.
5. Четвертый импульс переключает триггеры $T1$ и $T2$ в состояние $Q1 = 0$, а $T3$ — в состояние $Q3 = 1$.
6. Пятый импульс приводит триггеры $T1$, $T2$ и $T3$ в состояние $Q1 = 1$, $Q2 = 0$, $Q3 = 1$.

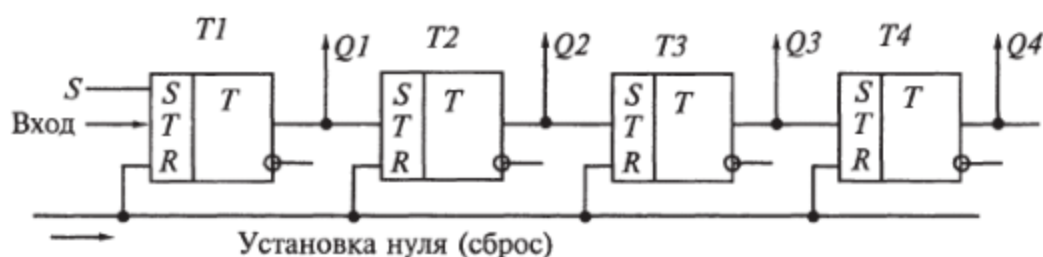


Рис. 6.20. Структурная схема четырехразрядного счетчика

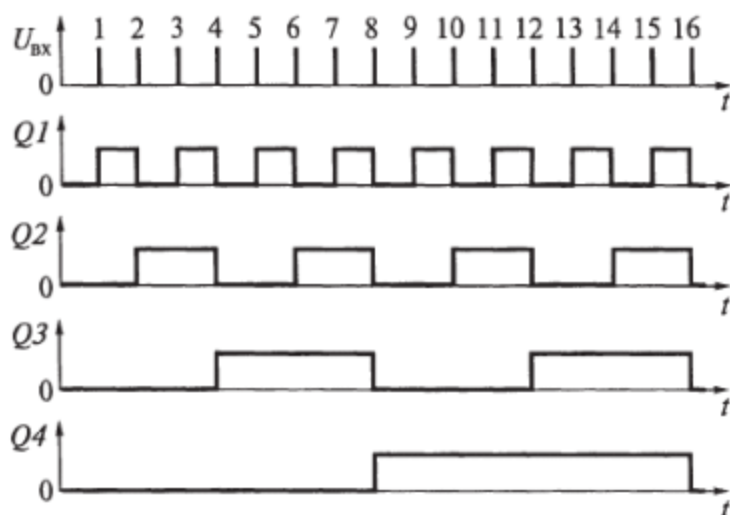


Рис. 6.21. Диаграмма работы счетчика

Таким образом, каждый триггер переключается при поступлении на него импульса от предыдущего и при втором переключении дает импульс на переключение следующего. В результате восьмой импульс переключает триггеры $T1$, $T2$ и $T3$ в состояние $Q1=0$, $Q2=0$, $Q3=0$, а $T4$ — в состояние $Q4=1$. Шестнадцатый импульс переключает все триггеры в нулевое состояние: $Q1=0$, $Q2=0$, $Q3=0$, $Q4=0$. На этом счет четырехразрядного счетчика заканчивается, данные о завершении счета триггер $T4$ передает дальше своим переключением в $P4=1$. Счетчик начинает считать новую серию из 16 импульсов. Такой счетчик обычно называют *циклическим*.

Реальные счетчики имеют значительно большее число разрядов, а именно 8, 12, 16, 32 и реже 64. Соответственно они могут посчитать импульсы до чисел $2^8 = 256$, $2^{12} = 4096$, $2^{16} = 65536$, $2^{32} \approx 4,29 \cdot 10^9$ и $2^{64} \approx 2 \cdot 10^{19}$.

Время установления кода $t_3 = nt_n$, где t_3 — время задержки по установке кода в счетчике; n — число триггеров (разрядов); t_n — время срабатывания одного триггера.

Параллельные счетчики импульсов. Счетчики со сквозным переносом (параллельные) созданы для повышенного быстродействия счета (рис. 6.22). Параллельный счет основан на закономерности сложения двоичных чисел:

При работе счетчика триггер $T1$ переключается при каждом импульсе (см. рис. 6.12), триггер $T2$ переключается только при

$$+ \begin{array}{r} 0001 \\ + 1 \\ \hline 0010 \end{array}; \quad + \begin{array}{r} 0111 \\ + 1 \\ \hline 1000 \end{array}.$$

наличии логической 1 на выходе $T1$, триггер $T3$ переключается только при наличии логической 1 на выходе $T2$ (сквозной перенос), триггер $T4$ переключается только при наличии логической 1 на выходе $T3$ (сквозной перенос) и т.д.

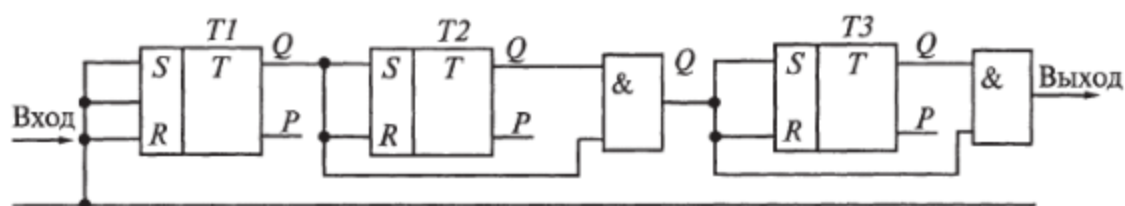


Рис. 6.22. Структурная схема параллельного счетчика со сквозным переносом

При одном и том же числе разрядов n , частота импульсов и операций сложения в параллельном счетчике может быть значительно выше, чем в счетчике последовательного действия. Максимальная частота импульсов на входе параллельного счетчика

$$F_{\max} = 1/(t_n + (n-2)t_3).$$

Кроме суммирующих существуют так называемые *реверсивные счетчики*. Это счетчики импульсов, считающие в прямом и обратном направлении. При соответствующей команде (импульсе отрицания) реверсивный счетчик осуществляет вычитание числа поступивших сигналов из числа ранее записанных.

Шифраторы и дешифраторы. Это устройства, преобразующие числа из десятичной системы исчисления в двоичную и, наоборот, из двоичной в десятичную. В зарубежной терминологии они обозначаются как *кодер (CD)* и *декодер (DC)* соответственно.

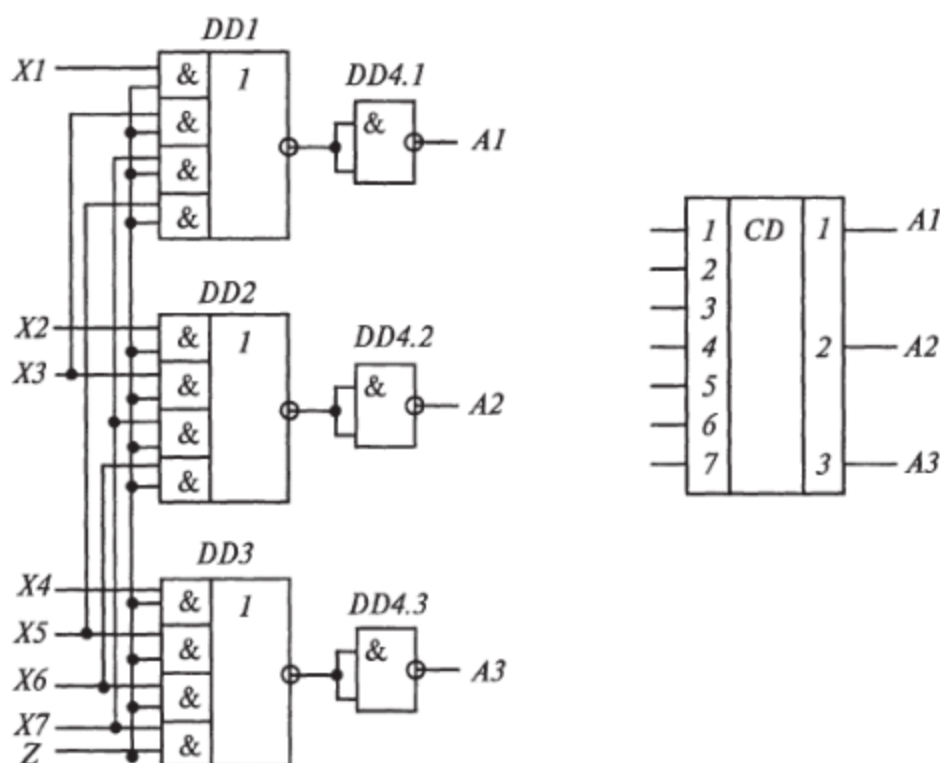


Рис. 6.23. Структурная схема шифратора на логических элементах (а) и его УГО (б)

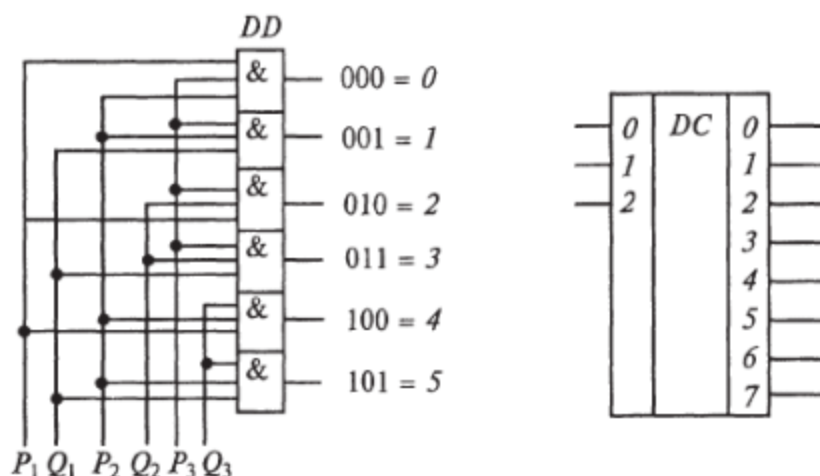


Рис. 6.24. Структурная схема дешифратора на логических элементах (а) и его УГО (б)

Шифраторы (кодеры) — это устройства (рис. 6.23), ставящие в соответствие десятичному числу двоичную кодовую комбинацию. Они имеют число входов, равное числу возможных десятичных чисел. Число выходов равно разрядности формируемого кода. Такие устройства вырабатывают двоичный код числа, соответствующий номеру возбужденного входа. Двоичный код формируется на выходе только в том случае, когда на вход поступает сигнал синхронизирующего импульса. Например, если при сигнале синхронизирующего импульса на входе с номером 5 есть напряжение, соответствующее уровню 1, а на остальных 0, то на выходе появится комбинация 101.

Дешифраторы (декодеры) — это устройства (рис. 6.24), распознающие двоичные кодовые комбинации и ставящие в соответствие им десятичное число. Они имеют число входов, равное разрядности принимаемого кода. Число выходов у них равно числу возможных кодовых комбинаций, т. е. числу возможных десятичных чисел. Такие устройства вырабатывают единичный сигнал на каждом выходе только в том случае, когда на вход поступает код числа, соответствующий номеру этого выхода. Например, если на вход подана комбинация 101, то на выходе с номером 5 появится логическая 1, а на остальных будут нулевые сигналы. Здесь надо учитывать, что если $Q_i = 1$, то $P_i = 0$. И наоборот, если $Q_i = 0$, то $P_i = 1$.

Объединители и распределители импульсов. *Мультиплексор* (уплотнитель) (рис. 6.25, а) объединяет сигналы от K входов одну шину. Логические сообщения от нескольких устройств $Y1, Y2, Y3, Y4$ подключаются последовательно по времени к общей выходной шине.

Демультимплексор (распределитель) распределяет входной поток импульсов от одного входа на несколько выходов в зависимости от значения управляющего сигнала (рис. 6.25, б). Последовательность логических сообщений распределяется по времени сначала на выход $Y1$, затем на выходы $Y2, Y3$ и $Y4$.

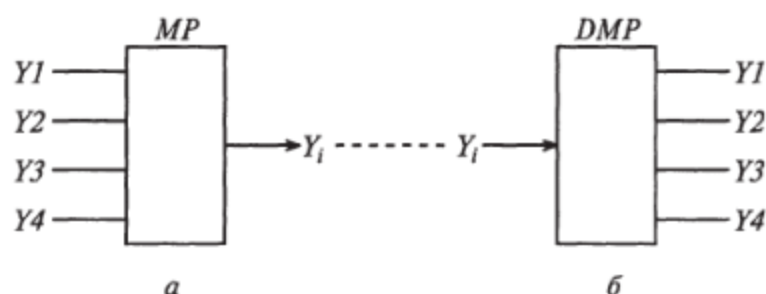


Рис. 6.25. Схемы работы:
 а — мультиплексора (уплотнителя); б — демультиплексора (распределителя)

Распределитель имеет K выходов. При $(K+1)$ -ом импульсе передача импульсов блокируется. В циклических распределителях импульс $K+1$ подается на первый выход, $K+2$ — на второй и т.д.

Объединитель и распределитель импульсов, как правило, работают в паре и служат для передачи информации по одному каналу в режиме уплотнения (временные уплотнители). Наибольшее распространение они получили при передаче телефонных сообщений в режиме временного уплотнения на радиочастотных каналах, так как обеспечивают уплотнение каналов во времени. Сравнительно медленные изменения голосовых звуков кодируются в виде двоичных цифр и передаются последовательно от первого до 12-го абонента. На другом конце линии информация распределяется соответственно по абонентам — потребителям сообщений.

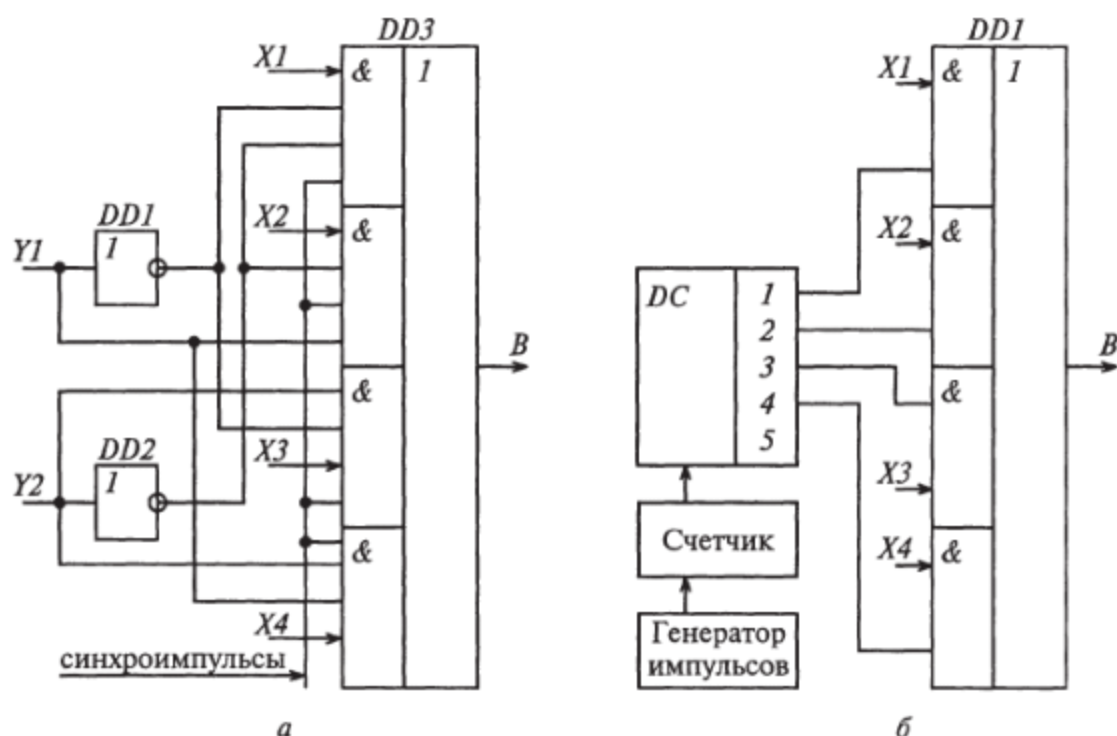


Рис. 6.26. Структурные схемы мультиплексоров сигналов, работающих по кодовым комбинациям (а) и с помощью циклического счетчика (б)

Организация работы мультиплексора и демультиплексора примерно одинакова. Структурная схема мультиплексора представлена на рис. 6.26, *а*. Работу мультиплексора поддерживает генератор импульсов. Импульсы поступают на двоичный циклический счетчик. Двоичный код указывает, какой канал должен быть подсоединен к общей шине. В схеме на рис. 6.26, *б* значения счетчика передаются на дешифратор, на выходах которого по очереди формируется единичное значение. Это единичное значение поступает на электронный ключ или логический элемент И, который и подключает соответствующий канал к общей шине *B*.

Аналогично организуется работа демультиплексора. В схеме, приведенной на рис. 6.27, *а*, управляющий сигнал в виде параллельного двоичного кода подается на входные контакты дешифратора *DC*. Сигнал с выхода дешифратора указывает, какой абонент должен быть подключен к общей шине *B*. Подключение потока импульсов из общей шины *B* к соответствующему абоненту осуществляется через логический элемент И.

В структурной схеме демультиплексора, приведенной на рис. 6.27, *б*, циклический счетчик подсчитывает импульсы генератора и формирует двоичный код. В зависимости от кода управляющего сигнала, поступающего на дешифратор, на *i*-м его выходе вырабатывается логический уровень 1, и импульсы с шины *B* передаются через логический элемент И на выход X_i .

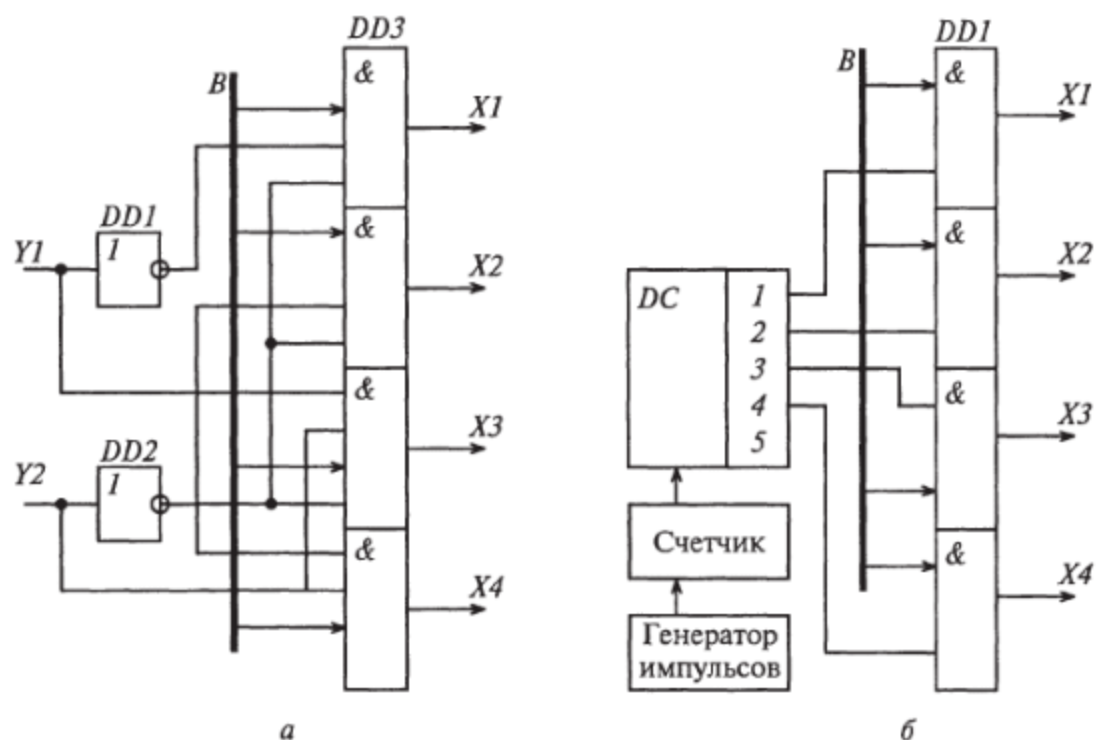


Рис. 6.27. Структурные схемы демультиплексоров сигналов, работающих по кодовым комбинациям (*а*) и с помощью циклического счетчика (*б*)

6.3. Устройства сравнения и кодирования

Устройства сравнения. *Устройства сравнения двоичных кодов* $a(a_1, a_2, \dots, a_n)$ и $b(b_1, b_2, \dots, b_n)$ сравнивают каждую пару чисел и формируют двоичную кодовую комбинацию с числом разрядов, равным n . Причем если $a_i < b_i$, то в i -м разряде ставится 0, а если $a_i \geq b_i$, то в i -м разряде ставится 1. Некоторые устройства сравнения формируют логическую 1 в i -м разряде только при условии $b_i - \Delta b_i < a_i \leq b_i + \Delta b_i$, где Δb_i — малая величина.

Устройства сравнения с уровнем напряжения осуществляют сравнение исследуемого напряжения с эталонными уровнями. Если напряжение совпало с одним из эталонных уровней, то ему в соответствие ставится двоичное число, отражающее уровень измеряемого напряжения. Устройства сравнения могут быть различными и предназначаться для сравнения разных параметров. Например, существуют устройства сравнения по току, внутреннему сопротивлению, частоте, фазе и другим параметрам.

В зарубежной и отечественной технической терминологии устройства сравнения называют *компараторами*. Компараторы двоичных кодов встраивают в арифметико-логические устройства ЭВМ. Аналоговые компараторы используют в аналогово-цифровых преобразователях. Используют компараторы и в системах автоматики с логическими устройствами.

Аналогово-цифровые преобразователи (АЦП). Эти преобразователи служат для преобразования аналогового значения напряжения в двоичный цифровой код. Такие устройства также называют *кодирующими*.

Если есть непрерывно изменяющаяся величина $y = f(t)$, то ее называют *аналоговой*. Часто значения величины y , представленной в аналоговой форме, необходимо преобразовать в дискретные цифровые коды. Такое преобразование необходимо прежде всего для обработки аналоговой информации на цифровых ЭВМ. Информация, с которой оперирует цифровая ЭВМ, должна быть в двоичной (цифровой) форме, а исходные данные датчиков и других периферийных устройств обычно поступают в аналоговом виде, представляющем непрерывные изменения токов или напряжений. Для преобразования аналоговой функции в дискретные цифровые коды используют устройства, называемые *аналогово-цифровыми преобразователями*.

Процесс аналогово-цифрового преобразования включает в себя следующие стадии:

дискретизация по времени (выбор интервала квантования и проведение измерений сигнала через равные интервалы времени);

квантование сигнала по уровню (выбор интервала квантования по уровню максимального сигнала и разбиение диапазона измерений по уровням сигнала);

кодирование (преобразование в двоичный цифровой код).

Для преобразования аналоговой функции в дискретные цифровые коды необходимо выбрать интервал дискретизации Δt и провести операцию дискретизации функции. Выбор интервала дискретизации сталкивается с противоречием: для более точного описания непрерывной величины необходимо воспроизвести колебания наиболее высокой значимой частоты, но в то же время не воспроизводить более высокие частоты, которые могут быть помехами.

Интервал дискретизации определяют из теоремы Котельникова, по которой минимальный интервал дискретизации $\Delta t = 1/(2f_v)$, где f_v — верхняя значимая частота.

Операция дискретизации функции заключается в определении числовых значений функции $y = f(t)$ в моменты времени t_1, t_2, \dots, t_n через интервал Δt . В результате дискретизации функции получим набор ее значений $f(t_1), f(t_2), \dots, f(t_n)$ с шагом дискретизации Δt .

Процесс дискретизации функции и ее квантования по уровню показан на рис. 6.28.

Операция квантования по уровню заключается в выборе интервала квантования ΔY и разбиении диапазона измерений по уровням от $f_{\min}(t_1)$ до $f_{\max}(t_1)$. В некоторых АЦП предусмотрены устройства квантования (квантизаторы) с учетом предельных значений функции. Обычные АЦП предусматривают тот факт, что на их вход подается сигнал ТТЛ-уровня ± 5 В (или уровня питания операционных усилителей ± 15 В). Весь этот интервал разбивается с учетом разрядности кода на выходе АЦП. В простейших АЦП применяется восьмиразрядный код, обеспечивающий измерения с точностью 0,4 % и 256 уровней градаций. Таким образом, для диапазона ± 5 В интервал квантования ΔY будет равен $0,6 \cdot 10^{-3}$ В. Для диапазона ± 15 В интервал квантования ΔY будет равен $1,8 \cdot 10^{-3}$ В. Эти величины и определяют методическую погрешность, возникающую при квантовании сигнала. Заключительным этапом аналогово-цифрового преобразования является формирование двоичного цифрового кода, соответствующего уровню напряжения сигнала.

Рассмотрим три наиболее распространенных вида АЦП.

АЦП времяимпульсного типа.

Принцип работы такого АЦП заключается в том, что входному напряжению $U_{вх}$ ставится в соответствие временной интервал, длительность которого пропорциональна $U_{вх}$. В этом интервале времени ведется подсчет импульсов стабильной частоты.

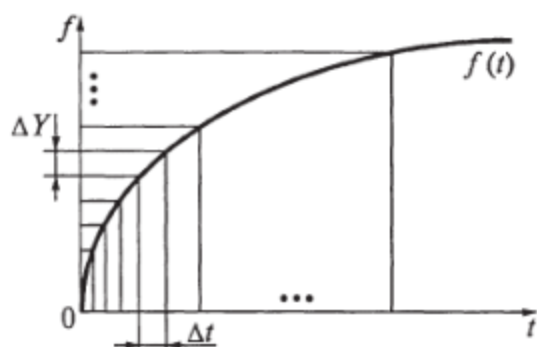


Рис. 6.28. Процесс дискретизации функции по времени и квантования сигнала по амплитуде

Число их в конце интервала и представляет цифровой эквивалент преобразуемого напряжения. На рис. 6.29, а приведена схема АЦП времяимпульсного типа.

Импульс $U_{ГТИ}$ с выхода генератора тактовых импульсов (ГТИ) запускает генератор линейно изменяющегося напряжения, обнуляет счетчик и переключает триггер в состояние $Q=1$. Напряжением $U_T(Q=1)$ включается электронный ключ на основе конъюнктора (логическое И), и к счетчику начинают поступать импульсы $U_{ВХСИ}$ от генератора счетных импульсов (ГСИ). Когда нарастающее напряжение ГЛИН станет равным преобразуемому напряжению $U_{ВХ}$ на выходе компаратора появится логическая 1, которая переключит триггер в состояние $Q=0$, и электронный ключ на основе конъюнктора И прервет связь ГСИ со счетчиком. Код, устанавливающийся на выходе счетчика, будет цифровым эквивалентом аналогового напряжения на входе АЦП. При изменении величины $U_{ВХ}$ изменяется временной интервал и код на выходе счетчика (рис. 6.29, б). На выходе триггера формируется строб с длительностью, пропорциональной $U_{ВХ}$. Начало строба соответствует тактовому импульсу, а конец — появлению $U_{КО}=1$ на выходе компаратора, когда наступает равенство $U_{ВХ}$ напряжению генератора линейно изменяющихся импульсов $U_{ГЛИН}$. В этот момент на выходе компаратора появляется логическая 1 и триггер переключается. Таким образом, длительность строба пропорциональна значению входного напряжения. На протяжении длительности строба происходит подсчет импульсов, поступающих на вход счетчика от генератора счетных импульсов. Так как счетные импульсы имеют стабильную частоту, их число пропорционально длительности строба и значению напряжения на входе АЦП.

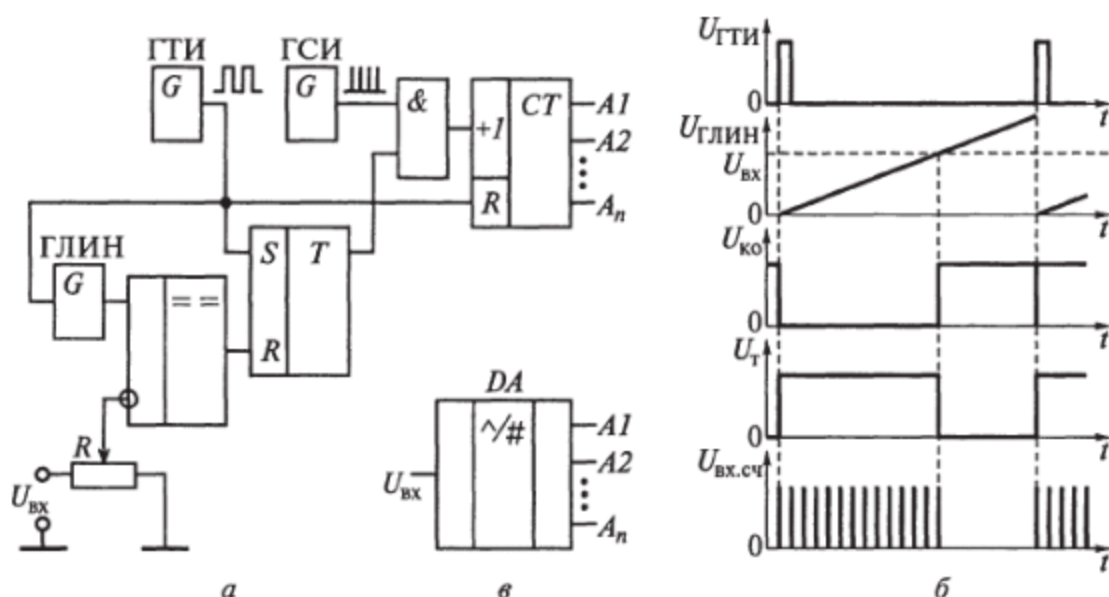


Рис. 6.29. АЦП времяимпульсного типа:
а — структурная схема; б — эпюры напряжений; в — УГО

На условном графическом изображении АЦП (рис. 6.29, в) показаны только входной и выходные выводы.

АЦП на основе преобразователя напряжение — частота. Такие преобразователи формируют импульсы, частота которых пропорциональна входному напряжению. Их широко используют для перехода от аналогового сигнала (напряжения) к цифровому, выраженному числом импульсов в единицу времени. Передача сигналов от датчиков на большие расстояния также предпочтительнее в частотной форме, так как импульсная передача сигналов более помехоустойчива.

Принцип работы данного преобразователя (рис. 6.30, а) следующий. Конденсатор C интегратора, собранного на операционном усилителе, заряжается током $I = U_{\text{вх}}/R$. При $U_{\text{вх}} = \text{const}$ напряжение на конденсаторе нарастает во времени линейно:

$$U_C = AIt = AU_{\text{вх}}t/R,$$

где A — постоянный коэффициент.

Через некоторое время оно достигает порогового уровня $U_{\text{п}}$, при котором компаратор переключается по выходу в напряжение, соответствующее логической 1. Под действием этого напряжения замыкается электронный ключ, через который конденсатор быстро разряжается. Поэтому напряжение на неинвертирующем входе компаратора и на его выходе принимает значение 0. Так формируется один выходной импульс, после чего описанный процесс повторяется. Чем больше $U_{\text{вх}}$, тем быстрее заряжается конденсатор до уровня $U_{\text{п}}$ и чаще появляются выходные импульсы.

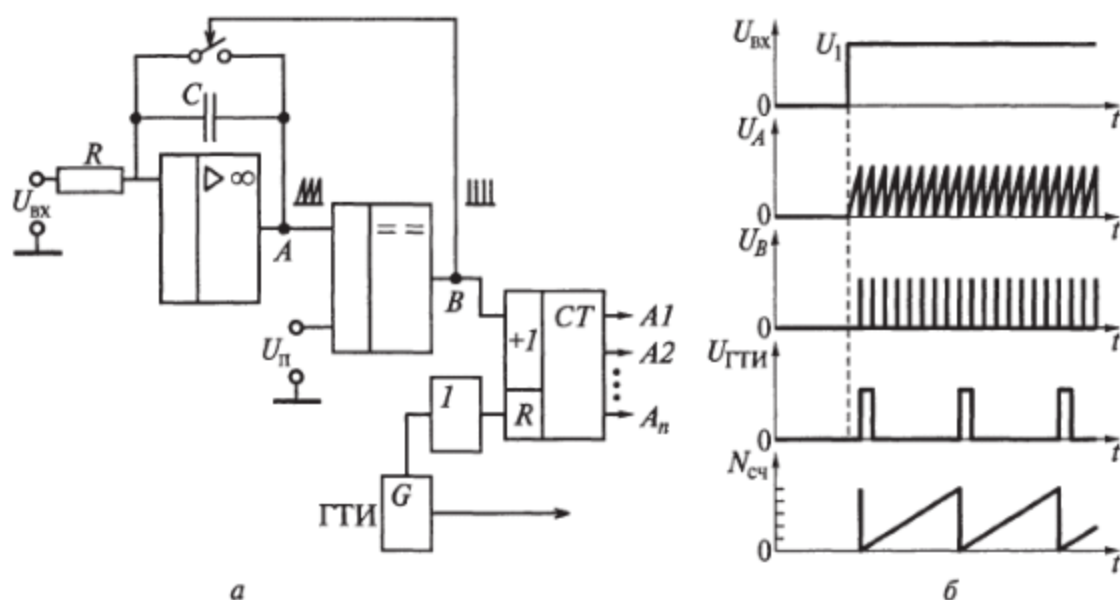


Рис. 6.30. АЦП на основе преобразователя напряжение — частота:
а — структурная схема; б — эпюры напряжений

В некоторых случаях схема преобразователя напряжение — частота строится с использованием таймера. Наличие в таймере компараторов, разряжающего ключа и опорных уровней напряжения позволяет использовать его в этой схеме.

Если в схему включить генератор тактовых импульсов и счетчик импульсов $СТ$, то по тактовому импульсу счетчик импульсов будет обнуляться. Перед следующим тактовым импульсом на выходе счетчика будет двоичный цифровой код, пропорциональный частоте импульсов. Для записи показания счетчика в регистр памяти используется импульс $U_{ГТИ}$ непосредственно с ГТИ. Обнуление счетчика производится через повторитель с небольшим запаздыванием по времени.

Более подробно работу АЦП можно рассмотреть на эпюрах напряжения в различных точках схемы (рис. 6.30, б). При изменении напряжения на входе от 0 до уровня U_1 начинает работать преобразователь напряжение — частота и в точке А появляются пилообразные напряжения U_A . На выходе компаратора возникает последовательность коротких прямоугольных импульсов U_B с частотой, пропорциональной $U_{вх}$. Тактовый импульс с ГТИ запускает счетчик импульсов и, так как интервалы между тактовыми импульсами равны, число импульсов в конце такта будет пропорционально их частоте. В момент окончания цикла (перед следующим тактовым импульсом) на выходе счетчика будет двоичное число $N_{сч}$, пропорциональное напряжению на входе АЦП. При изменении напряжения на входе меняется частота импульсов преобразователя и число подсчитанных счетчиком импульсов в конце цикла.

Преобразователи напряжение — частота используют в качестве одного из основных блоков большого класса цифровых вольтметров. Измеряемое напряжение представляется в них эквивалентным значением частоты, которую затем измеряют частотомером. При этом последний строится по принципу подсчета импульсов за равные периоды времени, а получаемый цифровой код может использоваться как для семисегментного цифрового индикатора, так и для передачи данных на ЭВМ.

АЦП последовательного счета. В схеме такого АЦП (рис. 6.31) преобразование начинается с обнуления счетчика импульсом генератора тактовых импульсов. После этого напряжение на выходе цифроаналогового преобразователя (ЦАП) становится равным нулю, а на выходе компаратора появляется напряжение логического уровня 1, обеспечивающее включение электронного ключа на конъюнкторе и поступление счетных импульсов от генератора счетных импульсов на счетчик. Когда напряжение на выходе ЦАП станет практически равным $U_{вх}$, компаратор переключится и на его выходе будет напряжение логического 0, что приведет к отключению электронного ключа и прекращению поступления импульсов от ГСИ к счетчику импульсов. Код, устанавливающийся

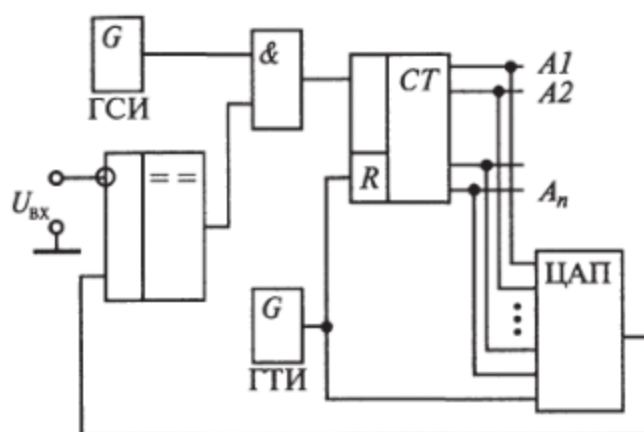


Рис. 6.31. Структурная схема АЦП последовательного счета

при этом на счетчике, является цифровым эквивалентом напряжения на выходе ЦАП, а следовательно, и напряжения на входе АЦП.

Аналогово-цифровые преобразователи рассмотренного типа используются довольно широко, так как они обладают достаточно высоким быстродействием при относительно простой структуре.

На основании изложенного видно, что основной характеристикой АЦП является разрядность кода. Она определяет точность преобразования и разрешающую способность, которая равна цене минимального разряда (равного интервалу квантования ΔY). Другой важной характеристикой является время преобразования в двоичный код $T_{пр}$, которое не должно превышать интервала дискретизации по времени Δt . Это время определяет максимальную частоту преобразования $f_{пр} = 1/T_{пр}$. Современные восьмиразрядные АЦП обладают высокой скоростью преобразования, обеспечивающей преобразование радиосигналов с частотой до 10 МГц. Существуют также сверхбыстродействующие четырехразрядные АЦП на квантовых волоконно-оптических устройствах, позволяющие обрабатывать сигналы с частотой до 1 ГГц [16].

Цифроаналоговые преобразователи. Они осуществляют действие, обратное АЦП, т.е. преобразуют цифровой двоичный код в соответствующее значение напряжения. Такое преобразование необходимо для восстановления звука из цифровой записи на диске. Применяется оно и для восстановления изображения на дисплее ЭВМ или при использовании каналов цифрового телевидения.

Цифроаналоговый преобразователь (рис. 6.32) работает следующим образом. Двоичный код подается на вход дешифратора DC , который преобразует его в десятичное число N с формированием напряжения логического уровня 1 на выходе с номером N . Это напряжение подается на электронный ключ $DD2$, который подсоединяет к общей шине Y эталонное напряжение от отвода N резистивного моста R . В результате, на выходе ЦАП формируется напряжение, соответствующее определенной комбинации двоичного кода на его входе.

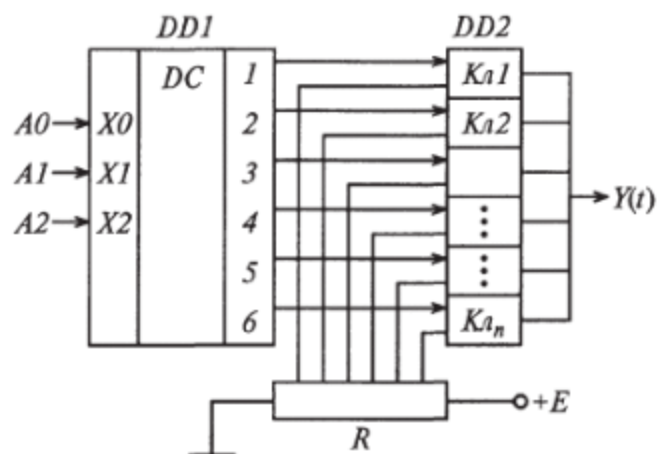


Рис. 6.32. Структурная схема ЦАП

Если на вход ЦАП непрерывно поступает последовательность двоичных кодов, поступающих с интервалом Δt , то на выходе ЦАП формируется функция изменения напряжения $U(t)$, которая и представляет изменения звука или телевизионного сигнала изображения.

Существует много разнообразных схем АЦП и ЦАП, имеющие различные достоинства и недостатки. Например, преобразователи напряжение — код (ПНК) на резистивных матрицах, генераторах тока и напряжения, следящие ПНК. Некоторые микросхемы ЦАП имеют дополнительные устройства умножения на постоянную ве-

Таблица 6.1

Характеристики ЦАП

Тип ИС	K572 ПА1 (А ... Г)	K572 ПА2 (А ... Г)	K572 ПА2 (А ... В)	K594 ПА1	K1108 ПА1 (А ... Б)	K1118 ПА1
Число разрядов	10	12	12	12	12	8
Время преобразования, мкс	5	15	15	3,5	0,4 ... 0,7	0,02
Погрешность преобразования, %	0,6	0,5	0,3	0,3	0,3	0,5
Напряжение питания, В	± 17	± 15	± 15	9 ... 15	-15	-5,5
Напряжение на выходе, В	0 ... 17	0 \pm 15	0 \pm 15	0 ... 15	0 ... 15	0 ... 5
Потребляемый ток, МА	2	2	2	25	15	130
Технология	ТТЛ	ТТЛ	ТТЛ, КМОП	ТТЛ, КМОП	ТТЛ	ЭСЛ

личину или функцию времени. Все АЦП и ЦАП имеют интегральное исполнение. Микросхемы ЦАП обозначаются буквами ПА. Примерами интегральных перемножающих ЦАП являются 10-разрядный преобразователь двоичного кода в напряжение К572ПА1 и 12-разрядный преобразователь К572ПА2. Основные характеристики современных отечественных ЦАП приведены в табл. 6.1.

6.4. Импульсные цифровые системы дистанционного управления

Наиболее интересно практическое применение импульсных цифровых устройств в сочетании со светоизлучающими и фоточувствительными приборами в системах дистанционного управления. В них также сочетается использование импульсной цифровой техники с двоичным кодированием сигналов.

Передающий пульт содержит устройство кодирования цифровых команд. В качестве передатчика использован инфракрасный (ИК) светодиод с широким углом расходимости. Приемником сигналов является кремниевый фотодиод с фильтром защиты от дневного света. Такие системы дистанционного управления широко применяют для управления бытовой радиоаппаратурой (например, радиовещательными приемниками, телевизорами, магнитофонами, управляемыми моделями, игрушками и др.). Принятый сигнал, после дешифрации и усиления, подается на исполнительные механизмы, выполняющие различные функции, например включение и выключение телевизора, выбор телевизионной программы, регулирование громкости, яркости, контрастности изображения. Таким же образом можно регулировать скорость, изменять направление движения управляемой модели, и т.д.

В последнее время подобные системы импульсного цифрового дистанционного ИК управления стали применять в системах охранной сигнализации автомобилей, автоматического открывания дверей гаражей и домов, осветительной аппаратуры. После небольшой модификации такие системы могут использоваться для дистанционного управления строительными и промышленными объектами. Например, в строительстве требуется дистанционное управление подъемными кранами и кран-балками. Функции передатчика сигналов на малые расстояния (30...40 м) может выполнять инфракрасный светодиод, излучающий кодированную последовательность световых импульсов. Приемником в этом случае служит фоточувствительный прибор, например фотодиод. Принятый сигнал после дешифрации и усиления подается на исполнительные механизмы, выполняющие различные функции, например подъем груза, перемещение крана, поворот стрелы крана и т.п. Таким же образом, например, можно

регулировать скорость прокатного стана, изменять направление движения грузоподъемных механизмов. Там где требуется управление на больших расстояниях (50...1000 м), вместо ИК светодиода необходимо установить миниатюрный радиопередатчик, а вместо фотоприемника — микросхему радиоприемника.

Система дистанционного управления (СДУ) на основе ИК излучателя и приемника отличается от традиционного радиоканала простотой практического выполнения. Она работает при дневном и искусственном освещении, обеспечивает необходимую для практических целей дальность передачи сигналов. Светодиоды и фотодиоды миниатюрны, потребляют мало энергии.

Для телевизоров ряда ЗУСЦТ разработана система беспроводного дистанционного управления СДУ-15 [9]. Она позволяет включать и выключать телевизор, переключать телевизионные программы, регулировать яркость, контрастность, насыщенность изображения, изменять громкость звучания. Время регулирования от минимального до максимального значения (или наоборот) не превышает 12 с.

В состав СДУ входят автономный пульт управления ПДУ-15, приемник инфракрасного излучения ПИ-5 и модуль дистанционного управления МДУ-15, встроенные в телевизор. Управление телевизором допускается на расстоянии 0,3...8,0 м. Угол действия СДУ в горизонтальной и вертикальной плоскостях равен $\pm 30^\circ$, а «угол зрения» приемника в горизонтальной плоскости составляет $\pm 45^\circ$. Для передачи сигналов управления используют 14 импульсов ИК излучения длительностью по 10 мкс. Особенность системы состоит в том, что передаваемая двоичная информация определяется длительностью временного интервала между импульсами (рис. 6.33). Логическому 0 соответствует интервал времени $T = 100$ мкс, логической 1 — интервал $2T = 200$ мкс.

Информация передается двумя импульсами. Кроме них каждый сигнал содержит в своем составе предварительный, запуска-

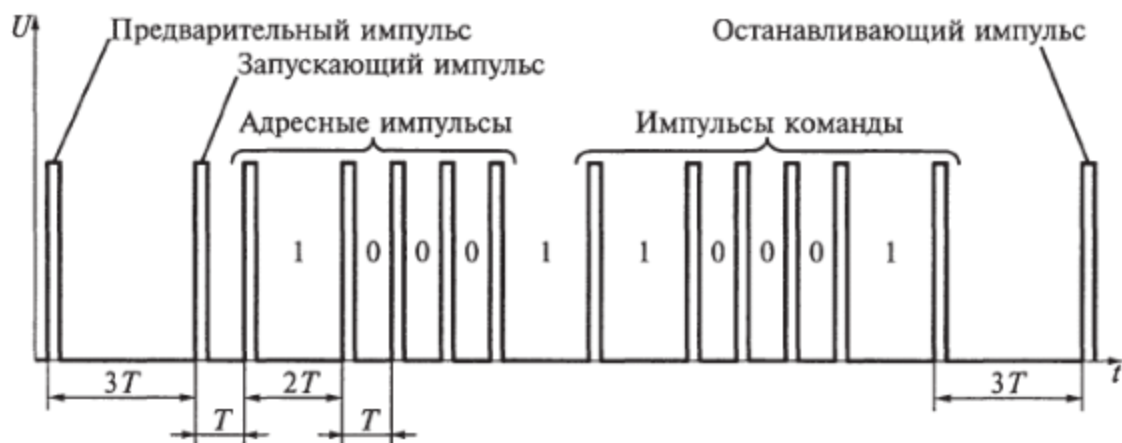


Рис. 6.33. Структура импульсного кодирования сигналов в СДУ-15

ющий и останавливающий импульсы. Пять импульсов отведены для передачи адреса и шесть — для передачи команды. После нажатия на соответствующую кнопку на пульте дистанционного управления (ДУ) в зависимости от передаваемого адреса и команды длительность интервала T или $2T$ будет изменяться. За последним информационным импульсом с длительностью интервала $3T$ следует останавливающий импульс.

Для устройств дистанционного управления, в том числе и в системах инфракрасного дистанционного управления телевизионными приемниками, отечественной промышленностью разработан комплект микросхем, предназначенных для работы в системе СДУ-15, а также с другой аппаратурой. В состав комплекта входят многофункциональная микросхема КР1506ХЛ1 и микросхема дистанционного управления КР1506ХЛ2. Микросхемы выполнены с использованием комплементарных МОП-транзисторов и заключены в полимерный корпус с перпендикулярным расположением выводов.

Напряжение питания микросхемы КР1506ХЛ1 — 6...9 В, КР1506ХЛ — 16,5...19,5 В.

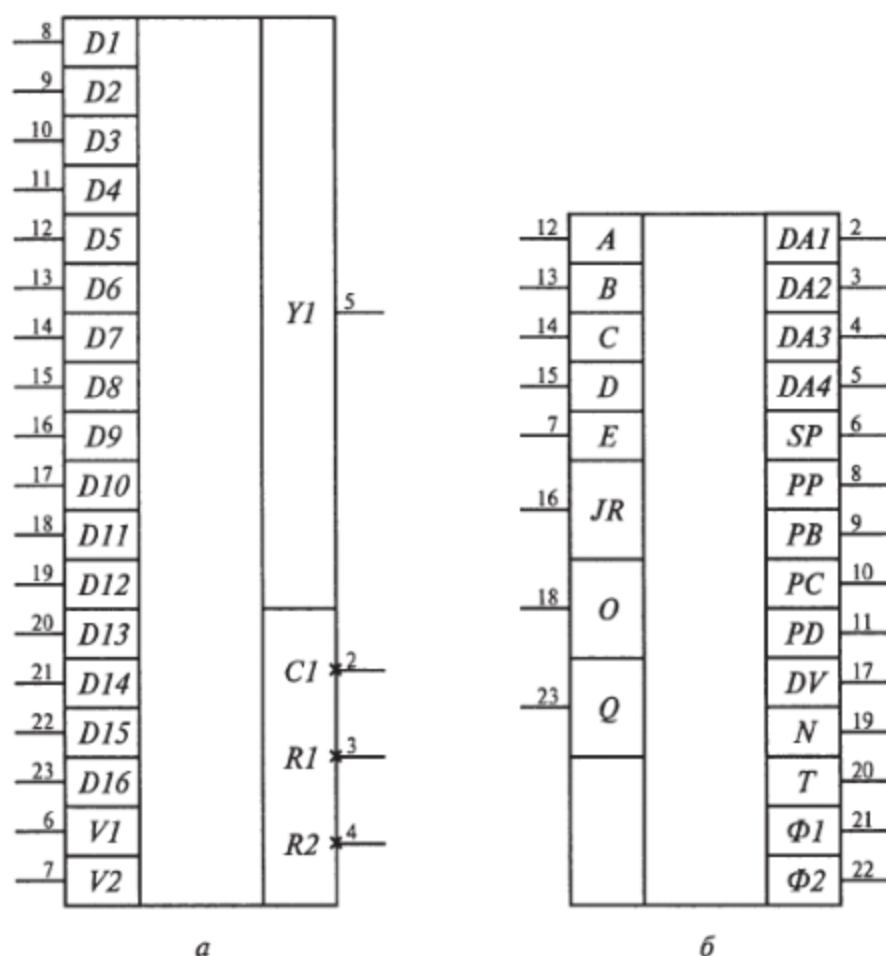


Рис. 6.34. Обозначение выводов микросхем:
а — КР1506ХЛ1; б — КР1506ХЛ2

Рассмотрим цоколевку микросхемы КР1506ХЛ1 (рис. 6.34, а). Назначение основных выводов микросхемы следующее: 1 — общий; 2...4 — подключение; 5 — выход; 6, 7 — адресные входы; 8...23 — информационные входы.

Назначение основных выводов микросхемы КР1506ХЛ2 следующее: 1 — общий; 2...5 — выходы ЦАП; 6 — выход коммутатора дополнительной памяти; 7, 12...15 — прямые входы данных; 16 — вход сигнала дистанционного управления; 17 — выход регистра вывода данных; 18 — вход устройства выбора режима работы; 19 — выключатель; 20 — выход сигнала управления; 21, 22 — выходы тактов импульсов; 23 — вход задающего генератора.

Микросхемы КР1506ХЛ1 и КР1506ХЛ2 имеют следующие основные электрические параметры:

	КР1506ХЛ1	КР1506ХЛ2
Выходное напряжение логического 0, В, не более	1,5	0,8
при выходном токе 1 мА и напряжении питания, В	6	19,5
Выходное напряжение логической 1, В, при выходном токе 1 мА и напряжении питания 6 В, не менее	4	1,5
Потребляемый ток, мА, не более:		
при напряжении питания, В	40	19,5
и частоте кварцевого резонатора, МГц	—	4,4336
Потребляемый ток при выключенном генераторе, мА, не более	50	9
Потребляемый ток при включенном генераторе, мА, при напряжении питания 9 В, не более	5,5	—
Длительность импульса управления точной настройки (на выводе 20), мкс:		
плюс	—	144
минус	—	36
Период следования импульсов на выходах ДА, мкс	—	56,9

Рассмотрим принципиальную схему приемника инфракрасного излучения ПИ-5 пульта дистанционного управления ПДУ-15 (рис. 6.35). Фотоприемником ИК сигналов служит фотодиод *VD1*. Транзистор *VT1* представляет собой динамическую нагрузку фотодиода и предназначен для устранения влияния фона окружающего излучения.

Электрический сигнал усиливает предварительный усилитель на транзисторах *VT2*...*VT5*. Режим работы эмиттерного повторителя *VT2* задан элементами *R2*, *R5*, *VT1*. Режимы второй и третьей ступеней по постоянному току определяют резисторы *R7*, *R4*, *R3*, *R9*, *R10*, а по переменному — *R7*, *R6*, *R10*.

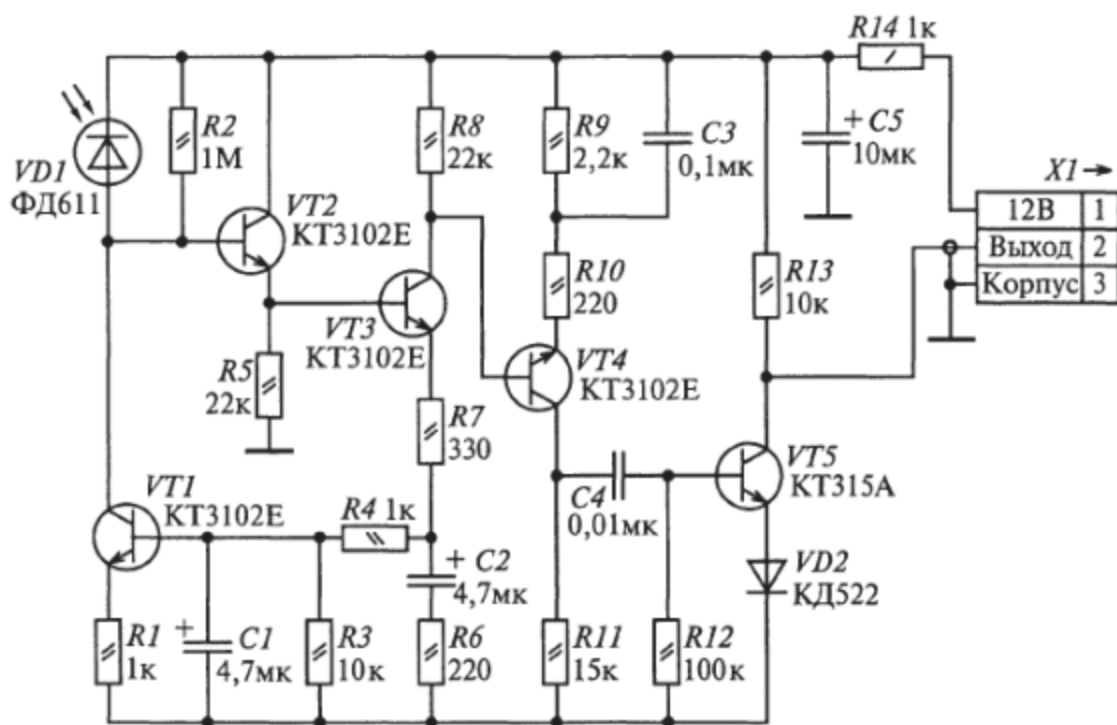


Рис. 6.35. Принципиальная схема приемника ИК импульсов системы СДУ-15

С эмиттера транзистора $VT3$ снимается сигнал зависимой от частоты отрицательной обратной связи для подачи на базу транзистора $VT1$. Напряжение окружающего фона выделяет фильтр нижних частот $R7, C2, R6, R4, C1, R3$. Резистор $R1$ определяет режим работы транзистора $VT1$ по току.

Выделенный на нагрузке третьей ступени (на резисторе $R11$) импульсный кодированный сигнал через разделительный конденсатор $C4$ поступает на амплитудный ограничитель на транзисторе $VT5$ и диоде $VD2$, необходимый для селекции сигнала на фоне шумов и помех с амплитудой ниже пороговой. Усиленный инвертированный сигнал через разъем $X1$ передается в блок дистанционного управления. Резистор $R12$ служит для закрытия транзистора $VT5$ в отсутствие сигнала, а диод $VD2$ обеспечивает температурную стабилизацию напряжения на коллекторе этого транзистора.

Микросхема $KP1506XL2$ способна различать 31 команду. Принимаемые сигналы преобразуются в последовательный код. Можно увеличить число исполняемых команд с помощью дополнительных дешифраторов, подключаемых к информационному выходу. Каждый сигнал ДУ состоит из 10 информационных импульсов. Четыре первых импульса передают адрес, последующие шесть — команды.

С помощью микросхемы $KP1506XL1$ можно формировать до 1024 различных импульсных цифровых сигналов, которые могут быть организованы в 16 групп (адресов), состоящих из 64 команд.

Предусмотрен режим использования команд для вызова подсистем, значительно расширяющий функциональные возможности системы ДУ.

В заключение этой главы хочется отметить, что импульсная цифровая техника находит все более широкое применение в быту, на промышленных предприятиях и телекоммуникационных сетях коллективного использования. Пример разработки и использования системы дистанционного управления показывает, насколько глубоко вошло в нашу жизнь применение импульсной цифровой техники. Мы повседневно используем ее в самых простых вещах и сложной технике связи. Поэтому важно знать общие принципы построения цифровых устройств, их особенности, области применения и основные параметры.

Контрольные вопросы

1. Почему триггер можно использовать в качестве запоминающего устройства и переключателя?

2. Нарисуйте интегральную микросхему *RS*-триггера, объясните ее работу и особенности.

3. Какие типы триггеров вы знаете? Каковы их особенности?

4. Нарисуйте схему *RS*-триггера на логических элементах ИЛИ и поясните, как он работает.

5. Нарисуйте схему *RSC*-триггера и временную диаграмму его работы.

6. Нарисуйте схемы обычного и счетного *T*-триггера и временную диаграмму их работы.

7. Нарисуйте схему двухтактного *RSC*-триггера и временную диаграмму его работы.

8. Нарисуйте схему *D*-триггера и временную диаграмму его работы. Поясните, как он работает.

9. Нарисуйте схему *DV*-триггера и временную диаграмму его работы. Поясните, как он работает.

10. Нарисуйте схемы счетного *JK*-триггера и временную диаграмму его работы. Поясните, как он работает.

11. В чем заключается универсальность *JK*-триггера и как на его основе выполнить другие типы триггеров?

12. Какие типы триггеров вы знаете? Как их сделать из *JK*-триггера?

13. Что такое триггер Шмитта? Как его использовать в качестве формирователя прямоугольного напряжения и порогового устройства?

14. Назовите области применения триггеров и особенности различных типов триггеров.

15. Что понимают под быстродействием транзисторного триггера и как его увеличить?

16. Какие импульсные устройства относятся к цифровым?

17. Где применяют импульсную цифровую технику?

18. Какие логические устройства и микросхемы вы знаете? Каковы их особенности?

19. Что такое двоичная система исчисления и каким образом преобразуются десятичные числа в двоичные? Переведите число 9 в двоичное.

20. Нарисуйте схему регистра памяти на триггерах и поясните его работу в режиме записи и считывания.

21. Чем отличаются регистры последовательного и параллельного действия?

22. Нарисуйте схему последовательного счетчика импульсов и объясните его работу.

23. Нарисуйте схему параллельного счетчика импульсов и объясните его работу.

24. Нарисуйте схемы шифратора и дешифратора. Объясните, как они работают.

25. Нарисуйте схемы мультиплексора и демультиплексора. Объясните, как они работают в линии передачи информации.

26. Что такое АЦП и ЦАП? Как они работают и где применяются?

27. Нарисуйте схему АЦП и объясните его работу.

28. Нарисуйте схему ЦАП и объясните его работу.

29. Что такое импульсная система дистанционного управления? Где она применяется, какие элементы используются для передачи и приема сигналов?

30. Какова структура команд системы дистанционного управления? Какие у нее возможности?

ГЛАВА 7

ИМПУЛЬСНЫЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

В последнее время, в связи с бурным развитием волоконно-оптических систем связи и сбора информации, широкое распространение получили различные оптоэлектронные устройства и электронные схемы с оптическими устройствами, управляемые световыми импульсами. Во многих случаях такие устройства превосходят по своим параметрам электронные или обладают другими преимуществами. В частности, световой луч позволяет разделить высоковольтную и низковольтную части аппаратуры, т. е. предотвратить разрушение низковольтных приборов от случайного попадания на них высокого напряжения. Световым импульсом можно включать сильноточные высоковольтные выключатели. По волоконно-оптическим кабелям передают световые управляющие импульсы и принимают информацию от датчиков. В настоящее время волоконно-оптические линии связи превосходят проводные по дальности, объему и скорости передачи информации и имеют более широкую полосу пропускания частот сигналов. Телеметрические системы оптоволоконной связи и передачи информации особенно нужны там, где требуется электромагнитная совместимость с другой аппаратурой, исключение влияния электромагнитных помех, соблюдение искро- и пожаробезопасности. Другим направлением развития оптоэлектроники в последние годы стали работы в области визуализации изображений: созданы и широко применяются оптоэлектронные приборы ночного видения, усилители яркости, плоские экраны на основе светодиодных и газоразрядных панелей. Совершенствуются и усложняются телевизионные экраны и экраны мониторов персональных компьютеров. Таким образом, оптоэлектроника является одной из наиболее перспективных и бурно развивающихся областей электроники.

7.1. Фоточувствительные приборы

Фоточувствительные приборы — это электронные приборы, реагирующие на оптическое излучение в видимой, инфракрасной и ультрафиолетовой областях спектра и преобразующие оптические

сигналы в электрические. Несмотря на то, что человек около 80 % информации от окружающей среды воспринимает глазом, этот орган чувственного восприятия не достаточно совершенен, так как способен различать ограниченную часть оптического излучения — видимый свет. Современные оптоэлектронные приборы позволяют «видеть» ультрафиолетовое (УФ) и инфракрасное излучения, а также регистрировать быстропротекающие импульсные процессы, не воспринимаемые глазом.

Фоточувствительные приборы являются важнейшими элементами любого оптико-электронного устройства. Они состоят из фоточувствительного элемента (оптического сенсора) и вспомогательных элементов (корпус, окно, контактные выводы), позволяющих связать оптическую и радиоэлектронную части системы в конкретной аппаратуре. В связи с этим фотоприборы изготавливают и выбирают с учетом требований ко всему изделию в целом, а их характеристики должны быть согласованы в полном цикле приема оптического излучения и обработки электрических сигналов.

Работа фоточувствительных элементов основана прежде всего на способности металлов и полупроводников изменять сопротивление под действием света (фотосопротивления, фотодиоды) или создавать разность электрических потенциалов (фотоЭДС). Другим принципом работы фоточувствительных (фотосенсорных) элементов является способность квантов света «выбивать» электроны из атомов (УФ приемники) или создавать тепловые эффекты (ИК фотоприемники). Существуют также фоточувствительные элементы, способные принимать очень слабые сигналы, осуществлять их усиление и преобразование в видимый свет. К ним относятся сенсорные элементы фотоэлектронных умножителей и электронно-оптических преобразователей.

Технические характеристики фоточувствительных приборов опубликованы в справочной и технической литературе [13, 14]. В одних содержатся сведения о характеристиках приборов, в других — о технике их применения. Подробное рассмотрение некоторых практических задач применения фотоприборов, в частности схем включения, техники усиления фотоэлектрических сигналов и работы с оптическими импульсными последовательностями в волоконно-оптической связи и вычислительной технике содержатся в специальной литературе [11, 17].

Фоточувствительные приборы и фотоключи успешно применяют в системах автоматического управления станками и механизмами. Оптические устройства включения, переключения и выключения различных исполнительных устройств позволяют легко автоматизировать счет деталей и изделий на конвейере, сортировку их по размерам, форме, цвету, качеству обработки, химическому составу и т. п. Эти приборы используют в технике контро-

ля и регулирования различных физических величин (геометрических размеров деталей, температуры, цвета), а также для количественного и качественного анализа параметров твердых, жидких и газообразных сред. Разнообразные датчики с применением фотоприборов пригодны для создания устройств контроля экологической обстановки, сигнализирующих о возникновении пожароопасных ситуаций, контроля запыленности атмосферы, загрязненности воды вредными примесями.

На основе их создают приборы, повышающие безопасность труда (например, защищающие от случайного попадания человека или его рук в опасную зону лазерного излучения или зону работы роботов и т. п.).

Фоточувствительные приборы находят применение во многих бытовых радиоэлектронных системах и устройствах (лазерных цифровых проигрывателях с дисков, системах дистанционного управления магнитофонами и телевизорами, охранной и пожарной сигнализации, устройствах управления игрушками и моделями и др.).

Применение устройств передачи сигналов в инфракрасных лучах значительно упрощает системы связи, построенные на основе использования радиоволн и радиотехнических методов. Они более экономичны, имеют меньшие габаритные размеры и стоимость.

Благодаря большим потенциальным возможностям перспективы практического применения фотоприборов в промышленной и бытовой аппаратуре необычайно широки. Разработку этого направления проводят как в традиционных, так и новых областях радиоэлектроники, автоматики, телемеханики и информатики.

Новые области техники, например робототехника, нуждаются в «органах зрения», функции которых могут выполнять только фотоприборы.

Различные типы фотоприборов, выпускаемых промышленностью, полностью перекрывают оптическую область спектра электромагнитного излучения ($0,01 \dots 1000$ мкм), включая в себя ее ультрафиолетовую и инфракрасную части. Оптическая область состоит из трех частей: ультрафиолетовой, соответствующей длине волны $0,01 \dots 0,38$ мкм, видимой — $0,38 \dots 0,78$ мкм и инфракрасной — $0,78 \dots 100$ мкм. Рабочий интервал длин волн большинства фотоприборов, выпускаемых промышленностью, составляет $0,1 \dots 20$ мкм.

Из всего разнообразия приборов в радиоэлектронике используют в основном фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры. Другие приборы используют в специальных технических устройствах или научных исследованиях для регистрации рентгеновского, вакуумного ультрафиолетового (ВУФ) и дальнего ИК излучений.

7.2. Фоторезисторы

Фоторезистор — это фотоэлектрический полупроводниковый приемник лучения, принцип действия которого основан на эффекте фотопроводимости. В отсутствие облучения светом ток через прибор (темновой ток), при разности потенциалов 10...20 В, обычно не превышает нескольких микроампер. При падении на фоточувствительную поверхность фоторезистора оптического излучения его проводимость возрастает в тысячи раз и ток может возрасти до нескольких миллиампер.

Зависимость фототока I_{ϕ} в цепи фоторезистора от мощности светового потока P_c называется *люкс-амперной характеристикой* (ЛАХ). При очень слабой освещенности (1...50 нВт) она нелинейна:

$$I_{\phi} = c_1 P_c^{1/2} + I_T,$$

где c_1 — коэффициент пропорциональности; I_T — темновой ток.

При повышении мощности светового потока от 0,05 до 1000 мВт зависимость фототока от мощности светового потока линейна:

$$I_{\phi} = c_2 P_c + I_T.$$

При значениях мощности $P_c > P_{c \max}$ следует нелинейный участок, связанный с насыщением по проводимости, где $P_{c \max}$ — наибольшее значение мощности светового потока, при котором сохраняется линейная зависимость фототока.

Нелинейность зависимости фототока от мощности является недостатком фоторезисторов. Кроме того, им свойственна заметная инерционность, обусловленная значительным временем жизни неравновесных носителей заряда. Это приводит к ослаблению чувствительности при высоких частотах импульсов. Например, у приборов на основе сернистого кадмия уменьшение чувствительности заметно уже на частоте около 100 Гц, а на основе сернистого свинца — на частотах более 1 кГц. Это означает, что фоторезисторы не могут работать в устройствах с быстродействием выше 10^{-4} с.

Параметром семейства люкс-амперных характеристик фоторезистора (рис. 7.1) служит величина подаваемого на него напряжения (5...20 В). При средних мощностях светового потока ЛАХ по форме близка к линейной. При большом напряжении и заданном световом потоке ЛАХ практически линейна, но в ограниченной области. Угол наклона ЛАХ к оси

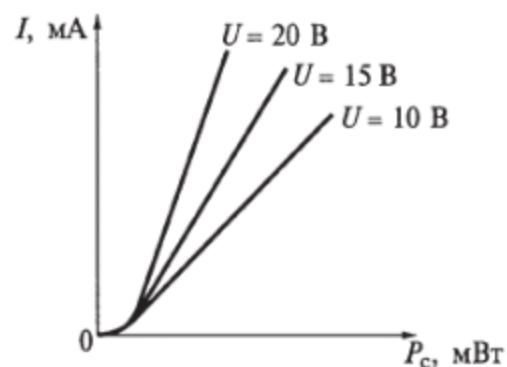


Рис. 7.1. Люкс-амперная характеристика фотосопротивления

мощности светового потока увеличивается пропорционально напряжению, пока не произойдет существенного изменения времени жизни носителей или разогрева фоторезистора, влияющих на фотопроводимость прибора.

Для выбора материала фоточувствительного слоя фоторезисторов используют спектральные характеристики фоторезисторов $S(\lambda)$, нормированные относительно максимального значения чувствительности $S_{\lambda \max}$ на длине волны λ_{\max} (рис. 7.2). Для видимой области оптического диапазона в качестве материала чувствительного элемента фоторезисторов используют сульфид кадмия CdS и селенид кадмия CdSe. На длине волны 1...5 мкм (ИК область) применяют сульфид и селенид свинца (PbS и PbSe).

Люкс-амперная характеристика фоторезистора (см. рис. 7.1) линейна при небольшом световом потоке. При значениях светового потока $\Phi > \Phi_{\max}$, где Φ_{\max} — наибольшее значение интенсивности светового потока линейного участка ЛАХ, линейность характеристики фоторезистора нарушается, так как увеличивается концентрация неравновесных носителей заряда (электронов) и соответственно вероятность их рекомбинации, при этом время жизни носителей уменьшается.

Фоновая освещенность фоторезистора представляет собой помеху полезному оптическому сигналу. С ее увеличением проводимость фоторезистора увеличивается, а чувствительность к сигналу снижается. Темновой ток фоторезистора обычно растет с ростом температуры. Повышение температуры увеличивает число носителей, что приводит к увеличению темнового тока, смещению нуля и ухудшению точности приборов.

Почти все виды фотоприборов могут использоваться как оптоэлектронные ключи, однако для этого необходим довольно сильный оптический сигнал и специальное (сравнительно сильноточное) исполнение прибора. Электрические сигналы на выходе фотоприборов (ток и напряжение), как правило, слабы,

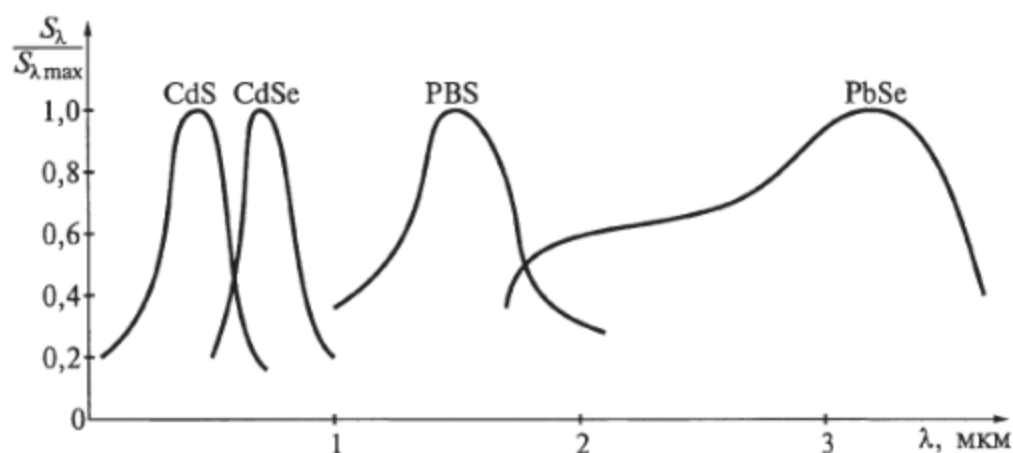


Рис. 7.2. Спектральные характеристики фоторезисторов [17]

поэтому их не используют для непосредственного управления исполнительными механизмами, например реле, двигателями и т. п. Фотоприборы применяют совместно с усилителями или ключевыми каскадами. Простота практического применения транзисторных усилителей и ключей в сочетании с фотоприборами привела к широкому распространению их в различных оптоэлектронных устройствах.

Рассмотрим схемы фоторезисторных ключей (рис. 7.3). В ключевых каскадах фоторезисторы включают в электрические цепи делителей напряжения, причем выходным может быть падение напряжения, снимаемое как с фоторезистора, так и с постоянного сопротивления делителя. В первом варианте подача светового импульса на фоторезистор $R1$ резко снижает его сопротивление и на выходе фотоключа (см. рис. 7.3, а) формируется спад напряжения от +10 до 0 В. При подключении фоторезистора $R2$ к источнику питания выходным является падение напряжения на постоянном сопротивлении $R1$ (см. рис. 7.3, б). Снижение сопротивления фоторезистора под действием светового импульса приводит к скачку напряжения на выходе фотоключа от 0 до +10 В. При проектиро-

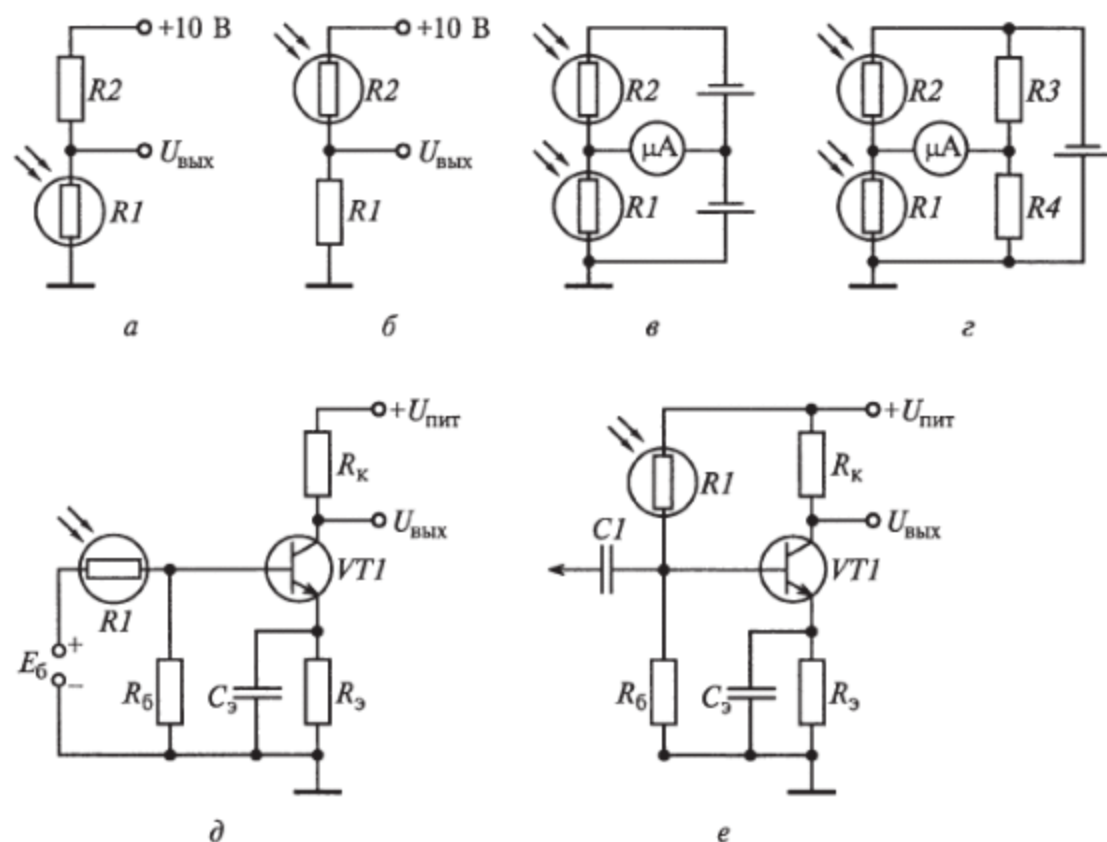


Рис. 7.3. Схемы ключевых каскадов на фоторезисторах:

а — делитель напряжения с фоторезистором в цепи нагрузки; б — делитель напряжения с фоторезистором в цепи питания; в — дифференциальная схема; г — мостовая схема; д — фоторезистор во входной цепи транзисторного каскада; е — фоторезистор в цепи смещения транзисторного каскада

вании подобных схем необходимо помнить, что световой поток, необходимый для срабатывания ключа, должен быть довольно интенсивным (2...5 лм).

Для регистрации слабых световых потоков применяют дифференциальные или мостовые схемы включения двух фоторезисторов. Для работы таких схем подбирают пары фоторезисторов с одинаковыми характеристиками. В дифференциальной схеме (см. рис. 7.3, в) фоторезисторы $R1$ и $R2$ соединены последовательно, а точка их соединения через микроамперметр подключена к точке нулевого потенциала последовательно соединенных источников питания. Если в статическом режиме (в отсутствие оптических сигналов) значения сопротивления фоторезисторов одинаковы, то микроамперметр фиксирует отсутствие выходного тока. Полезный сигнал появляется на выходе, если световые потоки, облучающие фоторезисторы, не одинаковы или модулированы в противофазе. Такую схему используют в системах слежения за световым источником. Используют и другой вариант оптического управления узлом: если существенно изменяется освещенность одного фоторезистора, то другой освещают стабильным световым потоком, т.е. второй играет роль опорного (образцового) или вспомогательного. Если перед окнами фоторезисторов установлены фильтры, то схема позволит вести сравнение излучения или поглощения на двух длинах волн. Такие схемы используют в оптических термометрах (пирометрах) и спектральных газоанализаторах.

При мостовой схеме включения фоторезисторов (см. рис. 7.3, г) выходной ток протекает в диагонали моста, в которую вместо микроамперметра может быть включен нагрузочный резистор. Выходное напряжение снимают с этого сопротивления и подают на усилитель или ключевой каскад. Мост сбалансирован, если выполняется условие $R1/R2 = R4/R3$. При этом ток в диагонали моста и напряжение на выходе равны нулю. Если тепловые и временные (за счет дрейфа) изменения сопротивления фоторезисторов одинаковы, то баланс моста не нарушается, и он реагирует на очень слабые световые сигналы.

С помощью фоторезистора можно управлять режимом электронных и других устройств. Если его включить во входную цепь, то можно изменять коэффициент усиления транзисторной ступени (см. рис. 7.3, д). Фоторезистор можно включать в цепь базового смещения транзистора (см. рис. 7.3, е).

7.3. Фотодиоды

Фотодиод — это фоточувствительный полупроводниковый диод с $p-n$ -переходом (между двумя типами полупроводника или между полупроводником и металлом). При освещении $p-n$ -перехода в

нем возникают электронно-дырочные пары. Направление тока этих носителей зарядов совпадает с направлением обратного тока перехода.

При падении оптического излучения на фоточувствительную поверхность фотодиода оно частично теряется (отражается, рассеивается), а оставшаяся часть поглощается этой поверхностью. При поглощении оптического излучения в фоточувствительном полупроводниковом материале возникают носители зарядов — электроны и дырки, обуславливающие избыточную электропроводность. Электропроводность полупроводникового материала, возникающую при его оптическом облучении, называют *фотопроводимостью*. Ее величина зависит от коэффициента поглощения фотонов материалом, а также от квантового выхода числа электронно-дырочных пар (фотоионизации), образуемых под воздействием одного кванта излучения. Подвижность электронно-дырочных пар определяет скорость генерации носителей и быстродействие фотодиода. Фотопроводимость возникает в случае, если энергия фотонов превышает некоторое пороговое значение. При собственном поглощении пороговую энергию определяет ширина запрещенной зоны, а при примесном — энергия активации соответствующего уровня примесного центра.

Основным структурным элементом большинства полупроводниковых фотоприборов служит $p-n$ -переход (рис. 7.4). При облучении перехода неравновесные носители зарядов (электроны и дырки) возникают как в n -, так и в p -области. Концентрация основных носителей при облучении практически не изменяется, а неосновных — существенно увеличивается. При этом если излучение поглощается в p -области, то генерируемые электроны, нахо-

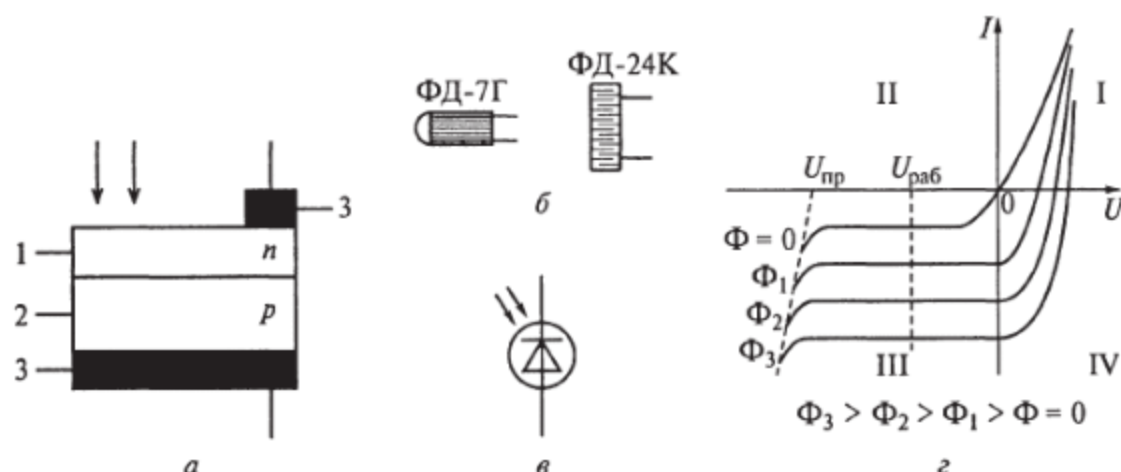


Рис. 7.4. Фотодиод:

a — полупроводниковая структура фоточувствительного элемента фотодиода с $p-n$ -переходом; $б$ — внешний вид; $в$ — УГО; $г$ — ВАХ; 1 — слой проводника с примесями, создающими избыток электронов (n -носителей); 2 — слой полупроводника с примесями, создающими избыток дырок (p -носителей); 3 — металлические контакты

дящиеся на расстоянии от $p-n$ -перехода, меньшем длины диффузии, достигают перехода и под воздействием потенциального барьера перехода переходят в область с n -проводимостью. То же происходит с дырками, генерируемыми в p -области. Неосновные носители, генерируемые в области освещения объемного заряда перехода, перемещаются в область с соответствующим типом проводимости. В результате разделения неравновесных носителей заряда высота потенциального барьера на границе $p-n$ -перехода понижается и возникает обратный ток, пропорциональный освещенности (см. рис. 7.4, z).

Фотодиоды используют в фотодиодном и фотогальваническом режимах. В первом режиме диод смещается в обратном направлении напряжением и фототок, возникающий при освещении, является функцией мощности светового потока. Во втором режиме прибор работает — генерирует фотоЭДС, т. е. при освещении $p-n$ -перехода на выходе фотодиода возникает напряжение, пропорциональное мощности светового потока. По сравнению с фотогальваническим фотодиодный режим обладает следующими достоинствами: повышенным быстродействием и чувствительностью к длинноволновой части оптического спектра, более широким динамическим диапазоном с линейной характеристикой. Основным недостатком фотодиода является наличие шумового тока, протекающего через нагрузку. В некоторых случаях при необходимости обеспечения низкого уровня шума фотоприемника фотогальванический режим может оказаться более выгодным, чем фотодиодный. Для снижения шумового тока применяют охлаждение фотодиода до -10°C .

Вольт-амперные характеристики фотодиода в квадранте I (см. рис. 7.4, z) соответствуют включению в прямом направлении. Квадрант III соответствует случаю работы диода в фотодиодном и фотогальваническом режимах. По оси напряжения можно определить фотоЭДС при различной интенсивности принимаемого светового потока Φ и нулевом сопротивлении нагрузки, а по оси тока — фототок при различных значениях Φ и нулевом сопротивлении нагрузки. Характеристики в квадранте III соответствуют включению прибора в фотодиодном режиме. В паспорте фотодиода обычно указывают рабочее напряжение ($U_{\text{раб}}$) и напряжение электрического пробоя ($U_{\text{пр}}$), позволяющие использовать фотодиод в оптимальном режиме.

Люкс-амперные характеристики кремниевых фотодиодов линейны до интенсивности, превышающей сотни тысяч люкс. Насыщение фотодиода и выход на нелинейный участок в фотогальваническом режиме наступают при меньших уровнях освещенности, по сравнению с фотодиодным. Насыщение германиевого фотодиода в фотодиодном режиме происходит при интенсивности облучения в тысячи — десятки тысяч люкс.

Фоточувствительность и обнаружительная способность фотодиода уменьшается, а уровень собственных шумов увеличивается с увеличением температуры прибора в связи с увеличением темнового тока. Вольт-амперную характеристику при отсутствии облучения называют *темновой*. Значение темнового тока I_T при заданной температуре окружающей среды и рабочем напряжении обычно указывают в паспорте прибора. Темновой ток кремниевых и германиевых фотодиодов зависит от температуры окружающей среды. С повышением температуры на каждые 10°C темновой ток германиевых приборов увеличивается в два, а кремниевых — в 2,5 раза. При этом максимум спектральной характеристики сдвигается в сторону более коротких волн. Понижение температуры приводит к противоположным изменениям, т. е. к повышению чувствительности, снижению шумов, расширению спектрального диапазона. Поэтому для улучшения работы фотодиодов применяют охлаждение полупроводниковым холодильником на основе эффекта Пельтье.

В паспорте фотодиодов приводят следующие основные параметры: токовую чувствительность S_T ; постоянные времени нарастания T_n и спада $T_{сп}$ фототока (или граничную частоту модуляции светового потока); рабочую длину волны или рабочие интервалы длин волн. Кроме того, фотодиоды характеризуют обратным номинальным рабочим напряжением $U_{обр.ном}$, обратным темновым током $I_{обр.т}$ и максимально допустимым обратным напряжением $U_{обр. max}$.

Интегральные токовые чувствительности по мощности S_{IP} и световому потоку $S_{I\Phi}$ при монохроматическом световом потоке, т. е. в узком диапазоне длин волн (около 10 нм), определяют следующими соотношениями:

$$S_{IP} = I_\Phi / P_c;$$

$$S_{I\Phi} = I_\Phi / \Phi,$$

где I_Φ — фототок.

При работе прибора в фотодиодном режиме удобно использовать интегральную вольтовую чувствительность по световому потоку

$$S_{U\Phi} = \Delta U_{вых} / \Phi = S_{I\Phi} R_n;$$

$$S_{UP} = \Delta U_{вых} / P_c = S_{IP} R_n,$$

где $\Delta U_{вых}$ — изменение выходного напряжения; R_n — сопротивление нагрузки.

Спектральные характеристики кремниевых и германиевых фотодиодов, нормированные относительно максимального значения чувствительности на длине волны λ_{max} [13], показывают, что максимум чувствительности кремниевого фотодиода находится в пределах 0,80...0,95 мкм, а его длинноволновый край чувстви-

ности находится на длине волны 1,1 мкм (рис. 7.5). У германиевых фотодиодов максимум чувствительности сдвинут в сторону более длинных волн (1,40... 1,65 мкм), а его длинноволновый край чувствительности находится на длине волны 1,7 мкм.

Фотодиоды могут использоваться для построения ключевых каскадов так же, как и фоторезисторы (см. рис. 7.3), но ключевые схемы, построенные на фотодиодах, будут работать при сильных световых потоках и малых мощностях нагрузки (рис. 7.6). Специальные сильноточные фотодиоды используют как самостоятельные фотоключи и в качестве ключей в составе оптопары. При слабых световых потоках и значительных нагрузках необходимо применять дополнительно ключевые или усилительные каскады.

На схеме ключевого каскада (рис. 7.7, а) фототок I_Φ , протекающий в цепи базы транзистора, усиливается и ток в цепи коллектора $I_k = h_{216} I_\Phi$, где h_{216} — коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общей базой. Ток в цепи эмиттера $I_3 = (h_{216} + 1) I_\Phi$. В устройстве с составным транзистором (рис. 7.7, б) коэффициент усиления тока $\beta_{\text{сост}}$ приблизительно равен произведению коэффициентов передачи транзисторов $VT1$ и $VT2$ и может достигать нескольких тысяч. Однако коэффициент передачи тока у транзисторов имеет значительный разброс, поэтому его значение нестабильно и такую схему целесообразно использовать в устрой-

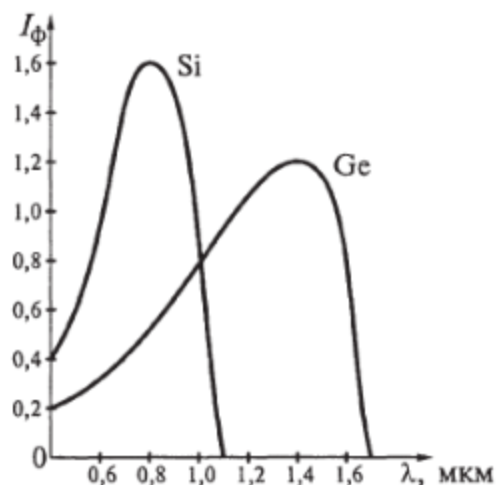


Рис. 7.5. Спектральная чувствительность кремниевого и германиевого фотодиодов

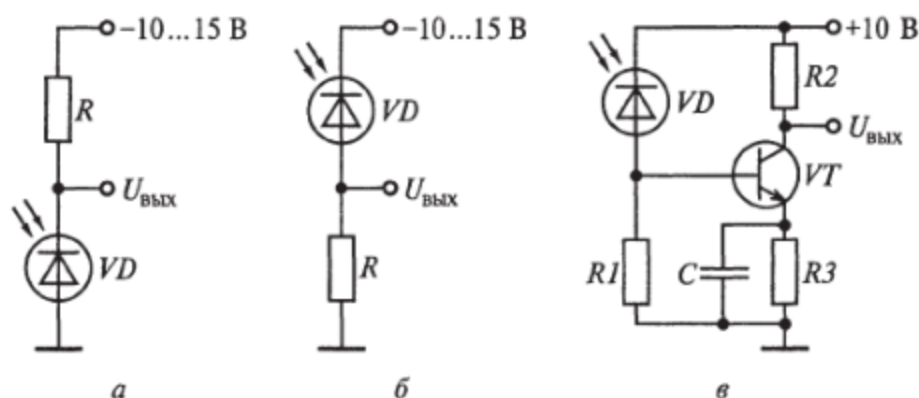


Рис. 7.6. Электрические схемы включения фотодиодов:
а — в цепи нагрузки; б — в цепи питания; в — в цепи смещения транзисторного каскада

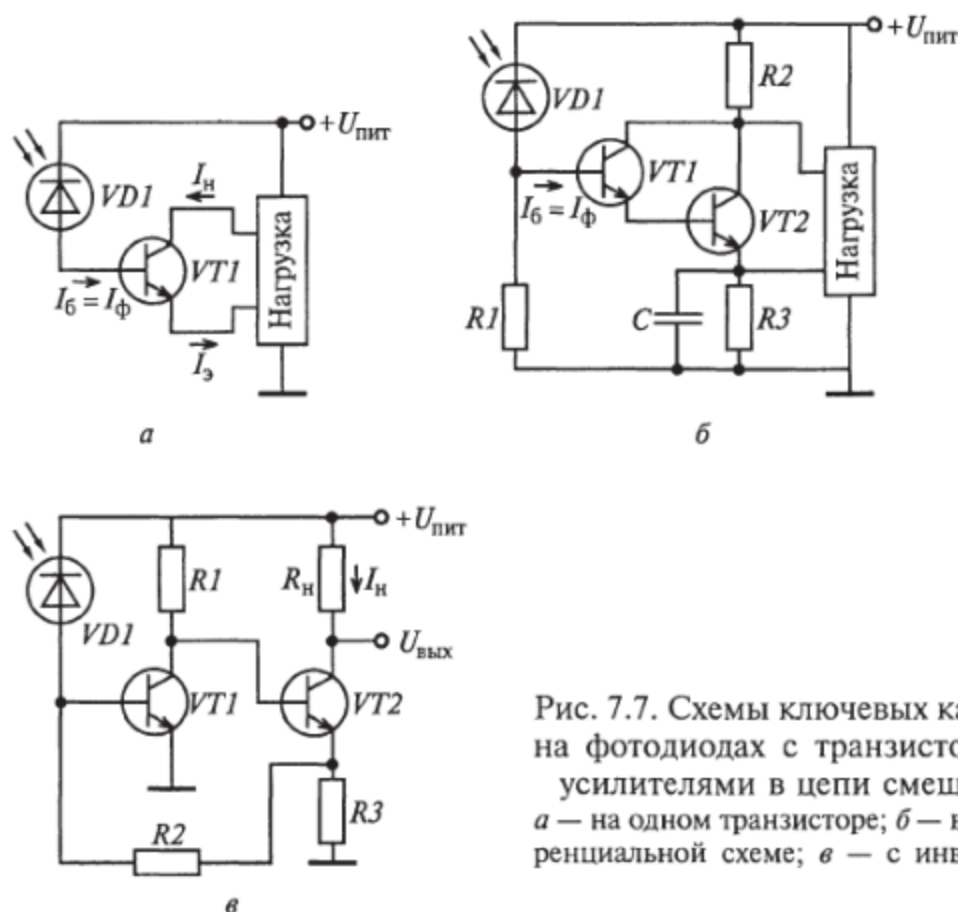


Рис. 7.7. Схемы ключевых каскадов на фотодиодах с транзисторными усилителями в цепи смещения: а — на одном транзисторе; б — в дифференциальной схеме; в — с инвертором

стве, где транзисторы должны входить в насыщение при освещении фотодиода, т. е. в ключевых устройствах с оптическим управлением. Фототок в ключевом режиме $I_{ф.кл}$ должен удовлетворять неравенству следующему:

$$I_{ф.кл} > U_{пит}/h_{216}R_n.$$

В этом случае переключение происходит при малом значении фототока (даже при малом сопротивлении нагрузки).

Если необходимо линейное усиление фототока, то следует применять транзисторные усилители со стабильным коэффициентом передачи тока (рис. 7.7, в). Усилитель на транзисторах VT1 и VT2 охвачен цепью отрицательной обратной связи через резисторы R2 и R3. Выходной ток нагрузки I_n протекает по низкоомному сопротивлению нагрузки R_n .

Для фотодиодов в цифровых системах передачи информации требуется высокое быстродействие и малая инерционность. Их инерционность зависит от временных характеристик процесса фотогенерации носителей, условий разделения электронно-дырочных пар, емкости $p-n$ -перехода, а также сопротивления нагрузки. Быстродействие конкретного фотодиода можно охарактеризовать граничной частотой $F_{гр}$, соответствующей максимальной частоте модуляции светового потока, на которой чувствительность

уменьшается до уровня 0,707 от чувствительности на низкой частоте модуляции. Для кремниевых и германиевых фотодиодов с малой фотоприемной частью (рабочая площадка площадью 1 мм^2) граничная частота $F_{\text{гр}} \approx 1 \text{ ГГц}$. Другими характеристиками быстрого действия (или инерционности) фотодиодов являются постоянные времени нарастания $T_{\text{н}}$ и спада $T_{\text{сп}}$ фототока — интервалы времени, в течение которых фототок изменяется в $e \approx 2,7$ раз от установившегося значения (где e — основание натурального логарифма) при $\Phi = \text{const}$ после включения или выключения светового потока. Для кремниевых и германиевых малогабаритных фотодиодов эти величины составляют $1 \dots 2 \text{ нс}$. Эти параметры обычно приводят в паспорте фотодиода. Они часто связаны между собой следующим соотношением: $T_{\text{н}} + T_{\text{сп}} \approx 1/F_{\text{гр}}$.

7.4. Фотодиоды структуры $p-i-n$ и лавинные фотодиоды

К особой группе фотодиодов, отличающихся очень малой инерционностью и высокой чувствительностью, относятся $p-i-n$ -фотодиоды и лавинные фотодиоды.

В волоконно-оптических линиях связи от фотодиода требуется высокая чувствительность и высокое быстродействие (менее наносекунды). Такие фотодиоды необходимы также в цифровых телевизионных системах, системах записи и воспроизведения звука с компакт-дисков и др. В подобных устройствах применяют $p-i-n$ -фотодиоды и лавинные фотодиоды.

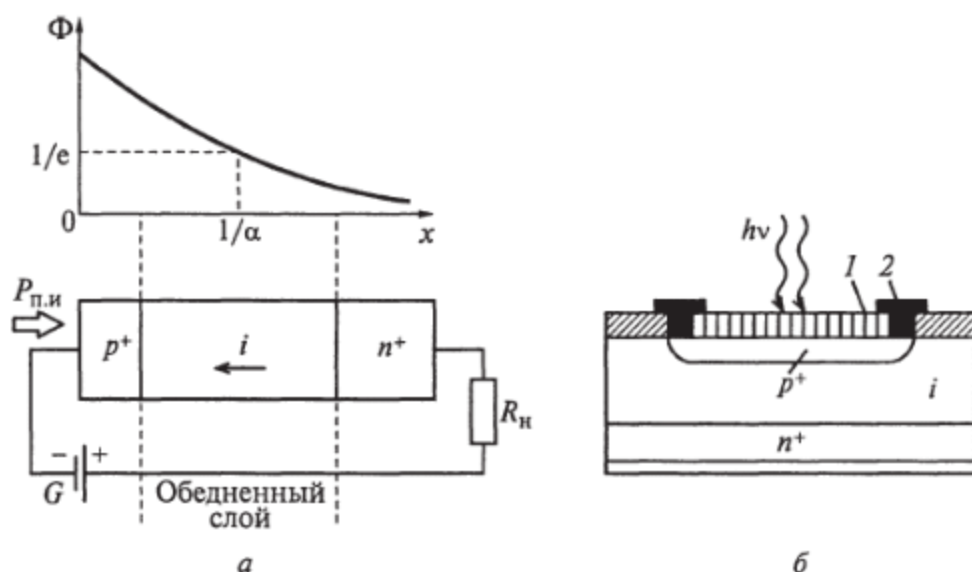


Рис. 7.8. Фотодиод структуры $p-i-n$:

a — функциональная схема с ослаблением света; b — его полупроводниковая конструкция; 1 — просветляющая пленка; 2 — металлическое кольцо

Полупроводниковая структура и схема включения $p-i-n$ -фотодиода показана на рис. 7.8. На подложке с проводимостью n^+ сформирован i -слой чистого (не легированного) полупроводника с очень малой собственной проводимостью и слой с проводимостью p^+ толщиной до 0,3 мкм. При подаче обратного смещения обедненным оказывается весь i -слой. В результате емкость перехода уменьшается, расширяется область поглощения падающего излучения и повышается чувствительность прибора. Падающее излучение в полупроводниковой структуре затухает по экспоненте (см. рис. 7.8, а), причем скорость затухания зависит от коэффициента поглощения и вызывает появление фотовозбужденных носителей зарядов. Электрическое поле обедненного i -слоя, в котором напряженность поля больше или равна 10^3 В/см, ускоряет их до скорости насыщения дрейфа (около 10^7 см/с). Эту область i -слоя называют *пространством дрейфа*.

За пределами обедненного i -слоя движение носителей имеет диффузионный характер с относительно низкой скоростью (примерно 10^4 см/с), что приводит к снижению быстродействия фотодиода. Для его повышения необходимо сконцентрировать поглощение излучения в обедненном слое. Для этого слой p^+ делают очень тонким, а толщину i -слоя — больше длины ослабления излучения l_c в $e \approx 2,7$ раза ($l_c = 1/\alpha$, где α — коэффициент ослабления). Длина ослабления излучения для кремния на длине волны 0,8 мкм равна примерно 10...20 мкм, а рабочее напряжение, при котором обедненный i -слой имеет требуемое пространство дрейфа, не превышает 10...20 В. Фотодиоды структуры $p-i-n$ могут регистрировать излучение мощностью около 10 нВт.

В лавинном фотодиоде (рис. 7.9) излучение также поглощается в обедненном слое. Для создания ударной ионизации фотовозбужденными носителями зарядов рядом с $p-n$ -переходом формируют слаболегированную p^- -область с высокой напряженностью электрического поля (более 10^5 В/см). Под воздействием света в ней

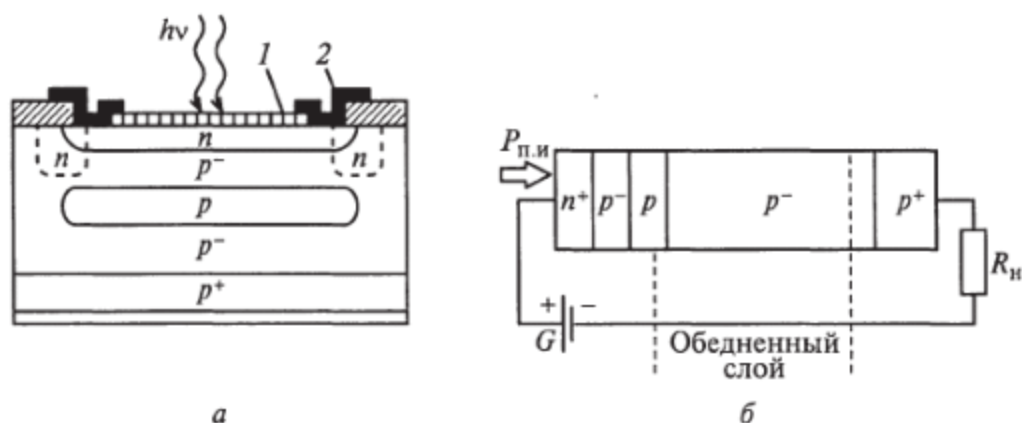


Рис. 7.9. Лавинный фотодиод:

а — конструкция и полупроводниковая структура; б — схема включения; 1 — просветляющая пленка; 2 — металлическое кольцо

возникают возбужденные электроны и дырки. Электроны ускоряются электрическим полем, соударяются с атомами полупроводника и происходит лавинное умножение носителей зарядов. Коэффициент умножения, при напряжении смещения близком к напряжению пробоя, может достигать 1000. Благодаря этому лавинный фотодиод позволяет регистрировать сигналы мощностью примерно 1 нВт. Значение коэффициента умножения зависит от температуры. От нее также зависит напряжение пробоя. Температурный коэффициент изменения напряжения пробоя составляет для кремния и германия примерно 0,2 % на 1 °С.

Для уменьшения отражения света поверхность окна фотодиода покрывают просветляющей пленкой 1 (см. рис. 7.8 и 7.9). По периметру рабочей поверхности формируют металлическое кольцо 2, создающее равномерное распределение электрического поля. Хорошие характеристики фотодиодов достигаются путем расчета и экспериментального подбора состава полупроводников, легирующих присадок и геометрических размеров слоев.

Быстродействие $p-i-n$ -фотодиодов ограничено временем пробега фотоиницированных носителей и постоянной времени $\theta = R_n C$. Время пробега носителей при скорости 10^7 см/с и ширине обедненного слоя 100 мкм составляет примерно 1 нс. При меньшей ширине обедненного слоя может быть достигнута граничная частота до нескольких гигагерц. Емкость диода состоит из паразитной емкости корпуса и емкости перехода. Для $p-i-n$ -фотодиодов она составляет 1...2 пФ. Сопротивление нагрузки для быстродействующих схем выбирают равным 50 Ом. Это позволяет получить постоянную времени $\theta = 0,05...0,1$ нс и обеспечить частоты приема сигналов с частотой соответственно 20 и 10 ГГц.

Постоянная времени лавинного фотодиода, при рабочем напряжении 100...150 В, оказывается равной примерно 0,3 нс, что позволяет работать с частотами до 3 ГГц.

Темновой ток $p-i-n$ -фотодиодов и лавинных фотодиодов представляет собой сумму обратного тока и тока поверхностной утечки. Он вызывает тепловой дробовой шум. У кремниевых фотодиодов темновой ток мал (около 10^{-12} А), поэтому и уровень шума относительно невысок. Шумовые характеристики германиевых приборов заметно хуже, и для них желательно применять охлаждение.

Фототок в $p-i-n$ -фотодиодах зависит от мощности падающего излучения $P_{п.и}$ и энергии фотона $h\nu$:

$$I_{\phi} = \eta e P_{п.и} / (h\nu),$$

где η — квантовый выход; e — заряд электрона; $P_{п.и} / (h\nu)$ — число падающих фотонов; h — постоянная Планка; ν — частота фотона.

Квантовый выход, в свою очередь, определен следующим соотношением:

$$\eta = (1 - K_{отр})(1 - \exp(-K_{п.с} b)),$$

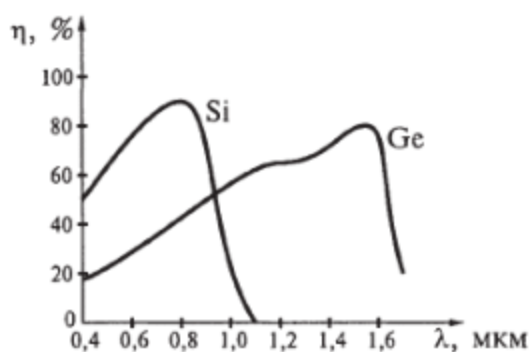


Рис. 7.10. Зависимость квантового выхода от длины волны для кремниевых и германиевых фотодиодов

где $K_{отр}$ — коэффициент отражения светового потока от рабочей поверхности прибора; $K_{п.с}$ — коэффициент поглощения света; b — ширина области поглощения.

Зависимость квантового выхода от длины волны излучения для германиевых и кремниевых $p-i-n$ -фотодиодов позволяет определить их границы чувствительности (рис. 7.10). В области длинных волн ее определяет ширина запрещенной зоны фоточувствительного материала. Снижение

чувствительности в области коротких волн происходит вследствие затухания света вблизи поверхности и поверхностной рекомбинации фотовозбужденных носителей зарядов.

7.5. Фототранзисторы

Фототранзистор — это полупроводниковый приемник излучения, по структуре подобный транзистору (биполярному или полевому) и обеспечивающий внутреннее усиление сигнала.

Полупроводниковая структура биполярного транзистора показана на рис. 7.11, а.

В корпусе прибора предусмотрено прозрачное окно, через которое световой поток попадает на одну из областей транзистора. Напряжение питания подводят так, чтобы коллекторный переход был закрыт, а эмиттерный — открыт. База может быть отключенной.

При освещении базы в ней возникают носители зарядов (электронно-дырочные пары). Так же как в фотодиоде, пары, достиг-

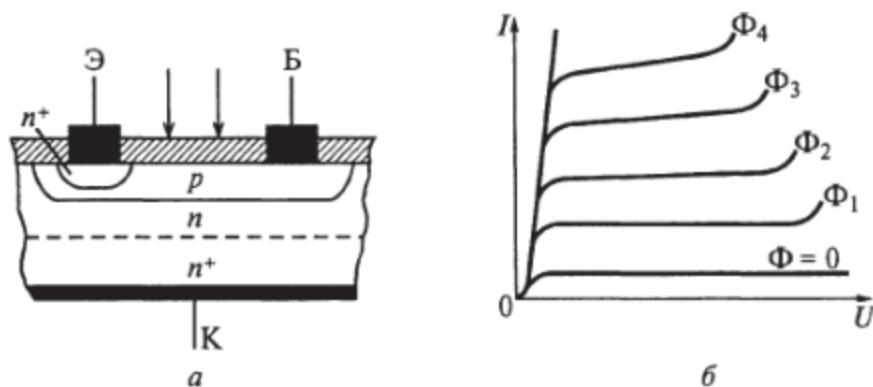


Рис. 7.11. Фототранзистор:
а — структура; б — ВАХ при разной освещенности

шие в результате диффузии коллекторного перехода, разделяются полем перехода, дырки (в $p-n-p$ -транзисторе) движутся в коллектор, при этом его ток увеличивается, а электроны остаются в базе, понижая ее потенциал. На эмиттерном переходе создается дополнительное прямое напряжение, вызывающее дополнительную инжекцию дырок из эмиттера в базу и соответствующее увеличение тока коллектора.

Общий ток коллектора представляет собой сумму фототока базы $I_{б,ф}$ и тока $I_{к-э}$ инжектированных эмиттером носителей, прошедших коллекторный переход. Коэффициент усиления фототока:

$$K_{\phi} = (I_{б,ф} + I_{к-э})/I_{б,ф} = h_{21э} + 1 \text{ (если } R_n \Rightarrow 0),$$

где $h_{21э}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером.

При этом на сопротивлении нагрузки создается падение напряжения $\Delta U \approx (h_{21э} + 1)I_{б,ф}R_n$ (рис. 7.11, б).

Из приведенных формул видно, что фототранзистор можно представить в виде эквивалентного фотодиода, включенного параллельно коллекторному переходу транзистора и обладающего дополнительно усилительными свойствами. Таким образом, транзистор повышает чувствительность эквивалентного фотодиода в $(h_{21э} + 1)$ раз.

Фототранзисторы могут быть на МДП- и МОП-структурах со встроенным или индуцируемым (инверсионным) каналом (рис. 7.12).

МДП-транзистор со встроенным каналом создается на подложке из полупроводникового материала проводимости p , в которой сформированы канал n и две области n^+ , выполняющие функции токосъемов канала (см. рис. 7.12, а). Одна из них является истоком, другая — стоком. Затем структуру покрывают слоем диэлектрика. Над каналом на диэлектрик наносят металлический электрод-затвор. Над токосъемами вытравливают окна и наносят на них металлическую контактную пленку. При подаче на затвор отрицательного напряжения n -канал обедняется электронами и сопротивление его растет. При подаче на затвор положительного напряжения

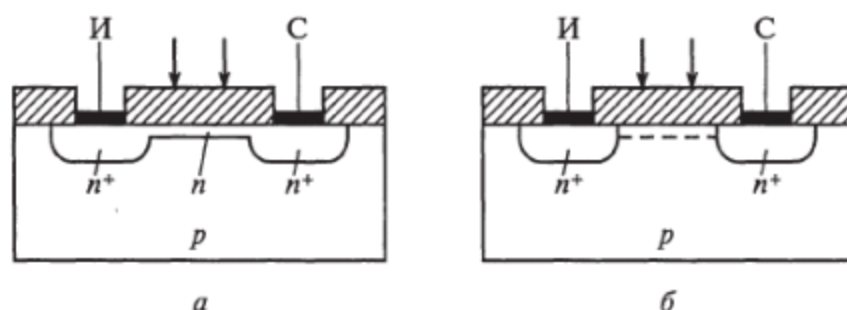


Рис. 7.12. МДП-структуры транзисторов:
а — со встроенным каналом проводимости; б — с индуцируемым

n -канал обогащается электронами и его сопротивление уменьшается. В соответствии с этим изменяется ток между истоком и стоком.

В МДП-фототранзисторе с индуцируемым каналом (см. рис. 7.12, б) канал проводимости не встраивают. При нулевом напряжении на затворе токосъемы из материала проводимости n^+ разъединены обедненной областью с проводимостью p и ток между ними не протекает. При положительном напряжении на затворе концентрация дырок у поверхности уменьшается и число электронов в приповерхностном слое становится больше, чем дырок. Полупроводник приобретает проводимость, т.е. образуется индуцированный проводящий канал проводимости n -типа. В отличие от транзистора со встроенным каналом такой транзистор работает только при положительном напряжении на затворе.

Освещение канала также приводит к увеличению его проводимости за счет фотоиндуцированных носителей зарядов. Исследования вольт-амперных характеристик показали [11], что темновой ток увеличивается по мере увеличения напряжения на затворе, а затем происходит насыщение. При освещении зависимость тока от напряжения на затворе имеет максимум, после которого ток падает.

Конструкция однопереходного фототранзистора в простейшем варианте представляет собой стержень из полупроводникового материала с металлическими контактами на противоположных концах (выводы Б1 и Б2) и $p-n$ -перехода между ними с выводом от эмиттера Э (рис. 7.13), причем $p-n$ -переход включают в прямом направлении.

При подаче на базовые выводы напряжения $U_{Б1-Б2}$ падение напряжения на нижней части базы:

$$U_{П} = U_{Б1-Б2} l_1 / (l_1 + l_2),$$

где l_1 и l_2 — расстояние между Б1 и эмиттером Б2 соответственно.

Напряжение на $p-n$ -переходе $U_{p-n} = U_3 - U_{П}$. При увеличении U_3 от 0 до $U_{П}$ напряжение $U_{p-n} < 0$, а через переход протекает небольшой обратный ток. Если $U_3 = U_{П}$, то напряжение на переходе равно нулю, однако это состояние в силу различных флуктуаций неустойчиво. Сопротивление базы Б1 может оказаться несколько меньшим своего стационарного значения. При этом уменьшается $U_{П}$ и, в результате, U_3 окажется больше, чем $U_{П}$. Эмиттерный переход смещается в прямом направлении и будет инжектировать в базу дырки. Они под действием поля, создаваемого напряжением $U_{Б1-Б2}$, будут перемещаться в нижнюю часть базы, сопротивление которой еще более уменьшится. Падение напряжения на нижней части базы приведет к еще большему увеличению напряжения на переходе и т.д. Если нагрузочное сопротивление во входной цепи больше входного сопротивления однопереходного фототранзистора, то процесс носит лавинообразный характер. Ток

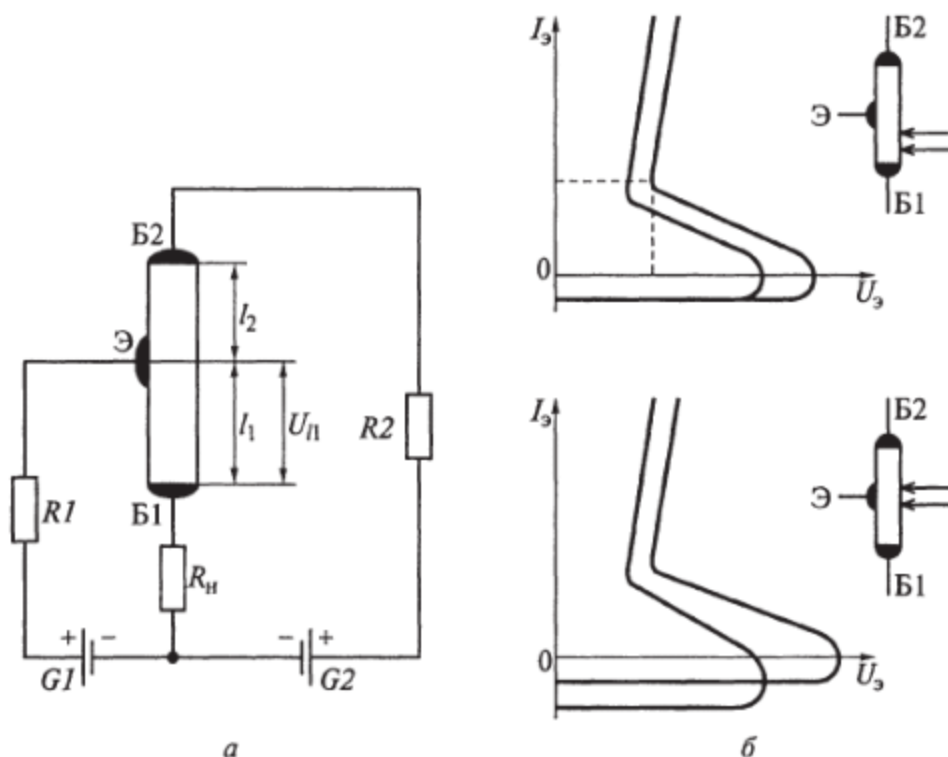


Рис. 7.13. Структурная схема однопереходного фототранзистора (а) и его ВАХ при облучении различных частей базы (б)

через переход увеличивается, падение напряжения на последовательно включенных участках перехода и нижней части базы уменьшается. Вольт-амперные характеристики однопереходного фототранзистора имеют *S*-образный вид (см. рис. 7.13, б).

При облучении нижней части базы концентрация носителей заряда в ней растет и напряжение срыва уменьшается. Генерируемые под воздействием света неосновные носители ускоряются электрическим полем в направлении базы Б1, и обратный ток эмиттера не изменяется. При облучении части базы, расположенной напротив эмиттера при обратном его включении, часть неравновесных носителей зарядов переходит к контакту базы Б1, а часть попадает в область объемного заряда *p-n*-перехода, увеличивая его обратный ток.

Для изготовления однопереходных фототранзисторов используют монокристаллический кремний и германий, а также такие широкозонные полупроводниковые материалы, как арсенид галлия и др. Фототранзисторы используют в качестве ключевых приемников видимой и ближней ИК области спектра, а также в оптопарах (узлы запуска тиристоров, мультивибраторы, генераторы колебаний сложной формы и т. п.). Необходимо отметить, что фототранзисторы имеют, как правило, слаботочное исполнение, так как от них требуется высокое быстродействие и регистрация слабых световых потоков. Поэтому их используют совместно с усилительными или ключевыми каскадами.

Фототранзисторы подключаются к усилителям так же, как фотодиоды (см. рис. 7.7), но различные схемы их подключения к другим транзисторным каскадам имеют свои преимущества (рис. 7.14). При составлении и расчете схем необходимо учитывать, что выходной ток фототранзистора в десятки раз больше, чем у фотодиода при одинаковой освещенности, благодаря чему можно использовать меньшее число усилительных ступеней. Например, устройство, содержащее одну усилительную ступень (см. рис. 7.14, а) и фототранзистор, преобразует мощность светового потока так же эффективно, как устройство по схеме с фотодиодом. При других вариантах включения фототранзисторы и биполярные транзисторы усилителя работают в активном режиме и эффективно реагируют на изменение освещенности (см. рис. 7.14, б и в).

Удобна также дифференциальная схема включения (см. рис. 7.14, г). Ток в цепи нагрузки в этом случае определяется разностью фототоков транзисторов $VT1$ и $VT2$. При этом происходит взаимная компенсация значений темнового тока, а временные и температурные изменения тока фототранзисторов практически не влияют на выходной сигнал усилителя. Каскадный узел обладает широким динамическим диапазоном, что характерно для мощных выходных усилителей и электронных ключей.

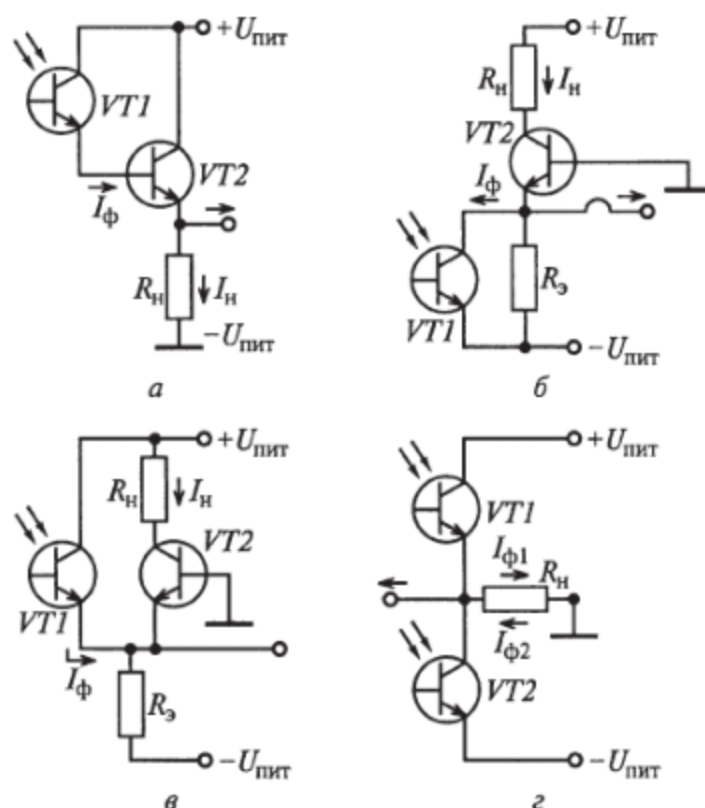


Рис. 7.14. Схемы ключевых каскадов на фототранзисторах:
а — управление током базы; б — в цепи эмиттера; в — с параллельным включателем; г — с дифференциальным включателем

Фототранзисторы хорошо сочетаются с логическими элементами (рис. 7.15). Некоторые особенности имеет сопряжение фототранзисторов с полевыми транзисторами, входное сопротивление которых очень велико. В этом случае усилитель практически не потребляет тока и реагирует на изменение напряжения на фотоприемнике.

Применение стабилизации электрического режима фототранзистора с «плавающей базой» вызывает некоторые трудности в связи с отсутствием фиксации базового напряжения. Обратный ток коллектора неосвещенного фототранзистора в несколько раз превышает темновой ток коллекторного $p-n$ -перехода и во столько же раз увеличивает его температурную и временную нестабильность. Для стабилизации положения рабочей точки необходимо фиксировать напряжение на базе. В усилительных каскадах (см. рис. 7.15, а) напряжение на базе задается резистивным мостиком на резисторах $R1$ и $R2$ в цепи базы. Эмиттерный ток ограничен резистором в цепи эмиттера $R4$. Для хорошей стабилизации режима резисторы необходимо выбирать из условия $R1$ и $R2 < R4$.

Стабилизация ключевого узла с общим эмиттером достигается включением резистора $R1$ в цепь базы (см. рис. 7.15, б), обеспечи-

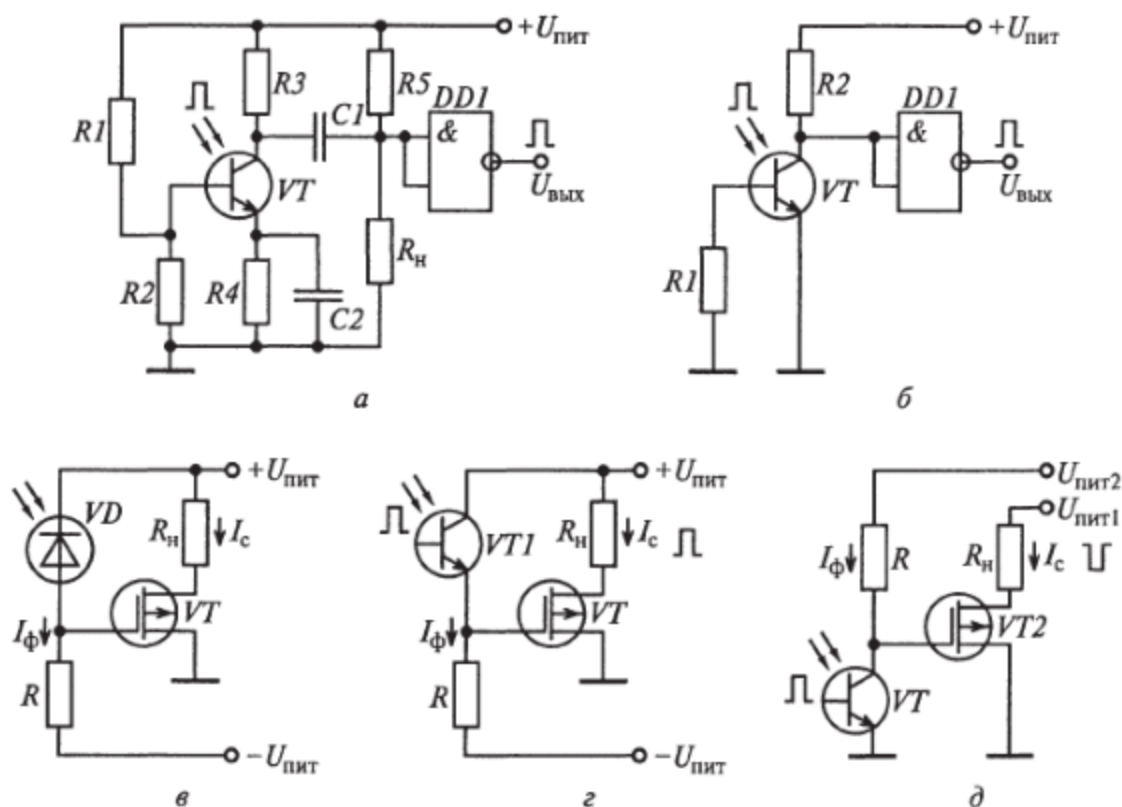


Рис. 7.15. Схемы ключевых каскадов на фототранзисторах с логическими элементами:

а — с емкостной связью; б — с прямым подключением к логическому элементу; в — с фотодиодом и полевым транзистором; г — с полевым транзистором в цепи смещения; д — то же, с инвентированием фотоимпульса

вающим создание отрицательной обратной связи в статическом режиме. Стабилизирующее действие этого резистора компенсирует зависимость тока коллектора и тока базы неосвещенного фототранзистора от напряжения на эмиттерном переходе.

В схеме узла со стабилизацией статического тока фототранзистора (см. рис. 7.14, б) сильная отрицательная ОС действует между эмиттером транзистора $VT2$ и базой фототранзистора $VT1$. Температурные изменения эмиттерного напряжения усиливаются и в противофазе поступают на базу транзистора, компенсируя изменения статического режима.

Если в узле (см. рис. 7.15, в) фототок отсутствует, то напряжение затвора фиксировано на уровне $-U_{\text{пит}}$. По мере увеличения фототока отрицательное напряжение на затворе уменьшается и увеличивается ток стока (см. рис. 7.15, в, з). Положительное напряжение $U_{\text{пит}}$ фиксирует рабочую точку МДП-транзистора вблизи порога открытия (см. рис. 7.15, д). При освещении фототранзистора повышается напряжение на затворе и увеличивается ток стока I_c . В схеме напряжение питания выше порогового напряжения U_n МДП-транзистора. При освещении фототранзистора уменьшается ток стока, и при фототоке $I_\phi > (U_{\text{пит}} - U_n)/R1$ МДП-транзистор полностью закрывается.

7.6. Фототиристоры

Фототиристор — это полупроводниковый приемник излучения, содержащий четырехслойную $p-n-p-n$ -структуру тиристора, которая обеспечивает переключающие свойства прибора.

Полупроводниковая четырехслойная $p-n-p-n$ -структура фототиристора имеет два $p-n$ -перехода, один из которых смещен в прямом а другой — в обратном направлении (рис. 7.16, а). При таком включении переходов фототиристор можно представить как два последовательно включенных транзистора $p-n-p$ и $n-p-n$ с положительной обратной связью через общий коллек-

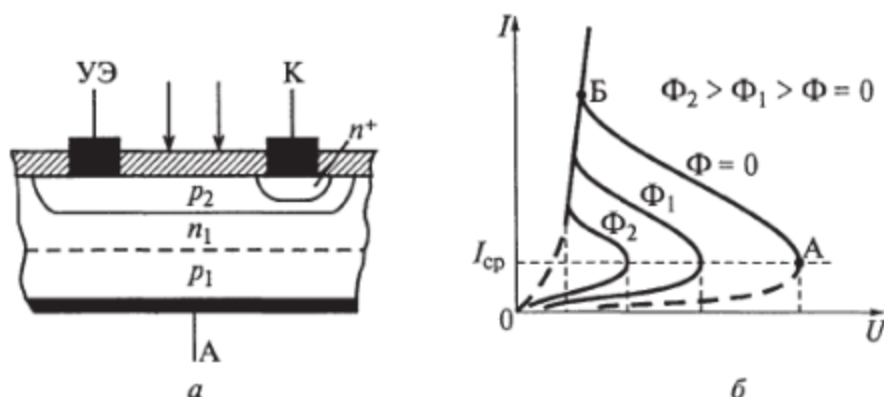


Рис. 7.16. Фототиристор:
а — полупроводниковая структура; б — ВАХ при разной освещенности

тор. Сильная положительная обратная связь приводит к появлению на ВАХ фототиристора участка с отрицательным динамическим сопротивлением (рис. 7.16, б).

Фототиристор может находиться в одном из двух устойчивых состояний, соответствующих положению рабочей точки, либо ниже прямой тока срабатывания $I_{ср}$ (фототиристор закрыт), либо выше ее (открыт). Переход из одного устойчивого состояния в другое происходит скачком (на отрицательном участке АБ состояние прибора неустойчиво), когда напряжение на управляющем электроде или освещенность превышают некоторое пороговое значение. При этом переходе сопротивление фототиристора и ток через него изменяются в $10^6 \dots 10^7$ раз. При темновом сопротивлении, примерно от 10^7 Ом, ток в закрытом состоянии составляет около 10^{-6} А, а в открытом — 0,1 ... 1,0 А. Таким образом, фототиристор имеет очень высокий коэффициент усиления по току и мощности и может быть хорошим ключевым устройством.

Свет в фототиристоре поглощается в обеих базах, т. е. с ростом освещенности увеличиваются токи эмиттеров. При увеличении освещенности напряжение срыва уменьшается и фототиристор быстрее переходит в открытое состояние.

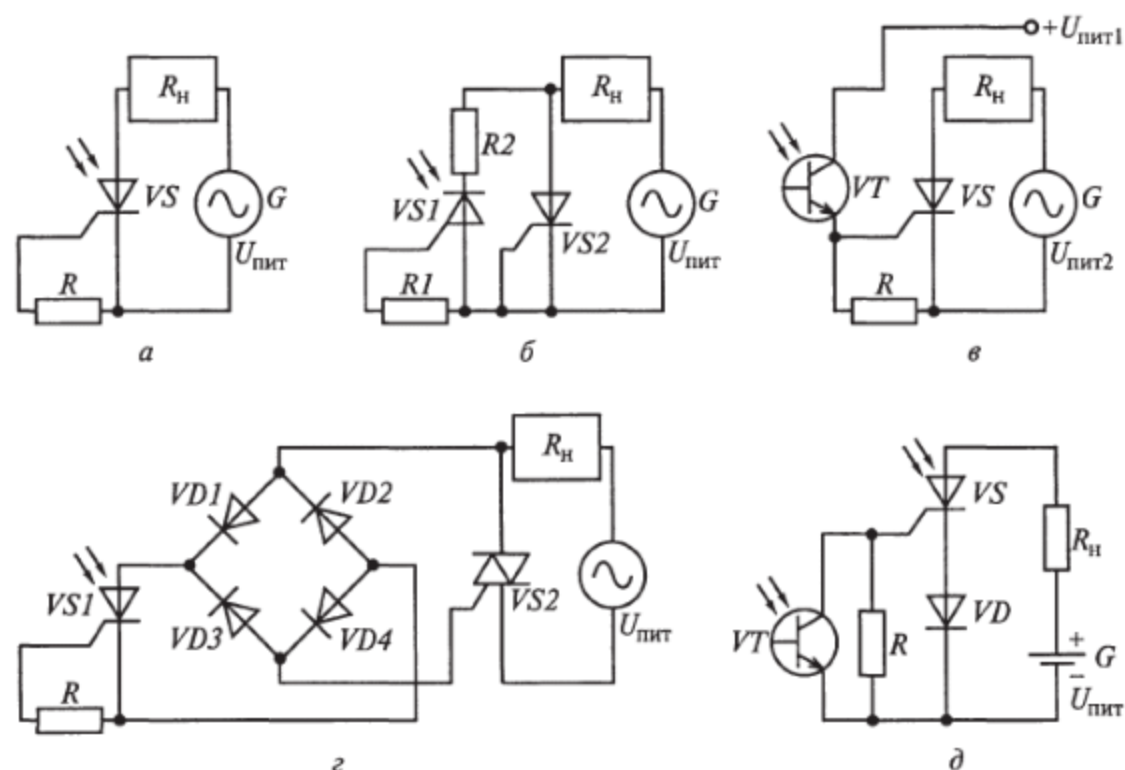


Рис. 7.17. Схемы силовых ключевых каскадов на фототиристорах и фототранзисторах:

а — фототеристор в цепи нагрузки; б — фототиристор в цепи нагрузки с параллельным подключением к силовому тиристор; в — фототранзистор, управляющий тиристором; г — фототиристор в цепи управления силовым тиристором; д — фототранзистор в цепи управления силовым тиристором

Фототиристоры используют для прямого оптического управления мощными электрическими устройствами в цепях постоянного и переменного токов как оптоэлектронные ключи (рис. 7.17). В низковольтных преобразователях малой мощности фототиристоры можно использовать для непосредственной коммутации нагрузки (см. рис. 7.17, а). В мощных преобразователях (особенно высоковольтных) маломощный фототиристор воздействует на более мощный тиристор, в цепи которого включена нагрузка (см. рис. 7.17, б). В схеме, показанной на рис. 7.17, в, тиристор переключается сигналом фототранзистора VT . В устройстве на рис. 7.17, г фототиристор, включенный в диагональ диодного моста, управляет мощным силовым симистором. В схеме узла коммутации с источником питания постоянным напряжением нагрузку включают облучением фототиристора (см. рис. 2.17, д). Выключение фототиристора VS обеспечивает фототранзистор VT . Затемненный фототранзистор при освещении переходит в режим насыщения и замыкает управляющий электрод VS на шину нулевого потенциала. При этом фототиристор выключается.

7.7. Основные характеристики и параметры фоточувствительных приборов

Функциональные возможности всех рассмотренных фотоприборов определяются набором характеристик и параметров, выражающих зависимости тока или напряжения сигнала и шума на выходе от различных факторов (мощности, спектрального состава и частоты модуляции возбуждающего излучения, температуры окружающей среды, напряжения питания, наличия фоновых помех и др.). Ниже приведены основные характеристики и параметры фотоприборов и раскрыто их содержание. Набор наиболее важных параметров фотоприборов обычно приведен в паспорте прибора или имеется в справочной литературе.

Спектральная характеристика чувствительности отображает реакцию фотоприбора на воздействие излучения с различной длиной волны. Эта характеристика определяет спектральную область применения прибора, его спектральную и интегральную чувствительность.

Энергетическая (световая) характеристика отображает зависимость фотоотклика прибора от интенсивности возбуждающего потока излучения (ампер-ваттная, вольт-ваттная, люкс-амперная характеристики). Энергетической характеристикой называют также зависимость интегральной или спектральной чувствительности прибора от интенсивности облучения.

Пороговые характеристики показывают способность фотоприбора регистрировать излучение малой интенсивности. Эта способ-

ность в основном зависит от уровня собственных шумов прибора — флуктуаций тока, протекающего через него в отсутствие облучения или при немодулированном световом потоке.

Вольт-амперная характеристика отображает зависимость тока фотоприемника от приложенного к нему напряжения; световой (общий) ток $I_{\text{св}} = I_{\text{т}} + I_{\text{ф}}$.

Частотные характеристики описывают зависимость чувствительности от частоты модуляции излучения или длительности импульсов и характеризуют инерционность прибора.

Температурные характеристики определяют зависимость параметров прибора (темнового тока, темнового сопротивления, чувствительности и т. п.) от температуры окружающей среды. Рабочий температурный интервал указывают в паспорте прибора. При этом указывают значения основных параметров в крайних точках интервала при рабочем напряжении прибора.

Рабочее напряжение — это постоянное напряжение, приложенное к прибору и обеспечивающие номинальные его параметры при длительной работе в заданных эксплуатационных условиях. Обычно его устанавливают с запасом по отношению к пробивному напряжению.

Максимально допустимое напряжение — это значение постоянного напряжения, при котором отклонения параметров прибора не превышают установленных пределов.

Мощность рассеивания — это мощность, выделяемая при прохождении фототока и определяющая возможности разогрева прибора.

Превышение максимально допустимой мощности рассеивания приводит к повреждению прибора. Ее значение зависит от интенсивности отведения теплоты.

Темновое сопротивление — это сопротивление прибора в отсутствие падающего на него излучения в пределах его спектральной чувствительности.

Дифференциальное сопротивление — это отношение малых приращений напряжения на приборе и тока через него.

Темновой ток — это ток, проходящий через прибор при указанном напряжении в отсутствие потока излучения в пределах спектральной чувствительности.

Коротковолновая (длинноволновая) граница спектральной чувствительности — это наименьшая (наибольшая) длина волны монохроматического излучения, при которой монохроматическая чувствительность прибора равна 0,1 от ее максимального значения.

Максимум спектральной характеристики чувствительности — это длина волны, соответствующая максимуму чувствительности прибора.

Динамический диапазон линейности (в децибелах) характеризует область значений лучистого потока Φ (от Φ_{min} до Φ_{max}) или его

мощностей P (от P_{\min} до P_{\max}), при которых энергетическая (световая) характеристика линейна: $\Delta = 10 \lg(\Phi_{\max}/\Phi_{\min}) = 10 \lg(P_{\max}/P_{\min})$.

Токовая чувствительность (А/лм или А/Вт) определяет значение фототока, создаваемого единичным потоком излучения. Иногда вместо потока излучения, падающего на прибор, задают плотность падающего потока, измеряемую в Вт/см².

Вольтовая чувствительность характеризует значение сигнала в вольтах, отнесенное к единице падающего потока излучения.

Токовую и вольтовую чувствительность называют *интегральной*, если она характеризует чувствительность к интегральному потоку излучения и монохроматической в случае монохроматического излучения.

Интегральную токовую S_I и вольтовую S_U чувствительности вычисляют по следующим формулам:

$$S_I = (I_{\text{св}} - I_{\text{т}})/\Phi; \quad S_U = (U_{\text{св}} - U_{\text{т}})/\Phi,$$

где $I_{\text{св}}$, $U_{\text{св}}$, $I_{\text{т}}$, $U_{\text{т}}$ — световые и темновые токи и напряжение прибора соответственно.

Удельная обнаружительная способность D (Гц^{1/2} см/Вт) характеризует возможность использования прибора для обнаружения предельно малых сигналов:

$$D = U_{\Phi}(\Delta f S)^{1/2} / U_{\text{ш}} \Phi,$$

где U_{Φ} — напряжение фотосигнала, В; Δf — частотная полоса пропускания, Гц; S — площадь чувствительной площадки, см²; $U_{\text{ш}}$ — напряжение шума прибора, В.

Пороговая чувствительность $\Phi_{\text{п}}$ определяет уровень мощности светового фототока, при котором сигнал равен шуму. Пороговая чувствительность

$$\Phi_{\text{п}} = (S)^{1/2} / D.$$

Инерционность прибора характеризуют постоянные времени нарастания $T_{\text{н}}$ и спада $T_{\text{сп}}$ фотоотклика при воздействии импульса светового излучения. Они определяют предельные значения рабочей частоты модуляции светового потока, при которой еще не заметно уменьшение фотоотклика. Обычно $T_{\text{н}} < T_{\text{сп}}$. При синусоидальной модуляции светового потока быстродействие приборов характеризуют граничной частотой, на которой фотоотклик уменьшается до уровня 0,7 от стационарного значения.

7.8. Фотоприборы и операционные усилители

Первоначально операционные усилители применяли в аналоговой вычислительной технике для выполнения различных математических операций (суммирования, умножения, интегрирова-

ния и т. д.). Постепенное совершенствование и рост выпуска ОУ в виде микросхем сделали их универсальными элементами разнообразных оптико-электронных устройств. Сейчас выпускается широкая номенклатура ОУ, в том числе предназначенных для усиления сигналов различных фотоприборов, включая фоторезисторы, фотодиоды и фототранзисторы. Применение ОУ существенно упрощает использование фотоприборов в ключевых каскадах для решения задач импульсной техники.

Операционный усилитель — это дифференциальный усилитель постоянного тока с очень большим (до 10^{10} раз) коэффициентом усиления и в большинстве случаев несимметричным выходом (есть ОУ с симметричным выходом). Операционный усилитель никогда не включают без отрицательной обратной связи. При этом уменьшается коэффициент усиления ОУ, но повышается линейность амплитудной характеристики, уменьшаются нелинейные искажения, сглаживается частотная характеристика. Практически можно считать, что характеристики ОУ в основном определяются свойствами цепи отрицательной ОС.

Схемы включения фотоприборов к ОУ имеют свои особенности (рис. 7.18). При подключении фотодиода к инвертирующему

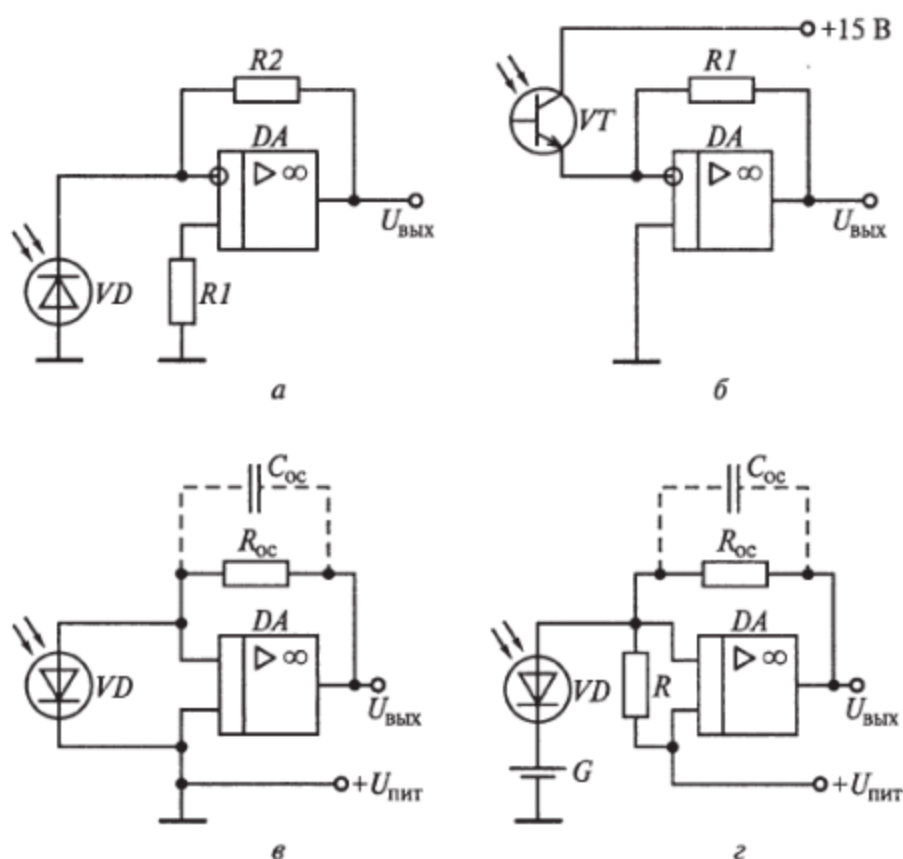


Рис. 7.18. Электрические схемы подключения фотодиодов и фототранзистора к операционным усилителям:

а, в — фотогальванический режим; б, г — фотодиодный режим

ОУ следует помнить, что входной ток ОУ очень мал (единицы пикоампер), особенно если его входные ступени выполнены на полевых транзисторах, а выходное сопротивление близко к нулю. Так как входы ОУ тока практически не потребляют, то в общем случае коэффициент усиления инвертирующего усилителя определяется отношением $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -(R2/R1)$. Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя равен $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 1 + (R2/R1)$.

Микросхемы операционных усилителей имеют характерные параметры, определяющие работу усилителя с обратной связью и всей схемы, частью которой в данном случае является фотоприбор.

7.9. Светодиоды, оптопары, оптроны и оптоэлектронные микросхемы

Фотоприемные устройства часто применяют совместно с источниками света. В качестве источников света могут использоваться лампы накаливания, газоразрядные лампы, светодиоды и полупроводниковые лазеры. Наиболее подходящими по совместимости с технологией типа ТТЛ и светосиле с рассмотренными фотоприборами являются светодиоды и полупроводниковые лазеры.

Светодиоды имеют ту же полупроводниковую структуру, что и обычные диоды или фотодиоды. При прямом включении электроны проходят через $p-n$ -переход и рекомбинируют (объединяются) с дырками. При этом излучается световая энергия в определенном частотном диапазоне. Если полупроводниковый материал прозрачен для этого диапазона, то излучение будет выходить из области рекомбинации наружу, а светодиод излучать свет. Современные светодиоды с высоким КПД преобразования электрической энергии в световую ($\approx 10\%$) изготавливают на полупроводниковых структурах из твердых растворов, например галлий — мышьяк GaAs. В зависимости от состава и легирующих присадок получают светодиоды с интенсивным излучением на длинах волн в диапазоне $0,6 \dots 1,1$ мкм, причем спектральная ширина излучения составляет $5 \dots 10$ нм.

Если полупроводниковую структуру светодиода обработать определенным образом и на торцах создать зеркальные отражатели (один из которых полупрозрачен), то в области излучения сформируется оптический резонатор и на выходе полупрозрачного зеркала будет наблюдаться лазерное излучение. Это излучение характеризуется более высокой яркостью и узкой шириной спектра (≈ 1 нм), а также меньшей угловой расходимостью.

Оптопара с открытым каналом, включающая в себя светодиод и фотодиод, часто используется в схемах автоматики как от-

дельно взятая пара излучатель — фотоприемник. Их применяют на конвейерах для подсчета деталей, счетчиках оборотов, угловых отсчетов и т. п. При этом используется принцип прерывания светового луча в момент его пересечения каким-либо предметом или специальной шторкой (пластиной). Для угловых отсчетов применяют диск с отверстиями (окнами) для регистрации числа световых импульсов или их положения. Оптопары с открытым оптическим каналом позволяют создавать различные оптоэлектронные датчики и упрощают решение задач контроля параметров различных сред (влажности, уровня и цвета жидкости, концентрации пыли, содержания вредных паров и газов и т. п.). Оптопары применяют также в качестве элементов оптического бесконтактного управления сильноточными и высоковольтными устройствами. На оптопарах удобно строить узлы запуска мощных тириатронов, распределительных и релейных устройств, устройств коммутации электропитания и т. д.

С точки зрения функциональных возможностей оптопара позволяет решать те же задачи, что и отдельно взятые пары излучатель — фотоприемник. Однако на практике они, как правило, более удобны, поскольку в них оптимально подобраны характеристики излучателя и фотоприемника, а также их взаимное расположение.

Иногда оптопары используют для дистанционного управления различной электронной и электротехнической аппаратурой. Примером служит пульт дистанционного управления телевизором и освещением в комнатах. Наиболее частое применение оптопар наблюдается в качестве элемента гальванической развязки.

Оптроны — это оптопары, выполненные в виде закрытой микросхемы, включающей в себя излучатель и фотоприемник. Их применяют в качестве устройств связи между блоками аппаратуры, находящимися под различными потенциалами, для сопряжения микросхем, имеющих различные значения электрических уровней. В этих случаях оптрон (оптопара) передает информацию между блоками, не имеющими электрической связи, и самостоятельной функциональной нагрузки не несет (рис. 7.19).

Примером может быть схема двухступенчатого транзисторного усилителя с оптоэлектронной связью (см. рис. 7.19, а). Изменение тока коллектора транзистора $VT1$ вызывает соответствующее изменение тока светодиода оптопары VU и сопротивления ее фоторезистора, который включен в цепь базы транзистора $VT2$. На резисторе $R2$ выделяется усиленный выходной сигнал. Применение оптопары практически полностью устраняет передачу сигнала с выхода на вход усилителя и препятствует самовозбуждению усилителя.

В схеме гальванической развязки, реализуемой с помощью дифференциального оптрона, он имеет общий излучатель и два фотоприемника (см. рис. 7.19, б). Если коэффициенты передачи сигнала

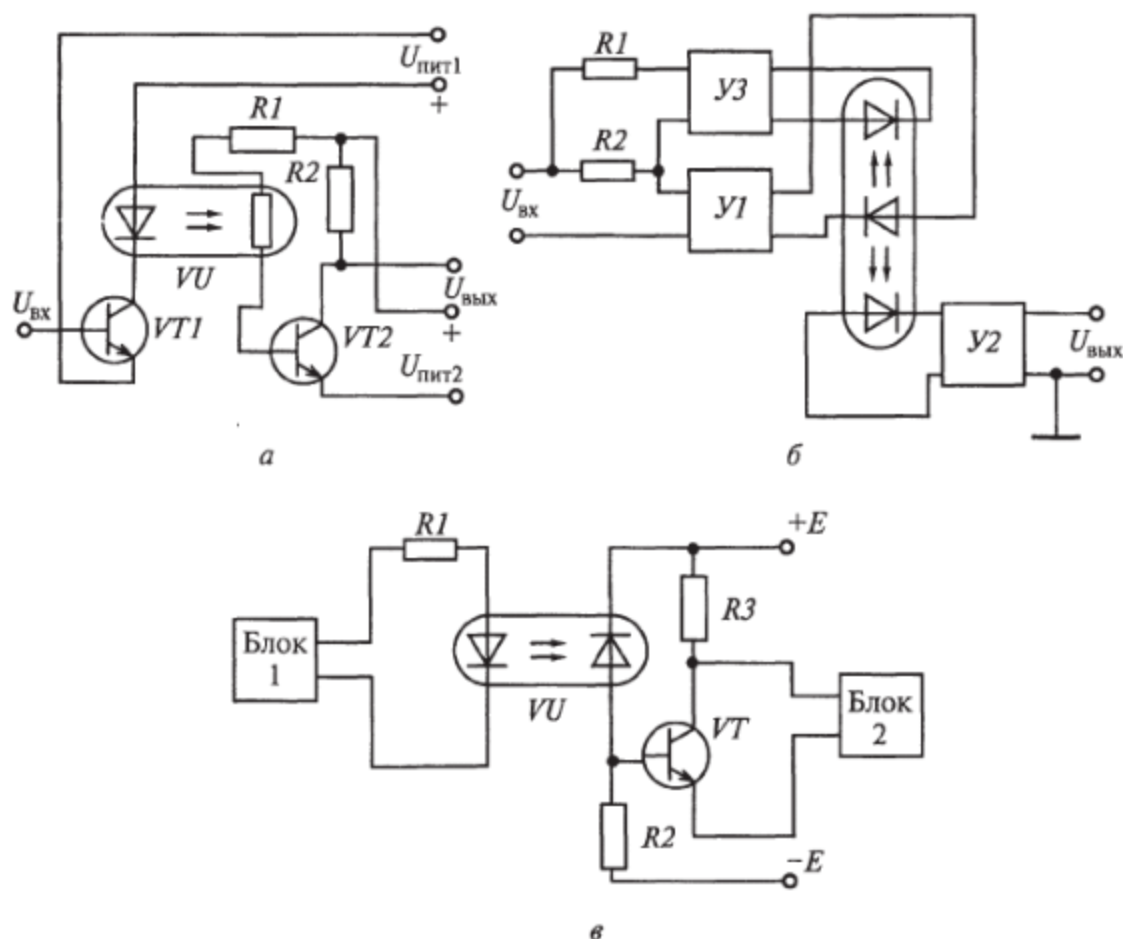


Рис. 7.19. Схемы гальванической развязки на оптронах:
а — оптрон, управляемый транзистором; *б* — двойной оптрон с обратной связью по напряжению; *в* — межблочная развязка с транзисторным усилительным каскадом

ла от излучателя обоим фотоприемникам одинаковы, а также равны коэффициенты усиления усилителей $Y1$ и $Y3$, то коэффициент передачи всего узла в целом будет стабилен и приблизительно равен $1 + R2/R1$. В таких узлах удобно использовать дифференциальные оптопары КОД301А, КОД303А.

Оптроны необходимы для межблочной гальванической развязки в электронной и электротехнической аппаратуре. В схеме гальванической развязки двух блоков сигнал с выхода блока 1 передается на вход блока 2 через диодную оптопару VU (см. рис. 7.19, *в*). Если в качестве второго блока использована интегральная микросхема с малым входным током, необходимость использования усилителя отпадает, а фотодиод оптопары в этом случае работает в фотогенераторном режиме.

Оптроны и оптоэлектронные микросхемы применяют в устройствах передачи информации между блоками, не имеющими замкнутых электрических связей. Применение оптронов существенно повышает помехоустойчивость каналов связи, устраняет неже-

лательные взаимодействия развязываемых устройств по цепям питания и общему проводу. Цепи сопряжения с применением оптопар широко используют в вычислительной и измерительной технике, в устройствах автоматики, особенно когда датчики или другие приемные устройства работают в пожаро- и взрывоопасных условиях, где требуется выполнение условий искробезопасности.

Для гальванической развязки электрически несовместимых логических элементов применяют оптоэлектронные переключатели (рис. 7.20, *а*). Оптоэлектронным переключателем служит микросхема К249ЛП1, в состав которой входят бескорпусная оптопара и стандартный вентиль на логическом элементе И-НЕ.

Оптроны упрощают проблемы сопряжения блоков, разнородных по функциональному назначению, характеру питания, на-

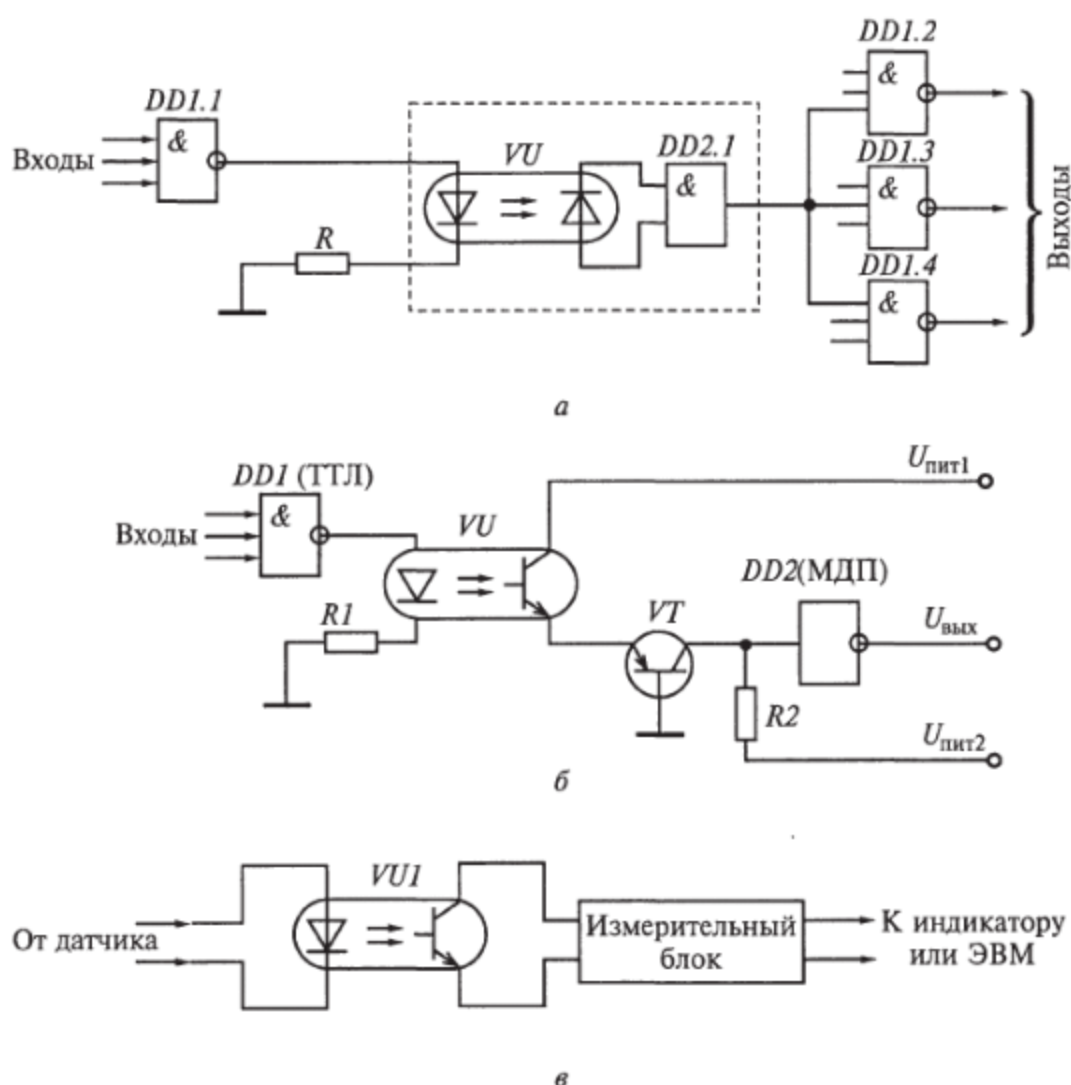


Рис. 7.20. Применение оптронов в логических схемах и измерительных устройствах:

а — развязка между логическими каскадами; *б* — то же, с транзисторным усилителем; *в* — развязка между линией датчика и измерительным блоком

пример исполнительных механизмов, питаемых от сети переменного тока, и цепей формирования управляющих сигналов, питаемых от низковольтных источников постоянного тока. Они также позволяют решить группу задач, связанных с согласованием цифровых микросхем с разными технологическими видами логических элементов (ТТЛ, ЭСЛ, КМОП и др.). При согласовании элемента типа ТТЛ с МДП с помощью транзисторной оптопары входная и выходная ступени не имеют общих электрических цепей и могут работать в самых различных условиях и режимах (рис. 7.20, б).

Гальваническая развязка необходима во многих практических случаях, например в медицинской диагностической аппаратуре, когда датчик прикреплен к телу человека, а измерительная аппаратура, усиливающая и преобразующая сигналы датчика, подключена к сети. При неисправности измерительной аппаратуры может возникнуть опасность поражения человека электрическим током. Датчик питается от отдельного низковольтного источника питания и подключается к измерительному блоку через развязывающий оптрон или оптопару (рис. 7.20, в).

Оптрон и оптопары необходимы и в других случаях, когда по требованиям повышенной безопасности «незаземленные» входы устройства приходится соединять с «заземляемыми» выходными устройствами. Примерами таких задач являются соединение линии телетайпной связи с дисплеем, устройством «автоматический секретарь», модемом, подключаемым к телефонной линии и т.п. В схеме сопряжения линии связи с дисплеем (рис. 7.21) операционный усилитель обеспечивает требуемый уровень сигналов на входе дисплея. Аналогичную схему можно применить для соединения передающего пульта с линией связи.

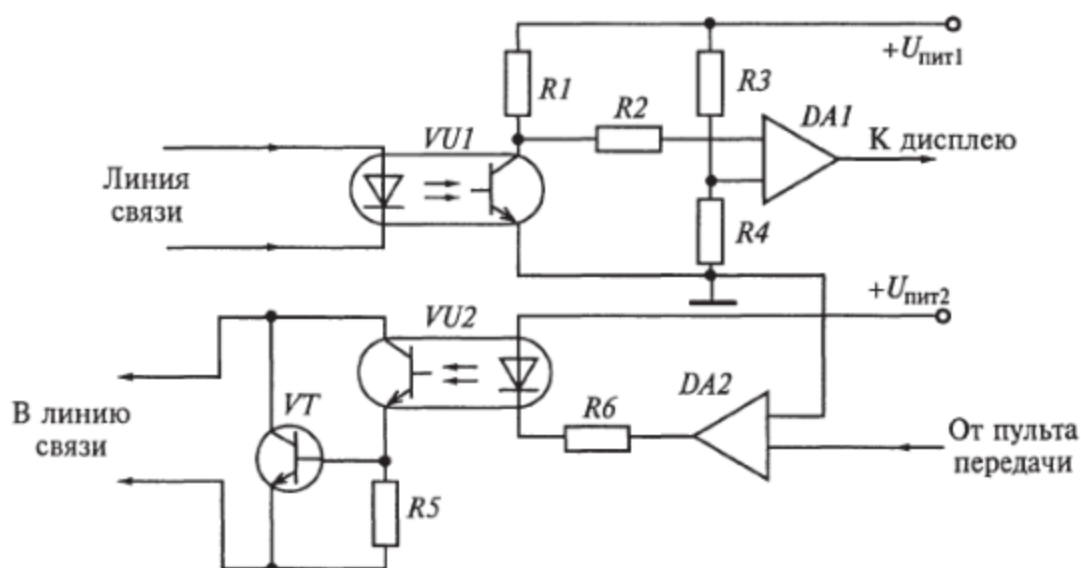


Рис. 7.21. Схема применения оптронов в линиях связи при приеме и передаче информации

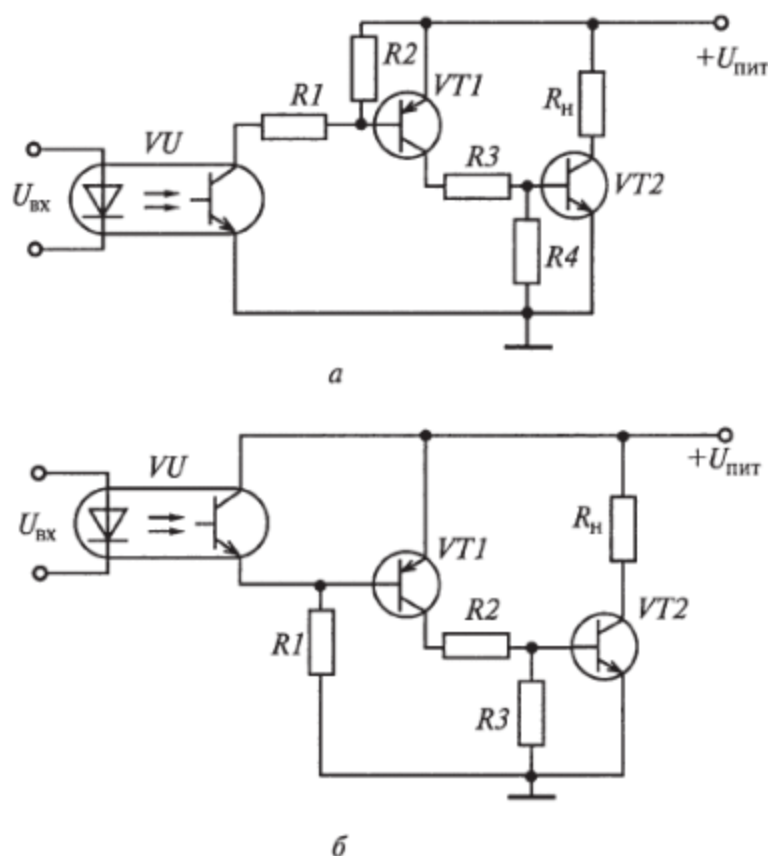


Рис. 7.22. Принципиальные схемы оптронных коммутаторов на силовых транзисторных ключах:

a — управление током базы; *б* — управление смещением напряжения

В некоторых случаях слабые сигналы от фотоприемника необходимо передавать на исполнительные механизмы (например, электродвигатели, реле, источники света и т. п.) через оптоэлектронную гальваническую развязку с одновременным усилением. Примерами такой развязки могут служить два варианта наиболее распространенных полупроводниковых коммутаторов на транзисторных оптопарах и транзисторных ключах (рис. 7.22). Ключи коммутируют сигналы постоянного тока. Сигнал, воспринимаемый фототранзистором оптопары, открывает транзисторы *VT1* и *VT2*, а также включает или отключает нагрузку.

Распространенным элементом современной радиоэлектронной аппаратуры является импульсный трансформатор. Его используют в различных импульсных генераторах и усилителях, каналах связи, телевизионных системах. Часто он используется для развязки постоянного и переменного напряжений, высоковольтных и низковольтных напряжений. Габаритные размеры и конструкция трансформатора не совместимы с технологией микроэлектроники. Вместо трансформатора удобно использовать оптрон. В схеме оптронной связи ключей и усилительных блоков на транзисторах (см. рис. 7.19, *a*) транзистор *VT1* управляет световым потоком светодиода оптрона.

Сигнал с фотодиода подается на транзистор VT_2 и усиленный передается далее на транзистор или логический переключатель.

Быстродействие и качество воспроизведения фронтов импульсов вполне обеспечивается современными оптронами на основе $p-i-n$ -фотодиодов. По своим частотным характеристикам они значительно превосходят высокочастотные импульсные трансформаторы. Длительности фронта и спада высокочастотных оптронов не превышают нескольких наносекунд, что позволяет передавать информацию со скоростью до 2 Гбит/с.

В настоящее время выпускаются *оптоэлектронные микросхемы*, включающие в себя несколько оптронов в сочетании с другими микроэлектронными элементами, обеспечивающие выполнение функциональных задач. В частности, они включают в себя импульсные усилители, ключи и цифровые логические элементы. Как правило, они удовлетворяют требованиям совместимости с другими стандартными элементами по уровням входных и выходных сигналов и питающего напряжения.

Современная связь развивается в направлении использования оптоволоконных линий передачи информации. В качестве передающего устройства в них применяют *полупроводниковый лазер* или *светодиод*, а в качестве приемника — *фотодиод*. Особенностью такой системы передачи информации является необходимость использования управляющего транзисторного каскада (драйвера) в цепи лазерного диода (рис. 7.23, а). Он играет двойную роль: обеспечивает оптимальный токовый режим в состоянии ожидания импульсов и ограничивает предельный ток лазера в момент рабочего импульса. Для повышения быстродействия и качества воспроизведения фронтов импульсов в схеме ключевого каскада цепи лазерного диода широко применяют полевые транзисторы (рис. 7.23, б).

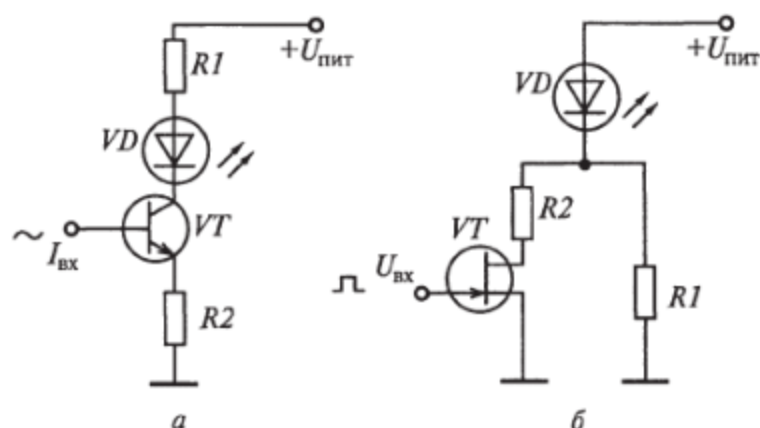


Рис. 7.23. Принципиальные схемы включения полупроводникового лазера и (или) светодиода для оптоволоконной линии связи:

а — управлением биполярным транзистором; б — управлением полевым транзистором

Фотоприемный блок также имеет особенности, в частности, фотодиод должен принимать очень слабые сигналы и создавать высокое усиление по напряжению. Он так же должен обеспечивать высокое быстродействие. Как правило, в приемных блоках волоконно-оптических линий связи используют $p-i-n$ -фотодиоды и лавинные фотодиоды, а также высокочувствительные фототранзисторы и фототранзисторные микросхемы.

Контрольные вопросы

1. Какие фоточувствительные приборы вы знаете? В чем преимущества и недостатки различных фотоприемных устройств?
2. Какие диапазоны излучений относятся к оптическим? Каковы примерно их длины волн и как их регистрируют?
3. Какую спектральную область перекрывают фоторезисторы и как они их встраивают в электронные схемы?
4. Нарисуйте схемы включения фоторезисторов и объясните преимущества мостовых схем.
5. Какова полупроводниковая структура фотодиода? Как он работает в фотогальваническом и фотодиодном режимах?
6. Как реализуются ключевые каскады на фотодиодах? Какими характеристиками они обладают?
7. Нарисуйте схемы подключения фотодиодов к транзисторам и объясните преимущества фотодиодного режима по сравнению с фотогальваническим.
8. Чем отличаются кремниевые и германиевые фотодиоды?
9. В чем преимущества $p-i-n$ -фотодиодов? Каковы их структура и параметры?
10. В чем преимущества лавинных фотодиодов? Объясните их структуру и назовите параметры.
11. В чем преимущества фототранзисторов? Каковы их структура и параметры?
12. Чем отличаются МДП- (МОП-) фототранзисторы от биполярных? Какую структуру они имеют? Назовите их параметры.
13. В чем заключаются особенности схемотехнических решений использования фотосопротивлений, фотодиодов и фототранзисторов?
14. Что такое фототиристор? Каковы его структура и параметры? Где его используют?
15. Какие основные характеристики фотоприборов вы знаете?
16. В чем заключается особенность применения операционных усилителей в ключевых схемах?
17. Перечислите преимущества использования оптопары с открытым каналом. Где применяют такие оптопары?
18. Какова конструкция оптрона? Назовите его особенности и области применения.
19. Что вы знаете о современной волоконно-оптической связи? Как она осуществляется, что используется в качестве передатчика и приемника сигналов?
20. Что необходимо сделать для увеличения быстродействия усилителя фотоприемника? Как это отразится на коэффициенте усиления каскадов?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Берикашвили В. Ш. Импульсная техника. — М. : Академия, 2003. — 186 с.
2. Берикашвили В. Ш., Черепанов А. К. Электронная техника : учеб. пособие. — 5-е изд. — М. : Академия, 2012. — 336 с.
3. Миловзоров О. В., Панков И. Г. Электроника : учебник для прикладного бакалавриата. — 6-е изд., перераб. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2017.
4. Берикашвили В.Ш. Основы электроники : учебник. — М. : Академия, 2016.
5. Щука А. А., Сигов А. С. Электроника. Ч. 2. Микроэлектроника. — 2-е изд., испр. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2017.
6. Соколов С. В. Электроника. — М. : Горячая линия — Телеком, 2013.
7. Быстров Ю. А., Гамкрелидзе С. А., Иссерлин Е. Б., Черепанов В. П. Электронные приборы и устройства на их основе. Справочная книга. — М. : РадиоСофт, 2002. — 656 с.
8. Новожилов О. П. Электротехника и электроника : учебник для бакалавров. — 2-е изд., испр. и доп. — М. : Издательство Юрайт, 2017.
9. Аваев И. А., Наумов Ю. Е, Фролкин В. Т. Основы микроэлектроники. — М. : Радио и связь, 2001. — 324 с.
10. Яблонский Ф. М., Троицкий Ю. В. Средства отображения информации. — М. : Высшая школа, 2005. — 200 с.
11. Кулешова В. И. и др. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы. — М. : Радио и связь, 2001. — 196 с.
12. Бойко В. И. и др. Микропроцессоры и микроконтроллеры. — СПб. : БХВ — Петербург, 2004. — 464 с.
13. Корнеев В. В., Киселёв А. В. Современные микропроцессоры. — СПб. : БХВ — Петербург, 2004. — 448 с.

ИНТЕРНЕТ РЕСУРСЫ

1. RadioRadar. Радиоэлектроника, даташиты, схемы. — URL: <http://www.radioradar.net>.
2. RadioMaster. — URL: <http://radiomaster.com.ua>.
3. Сайт Паяльник. — URL: <http://cxeм.net>.
4. Промэлектроника. — URL: http://ilovs.ru/companies/proizvodstvo/11110136_promelektronika.html.
5. РадиоЛоцман — портал и журнал по электронике. — URL: www.rlocman.com.ru/indexs.htm.

Наши книги можно приобрести:

Учебным заведениям и библиотекам:
в отделе по работе с вузами
тел.: (495) 744-00-12, e-mail: vuz@urait.ru

Частным лицам:
список магазинов смотрите на сайте urait.ru
в разделе «Частным лицам»

Магазинам и корпоративным клиентам:
в отделе продаж
тел.: (495) 744-00-12, e-mail: sales@urait.ru

Отзывы об издании присылайте в редакцию
e-mail: red@urait.ru

**Новые издания и дополнительные материалы доступны
в электронной библиотечной системе «Юрайт»**
biblio-online.ru

Учебное издание

Берикашвили Валерий Шалвович

ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОЭЛЕКТРОНИКА: ИМПУЛЬСНАЯ И ЦИФРОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие для СПО

Формат 60×90^{1/16}.
Гарнитура «Charter». Печать цифровая.
Усл. печ. л. 15,13.

ООО «Издательство Юрайт»
111123, г. Москва, ул. Плеханова, д. 4а.
Тел.: (495) 744-00-12. E-mail: izdat@urait.ru, www.urait.ru