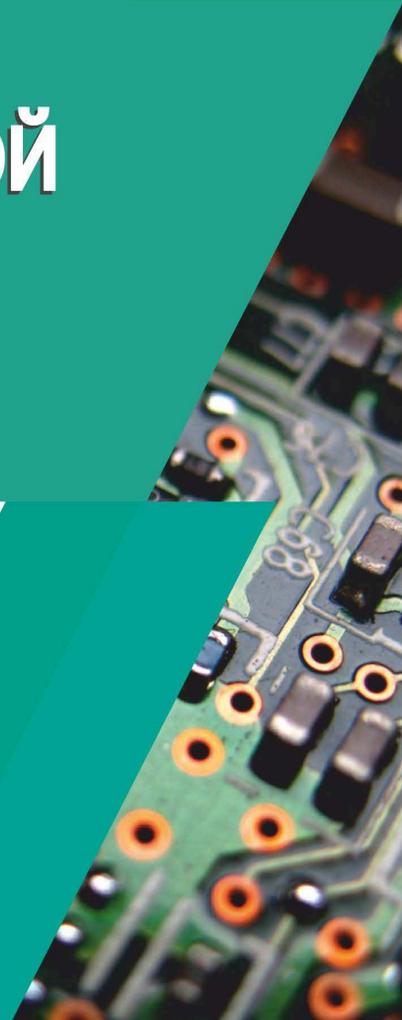




Д. А. Кушнер

# ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Учебное пособие



Д. А. Кушнер

# **ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**

*Допущено Министерством образования Республики Беларусь  
в качестве учебного пособия для учащихся учреждений образования,  
реализующих образовательные программы среднего специального  
образования по специальностям «Монтаж и эксплуатация  
электрооборудования», «Городской электрический транспорт»,  
«Электроснабжение»*



Минск  
РИПО  
2020

УДК 621.38(075.32)  
ББК 32.85я723  
К96

Автор:

заместитель директора по учебно-производственной работе УО «Гомельский государственный профессионально-технический колледж электротехники» *Д. А. Кушнер*.

Рецензенты:

цикловая комиссия общепрофессиональных дисциплин и спецдисциплин специальности «Электроника механических транспортных средств» филиала БНТУ «Минский государственный политехнический колледж» (*С. В. Жучкевич*);  
доцент кафедры автоматизированных систем управления производством УО «Белорусский государственный аграрный технический университет», кандидат технических наук,  
доцент *И. П. Матвеевко*.

*Все права на данное издание защищены. Воспроизведение всей книги или любой ее части не может быть осуществлено без разрешения издательства.*

*Выпуск издания осуществлен при финансовой поддержке Министерства образования Республики Беларусь.*

**Кушнер, Д. А.**

К96 Основы промышленной электроники : учеб. пособие / Д. А. Кушнер. — Минск : РИПО, 2020. — 268 с., [4] л. ил. : ил.

ISBN 978-985-503-975-5.

В учебном пособии рассматриваются вопросы основ полупроводниковой электроники, аналоговой и цифровой схемотехники. Описывается работа полупроводниковых приборов и схем на их основе, схемотехника аналоговых устройств на основе операционных усилителей, силовая электроника. Раскрываются вопросы дискретного и аналогового управления производственными процессами и др.

Предназначается учащимся учреждений среднего специального образования по специальностям «Монтаж и эксплуатация электрооборудования», «Городской электрический транспорт», «Электроснабжение».

---

*Учебное издание*

**Кушнер** Дмитрий Александрович

## **ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**

Редактор *Е. Л. Мельникова* Технический редактор *Д. А. Бирук*  
Корректор *И. В. Счеснюк* Дизайн обложки *Е. Н. Самусевич*

Подписано в печать 28.02.2020. Формат 60×84/16.

Гарнитура «TimesET». Бумага офсетная. Ризография.

Усл. печ. л. 15,62 + 0,23 (вкл.). Уч.-изд. л. 14,03 + 0,16 (вкл.). Тираж 600 экз. Заказ 11.

Издатель и полиграфическое исполнение:

Республиканский институт профессионального образования.

Свидетельство о государственной регистрации издателя,  
изготовителя, распространителя печатных изданий № 1/245 от 27.03.2014.

Ул. К. Либкнехта, 32, 220004, Минск. Тел.: 374-41-00, 272-43-88.

Отпечатано в Республиканском институте профессионального образования. Тел. 373-69-45.

**ISBN 978-985-503-975-5**

© Кушнер Д. А., 2020

© Оформление. Республиканский институт профессионального образования, 2020

## ВВЕДЕНИЕ

---

---

Промышленная электроника является частью более общего понятия – *радиоэлектроника*.

**Промышленная электроника** – отрасль науки и техники, занимающаяся изучением принципов устройства, работы и применения различных электронных приборов и устройств в разных отраслях промышленности и обслуживанием этих отраслей электронными устройствами измерения, контроля, управления, преобразования электрической энергии, а также электронными технологическими установками.

История промышленной электроники – это история промышленного развития. Люди постоянно пытались уменьшить бремя физических нагрузок рабочего, используя энергию разнообразных машин. Эволюционное развитие привело в середине XVIII в. к промышленной революции в Англии, когда повышение производительности труда стало необходимостью и для вращения и привода машин вместо энергии воды стали использовать энергию паровых двигателей.

В начале XX в. изобретение электродвигателей способствовало электрификации производства, которая привела к замене энергии пара и воды электроэнергией и вывела производительность труда на следующий уровень. Фабрики выросли в размерах, стали возможны более жесткие технологические допуски при изготовлении продукции, а применение сборочного конвейера (например, конвейера Г. Форда по сборке легковых автомобилей) для массового производства еще более увеличило производительность труда.

Ручная обработка была заменена машинной, уменьшились прямые контакты рабочих с производимыми товарами, а точность машины дополнила умение мастера.

Хронология событий и изобретений, которые позволили перейти от ручного труда и управляемых вручную машин к автоматизированным промышленным системам, приведена в таблице.

**Знаковые события, повлиявшие на развитие  
промышленной электроники**

Год	Событие, изобретение
1801	Жозеф Мари Жаккар изобрел ткацкую машину, управление которой осуществлялось посредством перфорированных карт
1834	Чарлз Бэббидж занимался разработкой программируемой вычислительной машины, которую он назвал аналитической, прообраза современного компьютера (все его разработки не были завершены)
1898	Никола Тесла впервые продемонстрировал лодку на дистанционном управлении. С помощью радиоволн сигналы передавали на винт, руль и габаритные огни судна. Лодка могла двигаться вперед, назад и выполнять достаточно сложные маневры. Современники-биографы считают Н. Теслу «человеком, который изобрел XX век»
1904	Джон Амброс Флеминг изобрел выпрямитель на двухэлектродной электронной лампе, который он назвал осцилляторным вентилем (вакуумный диод для преобразования переменного тока в постоянный)
1907	Ли де Форест запатентовал вакуумный триод – усилительную электронную лампу, прообраз современного транзистора
1860– 1920	Вторая промышленная революция (технологическая революция). За этот период объем промышленного производства вырос в 33 раза при увеличении человеческих трудовых ресурсов только в 7 раз. Рабочих заменили промышленные машины
1928	Электронные лампы стали использовать для управления двигателями постоянного тока
1938	Вальтер Герман Шоттки сформулировал теорию, получившую название «эффект Шоттки» (сейчас используют в диодах Шоттки)
1941	Появился первый промышленный двигатель переменного тока с регулируемой скоростью вращения
1946	Представлена первая универсальная электронная цифровая вычислительная машина ЭНИАК, разрабатывавшаяся секретно с 1943 г.
1950	Уильям Брэдфорд Шокли создал теорию $p-n$ -перехода и плоскостного транзистора

## Продолжение таблицы

Год	Событие, изобретение
1953	Дэрил Чапин, Келвин Фуллер и Джеральд Пирсон изготовили первые в мире кристаллические кремниевые фотоэлементы. Каждый из этих элементов имел площадь активной поверхности около 2 см <sup>2</sup>
1954	Джордж Чарльз Девол разработал первый в мире программируемый робот-манипулятор для погрузочно-разгрузочных работ
1957	Появился первый промышленный полупроводниковый привод двигателя с регулируемой частотой вращения
1958	Компания « <i>Kearney &amp; Trecker</i> » выпустила первый многоцелевой обрабатывающий центр, управляемый встроенным компьютером
1968	Ричард Морли разработал первый в мире программируемый логический контроллер <i>Modicon 084</i> (4 Кбайт памяти)
1969	Компания « <i>Molins Machine</i> » в Англии применила компьютеры для управления производственными процессами
1971	Тед Хофф совместно с Федерико Фаджином и Масатоси Сима разработали первый коммерческий однокристалльный микропроцессор Intel 4004
1973	Ричард Хон по заказу компании « <i>Cincinnati Milacron Corporation</i> » создал ТЗ ( <i>The Tomorrow Tool</i> – инструмент будущего) – управляемый мини-ЭВМ промышленный робот
1974	Компания <i>ABB (Asea Brown Boveri Ltd.)</i> создала и запустила в производство один из первых промышленных роботов с микроконтроллерным управлением
1977	Компания « <i>Apple Computer</i> » представила первый серийно выпускавшийся компьютер Apple II
1984	Компания « <i>Adept</i> » представила на рынке новый тип роботов на SCARA-механике с применением электродвигателей
1995	Фирма « <i>Intel</i> » представила микропроцессор шестого поколения, получивший название Pentium Pro с собственной синхронной 64-разрядной шиной
1998	Программируемые логические контроллеры <i>tag based</i> начали приспособлять к промышленному применению
2000	Начало активного использования промышленных сетей, таких как DeviceNet, ControlNet, Fieldbus Foundation, Profibus и Ethernet/IP
2001	Активное внедрение беспроводных промышленных сетей IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.15.4 (ZigBee, ISA-100.11.a и WirelessHART), IEEE 802.16 (WiMax)

Год	Событие, изобретение
2007	Джеффри Хинтон в университете Торонто создал алгоритмы глубокого обучения искусственных нейронных сетей
2015	Активные разработки крупных мировых компаний по внедрению искусственного интеллекта в промышленное производство в целях создания полностью автоматизированного производства: от закупки сырья и набора сотрудников до логистики готовой продукции

Обзор почти 200-летней истории изобретений, открытий и разработок позволяет сделать следующие выводы:

1) промышленное управление развивается на протяжении длительного времени;

2) современный уровень развития промышленного управления и автоматизации был достигнут благодаря изобретениям и разработкам в области электроники и вычислительной техники;

3) потребность в инженерах и техниках, обладающих знаниями в области промышленной электроники, существует в течение уже более чем 50 лет и будет существовать в будущем.

В настоящее время одной из основных проблем радиоэлектроники является требование увеличения количества обрабатываемой информации вычислительными и управляющими электронными системами с одновременным уменьшением их габаритов и потребляемой энергии.

Данную проблему можно решить путем:

- создания полупроводниковых интегральных схем, обеспечивающих время переключения до  $10^{-11}$  с;

- увеличения степени интеграции на одном кристалле до 1 млн транзисторов размером менее 7 нм на основе использования нанотехнологий, а в перспективе — и молекулярной электроники;

- использования в интегральных схемах устройств оптической связи, оптоэлектронных преобразователей, сверхпроводников;

- разработки запоминающих устройств объемом до нескольких терабайт на одном кристалле;

- применения лазерной и электронно-лучевой коммутации;

- расширения функциональных возможностей интегральных схем (например, переход от микропроцессора к мини-ЭВМ на одном кристалле);

- перехода от двумерной (планарной) технологии интегральных схем к трехмерной (объемной) и использования сочетания различных свойств твердого тела в одном устройстве;
- создания электронных приборов, работающих в диапазоне миллиметровых и субмиллиметровых волн, для широкополосных (более эффективных) систем передачи информации, а также приборов для линий оптической связи;
- разработки мощных, с высоким КПД, приборов сверхвысоких частот (СВЧ) и лазеров для энергетического воздействия на вещество и направленной передачи энергии.

# ГЛАВА 1. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

---

## 1.1. РЕЗИСТОРЫ

Резистор (от лат. *resisto* – сопротивляюсь) является одним из самых распространенных элементов электронных устройств. Резисторы используют в качестве нагрузочных и токоограничительных элементов, добавочных сопротивлений и шунтов, делителей напряжения. Резисторы обеспечивают режимы работы усилительных и генераторных приборов и позволяют погасить излишек питающего напряжения. Различные типы резисторов приведены на рисунке 1 (вклейка).

Резисторы являются элементами электронной аппаратуры и могут применяться как дискретные компоненты или как составные части интегральных микросхем. Дискретные резисторы классифицируют по назначению, виду вольт-амперной характеристики, способам защиты и монтажа, характеру изменения сопротивления, технологии изготовления.

В зависимости от назначения различают постоянные и переменные резисторы (рис. 1.1).

Наибольшее распространение имеют ***постоянные резисторы общего назначения***, которые используют практически во всех видах электронной аппаратуры и блоках питания. Номинальные значения таких резисторов находятся в пределах от 1 Ом до 10 МОм, а номинальные мощности составляют 0,125–100 Вт. Класс точности резисторов общего назначения – 2, 5, 10 или 20 % номинала.

Кроме того, применяют ***постоянные резисторы специального назначения***. К ним относят, например, *прецизионные* (особо точные) резисторы, которые используют в основном в измеритель-

ных приборах в качестве шунтов. Допуск этих резисторов составляет от  $\pm 0,001$  до 1 %. Они отличаются высокой стабильностью.

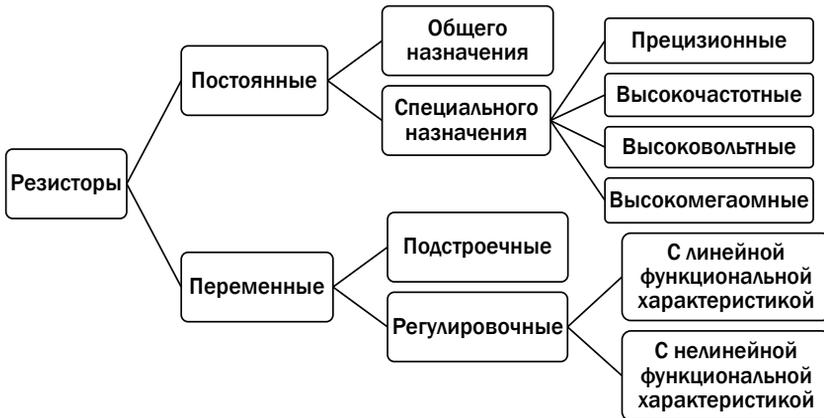


Рис. 1.1. Классификация резисторов по назначению

*Высокочастотные резисторы* также являются резисторами специального назначения. Они отличаются низкой собственной индуктивностью и предназначены для работы в высокочастотных узлах. Кроме того, имеются и другие виды постоянных резисторов.

*Высоковольтные резисторы* рассчитаны на большие рабочие напряжения (от единиц до десятков киловольт). Применяют их в качестве делителей напряжения, искрогасителей, поглотителей, в зарядных и разрядных высоковольтных цепях и т. п.

*Высокомегаомные резисторы* имеют диапазон номинальных сопротивлений от десятков мегаом до единиц тераом и рассчитаны на небольшие рабочие напряжения (100–400 В). Поэтому они работают в ненагруженном режиме с малой мощностью рассеяния (менее 0,5 Вт). Высокомегаомные резисторы применяют в электрических цепях с малыми токами, приборах ночного видения, дозиметрах и в измерительной аппаратуре.

*Переменные резисторы* подразделяют на подстроечные и регулировочные.

*Подстроечные резисторы* впаивают в схему, и при наладке их сопротивление подстраивают с помощью регулятора. На лицевую панель аппаратуры регуляторы подстроечных резисторов не вы-

водят. Износоустойчивость подстроечных резисторов составляет до 1000 циклов.

Регуляторы *регулируемых резисторов* выводят на лицевую панель. Они служат для регулировки параметров в процессе эксплуатации. Такие резисторы обеспечивают до 5000 циклов перестройки.

По виду зависимости номинального сопротивления регулируемого резистора от смещения его подвижной системы различают резисторы с пропорциональным и непропорциональным (нелинейным) законами регулирования сопротивления.

Резисторы классифицируют также и по другим параметрам.

По способу защиты от влаги резисторы можно разделить на незащищенные, лакированные, компаундированные, впрыснутые в пластмассу, герметизированные и вакуумные.

По способу монтажа выделяют резисторы:

- для печатного монтажа;
- навесного монтажа;
- микросхем и микромодулей.

По виду вольт-амперной характеристики резисторы разделяют на линейные и нелинейные.

### Основные параметры резисторов

*Номинальная мощность рассеяния* ( $P_{\text{ном}}$ ) — мощность, которую резистор может рассеивать при непрерывной нагрузке, номинальных давлении и температуре. В электронной аппаратуре чаще всего используют непроволочные резисторы с номинальной мощностью 0,125; 0,25; 0,5; 1 и 2 Вт. Мощность резистора определяют по формуле

$$P = U^2/R,$$

где  $U$  — напряжение на резисторе, В;  $R$  — сопротивление резистора, Ом.

С учетом возможного повышения температуры резисторы выбирают с номинальной мощностью на 20–30 % больше расчетной. Численное значение мощности обычно входит в обозначение резистора, например МЛТ-1, где  $P_{\text{ном}} = 1$  Вт. Как правило, на корпусах непроволочных резисторов приводят мощность при  $P_{\text{ном}} > 2$  Вт.

*Максимальное напряжение* ( $U_{\text{max}}$ ) — наибольшее напряжение (постоянное или действующее переменное), которое может

быть приложено к токоотводам резистора с сопротивлением  $R_{\text{ном}} > U_{\text{max}}^2 / P_{\text{ном}}$ .

*Температурный коэффициент сопротивления* (ТКР) характеризует относительное изменение сопротивления при смене температуры на 1 °С. Если сопротивление резистора при повышении температуры возрастает, а при понижении уменьшается, то ТКР положительный, если же с повышением (уменьшением) температуры сопротивление снижается (увеличивается) – ТКР отрицательный. Температурный коэффициент сопротивления непроволочных резисторов составляет 0,03–0,1 °С<sup>-1</sup>, а резисторов повышенной точности – на порядок меньше.

*Уровень шумов резистора* оценивают по величине их переменной ЭДС, возникающей на зажимах резистора и отнесенной к 1 В приложенного к резистору напряжения постоянного тока.

*Номинальное сопротивление* – это электрическое сопротивление, обозначенное на корпусе резистора и являющееся исходным для определения его допустимых отклонений. Резисторы выпускают с таким значением номинального сопротивления, чтобы наряду с допуском оно было приблизительно равно значению сопротивления следующего номинала за вычетом его допуска. Установлены такие диапазоны номинальных сопротивлений: для постоянных резисторов – от долей ома до единиц тераома; для переменных проволочных – от 0,47 Ом до 1 МОм; для переменных непроволочных – от 1 Ом до 10 МОм. Иногда допускается отклонение от указанных пределов.

Численные значения номинальных сопротивлений резисторов, выпускаемых промышленностью, стандартизованы (IEC 60063(2015) «Резисторы и конденсаторы. Ряды предпочтительных чисел»).

Разница между номинальным и действительным значениями (из-за погрешностей изготовления) сопротивления, отнесенная к номинальному значению, характеризует допустимое отклонение (допуск) от номинального сопротивления (в %). Допуски также стандартизованы и имеют следующие значения: ±0,001, ±0,002, ±0,005, ±0,01, ±0,02, ±0,05, ±0,1, ±0,25, ±0,5, ±1, ±2, ±5, ±10, ±20 и ±30. Допуски указывают максимальное и минимальное значения номинального сопротивления.

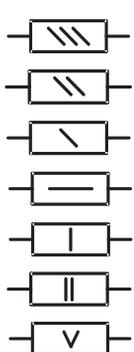
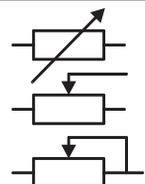
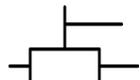
### **Обозначение резисторов на электрических схемах**

Обозначение резисторов производят в соответствии с ГОСТ 2.728-74. Условное графическое обозначение резисторов на

электрических схемах в зависимости от их типа приведено в таблице 1.1.

Таблица 1.1

**Обозначение резисторов на электрических схемах**

Тип	Обозначение
Резистор постоянный с номинальной мощностью рассеяния, Вт: 0,05 0,125 0,25 0,5 1 2 5	
Резистор постоянный с отводами	
Резистор регулируемый: общее назначение  с разрывом цепи  без разрыва цепи	
Резистор подстроечный	

Резисторы с сопротивлением от 1 до 1000 Ом обозначают на схемах целыми числами без указания единицы измерения (например, обозначение R330 означает, что резистор R имеет сопротивление 330 Ом).

Сопротивление, составляющее долю или число с долями ома, обозначают с указанием единицы измерения (например, 0,33 Ом, или 3,3 Ом).

Резисторы с сопротивлением от 1 до 910 кОм обозначают числом килоом с прибавлением буквы К (например, R910К).

Резисторы с сопротивлением от 1 МОм и выше обозначают без указания единицы измерения. Кроме того, если сопротивление равно целому числу, то после его численного значения ставят запятую и ноль (например, сопротивление 1 МОм обозначают 1,0).

### Маркировка резисторов

Маркировка резисторов служит для визуального восприятия ряда параметров, характерных для данных электронных элементов.

На протяжении длительного времени существовало много типов маркировки, однако постепенно, по мере развития технологических процессов, несколько типов маркировки вытеснили все остальные. В соответствии с ГОСТ IEC 60062-2014 «Коды для маркировки резисторов и конденсаторов» применяют несколько способов маркировки резисторов.

При одном из способов маркировки используют цветовой код для резисторов с постоянным сопротивлением (рис. 2, вклейка).

Цветовая маркировка резисторов может выглядеть в виде 3, 4, 5 и 6 цветных колец, смещенных к одному из выводов. При этом кольцо, которое ближе всех к проволочному выводу, считают первым и расшифровку цветного кода начинают с него. Одно из колец может отсутствовать, обычно предпоследнее. Тогда первым считают то кольцо, возле которого есть пара.

При другом варианте маркировки маркировочные кольца заполняют поверхность равномерно. При этом первое кольцо определяют по цвету. Допустим, одно из крайних колец (первое) не может быть золотого цвета, тогда можно определить, с какой стороны начинается маркировка.

Числовые значения, соответствующие цветам маркировки, приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2

Числовое значение цветовой маркировки

Цвет	Числовое значение	Множитель	Допуск, %	Температурный коэффициент, $10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}$
Серебристый	—	$10^{-2}$	$\pm 10$	—
Золотистый	—	$10^{-1}$	$\pm 5$	—
Черный	0	1	—	$\pm 250$
Коричневый	1	10	$\pm 1$	$\pm 100$
Красный	2	$10^2$	$\pm 2$	$\pm 50$
Оранжевый	3	$10^3$	$\pm 0,05$	$\pm 15$
Желтый	4	$10^4$	—	$\pm 25$

Окончание табл. 1.2

Цвет	Числовое значение	Множитель	Допуск, %	Температурный коэффициент, $10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}$
Зеленый	5	$10^5$	$\pm 0,5$	$\pm 20$
Синий	6	$10^6$	$\pm 0,25$	$\pm 10$
Фиолетовый	7	$10^7$	$\pm 0,1$	$\pm 5$
Серый	8	$10^8$	—	$\pm 1$
Белый	9	$10^9$	—	—
Цвет отсутствует	—	—	$\pm 20$	—

При цветовой маркировке тремя или четырьмя кольцами первые два кольца являются значащими цифрами, обозначающими первые две цифры номинального сопротивления резистора. Третье кольцо будет означать множитель, на который необходимо умножить число, полученное из значений чисел первых двух колец, для определения величины сопротивления. Если всего на резисторе четыре кольца, то четвертое будет указывать на точность резистора. Если при маркировке используют пять колец, то первые три полосы означают три цифры сопротивления резистора, четвертая — множитель, пятая — точность. На рисунке 1.2 представлен пример маркировки цветовым кодом с помощью четырех колец резистора с сопротивлением 27 000 Ом и допуском  $\pm 5 \%$ .

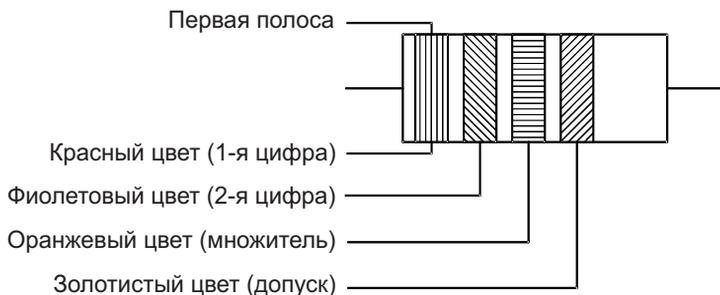


Рис. 1.2. Пример маркировки цветовым кодом резистора с двумя значащими цифрами

При буквенно-цифровом способе маркировки (кодовая система RKMГ) в коде используют 3, 4 или 5 знаков: состоит из двух цифр и буквы, трех цифр и буквы, четырех цифр и буквы при необходимости. Буквы R, K, M, G и T используют как мно-

жители соответственно для 1,  $10^3$ ,  $10^6$ ,  $10^9$  и  $10^{12}$  величин сопротивления в омах; буквы кода заменяют десятичную точку (табл. 1.3).

Таблица 1.3

**Пример кодовой маркировки резисторов  
с тремя значащими цифрами в системе RKMГ**

Величина сопротивления	Кодовая маркировка	Величина сопротивления	Кодовая маркировка
0,1 Ом	R10	1 МОм	1M0
0,15 Ом	R15	1,5 МОм	1M5
0,332 Ом	R332	3,32 МОм	3M32
0,59 Ом	R59	5,9 МОм	5M9
1 Ом	1R0	10 МОм	10M
1,5 Ом	1R5	15 МОм	15M
3,32 Ом	3R32	33,2 МОм	33M2
5,9 Ом	5R9	59 МОм	59M
10 Ом	10R	100 МОм	100M
15 Ом	15R	150 МОм	150M
33,2 Ом	33R2	332 МОм	332M
59 Ом	59R	590 МОм	590M
100 Ом	100R	1 ГОм	1G0
150 Ом	150R	1,5 ГОм	1G5
332 Ом	332R	3,32 ГОм	3G32
590 Ом	590R	5,9 ГОм	5G9
1 кОм	1K0	10 ГОм	10G
1,5 кОм	1K5	15 ГОм	15G
3,32 кОм	3K32	33,2 ГОм	33G2
5,9 кОм	5K9	59 ГОм	59G
10 кОм	10K	100 ГОм	100G
15 кОм	15K	150 ГОм	150G
33,2 кОм	33K2	332 ГОм	332G
59 кОм	59K	590 ГОм	590G
100 кОм	100K	1 ТОм	1T0
150 кОм	150K	1,5 ТОм	1T5
332 кОм	332K	3,32 ТОм	3T32
590 кОм	590K	5,9 ТОм	5T9
		10 ТОм	10T

**Маркировка SMD-резисторов.** SMD-компоненты (*Surface Mounted Device* — прибор, монтируемый на поверхность) предназначены для поверхностного монтажа, который является наибо-

лее распространенным в настоящее время методом конструирования и сборки электронных узлов на печатных платах. Основным отличием технологии поверхностного монтажа от традиционной технологии (сквозного монтажа в отверстия) является то, что компоненты монтируют на поверхность печатной платы (рис. 3, вклейка).

Особенностью *SMD*-резисторов по сравнению с выводными аналогами являются минимальные габариты при сохранении необходимых характеристик.

Маркировку *SMD*-резисторов могут выполнять как в кодовой системе *RKMГ*, так и в 3- или 4-символьной кодовой системе. При 3-символьной маркировке первые две цифры являются значащими, а третья – множитель или количество нулей, следующих после двух предыдущих цифр. Примеры маркировки резисторов по 3- и 4-символьной кодовой системе приведены в таблице 1.4.

Таблица 1.4

Пример кодовой маркировки резисторов  
в 3- и 4-символьной кодовой системе

Величина сопротивления	3-символьная кодовая маркировка	Величина сопротивления	4-символьная кодовая маркировка
10 Ом	100	0,1–0,976 Ом	R100–R976
15 Ом	150	1–9,76 Ом	1R00–9R76
100 Ом	101	10–97,6 Ом	10R0–97R6
150 Ом	151	100–976 Ом	1000–9760
1,0 кОм	102	1–9,76 кОм	1001–9761
1,5 кОм	152	10–97,6 кОм	1002–9762
100 кОм	104		
150 кОм	154		
1 МОм	105		

### Полупроводниковые резисторы

Особую группу составляют полупроводниковые резисторы, к которым относят термо-, фото-, тензорезисторы и варисторы.

**Терморезисторы** – это резисторы, сопротивление которых существенно зависит от температуры. Терморезисторы с отрицательным *TKR* называют **термисторами** (*NTC*-термисторы, от *Negative Temperature Coefficient*), а с положительным *TKR* – **позисторами** (*PTC*-термисторы, от *Positive Temperature Coefficient*). Та-

ким образом, у позисторов с ростом температуры растет сопротивление, а у термисторов увеличение температуры приводит к падению сопротивления.

Терморезисторы используют в системах дистанционного и централизованного измерения и регулирования температуры, противопожарной сигнализации, теплового контроля, в схемах температурной компенсации ряда элементов электрических цепей и контуров, как датчики расхода различных сред тепла и т. д.

Зависимость сопротивления терморезистора от температуры представлена на рисунке 1.3.

**Фоторезисторы** (*Light-Dependent Resistor (LDR)*) – это полупроводниковые резисторы, сопротивление которых определяется их освещенностью.

Фоторезисторы чаще всего используют для определения наличия или отсутствия света или для измерения интенсивности света. В темноте их сопротивление очень высокое, иногда доходит до 1 МОм, но когда фоторезистор подвергается воздействию света, его сопротивление резко падает, вплоть до нескольких десятков ом в зависимости от интенсивности света.

Вольт-амперная характеристика фоторезистора определяет зависимость фототока (при постоянном световом потоке  $\Phi$ ) или темнового тока от приложенного напряжения. Для фоторезисторов эта зависимость практически линейная (рис. 1.4).

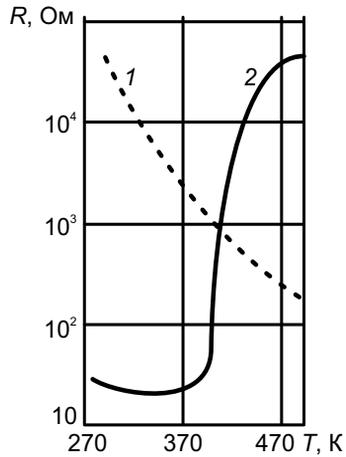


Рис. 1.3. Изменение сопротивления при смене температуры для термистора (1) и позистора (2)

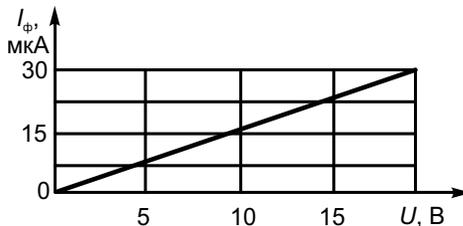


Рис. 1.4. Вольт-амперная характеристика фоторезистора

Работу фоторезистора характеризует также *световая (люкс-амперная)* характеристика, определяющая зависимость фототока от падающего светового потока постоянного спектрального состава. Полупроводниковые фоторезисторы имеют нелинейную люкс-амперную характеристику (рис. 1.5). Наибольшая чувствительность получается при малых освещенностях. Это позволяет использовать фоторезисторы для измерения очень малых интенсивностей излучения. При увеличении освещенности световой ток растет примерно пропорционально квадратному корню из освещенности. Наклон люкс-амперной характеристики зависит от приложенного к фоторезистору напряжения.

**Тензорезисторы** (*Strain Gauge*) – это полупроводниковые резисторы, в которых используется зависимость электрического сопротивления от механических деформаций. Их изготавливают с номинальным сопротивлением от нескольких десятков ом до нескольких килоом и по характеру зависимости сопротивления от прикладываемого механического воздействия разделяют на линейные и нелинейные.

Для изготовления тензорезисторов чаще всего используют кремний с электропроводностью *n*- и *p*-типов.

Основной характеристикой тензорезистора является *деформационная*, показывающая зависимость относительного изменения сопротивления тензорезистора от относительной деформации (рис. 1.6).

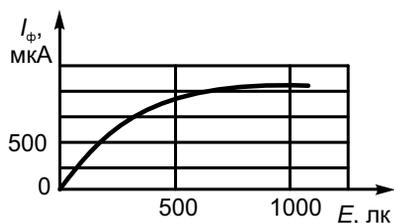


Рис. 1.5. Зависимость тока от светового потока, падающего на рабочую поверхность фоторезистора

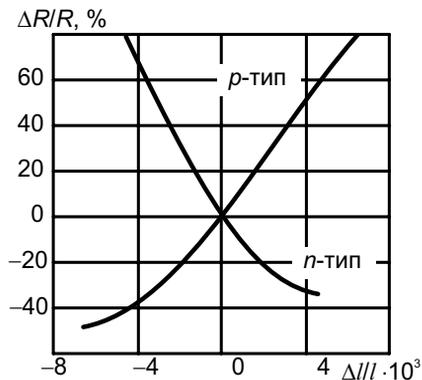


Рис. 1.6. Деформационные характеристики тензорезисторов из кремния с электропроводностью *p*- и *n*-типов

**Варисторы** (*Voltage-Dependent Resistor (VDR)*) — это полупроводниковые резисторы, сопротивление которых зависит от приложенного напряжения. Они имеют нелинейную вольт-амперную характеристику (рис. 1.7).

Варистор обладает свойством резко уменьшать свое сопротивление с миллиардов до десятков ом при увеличении приложенного к нему напряжения выше пороговой величины.

Варисторы применяют в мало-мощных стабилизаторах напряжения, автоматических регуляторах усиления, устройствах автоматической регулировки полосы пропускания и т. д.

Высоковольтные варисторы применяют для изготовления ограничителей перенапряжения.

Условные обозначения полупроводниковых резисторов приведены на рисунке 1.8.

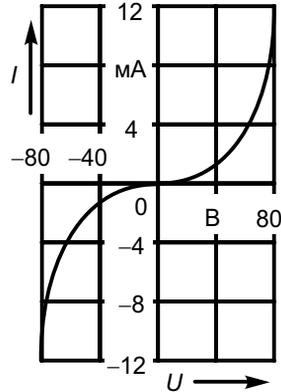


Рис. 1.7. Вольт-амперная характеристика варистора

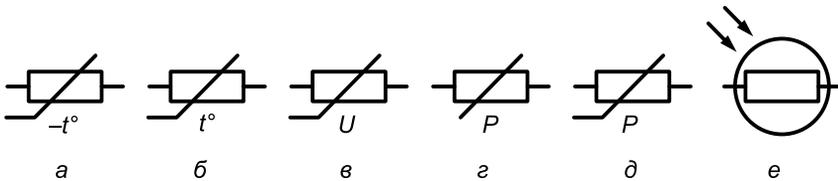


Рис. 1.8. Условное обозначение термистора (а), позистора (б), варистора (в), линейного тензорезистора (г), нелинейного тензорезистора (д), фоторезистора (е)

## 1.2. КОНДЕНСАТОРЫ

**Конденсаторы** — это пассивные элементы электронной аппаратуры, предназначенные для создания в электрической цепи требуемого значения электрической емкости (рис. 4, вклейка). Их применяют для разделения постоянной и переменной составляющих тока и в электрических фильтрах, для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения и уменьшения электрической

связи между каскадами. С катушками индуктивности конденсаторы образуют колебательные контуры, которые широко используются в различных радиоэлектронных устройствах.

Принцип работы конденсатора основан на его способности накапливать заряд на своих обкладках, если к ним приложено напряжение. Классификация конденсаторов приведена на рисунке 1.9.

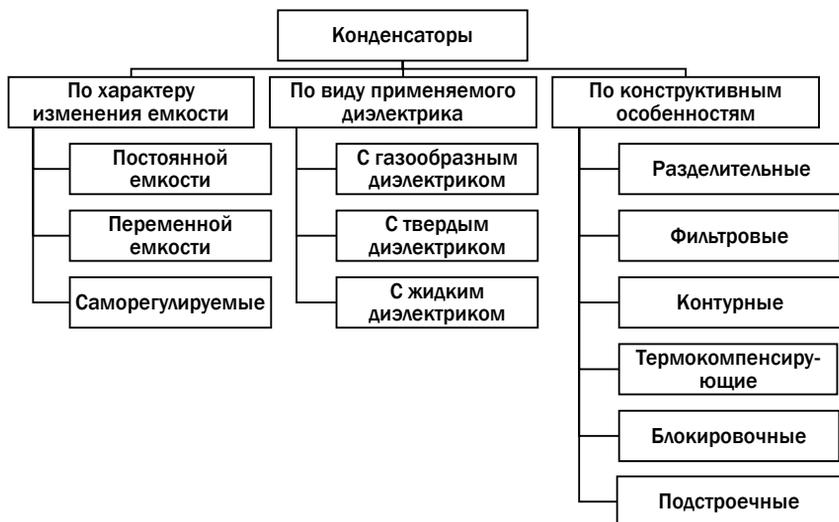


Рис. 1.9. Классификация конденсаторов

Конструктивно конденсатор представляет собой устройство, состоящее из двух или более электропроводящих пластин (обкладок), разделенных тонким слоем диэлектрика. В качестве диэлектрика используют твердые органические (бумага, пленки) и неорганические (слюда, керамика, стекло) вещества, жидкости и газы. Особую группу образуют **оксидные (электролитические) конденсаторы**, в которых роль диэлектрика выполняет тонкая оксидная пленка. Большинство оксидных конденсаторов являются полярными и требуют соблюдения полярности подключения выводов. Нарушение этого условия значительно ухудшает свойства конденсаторов и может привести к выходу их из строя.

По характеру изменения емкости конденсаторы подразделяют на конденсаторы постоянной емкости, или нерегулируемые, конденсаторы переменной емкости (переменные, полупеременные, или подстроечные) и саморегулируемые.

**Конденсаторы постоянной емкости** характеризуются постоянной площадью перекрытия пластин (обкладок) и расстоянием между ними.

У **конденсаторов переменной емкости** площадь перекрытия пластин (обкладок) или расстояние между пластинами могут изменяться. Неподвижные пластины называют статорными, подвижные – роторными. Разновидностью конденсаторов переменной емкости являются подстроечные конденсаторы: их емкость можно изменять лишь с помощью отвертки или другого инструмента.

В **саморегулируемых конденсаторах** емкость изменяется под действием приложенного к конденсатору напряжения. Диэлектриком в них служит материал из специальной керамики – сегнетоэлектрик. Такие конденсаторы называют **варикондами** и применяют в усилителях переменного и постоянного тока, умножителях частоты, стабилизаторах напряжения и других устройствах. *Преимуществом* варикондов являются высокая механическая прочность и влагоустойчивость, а *недостатками* – нестабильность емкости, ограниченный диапазон рабочих частот и температур.

К саморегулируемым конденсаторам относят и полупроводниковые диоды – **варикапы** (будут рассмотрены далее). В основу действия варикапа положена зависимость емкости полупроводникового диода от приложенного к нему обратного напряжения.

Условные графические обозначения конденсаторов приведены на рисунке 1.10.



Рис. 1.10. Условное обозначение конденсаторов:

*а* – постоянной емкости; *б* – полярного; *в* – оксидного (электролитического) полярного; *г* – оксидного неполярного; *д* – переменной емкости; *е* – подстроечных; *ж* – вариконда

Эксплуатационные свойства конденсаторов оценивают по следующим основным параметрам: номинальной емкости (выражается в пико-, нано- и микрофарадах (пФ, нФ, мкФ)); допустимому отклонению емкости конденсатора от номинальной (допуску); номинальному рабочему напряжению и температурному коэффициенту емкости ТКС (относительное изменение емкости при изменении температуры на 1 °С):

$$TKC = \frac{\Delta C}{C\Delta T}.$$

Как и для резисторов, значение номинальной емкости конденсаторов от 1 пФ и выше определяется рядами значений. Для основных классов точности большинства групп конденсаторов существуют ряды номинальных емкостей в соответствии со стандартом IEC 60063(2015) «Резисторы и конденсаторы. Ряды предпочтительных чисел»: для I класса ( $\pm 5\%$ ) – ряд E24, для II класса ( $\pm 10\%$ ) – ряд E12; для III класса ( $\pm 20\%$ ) – ряд E6. Числовые коэффициенты рядов E6, E12, E24 такие же, как и для резисторов.

Маркировку конденсаторов постоянной емкости, так же, как и резисторов постоянного сопротивления, производят в соответствии с ГОСТ IEC 60062-2014 «Коды для маркировки резисторов и конденсаторов».

Буквы p, n,  $\mu$ , m и F используют как множители соответственно для  $10^{-12}$ ,  $10^{-9}$ ,  $10^{-6}$ ,  $10^{-3}$  и 1 величин емкости в фарадах.

Примеры кодовой маркировки величин емкости приведены в таблице 1.5.

Таблица 1.5

**Пример кодовой маркировки величин емкости**

Величина емкости	Кодовая маркировка	Величина емкости	Кодовая маркировка
0,1 пФ	p10	100 нФ	100n
0,15 пФ	p15	150 нФ	150n
0,332 пФ	p332	332 нФ	332n
0,59 пФ	p59	590 нФ	590n
1 пФ	1p0	1 мкФ	1 $\mu$ 0
1,5 пФ	1p5	1,5 мкФ	1 $\mu$ 5
3,32 пФ	3p32	3,32 мкФ	3 $\mu$ 32
5,9 пФ	5p9	5,9 мкФ	5 $\mu$ 9
10 пФ	10p	10 мкФ	10 $\mu$
15 пФ	15p	15 мкФ	15 $\mu$
33,2 пФ	33p2	33,2 мкФ	33 $\mu$ 2
59 пФ	59p	59 мкФ	59 $\mu$
100 пФ	100p	100 мкФ	100 $\mu$
150 пФ	150p	150 мкФ	150 $\mu$
332 пФ	332p	332 мкФ	332 $\mu$
590 пФ	590p	590 мкФ	590 $\mu$
1 нФ	1n0	1 мФ	1m0

Окончание табл. 1.5

Величина емкости	Кодовая маркировка	Величина емкости	Кодовая маркировка
1,5 нФ	1n5	1,5 мФ	1m5
3,32 нФ	3n32	3,32 мФ	3m32
5,9 нФ	5n9	5,9 мФ	5m9
10 нФ	10n	10 мФ	10m
15 нФ	15n	15 мФ	15m
33,2 нФ	33n2	33,2 мФ	33m2
59 нФ	59n	59 мФ	59m

Конденсаторы могут маркировать цветными полосами, обозначение которых подобно цветовой маркировке резисторов. Первые два цвета (рис. 1.11, *a*) (*A* и *B*) обозначают первые две цифры, третий цвет (*C*) – множитель, четвертый цвет (*D*) – допуск и пятый (*E*) – рабочее напряжение.

На корпусе дисковых керамических конденсаторов (рис. 1.11, *б*) и трубчатых конденсаторов (рис. 1.11, *в*) рабочее напряжение не указывают, так как их используют в цепях с низким напряжением постоянного тока. Если трубчатый конденсатор имеет пять цветных полос, то первый цвет представляет температурный коэффициент, в то время как другие четыре обозначают емкость.

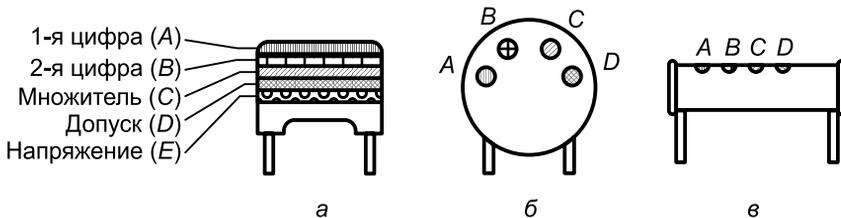


Рис. 1.11. Цветовая маркировка конденсаторов:  
*a* – цветными полосами; *б* – дискового; *в* – полого трубчатого

Числовые значения, соответствующие цветам маркировки, приведены в таблице 1.6.

Таблица 1.6

Величины, соответствующие цветам				
Цвет	Числовое значение	Множитель	Допуск, %	Напряжение, В
Черный	0	1 пФ	$\pm 20$	–
Коричневый	1	10 пФ	$\pm 1$	–

Окончание табл. 1.6

Цвет	Числовое значение	Множитель	Допуск, %	Напряжение, В
Красный	2	100 пФ	±2	250
Оранжевый	3	1 нФ	±2,5	—
Желтый	4	10 нФ	—	400
Зеленый	5	100 нФ	±5	—
Синий	6	1 мкФ	—	—
Фиолетовый	7	10 мкФ	—	—
Серый	8	100 мкФ	—	—
Белый	9	1000 мкФ	±10	—

### Маркировка SMD-конденсаторов

Как правило, *керамические SMD-конденсаторы* маркируют кодом из буквы или двух букв и цифры. Первая буква не обязательна — она обозначает код изготовителя; вторая буква — мантисса (можно выбрать из табл. 1.7); цифра в конце кода — степень десятичного основания для обозначения в пикофарадах.

Таблица 1.7

#### Кодовая маркировка керамических SMD-конденсаторов

Буквенное обозначение	Мантисса	Буквенное обозначение	Мантисса	Буквенное обозначение	Мантисса
A	1,0	L	2,7	T	5,1
B	1,1	M	3,0	U	5,6
C	1,2	N	3,3	m	6,0
D	1,3	b	3,5	V	6,2
E	1,5	P	3,6	W	6,8
F	1,6	Q	3,9	n	7,0
G	1,8	d	4,0	X	7,5
H	2,0	R	4,3	t	8,0
J	2,2	e	4,5	Y	8,2
K	2,4	S	4,7	y	9,0
a	2,5	f	5,0	Z	9,1

Пример маркировки SMD-конденсатора: код конденсатора R3, так как буква всего одна, то нам неизвестен изготовитель данного конденсатора. Значение мантиссы выбираем из таблицы 1.7, равное 4,3, цифра 3 указывает степень десятичного основания. Таким образом получим значение конденсатора  $4,3 \cdot 10^3$  пФ, или 4,3 нФ. Тот же конденсатор, но уже известного производителя — KR3, буква K, как уже отмечалось, указывает на производителя (корпорация «Kemet»).

При маркировке *электролитических SMD-конденсаторов* емкость и рабочее напряжение обозначают на корпусе, например маркировка 20 12V обозначает 20 пФ, 12В. Но в некоторых случаях для этого используют код, в который входят буква, обозначающая рабочее напряжение (табл. 1.8), и три цифры. Первые две цифры обозначают емкость, а третья является множителем – степенью десятичного основания в пикофарадах. Дополнительные обозначения на корпусе (обычно полоса) указывают на полярность конденсатора, как правило «+».

Таблица 1.8

**Буквенное обозначение напряжения при маркировке электролитических SMD-конденсаторов**

Буквенное обозначение	Напряжение, В	Буквенное обозначение	Напряжение, В
e	2,5	D	20
G	4	E	25
J	6,3	V	35
A	10	H	50
C	16		

Пример маркировки электролитического конденсатора: код C565 – первая буква C (согласно табл. 1.8) указывает на рабочее напряжение 16 В, три цифры обозначают номинал –  $56 \cdot 10^5$  пФ, или 5,6 мкФ.

### 1.3. КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

**Катушки индуктивности** (рис. 5, вклейка) – пассивные элементы электронной аппаратуры, основным свойством которых является эффект преобразования энергии электрического тока в энергию магнитного поля и обратно. Данный эффект используют для создания реактивного сопротивления переменному току, осуществления связи между цепями через магнитный поток и других целей.

Основными параметрами катушек индуктивности являются индуктивность, добротность и температурный коэффициент индуктивности.

*Индуктивность катушки (L)* выражается в генри (Гн), миллигенри (мГн) или микрогенри (мкГн). Значение индуктивно-

сти зависит от конструкции катушки и возрастает при увеличении размеров и числа ее витков. Введение в катушку сердечника из магнитно-диэлектрических материалов (феррита, альсифера, карбонильного железа, магнетита) увеличивает ее индуктивность, а из диамагнитных материалов (меди, латуни, алюминия) — уменьшает. Это явление используют для регулировки индуктивности.

Добротность катушки ( $Q$ ) равна отношению ее реактивного сопротивления к активному:

$$Q = \frac{\omega L}{R}.$$

Добротность катушки повышается при введении сердечника из карбонильного железа, альсифера или феррита.

Температурный коэффициент индуктивности (TKL) определяют как относительное изменение индуктивности при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$ :

$$\text{TKL} = \frac{\Delta L}{L \Delta T}.$$

Данный коэффициент зависит от материала, из которого выполнен каркас катушки, типа намотки и конструктивных особенностей катушки.

Катушки индуктивности, в отличие от конденсаторов и резисторов, являются нестандартными элементами. Их рассчитывают и изготавливают для конкретных устройств электронной аппаратуры (дресселей, трансформаторов и др.). На рисунке 1.12 приведено условное графическое обозначение катушек индуктивности.

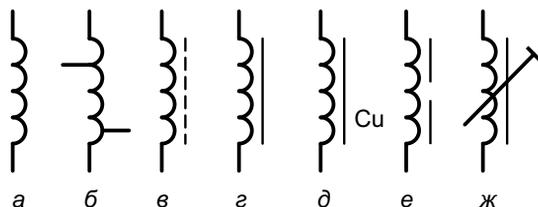


Рис. 1.12. Условное обозначение катушек индуктивности:  
 а — без сердечника; б — с отводами; в — с магнитодиэлектрическим сердечником (карбонильное железо, альсифер); г — с ферромагнитным или ферритовым сердечником; д — с медным сердечником; е — с зазором в ферромагнитном магнитопроводе; ж — с индуктивностью, регулируемой путем изменения положения магнитопровода

### **Контрольные вопросы и задания**

1. Перечислите основные параметры и характеристики резисторов.
2. Перечислите основные виды кодирования резисторов. В чем их различия?
3. Расшифруйте кодовую маркировку резисторов: K25, M10, 5K3.
4. На каком принципе основана работа терморезисторов, варисторов и тензорезисторов?
5. Назовите основные виды и параметры конденсаторов.
6. Какие факторы влияют на индуктивность катушек?

## ГЛАВА 2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

---

### 2.1. ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВ

#### Энергетические зоны полупроводников

К полупроводникам относят вещества, которые по своему удельному сопротивлению ( $\rho = 10^{-5} - 10^{10}$  Ом·см) занимают промежуточное положение между проводниками и диэлектриками.

Характерной чертой полупроводников, отличающей их от других веществ, является сильная зависимость удельной проводимости от воздействия внешних факторов (температуры, электрического поля, света, деформации и др.), а также содержания структурных дефектов и примесей.

Полупроводниковые соединения можно разделить на несколько типов:

- простые полупроводниковые материалы – собственно химические элементы: бор (B), углерод (C), германий (Ge), кремний (Si), селен (Se), сера (S), сурьма (Sb), теллур (Te) и йод (I). Самостоятельное применение нашли германий, кремний и селен. Остальные чаще всего применяют в качестве легирующих добавок или в качестве компонентов сложных полупроводниковых материалов;

- сложные полупроводниковые материалы, включающие химические соединения из двух, трех химических элементов и более. Полупроводниковые материалы из двух элементов называют *бинарными* (бинарные соединения, содержащие мышьяк, называют арсенидами, серу – сульфидами, теллур – теллуридами, углерод – карбидами).

Все вещества состоят из атомов, образованных положительно заряженным ядром и электронами, вращающимися вокруг него по орбитам с определенными радиусами. Каждый электрон, вхо-

дящий в состав атома, обладает определенной полной энергией. Энергию электронов атома можно представить в виде диаграммы (рис. 2.1, а). Чем дальше от ядра находится вращающийся электрон, тем выше его энергия (или энергетический уровень на диаграмме). При этом электроны в атоме могут обладать лишь дискретными значениями энергий ( $E_1 - E_n$  на рис. 2.1, а) и не могут иметь промежуточных значений т. е. электроны свободного атома образуют дискретный энергетический спектр.

Электроны, вращающиеся на внешних оболочках, называют *валентными*. Установлено, что в атоме любого вещества одинаковая энергия может быть не более чем у двух электронов. На валентные электроны оказывают действие поля электронов и ядер соседних атомов, в результате чего каждый отдельный разрешенный энергетический уровень атома расщепляется на ряд новых энергетических уровней с близкой энергией. В результате образуются целые энергетические зоны, состоящие из близко расположенных энергетических уровней.

Совокупность уровней, на которых могут находиться электроны, называют **разрешенной зоной** (РЗ) (рис. 2.1, б). Верхний энергетический уровень разрешенной зоны называют *потолком*, нижний — *дном*. Промежутки между разрешенными зонами носят название **запрещенных зон** (ЗЗ).

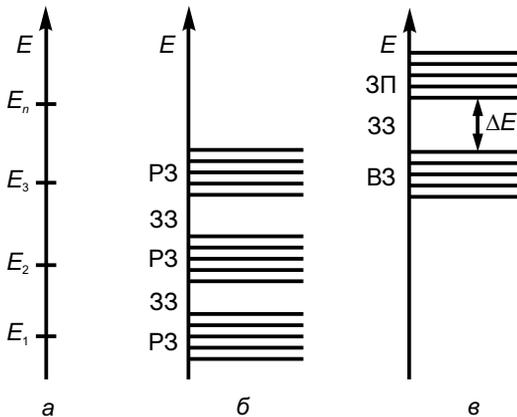


Рис. 2.1. Энергетические зоны полупроводника

Энергетические уровни, образованные валентными электронами, называют **валентной зоной** (ВЗ) (рис. 2.1, в). При тем-

температуре абсолютного нуля (0 К, или  $-273,16\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) все ее энергетические уровни заполнены электронами. Расположенную над ней разрешенную зону называют **зоной проводимости** (ЗП). При температуре абсолютного нуля все энергетические уровни этой зоны свободны. Зона проводимости отделена от валентной зоны запрещенной зоной, ширина которой оказывает существенное влияние на свойства полупроводника. При комнатной температуре ( $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) у кремния ширина запрещенной зоны составляет  $\Delta E = 1,12\text{ эВ}$ , у германия  $\Delta E = 0,75\text{ эВ}$ , у арсенида галлия (GaAs)  $\Delta E = 1,43\text{ эВ}$ . У диэлектриков ширина запрещенной зоны  $\Delta E > 6\text{ эВ}$ , а у металлов  $\Delta E = 0$ , т. е. зона проводимости сливается с валентной зоной.

### Электроны и дырки в полупроводниках

В кристаллах чистого германия и кремния связь между атомами осуществляется за счет вращения двух электронов, принадлежащих двум рядом расположенным атомам, по одной общей орбите. Такую связь называют **парноэлектронной**, или **ковалентной** (рис. 2.2, а). Германий и кремний являются четырехвалентными элементами, их атомы имеют по четыре валентных электрона, и ковалентные связи образуются между четырьмя соседними атомами. На рисунке 2.2, б парные ковалентные связи обозначены параллельными линиями, соединяющими два соседних атома, а электроны, образующие эти связи, — черными точками (1). Электроны, связанные ковалентными связями, не участвуют в электропроводности полупроводника. Для появления электропроводности (т. е. чтобы полупроводник стал способным проводить электрический ток) необходимо разорвать часть ковалентных связей. Освобожденные от ковалентных связей электроны смогут свободно перемещаться по кристаллу полупроводника и участвовать в электропроводности. Такие электроны называют **свободными**, или **электронами проводимости** (рис. 2.2, в). Разрушение ковалентных связей происходит при сообщении электронам дополнительной энергии за счет повышения температуры (нагрева) полупроводника, облучения светом и других энергетических воздействий. В результате энергия свободных электронов увеличивается и их энергетические уровни соответствуют энергетическим уровням зоны проводимости.

Место на внешней орбите атома, где ранее находился электрон (иными словами, разорванную ковалентную связь), назы-

вают **дыркой**. На энергетической диаграмме дырке соответствует свободный энергетический уровень (2) в валентной зоне, с которого электрон перешел в зону проводимости (рис. 2.2, *г*). Атом, лишившийся одного из электронов, обладает положительным зарядом, равным абсолютному значению заряда электрона. Следовательно, образование дырки эквивалентно возникновению положительного заряда  $p = +q$  ( $q \approx 1,6 \cdot 10^{19}$  Кл – заряд электрона).

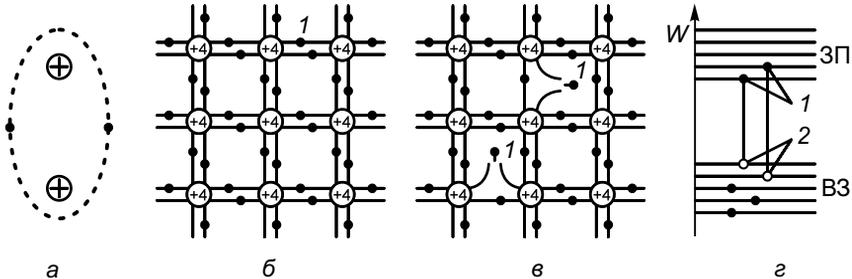


Рис. 2.2. Плоская модель кристаллической решетки германия и кремния (а–в) и их энергетическая диаграмма (г)

Образование свободных электронов в зоне проводимости и дырок в валентной зоне называют **генерацией носителей заряда** или **генерацией пар электрон – дырка**, поскольку у абсолютно чистых (собственных) полупроводников появление свободного электрона в зоне проводимости обязательно сопровождается появлением дырки в валентной зоне.

Свободный электрон может, теряя часть своей энергии, из зоны проводимости перейти в валентную зону, заполнив собой одну из имеющихся в ней дырок. При этом восстанавливается ковалентная связь. Этот процесс называют **рекомбинацией**. Таким образом, рекомбинация всегда сопровождается потерей пары электрон – дырка.

Рекомбинация всегда означает переход электрона в состояние с более низкой энергией. Выделяющаяся при этом энергия может излучаться в виде кванта света (фотона) или превращаться в тепловую энергию.

Промежуток времени от момента генерации носителя заряда до его рекомбинации называют **временем жизни**, а расстояние, пройденное им за время жизни, – **диффузионной длиной**.

### Концентрация носителей зарядов в собственном полупроводнике

При температурах, превышающих  $-273,16^\circ\text{C}$ , в полупроводнике всегда имеются разорванные ковалентные связи, т. е. некоторое количество свободных электронов и равное им число дырок. Число, или концентрация, свободных электронов и дырок зависит от ширины запрещенной зоны  $\Delta E$  и температуры: оно тем больше, чем меньше  $\Delta E$  и выше температура. При заданной температуре процесс генерации носителей заряда уравнивается процессом рекомбинации. Такое состояние полупроводника называют **равновесным**. Для полупроводника, находящегося в равновесном состоянии, концентрация свободных электронов  $n_i$  равна концентрации дырок  $p_i$  (индексы  $i$  соответствуют чистому, или собственному, полупроводнику) в валентной зоне:

$$n_i p_i = n_i^2 = p_i^2 = \text{const.} \quad (2.1)$$

### Примесные полупроводники

Для придания полупроводниковым приборам требуемых свойств в чистые полупроводники добавляют дозированные примеси других элементов. Примеси бывают донорные и акцепторные.

При внесении в кремний пятивалентных элементов (фосфора (P), мышьяка (As), сурьмы (Sb) и др.) четыре валентных электрона примесных атомов образуют устойчивые ковалентные связи с соседними атомами основного вещества. Пятые валентные электроны примесных атомов, не участвующие в ковалентных связях, слабо связаны со своим ядром и уже при комнатной температуре отрываются от атома и становятся свободными. При этом примесные атомы превращаются в положительные ионы, а оторвавшиеся электроны добавляются к свободным электронам собственной электропроводности. Концентрация электронов в таком полупроводнике оказывается значительно больше, чем концентрация дырок, и протекание тока через него будет в основном определяться движением электронов и в очень малой степени — движением дырок. Такие полупроводники называют **полупроводниками  $n$ -типа** (от лат. *negative* — отрицательный), а пятивалентные примеси — **донорами**.

Если содержание примесей в полупроводнике мало, то их атомы практически не взаимодействуют между собой, вследствие

чего энергетические уровни примесных атомов не расщепляются на зоны. Малая энергия, сообщаемая электронам донорных примесей для их перевода в зону проводимости (энергия ионизации), свидетельствует о том, что энергетические уровни доноров располагаются вблизи дна зоны проводимости полупроводника (рис. 2.3, *а*). При низкой температуре вероятность перехода электронов из валентной зоны в зону проводимости во много раз меньше вероятности их перехода с донорных уровней.

При увеличении концентрации доноров их энергетические уровни расщепляются, образуя зону, которая может слиться с зоной проводимости. Такой полупроводник называют **вырожденным**. В вырожденном полупроводнике концентрация носителей заряда собственной электропроводности очень мала, поэтому свойства такого полупроводника мало зависят от изменений температуры.

При введении в германий или кремний трехвалентных примесей (бора (В), индия (In), алюминия (Al) и др.) три валентных электрона примесных атомов образуют устойчивые ковалентные связи с тремя соседними атомами основного вещества. Для образования четвертой ковалентной связи примесным атомам не хватает по одному электрону. Эти электроны они получают за счет разрыва ковалентных связей у других атомов германия или кремния. При этом на месте разрушенных ковалентных связей образуются дырки, которые добавляются к собственным дыркам и увеличивают тем самым общую концентрацию дырок в полупроводнике. Электроны, захваченные атомами примеси, превращают их в отрицательные ионы и, находясь в связанном состоянии, не могут участвовать в электропроводности. Следовательно, в полупроводнике будет преобладать дырочная электропроводность. Такой полупроводник называют **полупроводником *p*-типа** (от лат. *positive* — положительный), а входящие в него примеси — **акцепторами**.

На зонной диаграмме энергетические уровни акцепторных примесей располагаются вблизи потолка валентной зоны (рис. 2.3, *б*), поэтому при небольшой дополнительной энергии (0,01–0,05 эВ) электроны из валентной зоны могут переходить на этот уровень, образуя дырки. При увеличении концентрации примесей уровни акцепторов расщепляются, образуя зону, которая может слиться с валентной. Полупроводник становится вырожденным.

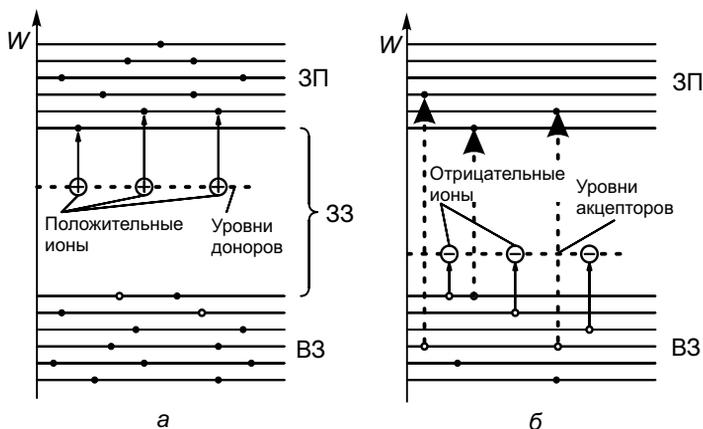


Рис. 2.3. Зонные диаграммы полупроводника с донорными (а) и акцепторными (б) примесями

Подвижные носители электрического заряда, концентрация которых преобладает в полупроводнике, называют *основными*, а носители зарядов, концентрация которых в полупроводнике меньше, — *неосновными*.

Введение примесей в полупроводник сопровождается увеличением концентрации основных носителей заряда ( $n_n$  или  $p_p$ ) и пропорциональным уменьшением концентрации неосновных ( $n_p$  или  $p_n$ ). При установившейся температуре произведение концентраций примесей основных и неосновных подвижных носителей заряда связано с концентрациями этих зарядов в собственном полупроводнике:

$$N_n P_n = P_p N_p = N_i^2. \quad (2.2)$$

### Дрейфовый ток

Свободные электроны хаотически перемещаются по кристаллу полупроводника. Помимо этого, происходит разрушение ковалентных связей одних атомов (процесс генерации носителей заряда) и восстановление ковалентных связей (рекомбинация) других, рядом расположенных с ними, атомов, что сопровождается исчезновением дырок в одном месте и появлением их в другом. Такое явление позволяет представить дырки в каче-

стве подвижных свободных носителей элементарного положительного заряда.

Если в полупроводниках создать электрическое поле напряженностью  $E$ , то хаотическое движение электронов и дырок приобретет направленный характер: электронов в направлении, противоположном направлению напряженности поля, а дырок в направлении, совпадающем с направлением напряженности. Направленное движение зарядов вызовет протекание через полупроводник электрического тока, называемого **дрейфовым** и имеющего две составляющие – электронную и дырочную ( $I_{n_{др}}$ ,  $I_{p_{др}}$ ), плотности которых соответственно равны

$$I_{n_{др}} = qn\mu_n E; \quad I_{p_{др}} = qp\mu_p E, \quad (2.3)$$

где  $n$  и  $p$  – концентрация соответственно электронов и дырок в полупроводнике;  $\mu_n$  и  $\mu_p$  – подвижность соответственно электронов и дырок.

## 2.2. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД

### Контакт двух полупроводников $p$ - и $n$ -типов

Принцип действия большинства полупроводниковых приборов основан на явлениях, происходящих на границе двух полупроводников с различными типами электропроводности.

Обозначим концентрацию доноров в  $n$ -области через  $N_d$ , а концентрацию акцепторов  $p$ -области через  $N_a$ . Предположим, что температура полупроводника такова, что все атомы примесей ионизированы. Тогда концентрации основных носителей (электронов в  $n$ -области  $n_n$  и дырок в  $p$ -области  $p_p$ ) окажутся приблизительно равными концентрациям доноров и акцепторов:

$$n_n = N_d; \quad p_p = N_a.$$

В то же время концентрации неосновных носителей (дырок в  $n$ -области  $p_n$  и электронов в  $p$ -области  $n_p$ ) будут намного меньше не только концентрации основных носителей, но и концентрации собственных носителей  $n_i$ , что следует из уравнения (2.2).

Если бы электронная и дырочная области полупроводника были изолированы друг от друга, то в состоянии равновесия отрицательный заряд ионов акцепторов был бы скомпенсирован

положительным зарядом дырок, положительный заряд ионов доноров — отрицательным зарядом свободных электронов, а каждая из областей полупроводника оказалась бы электрически нейтральной:

$$N_d - n_n + p_n = p_p - N_a - n_p. \quad (2.4)$$

Так как в  $p$ -области дырок значительно больше, чем в  $n$ -области, будет происходить их диффузия из  $p$ -области в  $n$ -область и в приконтактном слое  $p$ -области концентрация дырок станет меньше равновесной. Аналогично вследствие диффузии электронов из  $n$ -области в  $p$ -область в приконтактном слое  $n$ -области концентрация электронов окажется меньше их равновесной концентрации (рис. 2.4, *а*; для простоты анализа принято:  $N_a = N_d$ , вследствие чего  $n_n = p_p$  и  $n_p = p_n$ ). В результате в приконтактном слое  $n$ -области возникает положительный заряд, а в приконтактном слое  $p$ -области — отрицательный заряд (рис. 2.4, *б*).

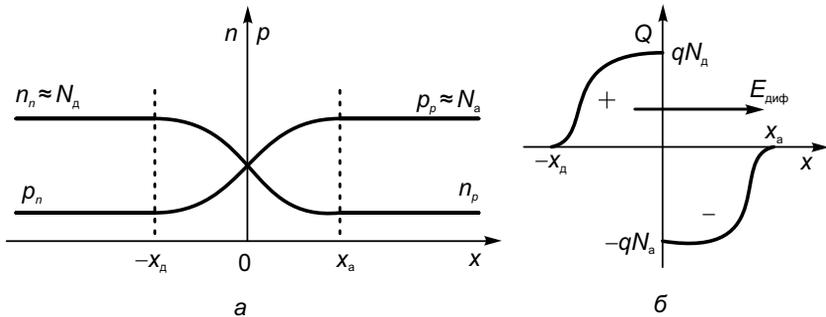


Рис. 2.4. Распределение концентраций электронов и дырок (*а*) и плотности объемного заряда (*б*) в полупроводнике с электронной и дырочной областями ( $E_{\text{диф}}$  — вектор напряженности)

Заряд, возникающий в приконтактных слоях  $p$ - и  $n$ -областей полупроводника, называют *объемным зарядом электронно-дырочного перехода* ( $p$ – $n$ -перехода), а область, охватывающую приконтактный слой, — *областью объемного заряда электронно-дырочного перехода* (ЭДП) или *обедненным слоем ЭДП*, поскольку концентрации основных носителей в этой области значительно меньше их концентраций за пределами области.

### Диффузионный ток

Движение свободных электронов и дырок в полупроводнике подобно движению молекул газа. Это означает, что при неравномерном распределении концентраций носителей заряда в объеме полупроводника при постоянной температуре происходит их диффузия, т. е. движение носителей заряда в область с более низкой концентрацией. Диффузионное движение дырок и электронов через границу раздела  $p$ - и  $n$ -областей создает диффузионный ток  $I_{\text{диф}}$ , имеющий две составляющие: дырочную  $I_{p\text{диф}}$ , обусловленную диффузией дырок из  $p$ -области в  $n$ -область, и электронную  $I_{n\text{диф}}$ , обусловленную диффузией электронов из  $n$ -области в  $p$ -область.

Направление диффузионных и дрейфовых составляющих электронного и дырочного токов показано на рисунке 2.5.

В процессе диффузии количество дырок в  $n$ -области увеличивается на столько, на сколько оно уменьшается в  $p$ -области, а увеличение количества электронов в  $p$ -области равно их уменьшению на такое же число в  $n$ -области.

Поэтому в обедненном слое положительный заряд равен абсолютному значению отрицательного заряда. Пространственное разделение положительного и отрицательного зарядов в ЭДП приводит к возникновению электрического поля, называемого диффузионным, вектор напряженности  $E_{\text{диф}}$  которого направлен от положительного заряда к отрицательному (см. рис. 2.4, б). Это поле способствует движению неосновных носителей: дырок из  $n$ -области в  $p$ -область и электронов из  $p$ -области в  $n$ -область. Следовательно, помимо диффузионного тока через ЭДП протекает и дрейфовый ток, имеющий электронную  $I_{n\text{др}}$  и дырочную  $I_{p\text{др}}$  составляющие. Направление дрейфового тока противоположно направлению тока диффузии (см. рис. 2.5).

При отсутствии внешнего электрического поля результирующий электрический ток через ЭДП равен

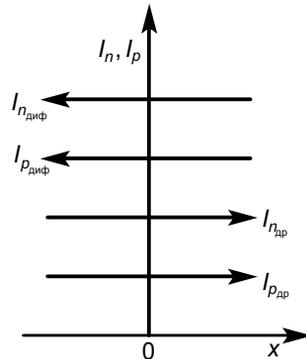


Рис. 2.5. Направления диффузионных и дрейфовых составляющих электронного и дырочного токов через ЭДП

нулю. Это означает, что в равновесном состоянии число основных носителей, переходящих в противоположные области полупроводника за счет диффузии, равно числу неосновных носителей, поступающих в эти области за счет дрейфа.

Образование объемных зарядов противоположных знаков в приконтактной области вызывает появление разности потенциалов между  $p$ - и  $n$ -областями, которую называют **контактной**.

Образование контактной разности потенциалов на границе двух полупроводников с различными типами электропроводности создает своеобразный потенциальный барьер, препятствующий процессу диффузии основных носителей. Из  $p$ -области в  $n$ -область смогут перейти за счет диффузии только те дырки, энергия которых достаточна для преодоления потенциального барьера высотой  $\phi I_k$ . Это замечание справедливо и для электронов  $n$ -области.

Контактная разность потенциалов  $\phi I_k$ , или высота потенциального барьера, тем больше, чем сильнее легированы области ЭДП. При одинаковой степени легирования  $\phi I_k$  больше в полупроводниках с большей шириной запрещенной зоны. Для большинства германиевых ЭДП  $\phi I_k = 0,25-0,45$  В, а для кремниевых  $\phi I_k = 0,5-0,9$  В.

### 2.3. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНОГО ПЕРЕХОДА

#### Смещение ЭДП в прямом направлении

Приложение внешнего напряжения называют **смещением ЭДП**. Различают смещение ЭДП в прямом и обратном направлениях.

Прямое смещение получается при подключении источника внешнего напряжения плюсом к  $p$ -области, а минусом к  $n$ -области (рис. 2.6, а). При этом результирующая напряженность электрического поля ЭДП уменьшается до значения  $E = E_{\text{диф}} - E_{\text{пр}}$ , а потенциальный барьер — до значения  $\phi = \phi_k - \phi_{\text{пр}}$ , что приводит к увеличению диффузии основных носителей через ЭДП. Поскольку число неосновных носителей в  $p$ - и  $n$ -областях при этом не изменяется, то практически не изменяется и ток дрейфа. Результирующий ток  $I_{\text{пр}} = I_{\text{диф}} - I_{\text{др}}$  будет определяться диффузионным током и иметь одинаковое с ним направление.

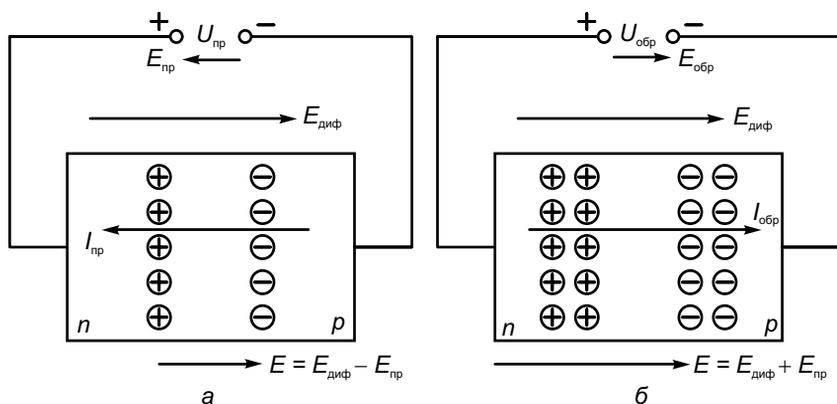


Рис. 2.6. Прямое (а) и обратное (б) включение полупроводника с ЭДП

Снижение потенциального барьера при прямом включении ЭДП увеличивает число основных носителей, диффундирующих в области с противоположным типом электропроводности, и приводит к увеличению их концентраций на границах этих областей с ЭДП. Электроны и дырки, диффундирующие в смежные области полупроводника, становятся в этих областях неосновными носителями. Такое явление называют **инжекцией неосновных носителей**, а протекающий при этом через ЭДП электрический ток — **током инжекции**, или **прямым током**. Ту область, в которую осуществляется инжекция неосновных носителей, называют **базой**, а область, из которой происходит инжекция, — **эмиттером**. Большое значение прямого тока свидетельствует о малом сопротивлении ЭДП при таком включении.

### Смещение ЭДП в обратном направлении

Если внешнее электрическое поле приложено к ЭДП плюсом к электронному полупроводнику, а минусом — к дырочному (рис. 2.6, б), то напряженность  $E_{обр}$  внешнего электрического поля совпадает с направлением напряженности  $E_{диф}$  диффузионного поля ЭДП. Это вызывает увеличение потенциального барьера, что в свою очередь уменьшает число основных носителей, способных диффундировать в области с противоположным типом электропроводности, т. е. приводит к уменьшению тока диффузии основных носителей. При достаточно большом внешнем напряжении диффузия основных носителей через ЭДП пре-

кращается и протекающий через него ток будет определяться лишь дрейфовым током неосновных носителей. Этот ток называют **обратным**. Сила его настолько мала, что в большинстве случаев им можно пренебречь и считать, что ток через ЭДП не протекает, т. е. сопротивление ЭДП при обратном включении велико.

### Уравнение вольт-амперной характеристики ЭДП

В равновесном состоянии через ЭДП протекает ток, имеющий диффузионную  $I_{\text{диф}}$  и дрейфовую  $I_{\text{др}}$  составляющие, уравновешивающие друг друга, т. е.  $I_{\text{диф}} = I_{\text{др}}$ . При прямом смещении ЭДП вследствие уменьшения потенциального барьера диффузионная составляющая увеличивается в  $e^{U_{\text{пр}}/\Phi_T}$  раз и становится равной

$$I'_{\text{диф}} = I_{\text{др}} e^{U_{\text{пр}}/\Phi_T}, \quad (2.5)$$

где  $\Phi_T = \frac{kT}{q}$  — температурный потенциал,  $\Phi_T = 25$  мВ при  $T = 293$  К.

Дрейфовая составляющая тока при этом почти не изменяется. Следовательно, результирующий ток через ЭДП при прямом смещении

$$I_{\text{пр}} = I'_{\text{диф}} - I_{\text{др}} = I_{\text{др}} (e^{U_{\text{пр}}/\Phi_T} - 1). \quad (2.6)$$

При обратном смещении ЭДП происходит увеличение потенциального барьера, препятствующего диффузионному движению основных носителей заряда. Диффузионная составляющая тока уменьшается в  $e^{U_{\text{обр}}/\Phi_T}$  раз, а дрейфовая увеличивается, но очень незначительно. Результирующий ток через ЭДП становится равным

$$I_{\text{обр}} = \frac{I_{\text{др}}}{e^{U_{\text{обр}}/\Phi_T}} - I_{\text{др}} = I_{\text{др}} (e^{-U_{\text{обр}}/\Phi_T} - 1) \quad (2.7)$$

и протекает в направлении, противоположном направлению прямого тока.

Дрейфовую составляющую тока называют **обратным током насыщения**, или **обратным током**, и обозначают  $I_s$ . Формулы (2.6) и (2.7) обычно объединяют и записывают в виде

$$I = I_s (e^{U/\Phi_T} - 1). \quad (2.8)$$

Внешнее напряжение  $U$  в эту формулу входит со знаком «+» при прямом смещении и со знаком «-» — при обратном.

Графическую зависимость тока через ЭДП от приложенного к нему внешнего напряжения (рис. 2.7) называют **вольт-амперной характеристикой** ЭДП. Она имеет прямую  $I_{\text{пр}} = f(U_{\text{пр}})$  и обратную  $I_{\text{обр}} = f(U_{\text{обр}})$  ветви. Небольшие изменения внешнего прямого напряжения приводят к весьма значительным изменениям прямого тока, в то время как при изменении в больших пределах обратного напряжения через ЭДП протекает очень малый обратный ток. Это свойство позволяет использовать ЭДП в качестве выпрямительных элементов, преобразующих переменный ток в постоянный.

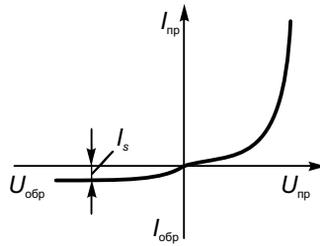


Рис. 2.7. Вольт-амперная характеристика идеального ЭДП

## 2.4. ОСОБЕННОСТИ РЕАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫХ ПЕРЕХОДОВ

В идеальном ЭДП обратный ток уже при небольшом обратном напряжении остается постоянным, т. е. не зависит от этого напряжения (см. рис. 2.7). Однако при исследовании реальных ЭДП наблюдается сильное увеличение обратного тока при росте обратного напряжения, особенно в кремниевых структурах. Отличия экспериментальных данных от теоретических вызваны термогенерацией носителей заряда и существованием поверхностных токов утечки. Возрастание обратного напряжения может привести к пробое ЭДП, проявляющемуся в резком увеличении обратного тока. В зависимости от физических явлений, приводящих к пробое, различают два вида пробоя: электрический и тепловой. Электрический пробой может иметь лавинный или туннельный характер.

**Лавинный пробой** вызывается ударной ионизацией при большой напряженности электрического поля, созданного обратным напряжением. Скорость движения неосновных носителей, движущихся через ЭДП, достигает при этом такого значения, что при соударении с атомами в зоне ЭДП происходит их ионизация.

Образовавшиеся носители заряда также приобретают большую скорость и ионизируют другие атомы и т. д. Увеличение концентрации неосновных носителей в зоне ЭДП приобретает лавинный характер, что приводит к лавинному увеличению обратного тока, который может быть ограничен только внешним сопротивлением цепи.

Лавинный пробой возникает в слаболегированных (высокоомных) полупроводниках, имеющих достаточно большую ширину области объемного заряда. При лавинном пробое падение напряжения на ЭДП остается постоянным (кривая 1 на рис. 2.8, а).

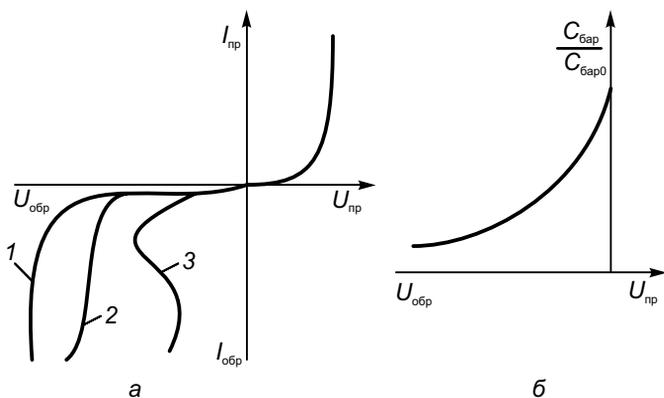


Рис. 2.8. Вольт-амперная (а) и вольт-фарадная (б) характеристики реального ЭДП

**Туннельный пробой** основан на туннельном эффекте, т. е. прохождении электронов через потенциальный барьер, высота которого превышает энергию свободных электронов. Туннельный пробой обычно возникает в сильнолегированных полупроводниках, имеющих узкий ЭДП с большой напряженностью электрического поля. При такой напряженности происходит смещение энергетических зон  $p$ - и  $n$ -областей таким образом, что энергетические уровни зоны проводимости  $n$ -области оказываются одинаковыми с энергетическими уровнями валентной зоны  $p$ -области. В результате энергия электронов зоны проводимости  $n$ -области становится такой же, как и энергия валентных электронов  $p$ -области. При этом возникает беспрепятственный переход

электронов из одной области в другую, что проявляется в виде протекания туннельного тока. Вольт-амперная характеристика туннельного пробоя представлена кривой 2 на рисунке 2.8, а.

Туннельный пробой, как и лавинный, является обратимым: при снятии обратного напряжения свойства ЭДП восстанавливаются.

**Тепловой пробой** возникает в следующем случае. За счет протекания обратного тока через ЭДП в нем выделяется мощность  $P = U_{\text{обр}} I_{\text{обр}}$ , которая вызывает разогрев перехода и прилегающих к нему областей полупроводника. Если количество выделяемой теплоты превышает количество отводимой теплоты за счет электропроводности и рассеяния в окружающую среду, то происходит увеличение температуры перехода, что приводит к увеличению электронно-дырочных пар за счет генерации, возрастанию обратного тока и возникновению теплового пробоя, разрушающего ЭДП (кривая 3 на рисунке 2.8, а).

### Барьерная емкость ЭДП

Пространственное разделение положительного и отрицательного зарядов ЭДП (см. рис. 2.4, б) позволяет представить его в виде плоского конденсатора, обкладками (пластинами) которого служат электрически нейтральные  $p$ - и  $n$ -области. Емкость, обусловленную перераспределением зарядов ЭДП, называют зарядной или барьерной. Эта емкость зависит от обратного напряжения, приложенного к ЭДП, так как при его смене меняется ширина области объемного заряда, что равносильно изменению расстояния между пластинами конденсатора.

Барьерную емкость для резкого ЭДП можно рассчитать по приближенной формуле

$$C_{\text{бар}} = \frac{C_{\text{бар}0}}{\sqrt{1 - \frac{|U_{\text{обр}}|}{\Phi_k}}}, \quad (2.9)$$

где  $C_{\text{бар}0}$  — барьерная емкость ЭДП при  $U_{\text{обр}} = 0$ .

Зависимость барьерной емкости от обратного напряжения называют **вольт-фарадной характеристикой** (рис. 2.8, б).

## 2.5. РАЗНОВИДНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЕРЕХОДОВ И КОНТАКТОВ

### Контакт между полупроводниками одного типа электропроводности

Контакт между полупроводниками одного типа электропроводности, но с разной концентрацией примесей обозначают как  $p^+-p$ -переход или  $n^+-n$ -переход (знаком «+» отмечают полупроводник с большей концентрацией примесей).

В отличие от ЭДП, образованного при контакте полупроводников с разными типами электропроводности, в  $p^+-p$ -переходах или  $n^+-n$ -переходах не образуется слой с малой концентрацией носителей заряда и их сопротивление определяется в основном сопротивлением низкоомной области, т. е. области с большей концентрацией примесей. В связи с этим ток через такие переходы протекает при любой полярности прикладываемого к ним внешнего напряжения.

Переходы типа  $p^+-p$  или  $n^+-n$  используют при изготовлении омического контакта к полупроводникам.

### Контакт металла с полупроводником

Свойства контакта металла с полупроводником зависят от соотношения между работой выхода электронов из металла ( $W_m$ ) и из полупроводника ( $W_n$  или  $W_p$ ).

Из курса физики известно, что электроны переходят из материала с меньшей работой выхода в материал с большей работой выхода. При контакте металла с полупроводником  $p$ -типа при выполнении условия  $W_m < W_p$  будет происходить переход электронов из металла в полупроводник и в полупроводнике вблизи контакта окажется избыточный заряд электронов, которые начнут рекомбинировать с дырками. Концентрация дырок в полупроводнике вблизи контакта в соответствии с уравнением (2.2) уменьшится, что приведет к нарушению электронейтральности на этом участке. В полупроводнике  $p$ -типа вблизи места контакта с металлом образуется слой неподвижных отрицательных ионов доноров, а область металла, прилегающая к полупроводнику, из-за ухода из нее электронов приобретет положительный заряд. В результате у границ контакта возникнут объемные заряды и появится контактная разность потенциалов, препятствующая дальнейшему переходу электронов из металла в полупроводник и

способствующая переходу электронов из полупроводника  $p$ -типа (неосновные носители заряда) в металл. Равновесное состояние установится при равенстве потоков электронов, переходящих из металла в полупроводник и из полупроводника в металл.

Если к рассмотренной системе подключить источник внешнего напряжения плюсом к полупроводнику  $p$ -типа и минусом к металлу, то результирующее электрическое поле в приконтактной области уменьшится и поток электронов из металла в полупроводник превысит поток электронов из полупроводника в металл. В цепи потечет электрический ток, сила которого будет тем больше, чем больше внешнее напряжение. При изменении полярности внешнего напряжения электрическое поле в приконтактной области увеличится, что вызовет уменьшение потока электронов из металла по сравнению с потоком электронов из полупроводника в металл, и в цепи будет протекать ток противоположного направления (обратный). Поскольку этот ток обусловлен неосновными носителями полупроводника  $p$ -типа, то сила его будет незначительная.

Таким образом, рассмотренный контакт полупроводника  $p$ -типа с металлом подобно ЭДП обладает выпрямляющими свойствами. Аналогичными свойствами будет обладать контакт полупроводника  $n$ -типа с металлом, если выполняется условие  $W_n < W_m$ .

Выпрямляющие контакты металл – полупроводник получили название **барьеров Шоттки**. Перенос электрических зарядов в переходах с барьером Шоттки осуществляется только электронами. В них отсутствует явление инжекции, накопления и рассасывания зарядов, поэтому приборы, использующие такие переходы, обладают высоким быстродействием и малым временем переключения.

### Омические контакты

Омическими называют контакты, сопротивление которых не зависит от силы и направления тока. Они имеют линейную вольт-амперную характеристику и используются для соединения полупроводника с металлическими токопроводящими элементами полупроводниковых приборов. Такие контакты должны иметь малое электрическое сопротивление и обеспечивать отсутствие инжекции электронов из металла в полупроводник. Эти условия выполняются при введении между основным полупроводником и металлом дополнительной полупроводниковой области с повышенной концентрацией примеси.

## 2.6. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковым диодом (*Semiconductor Diode*) называют полупроводниковый прибор с двумя выводами и одним  $p-n$ -переходом.

По функциональному назначению диоды можно разделить:

- на выпрямительные — предназначены для преобразования переменного тока в постоянный;
- импульсные — предназначены для применения в импульсных режимах работы;
- детекторные — предназначены для детектирования сигнала;
- смесительные — служат для преобразования высокочастотных сигналов в сигнал промежуточной частоты;
- переключательные — предназначены для применения в устройствах управления с уровнем сверхвысокочастотной мощности;
- параметрические;
- ограничительные — защищают электронную аппаратуры от повышения напряжения и т. д.

По конструкции и использованию тех или иных свойств диоды разделяют на диоды Шоттки, СВЧ-диоды, стабилитроны, стабилитроны, варикапы, светодиоды, фотодиоды и т. п.

Вывод от  $p$ -области называют **анодом**, а от  $n$ -области — **катодом**.

### Выпрямительные диоды

Как отмечалось выше, выпрямительные диоды предназначены для преобразования переменного тока в постоянный.

Основу современных выпрямительных полупроводниковых диодов составляет ЭДП, который получают методом сплавления или диффузии. В качестве материала, как правило, применяют кремний.

Для получения больших значений выпрямленного тока выпрямительные диоды выполняют плоскостными, поскольку для нормальной работы диода плотность тока через переход не должна превышать 1–2 А/мм<sup>2</sup>.

Основной характеристикой выпрямительного диода является его вольт-амперная характеристика, вид которой зависит от материала полупроводника и температуры (рис. 2.9). Благодаря большой ширине запрещенной зоны допустимая рабочая темпе-

ратура и предельно допустимый прямой ток у кремниевых диодов больше, чем, например, у германиевых. По этой же причине кремниевые диоды выдерживают большие обратные напряжения и имеют меньшие обратные токи и большее прямое падение напряжения (поэтому они получили наибольшее распространение).

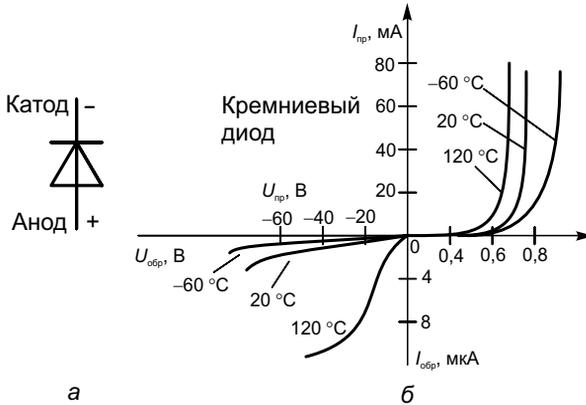


Рис. 2.9. Условное обозначение (а) и вольт-амперная характеристика кремниевого диода при различных температурах (б)

Работоспособность кремниевых диодов обеспечивается в диапазоне температур от  $-60$  до  $120\text{--}150$  °С.

Основные параметры выпрямительных полупроводниковых диодов:

- постоянное прямое напряжение  $U_{пр}$  при заданном прямом токе  $I_{пр}$ ;
- максимально допустимое обратное напряжение  $U_{обр\max}$ , при котором диод может нормально работать длительное время;
- средний выпрямленный ток  $I_{вп.ср}$  — среднее за период значение выпрямленного постоянного тока, протекающего через диод;
- постоянный обратный ток  $I_{обр}$ , протекающий через диод при обратном напряжении, равном  $U_{обр\max}$ ;
- максимально допустимая средняя мощность  $P_{ср\max}$  — средняя за период мощность, рассеиваемая диодом при протекании тока в прямом и обратном направлениях, при которой обеспечивается заданная надежность диода;
- дифференциальное сопротивление  $r_{диф}$  — отношение приращения напряжения на диоде к вызвавшему его приращению тока.

По значению среднего выпрямленного тока полупроводниковые диоды разделяют на маломощные ( $I_{\text{вп.ср}} < 0,3 \text{ A}$ ), средней мощности ( $0,3 \text{ A} < I_{\text{вп.ср}} < 10 \text{ A}$ ) и большой мощности ( $I_{\text{вп.ср}} > 10 \text{ A}$ ). Выпрямительные диоды большой мощности называют **силовыми**.

Для работы диодов при повышенных напряжениях используют *выпрямительные столбы*, представляющие собой последовательно соединенные полупроводниковые диоды одного типа с близкими по значению параметрами. Приложенное к такой цепочке диодов обратное напряжение распределяется между диодами равномерно и не вызывает их пробоя. Выпускают также *выпрямительные блоки*, в которых выпрямительные диоды соединяют по определенной (например, мостовой) схеме (рис. 2.10).

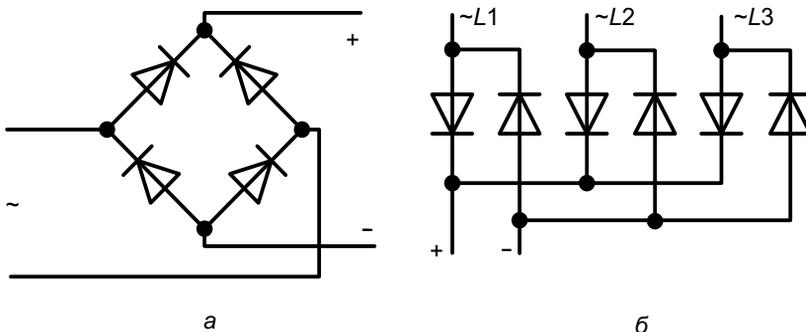


Рис. 2.10. Схемы однофазного моста Гретца (а) и трехфазного выпрямителя Ларионова на трех параллельных полумостах (б)

Выпрямительные полупроводниковые диоды малой и средней мощности способны работать на частотах  $50\text{--}10^5 \text{ Гц}$  (силовые диоды — на частотах  $50 \text{ Гц}$ ), т. е. являются *низкочастотными*.

### Высокочастотные диоды

К высокочастотным относят диоды, способные работать на частотах до  $300 \text{ МГц}$ . Диоды, работающие на частотах свыше  $300 \text{ МГц}$ , являются сверхвысокочастотными. Разновидностью высокочастотных являются *импульсные* диоды.

Диоды СВЧ подразделяют:

- на смесительные (например, 2А101–2А109);
- детекторные (например, 2А201–2А203);
- параметрические (например, 1А401–1А408);

- переключательные и ограничительные (например, 2А503–2А524);
- умножительные и настроечные (например, 2А601–2А613);
- генераторные (например, 3А703, 3А705).

С ростом частоты увеличивается шунтирование дифференциального сопротивления (сопротивления по переменному току), обратно смещенного ЭДП барьерной емкостью. Это приводит к уменьшению обратного сопротивления и ухудшению выпрямительных свойств диода. Так как значение барьерной емкости пропорционально площади ЭДП, то для ее уменьшения необходимо уменьшать площадь ЭДП.

Малую площадь перехода имеют микросплавные диоды, но их недостатком является накопление в базе неосновных носителей заряда, инжектируемых в нее при прямом смещении диода. Это ограничивает быстродействие (частотный диапазон) микросплавных диодов.

Лучшим быстродействием обладают точечные диоды, способные работать в диапазоне СВЧ.

Одной из разновидностей СВЧ-диода является *pin*-диод, в котором между областями электронной (*n*) и дырочной (*p*) проводимости находится собственный (нелегированный, *intrinsic*) полупроводник (*i*-область). *p*- и *n*-области, как правило, легируют сильно, так как их часто используют для омического контакта с металлом.

Широкая нелегированная *i*-область делает *pin*-диод плохим выпрямителем (обычное применение для диода), но это позволяет использовать его в быстрых переключателях, фотодетекторах, а также в высоковольтной электронике.

На высоких частотах *pin*-диод ведет себя практически как идеальный резистор — его вольт-амперная характеристика линейна даже для очень большого значения напряжения. На высоких частотах в *i*-области находится большое количество накопленного заряда, который позволяет диоду работать. На низких частотах заряд в *i*-области рекомбинирует и диод выключается.

Реактивное сопротивление обратно пропорционально постоянному току, протекающему через *pin*-диод. Таким образом, можно варьировать значение сопротивления в широких пределах от 0,1 Ом до 10 кОм, меняя постоянную составляющую тока.

Основные параметры высокочастотных диодов:

- общая емкость диода  $C_d$ , измеряемая как емкость между выводами диода при заданном обратном напряжении;

- максимальное прямое импульсное напряжение  $U_{\text{пр.и.макс}}$ ;
- максимально допустимый импульсный прямой ток  $I_{\text{пр.и.макс}}$ ;
- время установления напряжения диода  $t_{\text{уст}}$  — интервал времени от момента подачи импульса прямого тока на диод до достижения заданного значения прямого напряжения на нем;
- время восстановления обратного сопротивления диода  $t_{\text{вос}}$  — интервал времени, прошедший с момента прохождения тока через нуль (после изменения полярности приложенного напряжения) до момента, когда обратный ток достигнет заданного малого значения.

Высокочастотные СВЧ-диоды применяют для выпрямления высокочастотных колебаний (выпрямительные), детектирования (детекторные), управления уровнем мощности (переключательные), умножения частоты (умножительные) и других нелинейных преобразований электрических сигналов.

Обозначение выпрямительных, высокочастотных и СВЧ-диодов на схемах показано на рисунке 2,9, а.

### Полупроводниковые стабилитроны

**Полупроводниковый стабилитрон** (*Semiconductor Zener Diode*) — полупроводниковый диод, напряжение на котором в области электрического пробоя сохраняется с определенной точностью при изменении проходящего через него тока в заданном диапазоне.

Вольт-амперная характеристика стабилитрона приведена на рисунке 2.11, а. Рабочим участком стабилитрона является участок электрического пробоя. Поскольку последний наиболее характерен для кремниевых диодов, то стабилитроны обычно изготавливают из кремния. Механизм пробоя может быть лавинным, туннельным или смешанным.

Если ЭДП создан с двух сторон кремниевого кристалла, то вольт-амперная характеристика будет симметричной относительно начала координат (рис. 2.11, б). Такой стабилитрон называют *симметричным*, или *двуханодным*.

Основные параметры кремниевых стабилитронов:

- напряжение стабилизации  $U_{\text{ст}}$ ;
- минимальный  $I_{\text{ст.мин}}$  и максимальный  $I_{\text{ст.макс}}$  токи стабилизации;
- максимально допустимая рассеиваемая мощность  $P_{\text{макс}}$ ;
- дифференциальное сопротивление на участке стабилизации  $r = \Delta U_{\text{ст}} / \Delta I_{\text{ст}}$ ;
- температурный коэффициент напряжения на участке стабилизации  $\alpha_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{ст}} / (\Delta U_{\text{ст}} \Delta T)$ .

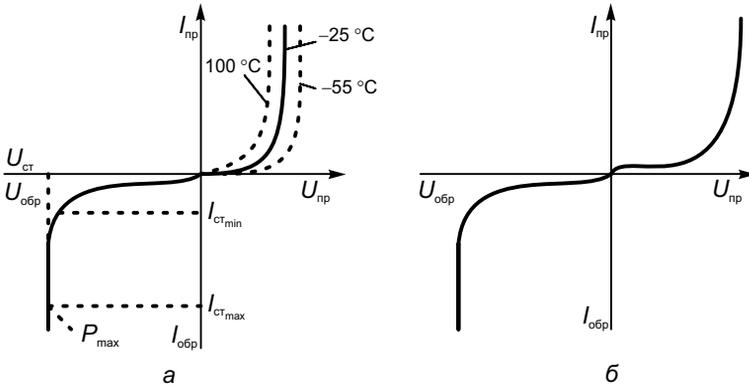


Рис. 2.11. Вольт-амперные характеристики несимметричного (а) и симметричного (б) стабилитронов

У современных стабилитронов напряжение стабилизации находится в пределах от 1 до 1000 В при токах стабилизации от 1 мА до 2 А. Для стабилизации напряжений менее 1 В используют прямую ветвь вольт-амперной характеристики кремниевого диода, называемого **стабистором**, у которого  $U_{ст} \approx 0,7$  В. Путем последовательного соединения стабилитронов (или стабисторов) можно получить любое требуемое напряжение стабилизации.

Дифференциальное сопротивление на участке стабилизации примерно постоянно и для большинства стабилитронов составляет 0,5–200 Ом. Температурный коэффициент напряжения может быть положительным (у стабилитронов с  $U_{ст} \geq 6$  В) и отрицательным (у стабилитронов с  $U_{ст} \leq 6$  В) и для большинства стабилитронов находится в пределах  $(-0,5-0,2)\%/^{\circ}\text{C}$ . Условные обозначения стабилитронов приведены на рисунке 2.12, а, б.

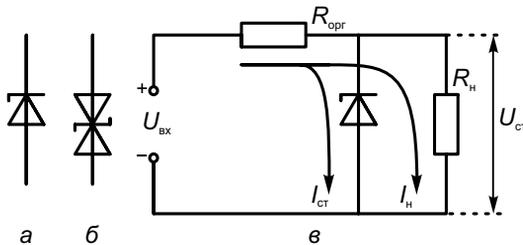


Рис. 2.12. Условное обозначение одно- (а), двухдиодного (б) стабилитронов и схема простейшего стабилизатора напряжения (в)

Стабилитроны предназначены для стабилизации напряжения в цепях постоянного тока. Принцип стабилизации напряжения с использованием стабилитрона (рис. 2.12, *в*) заключается в том, что при изменении напряжения  $U_{вх}$  изменяется ток  $I_{ст}$ , протекающий через стабилитрон, а напряжение на стабилитроне  $U_{ст}$  и подключенной параллельно ему нагрузке  $R_{н}$  практически не меняется.

### Варикапы

**Варикапы** — это полупроводниковые диоды, действие которых основано на использовании зависимости емкости от обратного напряжения.

Вольт-фарадная характеристика варикапа подобна характеристике, приведенной на рисунке 2.8, *б*. Полная емкость варикапа  $C_{в}$  включает барьерную емкость  $C_{бар}$  ЭДП, определяемую формулой (2.9), и емкость между его электродами и выводами, не зависящую от приложенного напряжения.

На рисунке 2.13, *а* приведены вольт-фарадная характеристика варикапов марок КВ109А–КВ109Г (зарубежные аналоги ВВ109, ВВ405, ВВ503, ВВ505, ВВУ31) и условное графическое изображение варикапа.

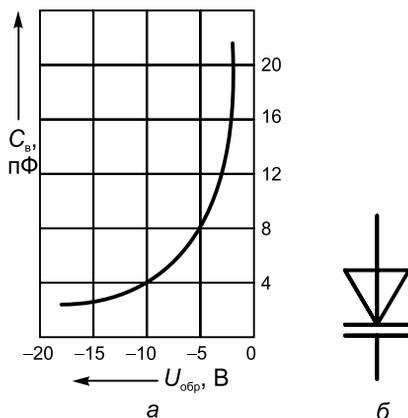


Рис. 2.13. Вольт-фарадная характеристика (*а*) и условное обозначение варикапа (*б*)

Основные параметры варикапа:

- общая емкость  $C_{в}$  — емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении;

- коэффициент перекрытия по емкости  $K_C$  — отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений;
- максимально допустимое обратное напряжение  $R_{обр\max}$ ;
- сопротивление потерь  $r_n$  — суммарное активное сопротивление кристалла, контактных соединений и выводов варикапа;
- добротность  $Q_B$  — отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте переменного сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения;
- температурный коэффициент емкости  $\alpha_C$  — отношение относительного изменения емкости ( $\Delta C / C$ ) к вызвавшему его абсолютному изменению температуры окружающей среды.

Варикапы применяют в электронных устройствах в качестве элемента с электрически управляемой емкостью.

### Туннельные и обращенные диоды

**Туннельными** (*Tunnel Diode*, или *Esaki Diode*) называют полупроводниковые диоды, на вольт-амперной характеристике которых имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (участок *AB* на рис. 2.14, *а*). Наличие такого участка, являющегося следствием проявления туннельного эффекта, позволяет использовать туннельные диоды для усиления и генерирования электрических колебаний, а также в переключающих схемах.

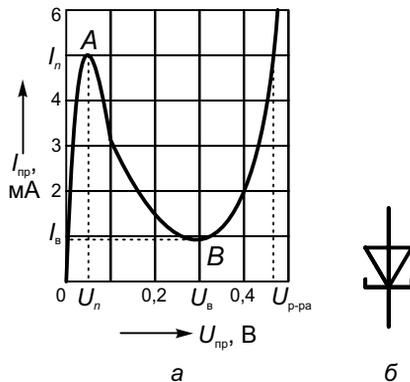


Рис. 2.14. Вольт-амперная характеристика (*а*) и условное обозначение (*б*) туннельного диода

Основные параметры туннельных диодов:

- пиковый ток  $I_{\text{п}}$  — значение прямого тока в точке максимума вольт-амперной характеристики, при котором значение дифференциальной активной проводимости равно нулю ( $d_i/d_u = 0$ );
- ток впадины  $I_{\text{в}}$  — значение прямого тока в точке минимума вольт-амперной характеристики, при котором  $d_i/d_u = 0$ ;
- отношение токов туннельного диода  $I_{\text{п}}/I_{\text{в}}$  — отношение пикового тока к току впадины;
- напряжение пика  $U_{\text{п}}$  — значение прямого напряжения, соответствующего пиковому току;
- напряжение впадины  $U_{\text{в}}$  — прямое напряжение, соответствующее току впадины;
- напряжение раствора  $U_{\text{р-ра}}$  — значение прямого напряжения на второй восходящей ветви вольт-амперной характеристики туннельного диода, при котором ток равен пиковому.

Туннельные диоды изготавливают из арсенида галлия (GaAs) или антимонида галлия (GaSb), содержащих большую концентрацию примесей ( $10^{18}$ – $10^{20}$  см<sup>-3</sup>).

*Достоинствами* туннельных диодов являются высокие рабочие частоты, малые шумы, слабая зависимость параметров от температуры. *Недостатки*: малый диапазон рабочих напряжений, малая мощность, несовместимость технологии их изготовления (туннельные диоды изготавливают обычно методом сплавления) с технологией изготовления интегральных схем, сложность цепей развязки между входом и выходом.

**Обращенные диоды** (*Backward Diode*, или *Back Diode*) представляют собой разновидность туннельных диодов и характеризуются тем, что вместо участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением у них на вольт-амперной характеристике имеется практически горизонтальный участок (рис. 2.15, а). В отличие от туннельных диодов для изготовления обращенных диодов применяют невырожденные германий и арсенид галлия.

Из рисунка 2.15, а видно, что в обращенных диодах обратный ток значительно больше прямого, что и обусловило название этих диодов.

Малая инерционность обращенных диодов позволяет использовать их для работы в диапазоне СВЧ, в частности для выпрямления малых высокочастотных и СВЧ-сигналов.

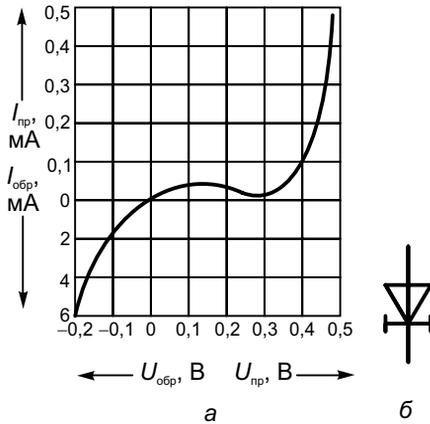


Рис. 2.15. Вольт-амперная характеристика (а) и условное обозначение (б) обращенного диода

### Маркировка полупроводниковых диодов

Информацию о назначении, основных электрических параметрах, типе исходного полупроводникового материала, конструктивно-технологических особенностях и т. п., как правило, включают в условное обозначение (маркировку) полупроводниковых диодов в виде буквенно-цифрового кода или цветовой маркировки.

Существует множество разнообразных систем маркировки (обозначения) полупроводниковых приборов. Наиболее распространены три системы: JEDEC, Pro Electron и JIS. Многие фирменные системы обозначений базируются на одной из этих систем.

**Система JEDEC** принята в США и поддерживается ассоциацией предприятий электронной промышленности (*Electronic Industries Alliance, EIA*).

Обозначение полупроводниковых приборов в системе JEDEC состоит из четырех элементов и имеет следующую форму:

<цифра> <буква> <серийный номер> [суффикс].

**Первый элемент** – цифра, отражающая количество переходов в элементе (1 для диодов).

**Второй элемент** – всегда буква «N».

**Третий элемент** – серийный номер: двух-, трех- или четырехзначное число, которое отражает порядковый номер регистрации

полупроводникового прибора в ЕІА. Никакой дополнительной информации, за исключением, возможно, времени регистрации, этот номер не несет.

**Четвертый элемент** – суффикс – отражает разбивку приборов одного типа на различные типонималы по характерным параметрам. Суффикс может состоять из одной или нескольких букв.

**Система Pro Electron** широко распространена в Европе и поддерживается европейской ассоциацией производителей электронных компонентов (*European Electronic Component Manufacturers Association*).

Маркировку полупроводников по европейской системе осуществляют следующим способом. Код маркировки представляет собой буквенно-цифровую запись и состоит из трех элементов.

**Первый элемент** – буква, указывает материал, на основе которого сделан полупроводник (А – германий; В – кремний; С – арсенид галлия; R – сульфид кадмия). Наиболее распространенный материал – кремний.

**Второй элемент** – буква, обозначает тип полупроводникового прибора (А – детекторный, смесительный диод; В – варикап; С – маломощный низкочастотный транзистор; D – мощный низкочастотный транзистор; E – туннельный диод; F – маломощный высокочастотный транзистор; G – несколько приборов в одном корпусе; H – магнитодиод; K – генераторы Холла; L – мощный высокочастотный транзистор; M – модуляторы и умножители Холла; P – фотодиод, фототранзистор; Q – излучающие приборы; R – прибор, работающий в области пробоя; S – маломощный переключающий транзистор; T – мощный регулирующий или переключающий прибор; U – мощный переключающий транзистор; X – умножительный диод; Y – мощный выпрямительный диод; Z – стабилитрон).

**Третий элемент** – серийный номер, имеет несколько диапазонов: номера 100–999 означают приборы общего назначения, номер, состоящий из буквы и цифры Z10–A99, – приборы промышленного и специального применения.

Иногда к общей маркировке могут добавлять дополнительную букву модификации прибора, которая определяется конкретно производителем полупроводника.

Определим, например, какой полупроводниковый прибор имеет маркировку BL153. Первая буква «В» указывает на то, что прибор сделан из кремния, вторая

буква «L» – что это мощный высокочастотный транзистор; далее следует серийный номер, который укладывается в диапазон приборов общего применения.

В обозначении могут присутствовать и некоторые дополнительные элементы. Например, такой же, как и в системе JEDEC суффикс, который отражает разбивку приборов одного типа на различные типоминималы по характерным параметрам.

Для некоторых типов приборов (стабилитроны, мощные диоды и тиристоры) могут применять дополнительную классификацию. При этом к основному обозначению через дефис или дробь добавляют дополнительный код. Например, для стабилитронов часто применяют дополнительный код, содержащий сведения о напряжении стабилизации и его возможном разбросе (A – 1 %, B – 2 %, C – 5 %, D – 10 %, E – 15 %). Если напряжение стабилизации не целое число, то вместо запятой ставят букву V. В дополнительном коде для выпрямительных диодов указывают максимальную амплитуду обратного напряжения.

Например, ВХУ85-С6V8 – это кремниевый стабилитрон специального назначения с регистрационным номером 85, напряжением стабилизации 6,8 В с максимальным отклонением этого напряжения от номинального значения  $\pm 5$  %.

**Систему JIS** используют в Японии, а также в Азиатско-Тихоокеанском регионе. Она разработана ассоциацией предприятий электронной промышленности Японии (*Electronic Industries Association of Japan*).

Условное обозначение полупроводниковых приборов в системе JIS состоит из пяти элементов.

**Первый элемент** – цифра, обычно отражает количество переходов в элементе (0 – фотодиоды, фототранзисторы; 1 – диоды; 2 – транзисторы; 3 – тиристоры).

**Второй элемент** – буква S, обозначает полупроводниковые приборы (*semiconductors*).

**Третий элемент** – буква, обозначает тип полупроводникового прибора (A – высокочастотные транзисторы типа  $p-n-p$ ; B – низкочастотные транзисторы типа  $p-n-p$ ; C – высокочастотные транзисторы типа  $n-p-n$ ; D – низкочастотные транзисторы типа  $n-p-n$ ; E – диоды; F – тиристоры; G – диоды Ганна; H – однопереходные транзисторы; J – полевые транзисторы с  $p$ -каналом; K – полевые транзисторы с  $n$ -каналом; M – симметричные тиристоры; Q – светоизлучающие диоды; R – выпря-

мительные диоды; S – малосигнальные диоды; T – лавинные диоды; V – варикапы, *pin*-диоды, диоды с накоплением заряда; Z – стабилитроны, стабисторы, ограничители).

**Четвертый элемент** – серийный (регистрационный) номер прибора.

**Пятый элемент** – модификация прибора (A – первая, B – вторая и т. д.).

После стандартной маркировки может следовать дополнительный индекс (N, M, S), отражающий некоторые специальные свойства прибора.

Помимо приведенных, существует множество фирменных систем обозначения (маркировки) полупроводниковых компонентов, которые фирмы-производители вводят в коммерческих и рекламных целях. Как правило, такие системы состоят из специального префикса, обозначающего тип (группу, технологию, назначение) прибора, серийного номера и ряда дополнительных суффиксов.

## 2.7. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

### Основные определения и классификация

**Биполярный транзистор** (*Bipolar Junction Transistor, BJT*) – полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими ЭДП и тремя или более выводами, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда.

ЭДП образуются между тремя областями полупроводника с различными типами электропроводности. Область, расположенную между ЭДП, называют **базой**. Одну из крайних областей, предназначенную для наиболее эффективной инжекции носителей заряда в базу, называют **эмиттером**, а ЭДП между эмиттером и базой – **эмиттерным**. Вторую крайнюю область, предназначенную для экстракции (вытягивания) неосновных носителей из базы, называют **коллектором**, а ЭДП между коллектором и базой – **коллекторным**. Расстояние между переходами очень мало: у высокочастотных транзисторов оно менее 10 мкм, а у низкочастотных – не превышает 50 мкм. К каждой области припаивают металлические выводы для включения транзистора в электрическую цепь.

Тип электропроводности эмиттера и коллектора противоположен типу электропроводности базы. В зависимости от порядка чередования  $p$ - и  $n$ -областей различают транзисторы со структурой  $p-n-p$  и  $n-p-n$  (рис. 2.16). Условные графические обозначения транзисторов  $p-n-p$  и  $n-p-n$  различаются лишь направлением стрелки у электрода, обозначающего эмиттер, окружности могут отсутствовать.

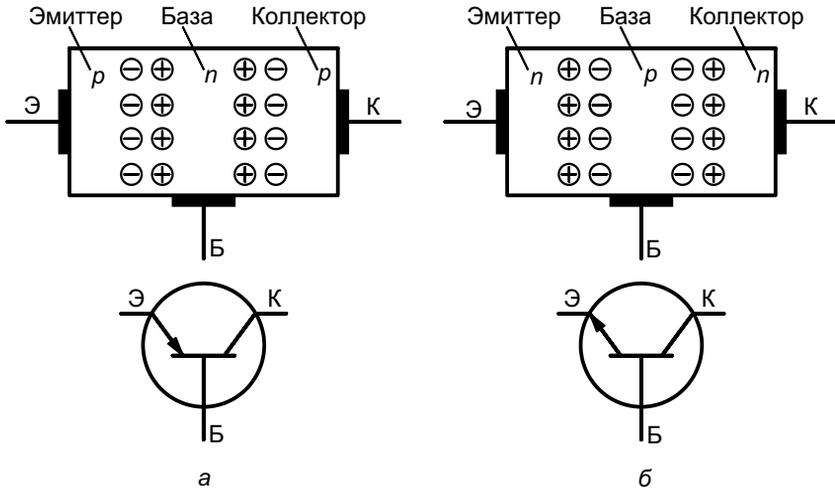


Рис. 2.16. Структура и условное обозначение биполярных транзисторов типов  $p-n-p$  (а) и  $n-p-n$  (б)

В зависимости от механизма переноса неосновных носителей через базу транзисторы подразделяют на **бездрейфовые**, в которых заряды переносятся от эмиттера к коллектору в основном за счет диффузии, и **дрейфовые**, в которых происходит дрейф носителей от эмиттера к коллектору под действием электрического поля, создаваемого в базе.

По максимальной рабочей частоте  $f_p$  транзисторы подразделяют на низкочастотные ( $f_p \leq 30$  МГц), высокочастотные ( $30 \text{ МГц} < f_p \leq 300$  МГц) и сверхвысокочастотные ( $f_p > 300$  МГц).

По значению максимально допустимой мощности, рассеиваемой на электродах, транзисторы подразделяют на маломощные ( $P_{\max} < 0,3$  Вт), средней мощности ( $0,3 \text{ Вт} < P_{\max} \leq 3$  Вт) и мощные ( $P_{\max} > 3$  Вт).

По конструктивным особенностям различают транзисторы точечные, содержащие один или два точечных ЭДП, и плоскостные.

По технологии изготовления транзисторы подразделяют на сплавные, диффузионные, эпитаксиальные, планарные, планарно-эпитаксиальные, конверсионные, ионно-имплантационные и мезатранзисторы.

В зависимости от используемого полупроводника транзисторы разделяют на германиевые и кремниевые. В настоящее время большинство транзисторов (в том числе и транзисторы интегральных схем) изготавливают на основе кремния.

### Режимы работы биполярных транзисторов

Различают три основных режима работы биполярного транзистора: активный, отсечки и насыщения. Принцип работы транзисторов  $p-n-p$ - и  $n-p-n$ -типов одинаковый, поэтому в дальнейшем будем рассматривать лишь работу транзисторов со структурой  $p-n-p$ .

При работе транзистора в **активном режиме** его эмиттерный переход смещается в прямом, а коллекторный — в обратном направлении (рис. 2.17). Под действием прямого напряжения  $U_{ЭБ}$  происходит инжекция дырок из  $p$ -эмиттера в  $n$ -базу. Попав в базу, дырки становятся в ней неосновными носителями заряда и под действием сил диффузии движутся к коллекторному ЭДП, образуя дырочную составляющую эмиттерного тока  $I_{Эр}$ . Обычно концентрация акцепторных примесей в эмиттере  $N_{аЭ}$ , коллекторе  $N_{аК}$  во много раз превышает концентрацию донорных примесей в базе  $N_{дБ}$ , поэтому инжекцией электронов из базы в эмиттер можно пренебречь и считать, что  $I_{Э} = I_{Эр}$ .

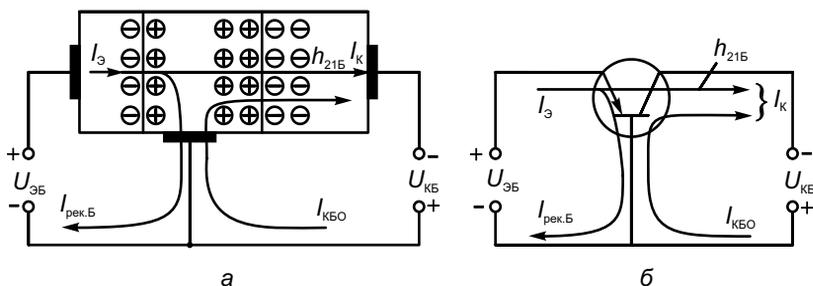


Рис. 2.17. Включение транзистора в активном режиме работы по схеме с общей базой

Часть инжектированных в базу дырок рекомбинирует с имеющимися в ней свободными электронами, но ввиду малой ширины базы основная часть дырок достигает коллекторного ЭДП и его электрическим полем перебрасывается в коллектор, образуя составляющую коллекторного тока  $I_{Kp}$ . Очевидно, что из-за рекомбинации части инжектированных дырок в базе  $I_{Kp} < I_{\text{Э}}$ , т. е.  $I_{Kp} = h_{21Б} I_{\text{Э}}$ .

Коэффициент пропорциональности  $h_{21Б}$  называют *статическим коэффициентом передачи тока эмиттера*. Для современных транзисторов  $h_{21Б} = 0,9-0,998$ .

Так как коллекторный переход смещен в обратном направлении, то через него протекает ток  $I_{КБО}$ , образованный неосновными носителями базы (дырками) и коллектора (электронами). Направление этого тока совпадает с направлением  $I_{Kp}$ , поэтому полный ток коллектора равен

$$I_K = h_{21Б} I_{\text{Э}} + I_{КБО} \quad (2.10)$$

Дырки, инжектированные в базу из эмиттера и прорекомбинировавшие в ней, сообщают базе положительный заряд. Для восстановления электрической нейтральности базы в нее из внешней цепи поступает такое же количество электронов, образующих рекомбинационный ток базы  $I_{\text{рек.Б}}$ . Помимо рекомбинационного тока, через базу протекает и обратный ток коллектора в противоположном направлении, поэтому полный ток базы равен

$$I_B = I_{\text{рек.Б}} - I_{КБО} \quad (2.11)$$

В активном режиме работы транзистора ток базы в десятки и сотни раз меньше токов коллектора и эмиттера.

Рассмотренный активный режим работы транзистора называют *нормальным*. Если прямое смещение подать на коллекторный переход, а обратное – на эмиттерный, то будет иметь место *активный инверсный режим*. Поскольку концентрация примесей в коллекторе становится меньше, чем в эмиттере, статический коэффициент передачи тока  $h_{21Б}$  в инверсном активном режиме меньше, чем в активном нормальном режиме.

*Режим отсечки* транзистора формируется в том случае, если под действием внешних напряжений эмиттерный и коллекторный ЭДП смещены в обратном направлении (рис. 2.18, а). В этом случае через оба ЭДП протекают незначительные обратные токи эмиттера  $I_{\text{ЭБО}}$  и коллектора  $I_{КБО}$ . Ток базы равен сумме этих токов и в зависимости от типа транзистора находится в пределах от

единиц микроампер (для кремниевых биполярных транзисторов) до единиц миллиампер (для германиевых биполярных транзисторов).

В **режиме насыщения** оба ЭДП – эмиттерный и коллекторный – смещены в прямом направлении (рис. 2.18, б), а инжекция дырок в базу осуществляется как из эмиттера, так и из коллектора. Поскольку в базе эти потоки неосновных носителей направлены навстречу друг другу, то суммарный ток в цепи коллектор – эмиттер определяется разностью этих токов ( $I_{нас.Э}$ ,  $I_{нас.К}$ ). Из-за снижения напряженности электрического поля непосредственного коллекторного ЭДП уменьшается экстракция дырок из базы в коллектор, что приводит к накоплению в базе неосновных носителей заряда (дырок). Для восстановления электрической нейтральности базы в нее из внешней цепи поступают электроны, создавая ток базы, значительно превышающий его значение в активном режиме.

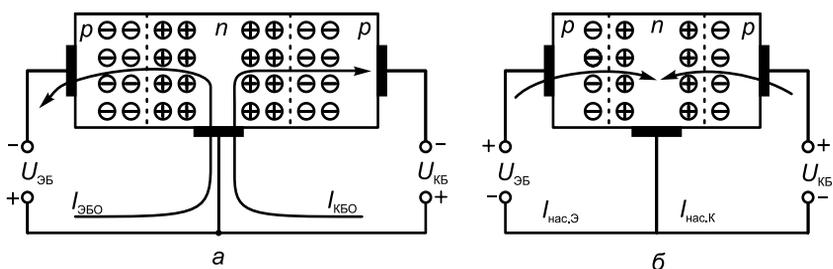


Рис. 2.18. Токопрохождение в транзисторах в режимах отсечки (а) и насыщения (б)

В режимах отсечки и насыщения управление токами транзистора почти отсутствует. Эти режимы используют при работе транзисторов в импульсных и ключевых устройствах. Для усиления сигналов применяют активный режим работы транзистора.

### Схемы включения биполярных транзисторов

В схеме, приведенной на рисунке 2.17, электрическую цепь, образованную источником  $U_{ЭБ}$ , эмиттером и базой транзистора, называют **входной**, а образованную источником  $U_{КБ}$ , коллектором и базой, – **выходной**. База является общим электродом для входной и выходной цепей, поэтому такую схему включения транзистора называют **схемой с общей базой**, или схемой ОБ. Из рисунка также следует, что

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} - I_{\text{Б}}. \quad (2.12)$$

Это соотношение между токами транзистора остается справедливым и для любой другой схемы его включения.

На рисунке 2.19, а приведена схема, в которой общим электродом для входной и выходной цепей является эмиттер. Такую схему включения называют *схемой с общим эмиттером* (схемой ОЭ).

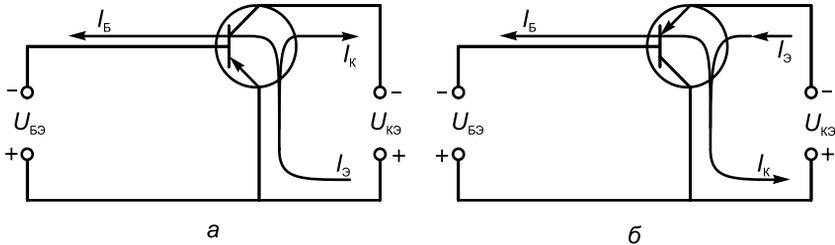


Рис. 2.19. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером (а) и общим коллектором (б)

Для установления связи между выходным (коллекторным) и входным (базовым) токами используют уравнение (2.10), подставляя в него вместо тока  $I_{\text{Э}}$  его значение, определенное из уравнения (2.12):

$$I_{\text{К}} = h_{21\text{Б}} (I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}) + I_{\text{КБЭ}},$$

откуда следует

$$I_{\text{К}} = \frac{h_{21\text{Б}}}{1 - h_{21\text{Б}}} I_{\text{Б}} + \frac{I_{\text{КБЭ}}}{1 - h_{21\text{Б}}}.$$

Обозначив  $h_{21\text{Э}} = \frac{h_{21\text{Б}}}{1 - h_{21\text{Б}}}$  и  $\frac{1}{1 - h_{21\text{Б}}} = \frac{1 + h_{21\text{Б}}}{1 - h_{21\text{Б}}} = 1 + h_{21\text{Э}}$ , получим

$$I_{\text{К}} = h_{21\text{Э}} I_{\text{Б}} + (1 + h_{21\text{Э}}) I_{\text{КБЭ}}$$

или

$$I_{\text{К}} = h_{21\text{Э}} I_{\text{Б}} + I_{\text{КЭО}}. \quad (2.13)$$

Коэффициент пропорциональности  $h_{21\text{Э}}$  называют *статическим коэффициентом передачи тока базы*. При  $h_{21\text{Б}} = 0,9 - 0,998$  значение  $h_{21\text{Э}}$  находится в пределах 9–499.

Составляющую  $I_{\text{КЭО}} = (1 + h_{21\text{Э}}) I_{\text{КБЭ}}$  называют *обратным током коллектора* в схеме ОЭ. Таким образом, в схеме ОЭ обратный ток коллектора значительно больше, чем в схеме ОБ. Обратный

ток коллектора в схеме ОЭ, измеренный при замкнутых эмиттере и базе и заданном обратном напряжении  $U_{кЭ}$ , обозначают  $I_{кЭк}$ . Иногда обратный ток коллектора измеряют при включении между базой и эмиттером резистора с заданным сопротивлением (в этом случае его обозначают  $I_{кЭR}$ , при отключенной базе –  $I_{кЭХ}$ ).

Обратные токи  $I_{кБо}$  и  $I_{кЭо}$  не зависят от входных напряжений  $U_{Эб}$  и  $U_{Бэ}$ , поэтому их называют **неуправляемыми составляющими коллекторного тока**. Эти токи сильно зависят от температуры окружающей среды и определяют температурные свойства транзистора. Установлено, что значение обратного тока  $I_{кБо}$  удваивается при повышении температуры на  $10^\circ\text{C}$  для германиевых и на  $8^\circ\text{C}$  для кремниевых транзисторов. В схеме ОЭ температурные изменения неуправляемого обратного тока  $I_{кЭо}$  могут в десятки и сотни раз превышать температурные изменения неуправляемого обратного тока  $I_{кБо}$  и полностью нарушить нормальную работу транзистора. Поэтому в транзисторных схемах применяют специальные меры термостабилизации транзисторных каскадов, уменьшающие влияние температурных изменений токов на работу транзистора.

На практике часто встречаются схемы, в которых общим электродом для входной и выходной цепей является коллектор (рис. 2.19, б). Такую схему включения транзистора называют **схемой с общим коллектором** (схемой ОК).

Для получения уравнения, связывающего входной ток (ток базы) с выходным (ток эмиттера) в схеме ОК, в уравнение (2.10) вместо тока коллектора подставляют значение  $I_{к} = I_{э} - I_{б}$ . Решив полученное таким образом уравнение относительно тока  $I_{э}$ , находят:

$$I_{э} = \frac{1}{1 - h_{21Б}} I_{б} + \frac{1}{1 - h_{21Б}} I_{кБо}$$

или

$$I_{э} = (1 + h_{21Е}) I_{б} + I_{кБо}. \quad (2.14)$$

В схеме ОЭ и ОК входным током является ток базы, а в схеме ОБ – ток эмиттера. Так как ток  $I_{б}$  в десятки и сотни раз меньше, чем токи  $I_{э}$  и  $I_{к}$ , то схемы ОЭ и ОК (особенно схема ОК) обладают значительно бóльшим входным сопротивлением по сравнению со схемой ОБ. Кроме того, в схемах ОЭ и ОК выходные токи ( $I_{к}$  и  $I_{э}$  соответственно) значительно больше входного тока  $I_{б}$ . Поэтому схемы ОЭ и ОК обладают коэффициентом усиления

по току. В схеме ОБ выходной ток  $I_K$  меньше входного тока  $I_Э$ , следовательно, эта схема усилением по току не обладает.

### Статические характеристики биполярных транзисторов

Данные характеристики показывают графическую зависимость между токами транзистора и напряжениями его электродов. Наибольшее применение получили статические входные и выходные характеристики.

**Входные статические характеристики** представляют собой вольт-амперные характеристики эмиттерного ЭДП, смещенного в прямом направлении. Увеличение напряжения на этом переходе (рис. 2.20) приводит к росту тока эмиттера и, следовательно, тока базы. Из-за внутренней обратной связи в транзисторе, осуществляемой через базу, коллекторное напряжение также оказывает влияние на входной ток. Однако это влияние сказывается при небольших напряжениях  $U_{КБ}$  и  $U_{КЭ}$ . При дальнейшем увеличении коллекторного напряжения входной ток почти не изменяется. Поэтому входные характеристики обычно представлены двумя кривыми, снятыми при коллекторном напряжении, равном нулю, и некотором отрицательном (для транзисторов  $p-n-p$ ) или положительном (для транзисторов  $n-p-n$ ) напряжении.

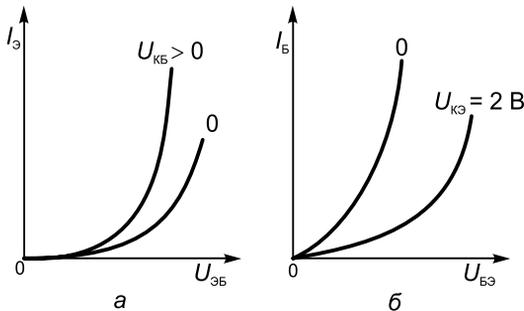


Рис. 2.20. Входные характеристики биполярного транзистора в схемах ОБ (а) и ОЭ (б)

**Выходные статические характеристики** — это вольт-амперные характеристики коллекторного ЭДП, смещенного в обратном направлении. Их вид также зависит от способа включения транзистора и напряжения на эмиттерном ЭДП.

Выходные статические характеристики транзистора, включенного по схеме ОБ, снимают при постоянных значениях тока

эмиттера (рис. 2.21, а). При  $I_{\text{Э}} = 0$  в выходной цепи протекает только обратный неуправляемый ток  $I_{\text{КБО}}$ . С появлением тока эмиттера возникает и управляемая составляющая коллекторного тока  $h_{21\text{Б}}I_{\text{Э}}$ . Так как в схеме ОБ  $I_{\text{К}} = h_{21\text{Б}}I_{\text{Э}} + I_{\text{КБО}}$ , то увеличение тока  $I_{\text{Э}}$  вызывает увеличение тока  $I_{\text{К}}$ .

Выходные статические характеристики для схемы ОЭ приведены на рисунке 2.21, б. Крутой участок характеристик при малых напряжениях  $U_{\text{КЭ}}$  соответствует режиму насыщения, при котором эмиттерный и коллекторный  $p$ - $n$ -переходы смещены в прямом направлении. При увеличении напряжения  $U_{\text{КЭ}}$  коллекторный переход запирается и характеристики становятся более пологими, но все же они идут круче, чем в схеме ОБ. Так как в схеме ОЭ  $I_{\text{К}} = h_{21\text{Е}}I_{\text{Б}} + (1 + h_{21\text{Е}})I_{\text{КБО}}$ , то с ростом тока базы увеличивается и ток коллектора.

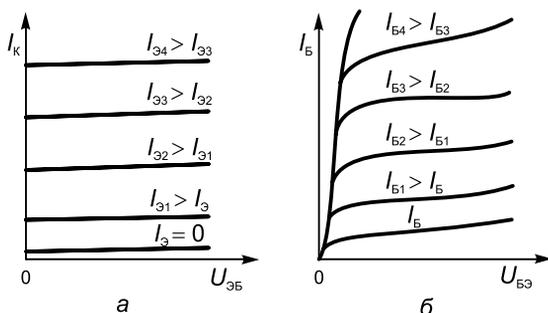


Рис. 2.21. Выходные характеристики биполярного транзистора в схемах ОБ (а) и ОЭ (б)

Повышение температуры вызывает увеличение токов транзистора и приводит к смещению его характеристик. Особенно сильно температура влияет на входные характеристики в схеме ОЭ.

### Параметры биполярных транзисторов

Все рассмотренные выше положения касались работы транзистора при постоянных напряжениях и токах его электродов. При работе транзистора в усилительных схемах важную роль играют переменные сигналы с малыми амплитудами. Свойства транзистора в этом случае определяются так называемыми мало-сигнальными параметрами.

На практике наибольшее применение получили  $h$ -параметры (от лат. *hibrida* — помесь), которые называют также гибридными

ми или смешанными. Такое название они получили вследствие того, что одни из них имеют размерность проводимости, другие – сопротивления, а третьи не имеют единиц измерения. Кроме  $h$ -параметров, используют также  $y$ -параметры, имеющие размерность проводимости, и  $z$ -параметры, имеющие размерность сопротивлений. Однако их измерение сопряжено со значительными практическими трудностями, в то время как  $h$ -параметры измеряются сравнительно легко.

Выделяют четыре  $h$ -параметра:  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$ . Их значения зависят от схемы включения транзистора и режима его работы (т. е. от выбора рабочей точки). Измерение и расчет  $h$ -параметров осуществляют на основе следующих формул:

1) выходное сопротивление, Ом:

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} \Big|_{U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}};$$

2) коэффициент обратной связи по напряжению:

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} \Big|_{I_{\text{ВХ}} = \text{const}};$$

3) коэффициент прямой передачи по току:

$$h_{21} = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} \Big|_{U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}};$$

4) выходная проводимость, См:

$$h_{22} = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} \Big|_{I_{\text{ВХ}} = \text{const}}.$$

Все  $h$ -параметры можно определить по статическим характеристикам. При этом параметры  $h_{11}$  и  $h_{12}$  определяются по входным, а параметры  $h_{21}$  и  $h_{22}$  – по выходным характеристикам. Для указания схемы включения к цифровым индексам  $h$ -параметров добавляют буквенные: Б – если транзистор включен по схеме ОБ; Э – если транзистор включен по схеме ОЭ. Приращения токов и напряжений для конкретной рабочей точки должны учитывать схему включения БТ.

### Частотные свойства биполярных транзисторов

Параметры транзистора зависят не только от режима работы, но и от частоты усиливаемых сигналов. Так, с увеличением ча-

стоты коэффициент передачи тока базы  $h_{21э}$  уменьшается по абсолютному значению или по модулю. Модуль коэффициента  $h_{21э}$  обозначают в виде  $|h_{21э}|$ . Частоту, на которой  $|h_{21э}|$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза по сравнению с его значением на низкой частоте, называют *предельной частотой передачи тока базы* и обозначают  $f_{h21э}$ . Частоту, на которой  $|h_{21э}|$  уменьшается до 1, называют *границной* и обозначают  $f_{гр}$ . Частоты  $f_{h21э}$  и  $f_{гр}$  связаны между собой соотношением  $f_{гр} = f_{h21э}|h_{21э}|$ .

При работе транзистора на частотах, превышающих  $f_{h21э}$ , усилительные свойства транзистора уменьшаются вплоть до частоты  $f_{гр}$ . На частотах, превышающих  $f_{гр}$ , транзистор вообще перестает усиливать. Поэтому знание частот  $f_{h21э}$  или  $f_{гр}$  позволяет судить о возможности работы транзистора в заданном диапазоне частот.

В справочниках по полупроводниковым приборам для транзисторов обычно указывают модуль коэффициента передачи тока базы  $|h_{21э}|$  и частоту  $f$ , на которой определено его значение. По этим данным легко определить граничную частоту:  $f_{гр} = f|h_{21э}|$ .

## 2.8. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

**Полевой транзистор** (*Field-Effect Transistor, FET*) – полупроводниковый прибор с тремя электродами – исток (*source*), сток (*drain*), затвор (*gate*). Между истоком и стоком располагается канал, выполненный из полупроводника *n*- или *p*-типа. Его проводимость зависит от электрического поля (перпендикулярного направлению тока в канале), создаваемого напряжением между электродами затвора и истока  $U_{зи}$ .

Таким образом, управляющим электродом является **затвор**. Он должен быть изолирован от канала. По способу изоляции затвора полевые транзисторы разделяют на три типа:

- с управляющим *p*–*n*-переходом, или с *p*–*n*-затвором;
- металлополупроводниковым затвором, или с затвором Шоттки;
- изолированным затвором (МОП-транзисторы).

### Полевые транзисторы с *p*–*n*-затвором

Устройство одного из типов транзисторов с *p*–*n*-затвором (*Junction Field-effect Transistor, JFET*) показано на рисунке 2.22, *a*. Его основу составляет полупроводник *n*-типа, с одной стороны

которого методом диффузии образована область  $p$ -типа (затвор). На границе  $p$ - и  $n$ -областей образуется ЭДП. Концентрацию примесей в  $p$ -области делают значительно большей, чем в  $n$ -области. Поэтому область объемного заряда, обладающая очень большим сопротивлением электрическому току, будет располагаться в основном в полупроводнике  $n$ -типа. Слой полупроводника, расположенный справа от ЭДП, называют каналом. Если между  $p$ - и  $n$ -областями включить источник напряжения  $U_{зи}$ , как показано на рисунке 2.22, б, то ЭДП окажется включенным в обратном направлении и его толщина увеличится, что приведет к уменьшению толщины канала. Сопротивление канала при этом возрастет. Следовательно, изменяя напряжение  $U_{зи}$ , можно управлять толщиной канала и его сопротивлением.

Если теперь к каналу подключить второй источник напряжения  $U_{си}$  (рис. 2.22, в), то через канал потечет ток, образованный движением электронов (основных носителей) от нижней части  $n$ -области к ее верхней части. Участок  $n$ -области, от которой начинают движение основные носители заряда, называют **истоком**, а участок, к которому они движутся, — **сток**.

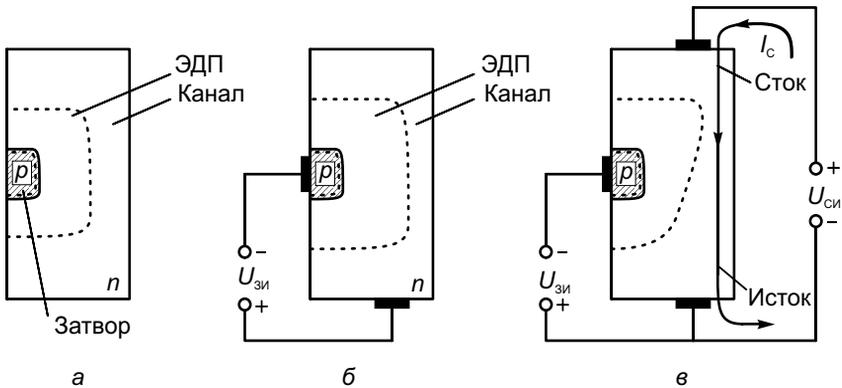


Рис. 2.22. Структура полевого транзистора с  $p$ - $n$ -затвором и каналом  $n$ -типа

Ток стока  $I_c$ , протекающий через канал транзистора, зависит от его сопротивления. Следовательно, при изменении напряжения  $U_{зи}$  меняется и протекающий через канал ток стока.

Если в качестве исходного материала использовать полупроводник  $p$ -типа (область затвора при этом должна иметь электро-

проводность  $n$ -типа), то получают полевой транзистор с  $p$ - $n$ -затвором и каналом  $p$ -типа. При этом полярности  $U_{зи}$  и  $U_{си}$  должны быть противоположны указанным на рисунке 2.22, в.

### Статические характеристики полевых транзисторов с $p$ - $n$ -затвором

Полевые транзисторы с  $p$ - $n$ -затвором работают, как правило, при обратном напряжении  $U_{зи}$  и имеют вследствие этого очень малые входные токи (токи затвора).

Поэтому входные характеристики  $I_з = f(U_{зи})$  используются очень редко. Основными статическими характеристиками, получившими практическое применение, являются выходные (стоковые) и передаточные (сток-затворные).

Статические выходные характеристики представляют собой зависимость  $I_с = f(U_{си})$  при  $U_{зи} = \text{const}$ . Их вид для транзисторов с  $p$ - $n$ -затвором и каналом  $n$ -типа приведен на рисунке 2.23, а. При  $U_{си} = 0$  электрическое поле в канале отсутствует и  $I_с = 0$ .

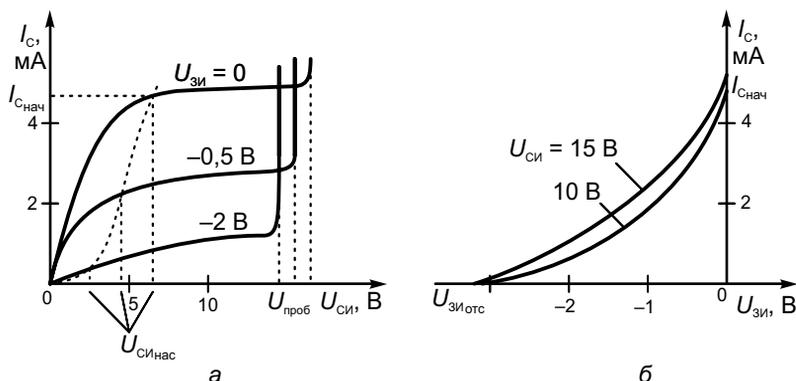


Рис. 2.23. Статические выходные (а) и передаточные (б) характеристики полевого транзистора с  $p$ - $n$ -затвором и каналом  $n$ -типа

Увеличение напряжения  $U_{си}$  приводит к увеличению электрического поля в канале и росту тока  $I_с$ . Крутизна нарастания тока  $I_с$  будет определяться начальным сопротивлением канала. Это сопротивление минимально при  $U_{зи} = 0$ , поэтому крутизна нарастания тока  $I_с$  при  $U_{зи} = 0$  будет наибольшей. Протекающий через канал ток стока создает на нем падение напряжения, которое является обратным для ЭДП между затвором и каналом. Это

вызывает увеличение области объемного заряда (толщины ЭДП), уменьшение толщины канала, рост его сопротивления и снижение крутизны нарастания тока  $I_C$ .

При некотором напряжении  $U_{\text{СИнас}}$ , называемом **напряжением насыщения**, происходит почти полное перекрытие канала областью объемного заряда. Это происходит у области стока, поэтому на данном участке обратное напряжение между затвором и каналом оказывается наибольшим. Дальнейшее увеличение напряжения  $U_{\text{СИ}}$  вызывает очень незначительное изменение тока  $I_C$ .

Ток стока, протекающий через канал транзистора при  $U_{\text{СИ}} = U_{\text{СИнас}}$  и  $U_{\text{ЗИ}} = 0$ , называют **начальным током стока** и обозначают  $I_{\text{Снач}}$ .

Если на затвор подать отрицательное напряжение, то сопротивление канала окажется больше, чем оно было при  $U_{\text{ЗИ}} = 0$ . Это приводит к уменьшению крутизны нарастания тока  $I_C$ , и перекрытие канала наступит при меньшем значении напряжения  $U_{\text{СИ}}$ .

Область выходных характеристик при  $U_{\text{СИ}} > U_{\text{СИнас}}$  называют **пологой**, или **областью насыщения**, а область характеристик, заключенную между напряжениями  $U_{\text{СИ}} = 0$  и  $U_{\text{СИ}} = U_{\text{СИнас}}$ , — **крутой**, или **омической**. При работе в омической области полевой транзистор можно рассматривать как электрически управляемый резистор, сопротивление которого меняется в некоторых пределах при изменении напряжения на затворе. При использовании полевого транзистора для усиления сигналов режим его работы выбирают в полой области.

**Статические передаточные характеристики** — это зависимость  $I_C = f(U_{\text{ЗИ}})$  при  $U_{\text{СИ}} = \text{const}$  (рис. 2.23, б). Они снимаются при напряжениях  $U_{\text{СИ}} > U_{\text{СИнас}}$ , т. е. для полой области выходных характеристик. Вид передаточных характеристик зависит от принципа действия полевого транзистора. Напряжение насыщения, при котором ток стока уменьшается до нуля, называют **напряжением отсечки**  $U_{\text{ЗИотс}}$ , а значение тока стока определяют по формуле

$$I_C = I_{\text{Снач}} \left( 1 - \frac{U_{\text{ЗИ}}}{U_{\text{ЗИотс}}} \right)^2. \quad (2.15)$$

### Полевые транзисторы с затвором Шоттки

В полевом транзисторе с затвором Шоттки (*Schottky-barrier Field-effect Transistor, SB-FET*) управление сопротивлением канала осуществляется изменением под действием напряжения затвора толщины выпрямляющего перехода, образованного на границе между металлом и полупроводником. По сравнению с  $p-n$ -переходом выпрямляющий переход металл – полупроводник позволяет существенно уменьшить длину канала (до 0,5–1 мкм).

При этом значительно уменьшаются и размеры всей структуры транзистора, вследствие чего полевые транзисторы с затвором Шоттки способны работать на более высоких частотах (до 50–80 ГГц).

### Полевые транзисторы с изолированным затвором

Данные транзисторы имеют структуру металл – диэлектрик – полупроводник и краткое название **МДП-транзисторы** (*Metal – Oxide – Semiconductor Field-effect Transistor, MOSFET*). Если в качестве диэлектрика используют оксид кремния, то их называют также **МОП-транзисторами**.

Существует две разновидности МДП-транзисторов: с индуцированным и со встроенным каналами.

В *МДП-транзисторах с индуцированным каналом*  $p$ -типа (рис. 2.24) области стока и истока  $p$ -типа образуют с  $n$ -областью подложки два встречно включенных ЭДП, и при подключении к ним источника любой полярности ток в цепи будет отсутствовать. Если же на затвор относительно истока и подложки подать отрицательное напряжение, то при достаточном значении последнего в приповерхностном слое полупроводника, расположенном под затвором, произойдет инверсия типа электропроводности и  $p$ -области стока и истока окажутся соединенными каналом  $p$ -типа. Такое напряжение затвора называют **пороговым** и обозначают  $U_{зи\text{пор}}$ . С ростом отрицательного напряжения затвора увеличивается глубина проникновения инверсного слоя в полупроводник, что соответствует возрастанию толщины канала и уменьшению его сопротивления.

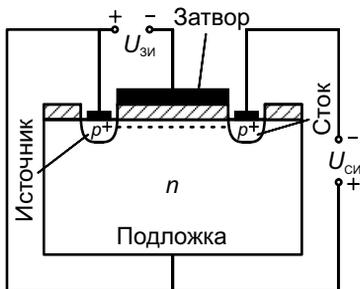


Рис. 2.24. Структура и схема подключения к источникам питания МДП-транзистора с индуцированным каналом  $p$ -типа

Передаточные и выходные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом  $p$ -типа представлены на рисунке 2.25. Падение напряжения на сопротивлении канала уменьшает напряжение между затвором и каналом и толщину канала. Наибольшее сужение канала будет у стока, где напряжение  $U_{сз}$  оказывается наименьшим ( $U_{сз} = U_{си} - U_{зи}$ ).

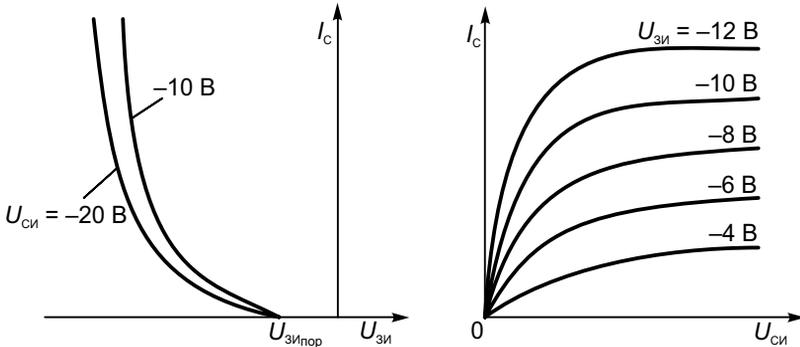


Рис. 2.25. Статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом  $p$ -типа

В МДП-транзисторах со встроенным каналом между областями стока и истока уже в стадии изготовления создается тонкий приповерхностный слой (канал) с таким же типом электропроводности, которую имеют сток и исток. Поэтому в таких транзисторах ток стока  $I_{снач}$ , называемый **начальным**, протекает и при  $U_{зи} = 0$  (рис. 2.26).

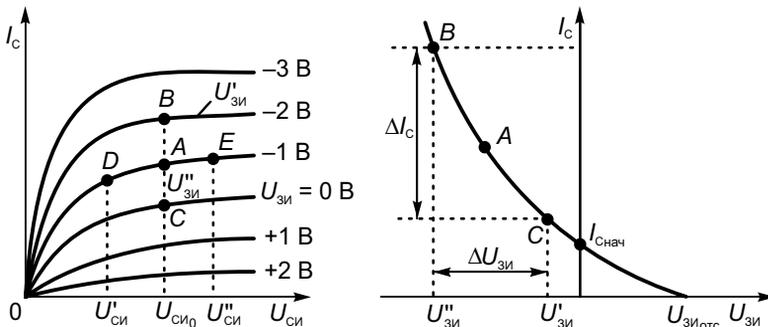


Рис. 2.26. Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом  $p$ -типа

## Дифференциальные параметры полевых транзисторов

Кроме рассмотренных выше параметров, свойства полевых транзисторов обуславливаются дифференциальными параметрами: крутизной передаточной характеристики (крутизной полевого транзистора); дифференциальным сопротивлением и статическим коэффициентом усиления.

**Крутизна** полевого транзистора  $S = dI_C / dU_{зи}$  при  $U_{си} = \text{const}$  характеризует его усилительные свойства и для маломощных транзисторов обычно составляет несколько мА/В.

**Дифференциальное сопротивление**  $r_i = dU_{си} / dI_C$  при  $U_{зи} = \text{const}$  представляет собой сопротивление полевого транзистора переменному току.

Крутизну полевого транзистора можно определить по выходным статическим и передаточным характеристикам (см. рис. 2.26) на основании выражения

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{зи}} \Big|_{U_{си} = \text{const}} = \frac{I_{C(B)} - I_{C(C)}}{U'_{зи} - U''_{зи}},$$

а дифференциальное сопротивление — по выходным характеристикам в соответствии с выражением

$$r_i = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_C} \Big|_{U_{зи} = \text{const}} = \frac{U''_{си} - U'_{си}}{I_{C(E)} - I_{C(D)}}.$$

**Статический коэффициент усиления**  $\mu = dU_{си} / dU_{зи}$  при  $I_C = \text{const}$  связан с параметрами  $S$  и  $r_i$  формулой  $\mu = S r_i$ .

Действительно, формулу для  $\mu$  можно представить следующим образом:

$$\mu = \frac{dU_{си}}{dU_{зи}} = \frac{dU_{си}}{dU_{зи}} \frac{dI_C}{dI_C} = \frac{dU_{си}}{dI_C} \frac{dI_C}{dU_{зи}} = S r_i.$$

Полевые транзисторы используют в усилителях с большим входным сопротивлением, ключевых и логических устройствах, а также в управляемых аттенуаторах в качестве элемента, сопротивление которого изменяется под действием управляющего напряжения.

Условное графическое обозначение полевых транзисторов приведено на рисунке 2.27.

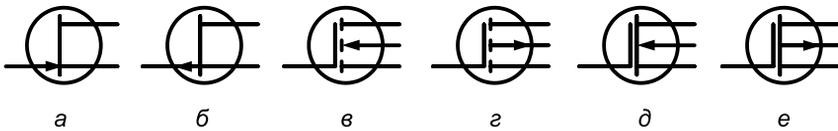


Рис. 2.27. Условное обозначение полевых транзисторов:  
 а, б — с  $p$ - $n$ -затвором и каналами  $n$ - и  $p$ -типов соответственно;  
 в, г — с изолированным затвором и индуцированными каналами  
 $n$ - и  $p$ -типов соответственно; д, е — с изолированным затвором  
 и встроенными каналами  $n$ - и  $p$ -типов соответственно

## 2.9. ТИРИСТОРЫ

**Тиристор** — это полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, который имеет три перехода и более и может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот.

Тиристоры с двумя выводами называют диодными, или *динисторами*, с тремя выводами — триодными, или *тринисторами*.

### Динисторы

Динистор состоит из четырех областей полупроводника с чередующимися типами электропроводности  $p_1-n_1-p_2-n_2$ , между которыми образуются три ЭДП. Крайние ЭДП являются *эмиттерными*, а средний — *коллекторным*. Область  $p_1$  называют  $p$ -эмиттером, или анодом, область  $n_2$  —  $n$ -эмиттером, или катодом (рис. 2.28, а). Такую структуру можно представить в виде двух транзисторов с разным типом электропроводности ( $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$ ), соединенных между собой так, как показано на рисунке 2.28, б.

Если источник питания подключить через ограничительный резистор плюсом к аноду, а минусом к катоду динистора, то эмиттерные ЭДП 1 и 3 окажутся открытыми, а коллекторный 2 — закрытым. Через ЭДП 1 из  $p$ -эмиттера будут инжектироваться дырки в базу  $n_1$ , а из  $n$ -эмиттера — электроны в базу  $p_2$ . При малых значениях напряжения источника питания оно практически будет падать на закрытом коллекторном переходе. На переходах 1 и 3 окажется очень незначительное прямое напряжение, инжекция носителей заряда из эмиттеров в базы будет невелика, и через динистор будет протекать небольшой ток  $I_a$ , содержащий дырочную инжекционную составляющую  $h_{21B} I_a$

транзистора  $p_1-n_1-p_2$ , электронную инжекционную составляющую  $h_{21}^{\prime} I_a$  транзистора  $n_1-p_2-n_2$  и обратный ток коллекторного ЭДП, т. е.

$$I_a = h_{21B}^{\prime} I_a + h_{21B}^{\prime\prime} + I_{КБО},$$

откуда следует

$$I_a = \frac{I_{КБО}}{1 - (h_{21B}^{\prime} + h_{21B}^{\prime\prime})}. \quad (2.16)$$

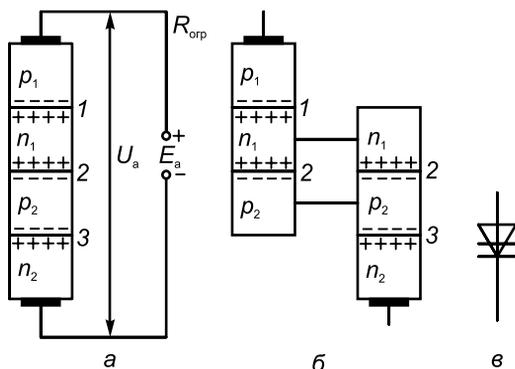


Рис. 2.28. Структура (а), двухтранзисторный эквивалент (б) и условное обозначение (в) динодистора

Обычно этот ток измеряют при максимально допустимом постоянном прямом напряжении  $U_{пр.зкр\max}$  (участок  $0A$  на рис. 2.29).

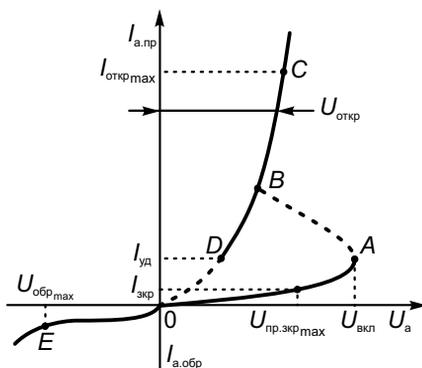


Рис. 2.29. Вольт-амперная характеристика динодистора

При некотором значении прямого напряжения, называемого напряжением включения  $U_{\text{вкл}}$ , энергия носителей заряда, проходящих через коллекторный ЭДП, увеличивается настолько, что они оказываются способными ионизировать атомы этого перехода. Лавинообразно увеличивающееся число носителей заряда вызывает резкое уменьшение сопротивления коллекторного ЭДП, вследствие чего сопротивление между анодом и катодом динистора уменьшается до десятых долей ома и падение напряжения на нем не превышает 1–2 В. На вольт-амперной характеристике этому процессу соответствует участок  $AB$  (см. рис. 2.29) с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

При  $U_a = U_{\text{вкл}}$  значение суммы  $h'_{21Б} + h''_{21Б}$  приближается к единице, что приводит, как следует из формулы (2.16), к резкому увеличению анодного тока, значение которого ограничивается сопротивлением резистора  $R_{\text{огр}}$ . В справочниках обычно указывают значение напряжения открытого динистора  $U_{\text{откр}}$  при максимально допустимом постоянном токе  $I_{\text{открmax}}$ .

Напряжение включения для динисторов составляет, как правило, сотни вольт.

После переключения динистора в открытое состояние его вольт-амперная характеристика аналогична прямой ветви полупроводникового диода (участок  $CBD$  на рис. 2.29). В открытом состоянии динистор находится до тех пор, пока через него протекает ток не меньше тока удержания  $I_{\text{уд}}$ . Для перевода динистора из открытого состояния в закрытое следует уменьшить напряжение внешнего источника примерно до 1 В или отключить его.

Если источник внешнего напряжения подключить минусом к аноду, а плюсом к катоду, то оба эмиттерных перехода окажутся смещенными в обратном направлении, т. е. закрытыми, и через динистор будет протекать небольшой обратный ток (участок  $0E$  на рис. 2.29).

### Тринисторы

Тринистор отличается от динистора наличием дополнительного вывода от одной из базовых областей, получившего название *управляющего электрода*. Подавая на управляющий электрод напряжение (обычно импульсное) от внешнего источника, можно переводить тринистор в открытое состояние при напряжении

ях  $U_a < U_{вкл}$ . Если управляющий электрод соединен с  $n$ -базой, примыкающей к аноду, то для отпирания тринистора на этот электрод нужно подать короткий (длительностью в несколько микросекунд) импульс отрицательной полярности относительно анода (управление по аноду). При этом увеличивается число инжектированных дырок из анода  $p_1$  в базу  $n_1$  и процесс лавинообразного нарастания носителей заряда развивается при меньшем значении анодного напряжения. Если управляющий электрод соединен с  $p$ -базой, прилегающей к аноду (рис. 2.30, а), то для отпирания тринистора на управляющий электрод следует подать положительный относительно катода импульс (управление по катоду), что вызовет увеличение инжекции электронов из эмиттера  $n_2$  (катода) в базу  $p_2$ . Чем больше ток управляющего электрода ( $I_y$ ), тем при меньшем значении  $U_a$  будет проходить отпирание тринистора (рис. 2.30, б).

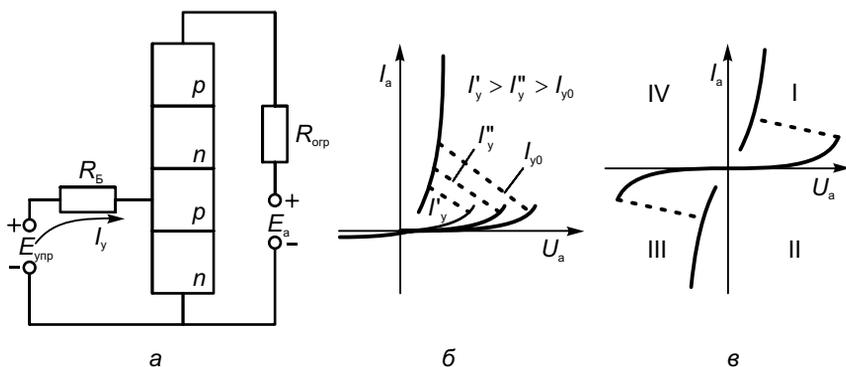


Рис. 2.30. Структура (а), вольт-амперная характеристика тринистора (б) и симметричного тиристора (в)

Для запираания тринистора необходимо уменьшить его рабочий ток  $I_a$  до значения  $I_a < I_{уд}$  путем уменьшения напряжения источника питания  $E_a$  или изменения его полярности. Такие тринисторы называют **незапираемыми**. Выпускают также **запираемые** тринисторы, которые переводятся из открытого состояния в закрытое путем подачи на управляющий электрод напряжения противоположной полярности.

### Симметричные тиристоры

У таких тиристоров вольт-амперные характеристики в I и III квадрантах симметричны относительно начала координат (рис. 2.30, *в*). Их выполняют на основе пятислойных структур и называют **симисторами**.

Условное графическое обозначение триностроров и симисторов представлено на рисунке 2.31.

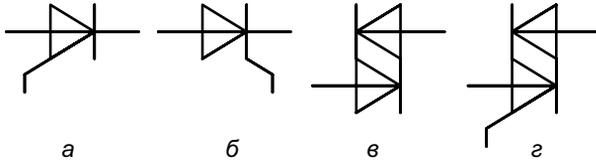


Рис. 2.31. Условное обозначение тринострора с управлением по аноду (*а*); то же, с управлением по катоду (*б*); симметричного динострора (*в*); симметричного симистора (*г*)

Тиристоры чаще всего применяют в качестве мощных двухпозиционных переключателей, а также в автогенераторах, мультивибраторах, устройствах защиты, для управления электродвигателями переменного тока, в выпрямителях и инверторах, устройствах автоматики и т. п.

На рисунке 2.32, *а* приведен пример включения тринострора в цепь для регулирования мощности в нагрузке  $R_H$ . Фазовращатель  $\Phi$  создает регулируемый фазовый сдвиг  $\varphi$  между управляющим напряжением  $U_y$  и входным напряжением  $U_{BX}$  в цепи нагрузки. От значения фазового сдвига зависит момент включения тринострора и, как следствие, среднее значение тока  $I_H$ , протекающего через нагрузку (рис. 2.32, *б*).

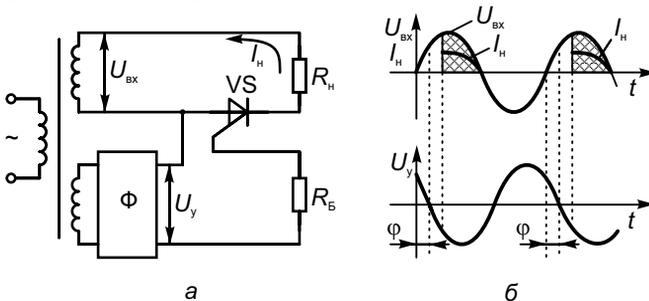


Рис. 2.32. Включение тринострора в цепь для регулирования мощности (*а*) и диаграммы напряжений и токов в цепи (*б*)

Основными параметрами тиристоров, помимо уже отмеченных, являются:

- напряжение в открытом состоянии  $U_{откр}$  – падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии (от 1 до 3 В);
- максимальное обратное напряжение – максимальное значение постоянного  $U_{обр\max}$  или импульсного  $U_{обр.и\max}$  обратного напряжения, при котором обеспечивается заданная надежность (от единиц до тысяч вольт);
- постоянное прямое напряжение в закрытом состоянии  $U_{закр}$  – максимальное значение прямого напряжения, при котором не происходит включение тиристора (от единиц до сотен вольт);
- неотпирающее напряжение на управляющем электроде  $U_{у.неот}$  – наибольшее напряжение на управляющем электроде, не вызывающее отпирания тиристора (доли вольт);
- запирающее напряжение на управляющем электроде  $U_{у.з}$  – напряжение, обеспечивающее требуемое значение запирающего тока управляющего электрода (от единиц до десятков вольт);
- запирающий ток управляющего электрода – минимальное значение постоянного  $I_{у.з}$  или импульсного  $I_{и.з}$  и обратного тока управляющего электрода, которое обеспечивает переключение тиристора из открытого состояния в закрытое (от десятков до сотен миллиампер);
- отпирающий ток управления – минимальное постоянное  $I_{у.от}$  или импульсное  $I_{у.от.и}$  значение тока управляющего электрода, необходимое для включения тиристора (десятки миллиампер);
- время включения  $t_{вкл}$  – время от момента подачи отпирающего импульса до момента, когда напряжение на тиристоре уменьшается до 0,1 своего начального значения (от единиц до десятков микросекунд);
- время выключения  $t_{выкл}$  – минимальное время, в течение которого к тиристору должно прикладываться запирающее напряжение (от десятков до сотен микросекунд).

### Контрольные вопросы и задания

1. Что понимают под валентной зоной, зоной проводимости и запрещенной зоной полупроводника?
2. Как получают полупроводники  $p$ - и  $n$ -типов?
3. Какие причины вызывают протекание через ЭДП диффузионного и дрейфового токов?

4. Назовите основные параметры, характеризующие выпрямительные диоды.
5. Чем ограничивается частотный диапазон полупроводниковых диодов? Каким образом его можно увеличить?
6. Дайте определение полупроводникового стабилитрона.
7. Каковы главные особенности вольт-амперной характеристики стабилитрона?
8. Каковы функции элементов схемы простейшего стабилизатора напряжения на стабилитроне?
9. В каком из режимов включения биполярных транзисторов типов  $p-n-p$  и  $n-p-n$  (в режимах отсечки, насыщения и активном) возможно активное управление коллекторным током и почему?
10. Какие величины связывает входная характеристика биполярного транзистора при включении по схеме ОЭ?
11. Какие величины связывает семейство выходных вольт-амперных характеристик биполярного транзистора?
12. Какую функциональную зависимость называют передаточной характеристикой биполярного транзистора?
13. Сформулируйте общий принцип действия полевого транзистора, назовите его электроды.
14. Почему у полевых транзисторов высокое входное сопротивление?
15. По какому признаку полевые транзисторы разделяют на два класса: а) с управляемым  $p-n$ -переходом (с  $p-n$ -затвором); б) с изолированным затвором?
16. Почему у транзистора с индуцированным каналом управляющее напряжение однополярное, а со встроенным каналом — как положительное, так и отрицательное?
17. Поясните принцип управления током стока в полевом транзисторе с  $p-n$ -затвором и в МДП-транзисторе с индуцированным каналом.
18. Что понимают под стокзатворной характеристикой полевого транзистора?
19. Назовите главные особенности полевого транзистора с изолированным затвором (МОП-транзистора) и его разновидности: а) со встроенным каналом и б) с индуцированным каналом.
20. Какие характеристики и параметры определяют основные свойства полевых транзисторов?
21. Чем можно объяснить лавинообразное нарастание тока через тиристор?

22. Чем динистор отличается от тиристора?
23. Какое явление лежит в основе работы варикапа?
24. Назовите основные параметры кремниевых стабилитронов. Какие из них можно определить по вольт-амперной характеристике?
25. Поясните принцип стабилизации напряжения постоянного тока с помощью стабилитрона.
26. Перечислите различия между динистором и тринистором.

## ГЛАВА 3. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

---

### 3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Оптоэлектронным называют полупроводниковый прибор, излучающий или преобразующий электромагнитное излучение, либо чувствительный к этому излучению в видимой, инфракрасной и ультрафиолетовой областях спектра, либо использующий подобное излучение для внутреннего взаимодействия его элементов.

По принципу действия и выходному эффекту оптоэлектронные полупроводниковые приборы подразделяют на излучающие, приемники излучения и оптопары, или оптроны.

### 3.2. ИЗЛУЧАЮЩИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Излучающим называют полупроводниковый прибор, предназначенный для непосредственного преобразования электрической энергии в энергию светового излучения. Излучающие полупроводниковые приборы подразделяют на четыре группы: светоизлучающие диоды, лазеры, электролюминесцентные порошоквые и пленочные излучатели.

Наиболее характерным представителем излучающих полупроводниковых приборов является *светоизлучающий диод* (*Light-emitting Diode, LED*), который преобразует электрическую энергию в энергию светового излучения (рис. 6, вклейка). Если ЭДП светоизлучающего диода включить в прямом направлении, то в результате инжекции подвижных носителей заряда начнется их интенсивная рекомбинация в прилегающих к ЭДП областях полупроводника и в самом ЭДП. При рекомбинации происходит

переход электронов с более высоких энергетических уровней, лежащих в зоне проводимости, на более низкие, расположенные в валентной зоне. Такой переход сопровождается выделением части энергии в виде тепла (фононная рекомбинация) или электромагнитного излучения (фотонная рекомбинация). В светоизлучающих диодах используется фотонная рекомбинация, которая является преобладающей в полупроводниках из арсенида (GaAs) и фосфида (GaP) галлия, карбида кремния (SiC) и сопровождается излучением в диапазоне от инфракрасного до ультрафиолетового. Цвет свечения зависит от материала: например, арсенид алюминия-галлия (AlGaAs) обеспечивает получение красного свечения, фосфид алюминия-галлия (AlGaP) – зеленое, селенид цинка (ZnSe) – синего и т. д.

Яркость свечения светоизлучающих диодов зависит от числа зарядов, инжектированных ЭДП. При этом сила тока, протекающего через переход, для получения нормальной яркости составляет не менее 30 мА/см<sup>2</sup>. В целях увеличения КПД светоизлучающего диода поверхность ЭДП выполняют в виде полусферы. Существуют светоизлучающие диоды с перестраиваемым цветом свечения.

Широкое распространение получили также *RGB*-светодиоды (*R* – *red* (красный), *G* – *green* (зеленый), *B* – *blue* (синий)).

Главной особенностью *RGB*-светодиодов является оптический принцип формирования любого известного цвета с помощью трех базовых цветов (рис. 7, вклейка). Адресное управление каждым цветом дает возможность получать разнообразные цветовые сочетания, а программный способ управления свечением светодиодных кристаллов облегчает автоматизацию световых решений.

Конструктивно *RGB*-светодиоды представляют собой три светодиодных кристалла с одной оптической линзой, расположенных в одном корпусе. Управление цветом происходит с помощью подачи электрических сигналов на выводы каждого светодиодного кристалла, а сочетание излучений всех трех светодиодов позволяет регулировать итоговый цвет.

Существует три основных схемы расположения выводов, которые соблюдаются в большинстве выпускаемых изделий:

- в схеме с общим катодом для управления используют три независимых вывода анода, а катодные выводы светоизлучающих кристаллов соединены между собой (рис. 3.1, а);

- схемой с общим анодом управляют отрицательные импульсы на катодные выводы; вместе соединены анодные электроды светодиодных кристаллов (рис. 3.1, б);
- независимая схема соединения имеет шесть выводов по числу светоизлучающих кристаллов; соединение внутри корпуса не производят (рис. 3.1, в).

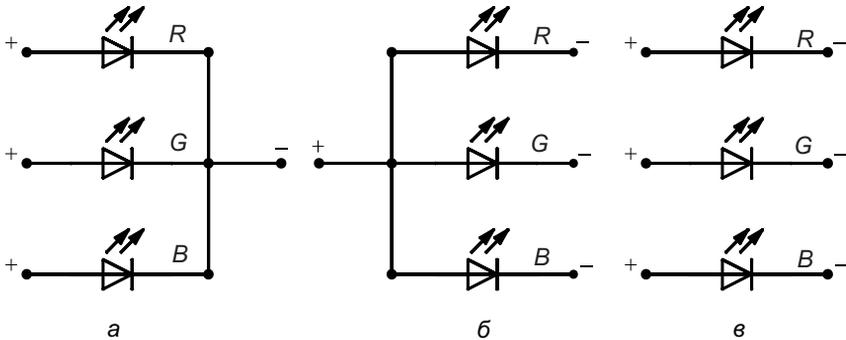


Рис. 3.1. Схемы выводов RGB-светодиодов:  
а – с общим катодом; б – с общим анодом; в – независимая

**Органические светоизлучающие диоды (Organic Light-emitting Diode, OLED)** – одно из последних поколений светоизлучающих приборов. Для создания органических светодиодов используют тонкопленочные многослойные структуры, состоящие из слоев нескольких полимеров. Под действием электростатических сил электроны и дырки движутся навстречу друг к другу и при встрече рекомбинируют. Это происходит ближе к эмиссионному слою, потому что в органических полупроводниках дырки обладают большей подвижностью, чем электроны. При рекомбинации электрон теряет энергию, что сопровождается излучением (эмиссией) фотонов в области видимого света.

В качестве материала анода обычно используют оксид индия ( $\text{In}_2\text{O}_3$ ), легированный оловом (Sn). Он прозрачен для видимого света и имеет высокую работу выхода, которая способствует инжекции дырок в полимерный слой. Катод часто изготавливают из металлов, таких как алюминий (Al) и кальций (Ca), так как они обладают низкой работой выхода, способствуя инжекции электронов в полимерный слой.

**Светодиодные матрицы (LED-матрицы)** представляют собой технологическое объединение на одной подложке нескольких

светоизлучающих полупроводниковых кристаллов с общей заливкой смесью люминофора и силикона.

Появление *LED*-матриц связано с разработкой технологии *COB* (*Chip-on-Board*), что дословно переводят как «чип на плате». Эта технология пришла на смену *SMD*-светодиодам, отличается высокой степенью автоматизации производства и привела к существенному снижению цен на светодиодное оборудование.

Одними из простейших представителей *LED*-матриц являются цифрознаковые индикаторы. Внешний вид таких индикаторов из семи светоизлучающих сегментов приведен на рисунке 8 (вклейка).

Семисегментный индикатор состоит из семи элементов индикации (сегментов), включающихся и выключающихся по отдельности. Включая их в разных комбинациях, можно составить упрощенные изображения арабских цифр.

Как правило, в светодиодном индикаторе девять выводов (рис. 3.2), один из которых идет к катодам всех сегментов (т. е. схема с общим катодом), а остальные восемь — к аноду каждого из сегментов. Существуют схемы и с общим анодом. Часто делают не один, а два общих вывода на разных концах цоколя — это упрощает разводку, не увеличивая габариты.

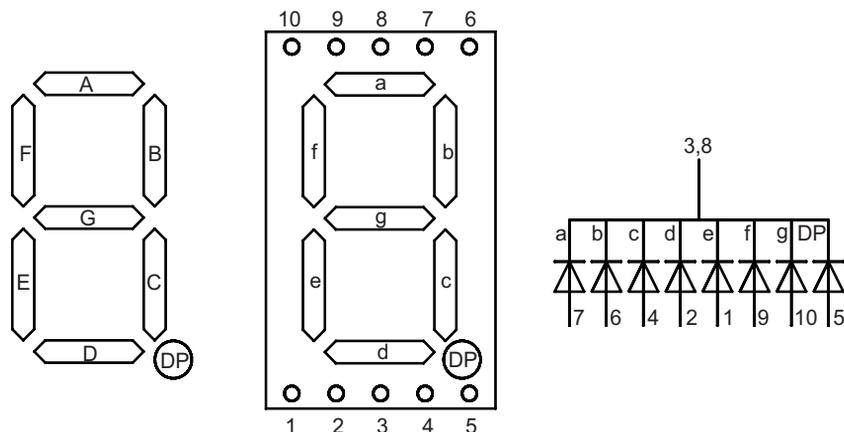


Рис. 3.2. Схема подключения сегментов по схеме с общим катодом семисегментного знакового индикатора

Широкое распространение получили также **светодиодные графические экраны** (*LED Screen*, *LED Display*) — устройство ото-

бражения и передачи визуальной информации (дисплей, монитор, телевизор), в котором каждой точкой (пикселем) является один или несколько полупроводниковых светоизлучающих диодов, в том числе и *RGB*-светодиодов.

Светодиодные экраны на дискретных светодиодах по принципу построения разделяют на два типа: кластерные и матричные.

В *кластерных экранах* каждый пиксель, содержащий от трех до нескольких десятков светодиодов, объединен в отдельном светоизолированном корпусе, который залит герметизирующим компаундом. Такой конструктивный элемент называют кластером.

Кластеры, образующие информационное поле экрана, крепят на его лицевой поверхности. От каждого кластера отходят жгут проводов, подключаемый посредством разъемов к соответствующей плате управления. Такой способ построения полноцветных светодиодных экранов постепенно уступает место более технологичному матричному принципу.

В *матричных светодиодных экранах* кластеры и управляющая плата объединены в единое целое — матрицу, т. е. на управляющей плате смонтированы и светодиоды, и коммутирующая электроника. В зависимости от размера и разрешения экрана количество светодиодов, составляющих пиксель, может колебаться от трех до нескольких десятков.

### **3.3. ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ**

#### **Основные электрооптические эффекты в жидких кристаллах**

**Жидкие кристаллы (ЖК)** — это органическое вещество, которое, обладая основным свойством жидкости — текучестью, сохраняет упорядоченность во взаимном расположении молекул и анизотропию некоторых свойств, характерных для кристаллов. Главным признаком жидкокристаллического состояния вещества является выраженная направленность молекул относительно общей оси. Благодаря анизотропному строению ЖК обладают оптическими свойствами. Температурный интервал существования жидкокристаллической фазы может составлять десятки гра-

дусов. В ЖК молекулы имеют вытянутую, в большинстве случаев цилиндрическую форму, что определяет их некоторую преимущественную ориентацию. От ориентации молекул зависят некоторые физические свойства ЖК, в частности диэлектрическая проницаемость и показатель преломления.

Главным свойством ЖК, благодаря которому возможно создание на их основе устройств отображения информации, является способность переориентироваться во внешнем электрическом поле и менять поляризацию и фазу проходящего света.

Для наблюдения электростатических эффектов используют специальные ячейки типа «сэндвич», которые в наиболее простом виде состоят из двух параллельных стеклянных пластин толщиной 1 мм, называемых подложками, между которыми помещен тонкий слой ЖК толщиной до нескольких десятков микрометров. Прозрачные для света, тонкие проводящие покрытия или штриховые линии, изготовленные из оксида индия и олова и нанесенные на внутреннюю поверхность стеклянных пластин, на которые подается постоянное напряжение, создают внутри ячейки однородное электрическое поле. С внутренней стороны стеклянные пластинки и прозрачные электроды дополнительно покрыты отполированной полимерной пленкой с нанесенными продольными микроканавками на поверхностях, соприкасающихся с ЖК. Микроканавки расположены следующим образом: они параллельны на каждой подложке, но перпендикулярны между двумя подложками. В результате молекулы ЖК вблизи подложек выстраиваются вдоль микроканавок. Таким образом проявляется ориентирующее действие подложек.

В воспроизводящих устройствах, использующих динамическое рассеяние света в ЖК, в отсутствие электрического поля ЖК прозрачен, т. е. полностью пропускает падающий на него свет, почти не рассеивая его. В том случае, когда к обкладкам приложено постоянное или низкочастотное (несколько десятков герц) напряжение, в ЖК появляется оптоэлектрический эффект динамического рассеяния, при котором молекулы стремятся ориентироваться своим дипольным моментом по полю (рис. 9, вклейка). В таком состоянии ЖК становится турбулентным и непрозрачным (диффузно-рассеивающим), приобретая молочно-белую окраску. Для осуществления оптоэлектрического эффекта динамического рассеяния напряженность электрического поля в ЖК должна составлять около 5000 В/см. Например, для ячейки

с толщиной пленки ЖК 12 мкм необходимо прикладывать напряжение величиной 6–50 В. Быстродействие жидкокристаллических ячеек зависит от химического состава ЖК, например от наличия добавок, понижающих вязкость, температуры, амплитуды и частоты управляющего напряжения.

### **Режимы работы жидкокристаллических индикаторов**

Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ) используют в двух режимах работы: в режиме отражения света и в режиме просвечивания.

Наиболее экономичный режим использования ЖКИ – *режим отражения*. В этом режиме используют внешние источники света, такие как солнце или осветительные лампы помещения. Сами индикаторы в этом режиме ток практически не потребляют.

При использовании режима отражения прозрачным оставляют весь дисплей. Информация формируется непрозрачными участками жидкого кристалла, образующимися между электродами при подаче на них переменного напряжения.

В *режиме просвечивания* для подсветки ЖКИ-дисплея используют газоразрядные лампы (устаревшая технология) или светодиоды, так как эти источники света не выделяют тепло, способное вывести из строя ЖКИ. Для равномерного распределения света от светодиодов или ламп дневного света используют светопроводы, выполненные из рассеивающих свет материалов.

### **Параметры жидкокристаллических индикаторов**

Важным параметром индикатора является время релаксации, необходимое для возвращения молекул жидкого кристалла в исходное состояние после выключения поля. Оно определяется поворотом молекул и составляет 30–50 мс. Такое время достаточно для работы различных индикаторов, но на несколько порядков превышает время, необходимое для работы монитора компьютера.

Время релаксации резко зависит от температуры ЖКИ и определяет минимальную температуру использования жидкокристаллических дисплеев. Время релаксации современных ЖКИ-индикаторов при температуре  $-25\text{ }^{\circ}\text{C}$  достигает нескольких секунд. Такое время смены информации неприемлемо для большинства практических приложений.

Не менее важным параметром ЖКИ-индикатора является контрастность изображения. При нормальной температуре она достигает нескольких сотен. При повышении температуры контрастность изображения падает, а при температуре около 50 °С изображение становится практически неразличимым.

Еще одним параметром, характеризующим жидкокристаллический индикатор, является угол обзора, который существенно зависит от скважности динамического режима индикации: чем больше скважность, тем меньше получается угол обзора ЖКИ-индикатора.

Современные ЖКИ-мониторы производят с применением нескольких технологий: *TN + Film*, *IPS (SFT, PLS)*, *MVA*. Различаются эти технологии геометрией поверхностей, полимера, управляющей пластины и фронтального электрода. Большое значение имеют чистота и тип полимера со свойствами жидких кристаллов, примененного в конкретных разработках.

**Технология *TN + Film* (*Twisted Nematic + Film*)** – самая простая технология. Слово «*Film*» в названии технологии означает дополнительный слой, применяемый для увеличения угла обзора (ориентировочно 90–150°). Способа улучшения контрастности и углов обзора для панелей *TN* пока не существует, при этом время отклика у данного типа матриц является в настоящее время одним из лучших, а уровень контрастности требует усовершенствования.

**Технология *IPS* (*In-Plane Switching*)**, или ***SFT* (*Super Fine TFT*)**, была разработана компаниями «*Hitachi*» и «*NEC*» в 1996 г. для устранения недостатков технологии *TN + Film*. Хотя с помощью технологии *IPS* и удалось добиться увеличения угла обзора до 178°, а также высокой контрастности и цветопередачи, время отклика осталось на низком уровне.

Если к матрице *IPS* не приложено напряжение, то молекулы жидких кристаллов не поворачиваются. Второй фильтр всегда повернут перпендикулярно первому, и свет через него не проходит. Поэтому отображение черного цвета близко к идеальному. При приложении напряжения молекулы жидких кристаллов поворачиваются перпендикулярно своему начальному положению и пропускают свет.

**Технология *MVA* (*Multi-Domain Vertical Alignment*)** разработана компанией «*Fujitsu*» как компромиссное решение между *TN*- и

*IPS*-технологиями. Горизонтальные и вертикальные углы обзора для матриц *MVA* составляют  $160^\circ$  (на современных моделях мониторов до  $176\text{--}178^\circ$ ), при этом, благодаря использованию технологий ускорения (*RTC*), эти матрицы не сильно отстают от технологии *TN + Film* по времени отклика, но значительно превышают характеристики последней по глубине цветов и точности их воспроизведения.

### 3.4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИЕМНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

Полупроводниковые приемники излучения предназначены для непосредственного преобразования энергии светового излучения в электрическую.

Принцип действия полупроводниковых приемников излучения основан на использовании фотоэлектрических явлений, или фотоэффектов. Различают два вида фотоэффектов – внутренний и внешний.

Под **внутренним фотоэффектом** понимают переход электронов вещества на более высокий энергетический уровень под действием излучения. Это приводит к изменению концентрации подвижных носителей заряда и, следовательно, к изменению электрических свойств полупроводника.

**Внешний фотоэффект** представляет собой фотоэлектронную эмиссию, при которой испускание электронов тем или иным веществом происходит при воздействии на это вещество ультрафиолетового, видимого или инфракрасного излучения.

Полупроводниковыми приемниками излучения являются фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры, в которых используется внутренний фотоэффект.

#### Фоторезисторы

**Фоторезистор** – это полупроводниковый прибор, не имеющий ЭДП, сопротивление которого изменяется под действием инфракрасного, видимого или ультрафиолетового излучения (рис. 10, вклейка). Он представляет собой (рис. 3.3, а) фоточувствительную полупроводниковую пластинку или пленку *З* (обычно из сульфида (*CdS*) или селенида (*CdSe*) кадмия, а

также из сульфида свинца ( $\text{PbS}_2$ )), нанесенную на диэлектрическую подложку 1. От концов пластинки делают выводы 2 для включения фоторезистора в электрическую цепь. Если между выводами фоточувствительной пластинки включить источник ЭДС (рис. 3.3, б), то в цепи потечет небольшой ток, обычно не превышающий нескольких микроампер, который называют *темновым током*  $I_T$ . Этот ток обусловлен наличием в неосвещенной полупроводниковой пластинке некоторого количества свободных носителей заряда. При освещении фоторезистора ток в цепи существенно возрастает вследствие того, что кванты электромагнитного излучения возбуждают электроны и переводят их из валентной зоны в зону проводимости или на примесные уровни, увеличивая дырочную электропроводность. Возможен также переход электронов с примесных уровней в зону проводимости, что увеличивает электронную электропроводность фоторезистора.

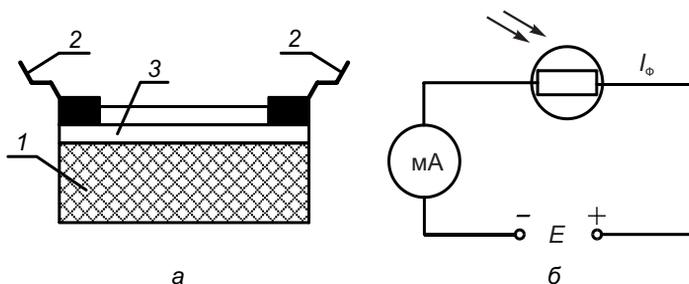


Рис. 3.3. Конструкция (а) и схема включения (б) фоторезистора

Разность между общим ( $I_{\text{общ}}$ ) и темновым ( $I_T$ ) токами

$$I_{\phi} = I_{\text{общ}} - I_T$$

называют *фототоком*. Зависимость фототока от светового потока  $\Phi$  (рис. 3.4, а) называют *энергетической характеристикой фоторезистора*, а зависимость фототока от напряжения  $U$ , приложенного к его выводам, — *вольт-амперной характеристикой* (рис. 3.4, б). Для большинства фоторезисторов их вольт-амперные характеристики являются линейными.

Фототок зависит также от спектрального состава светового потока, т. е. от его длины волны  $\lambda$ . Данная зависимость получила название *спектральной характеристики* (рис. 3.4, в).

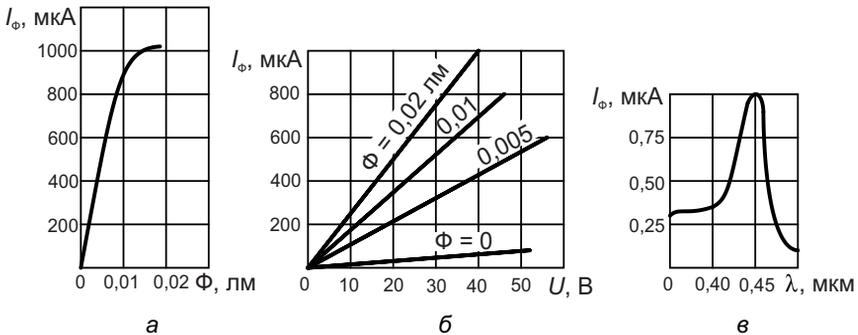


Рис. 3.4. Энергетическая (а), вольт-амперные (б) и спектральная (в) характеристики фоторезистора

Кроме рассмотренных характеристик, свойства фоторезисторов определяет ряд параметров, основные из которых приведены ниже.

**Токовая чувствительность** к световому потоку  $S_\Phi$ , которую определяют как отношение фототока  $I_\Phi$  к световому потоку  $\Phi$

$$S_\Phi = I_\Phi / \Phi,$$

и токовая чувствительность к освещенности  $E$ , которую определяют по формуле

$$S_E = I_\Phi / E.$$

При немонахроматическом световом потоке определенные таким образом чувствительности называют *интегральными*, а при монохроматическом — *монохроматическими*.

**Граничная частота**  $f_{\text{гр}}$  — частота синусоидального сигнала, модулирующего световой поток, при котором чувствительность фоторезистора уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза по сравнению с чувствительностью при немодулированном световом потоке. Для большинства фоторезисторов  $f_{\text{гр}} = 10^3 - 10^5$  Гц.

**Темновое сопротивление** — сопротивление неосвещенного резистора, имеет широкий диапазон значений ( $R_T = 10^2 - 10^9$  Ом) и является наибольшим ( $10^5 - 10^9$  Ом) у сернисто-кадмиевых фоторезисторов.

Фоторезисторы обладают значительной инерционностью, обусловленной временем генерации и рекомбинации носителей заряда. Например, у фоторезисторов на основе сернистого свинца уменьшение чувствительности наблюдается на частоте модуляции светового потока свыше 1 кГц, а на основе сернистого кад-

мия – на частоте около 100 Гц. Вследствие этого их могут применять в устройствах, работающих на частотах до 10 кГц.

### ФОТОДИОДЫ

**Фотодиод** – это фотогальванический приемник излучения без внутреннего усиления, фоточувствительный элемент которого имеет структуру полупроводникового диода (рис. 11, а, вклейка). В основу работы фотодиода положена зависимость обратного тока от освещенности.

Фотодиоды используются в фотогальваническом и фотопреобразовательном режимах.

Работа в *фотогальваническом режиме* основана на фотогальваническом эффекте, связанном с образованием разности потенциалов (свето-ЭДС) при освещении неоднородного полупроводника. При этом часть валентных электронов получает энергию, достаточную для их перехода в зону проводимости. В результате в обеих областях увеличивается количество основных и неосновных носителей заряда. Под действием контактной разности потенциалов ЭДП происходит переход неосновных носителей заряда в противоположные области полупроводника, в результате чего между *p*- и *n*-областями возникает контактная разность потенциалов, называемая фото-ЭДС. Значение фото-ЭДС у селеновых и кремниевых фотодиодов составляет 0,5–0,6 В, у арсенидогаллиевых – до 0,87 В. Следовательно, фотодиоды можно использовать для получения электрической энергии. Для этих целей изготавливают специальные фотодиоды с большой площадью ЭДП, которые называют **солнечными элементами (батареями)** (рис. 11, б, вклейка).

При работе диода в *фотопреобразовательном режиме* он смещается в обратном направлении, а фототок будет являться функцией освещенности (рис. 3.5, а). Вольт-амперные характеристики фотодиода в этом режиме подобны коллекторным характеристикам транзистора, включенного по схеме ОБ (рис. 3.5, б). При этом фототок зависит от сопротивления резистора нагрузки и напряжения внешнего источника.

Преимуществом фотодиодов по сравнению с фоторезисторами является их высокое быстродействие, в 100 раз и более превышающее быстродействие фоторезисторов. Еще более высоким быстродействием обладают фотодиоды со структурой *pin*, структурой Шоттки и лавинные.

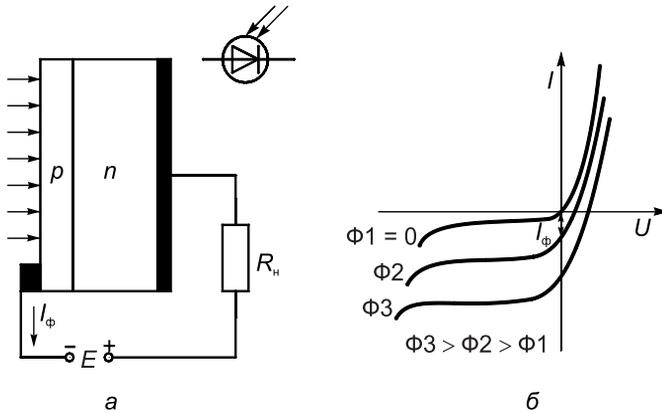


Рис. 3.5. Схема включения фотодиода в фотопреобразовательном режиме (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

Основные параметры фотодиодов: токовая чувствительность  $S_I$ , граничная частота модуляции светового потока  $f_{тр}$ , рабочая длина волны  $\lambda$  или рабочий интервал длин волн  $\Delta\lambda$ , номинальное рабочее напряжение  $U_{обр.ном}$ , темновой ток  $I_{обр.т}$  и максимально допустимое обратное напряжение  $U_{обр.мах}$ .

### Фототранзисторы

**Фототранзистор** — это фотогальванический приемник излучения, фоточувствительный элемент которого содержит структуру транзистора, обеспечивающую усиление.

Конструктивно фототранзистор выполнен таким образом, чтобы световой поток воздействовал на базовую область. Обычно фототранзистор включают по схеме ОЭ (рис. 3.6, а), и через его коллекторный переход при отсутствии освещения протекает темновой ток

$$I_{КЭО} = (1 + h_{21E}) / I_{КБО}.$$

При освещении базы в ней происходит генерация дополнительных пар электрон — дырка. Дырки, являющиеся в  $n$ -базе неосновными носителями заряда, диффундируют к коллекторному переходу и втягиваются его полем в коллектор, образуя первую составляющую коллекторного фототока  $I_{\phi 1}$ . Для электронов электрическое поле коллекторного перехода представляет потенциальный барьер, поэтому, если вывод базы оставить неподключенным,

ченным, то неравновесные электроны останутся в базе, уменьшая потенциальный барьер эмиттерного перехода. Это вызовет инжекцию дырок из  $p$ -эмиттера в базу, которые диффундируют к коллекторному переходу и образуют вторую составляющую коллекторного фототока  $I_{\Phi 2}$ .

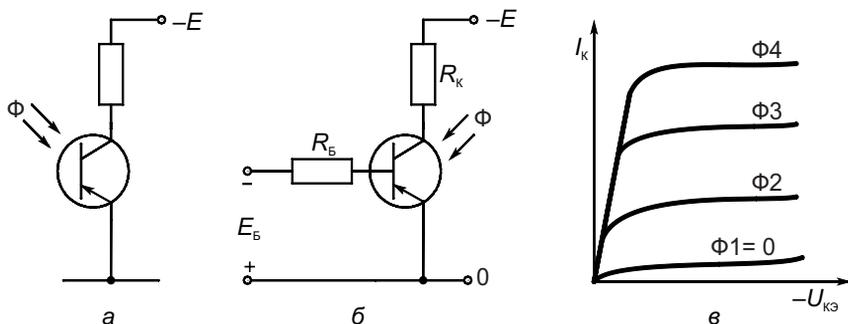


Рис. 3.6. Схема включения фототранзистора (а, б) и его выходные вольт-амперные характеристики (в)

Если базовый вывод подключить к источнику напряжения, как у обычного биполярного транзистора (рис. 3.6, б), то можно получить не только оптическое, но и электрическое управление коллекторным током фототранзистора.

Вольт-амперные характеристики фототранзистора подобны вольт-амперным характеристикам фотодиода (рис. 3.6, в), но характеризуются большими значениями токов. Конструктивно фототранзистор изготавливают таким образом, чтобы световой поток облучал область базы.

Основные параметры фототранзисторов: токовая чувствительность  $S_I$ , коэффициент усиления по фототоку  $K_{y,\Phi}$  и ширина полосы пропускания (у биполярных транзисторов она составляет  $10^4$ – $10^5$  Гц).

Более высокую фоточувствительность и полосу пропускания ( $10^6$ – $10^8$  Гц) имеют полевые фототранзисторы, выполняемые с управляющим  $p$ - $n$ -переходом. Полевой фототранзистор имеет три электрода: сток, исток и затвор (рис. 3.7, а). ЭДП затвор – канал выполняет функцию фотодиода, фототок которого создает напряжение на резисторе  $R_3$ . Так как

$$U_{зи} = E_3 - I_3 R_3,$$

то при  $E_3 = \text{const}$  (рис. 3.7, б) с изменением освещенности меняется ток затвора  $I_3$  (ток фотодиода), что приводит к изменению напряжения  $U_{зи}$  и, как следствие, изменению тока стока  $I_C$  (рис. 3.7, в).

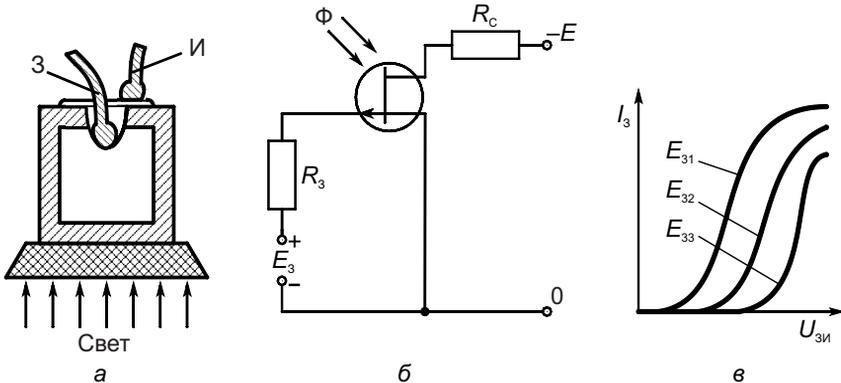


Рис. 3.7. Структура (а), схема включения (б) и стоковые (выходные) характеристики (в) полевого фототранзистора

### Фототиристоры

**Фототиристор** — фотогальванический приемник излучения, фоточувствительный элемент которого имеет структуру, схожую со структурой обычного тиристора, но отличающийся от последнего тем, что включается не напряжением, а светом, падающим на тиристорную структуру. Данный прибор применяют в управляемых светом выпрямителях, он наиболее эффективен в управлении сильными токами при высоких напряжениях. Скорость отклика на свет — менее 1 мкс. Фототиристоры обычно изготавливают из кремния, спектральная характеристика у них такая же, как и у других кремниевых фоточувствительных элементов. Условное графическое обозначение фототиристора приведено на рисунке 3.8.

Разновидностью фототиристора является **оптотиристор**, в котором источник света — светодиод из арсенида галлия — интегрирован в одном светонепроницаемом корпусе с кремниевой тиристорной структурой.

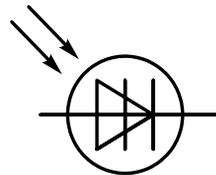


Рис. 3.8. Условное графическое обозначение фототиристора

Фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры широко используют как датчики или устройства гальванической развязки в устройствах автоматики и измерительной техники, системах телеуправления и сигнализации, в вычислительной технике, фотометрии, импульсных устройствах, оптопарах, твердотельных реле и т. д.

### 3.5. ОПТОПАРЫ

**Оптопара**, или **оптрон** (*Opto-Isolator*, *Optocoupler*), – это оптоэлектронный полупроводниковый прибор, содержащий излучающий и фотоприемный элементы, между которыми имеется оптическая связь и обеспечена электрическая изоляция (рис. 3.9).

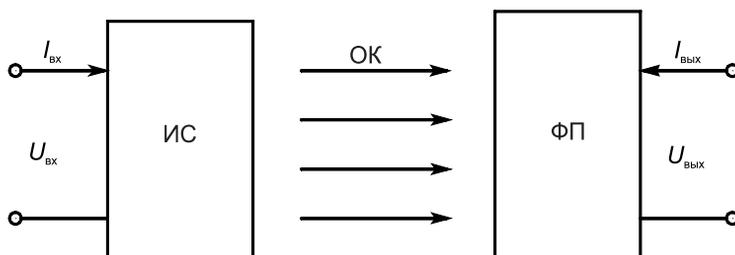


Рис. 3.9. Структурная схема оптопары

В источнике светового излучения (ИС) энергия электрического сигнала преобразуется в световое излучение. Последнее через оптический канал (ОК) поступает в фотоприемник (ФП), в котором преобразуется в электрическую энергию.

Излучателями в оптопарах обычно служат светоизлучающие диоды. В оптических каналах используют полимерные оптические клеи и лаки, незатвердевающие оптические среды, а также волоконно-оптические световоды. В качестве фотоприемников в оптопарах применяют фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры. В зависимости от типа фотоприемника различают резисторные, диодные, транзисторные и тиристорные оптопары (рис. 3.10).

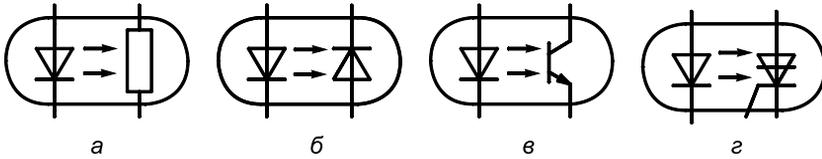


Рис. 3.10. Условное графическое обозначение фоторезисторной (а), фотодиодной (б), фототранзисторной (в) и фототиристорной (г) оптопар

Важным свойством оптопар является их способность усиления электрических сигналов по мощности, напряжению и току, а также полная электрическая развязка входа и выхода. Поэтому оптроны могут иметь несколько областей применения, использующих их различные свойства:

- *механическое воздействие.* Оптроны с открытым оптическим каналом, доступным для механического воздействия (перекрытия) (рис. 12, вклейка), используют как датчики наличия или отсутствия (например, детектор бумаги в принтере), датчики конца или начала (аналогично механическому концевому выключателю), счетчики и дискретные измерители скорости на их базе (например, координатные счетчики, анемометры);

- *гальваническую развязку.* Оптопары используют для гальванической развязки цепей — передачи сигнала без передачи напряжения, для бесконтактного управления и защиты. Некоторые стандартные электрические интерфейсы, например *MIDI*, предписывают обязательную оптико-электрическую развязку. Различают два основных типа оптронов, предназначенных для использования в цепях гальванической развязки: оптопары и оптореле. Основное различие между ними в том, что оптопары, как правило, используют для передачи информации, а оптореле — для коммутации сигнальных или силовых цепей.

### 3.6. ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ РЕЛЕ

Твердотельные реле (*Solid-State Relay, SSR*), выполненные на электронных компонентах в герметичном корпусе (рис. 13, вклейка), обеспечивают выполнение функций переключения при потенциальной развязке входных и выходных цепей и отсутствии движущихся частей и элементов.

*Преимущества* твердотельных реле перед электромагнитными:

- полностью электронная схема с отсутствием движущихся частей;
- более высокое быстродействие;
- совместимость входных цепей с логическими интегральными схемами;
- большой срок службы;
- простота обслуживания.

К *недостаткам* твердотельных реле следует отнести следующие факторы:

- может потребоваться наружный теплоотвод;
- могут быть чувствительны к электромагнитным и радиочастотным помехам;
- не являются идеальными ключами в разомкнутом и замкнутом состояниях.

Схема твердотельного реле представлена на рисунке 3.11, *а*.

Твердотельное реле состоит из следующих элементов:

- совместимого по уровню напряжения логического входа;
- оптоэлектронной развязки, электрически изолирующей источник входного сигнала от внутренних узлов и выходных цепей твердотельного реле;
- узлов для обнаружения перехода напряжения сети через нулевой уровень;
- выходных схем, содержащих полупроводниковый прибор, например симистора и  $RC$ -цепей подавления помех и переходных процессов.

Выходные узлы твердотельного реле могут быть выполнены в нормально замкнутой или нормально разомкнутой конфигурации. Выходным устройством в твердотельном реле, представленном на рисунке 3.11, *а*, является симистор. В других типах твердотельных реле могут быть использованы транзисторы ( $p-n-p$ - или  $n-p-n$ -типов) либо иные полупроводниковые приборы. Функциональная схема твердотельного реле с ограничением тока представлена на рисунке 3.11, *б*. Многие виды твердотельных реле имеют встроенные активные токоограничивающие узлы. Эта функциональная особенность позволяет защищать не только данные реле, но и внешние цепи от аварийных режимов и перегрузок. Срабатывание и сброс осуществляются автоматически плавно, быстро и точно. На рисунке 3.11, *б* ток через светоизлучающие диоды генерирует излучение, воспринимаемое

фотодиодом, который преобразует излучение в электрическое напряжение, непосредственно воздействующее на твердотельное реле.

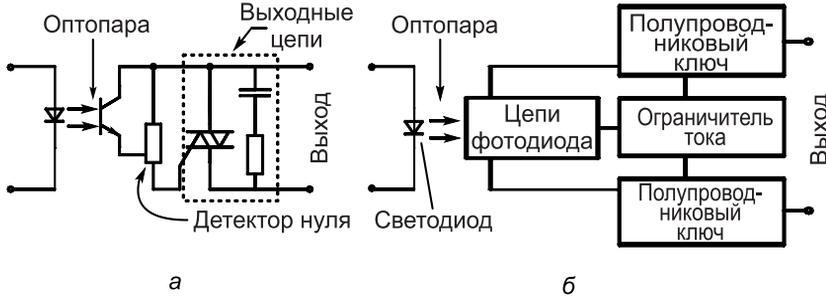


Рис. 3.11. Твердотельное реле:

*а* – схема полупроводникового реле на симисторе; *б* – функциональная схема полупроводникового реле максимального тока

Если ток через ключевой элемент чрезмерен, то токоограничивающая цепь снижает ток фотодиода и напряжение на ключевых элементах твердотельного реле, а также выключает фотодиод.

Понижение напряжения увеличивает сопротивление ключевых элементов, тем самым ограничивая ток. Обычно токоограничивающие цепи имеют отрицательный температурный коэффициент, благодаря чему ток уменьшается с ростом температуры, тем самым ограничивая мощность рассеяния при включенном состоянии реле. После снятия перегрузки твердотельное реле немедленно возвращается к нормальному рабочему режиму.

### Контрольные вопросы и задания

1. Какие физические процессы положены в основу работы светоизлучающего диода?
2. Назовите основные характеристики светоизлучающих диодов.
3. Дайте определение основных параметров светоизлучающих диодов.
4. Каково конструктивное исполнение светоизлучающих диодов?
5. Опишите способ получения изображения на ЖКИ.
6. Раскройте сущность современных технологий производства ЖКИ-мониторов.
7. На каком физическом эффекте основана работа фоторезисторов?

8. Как изменяется сопротивление фоторезистора при изменении светового потока?
9. Охарактеризуйте режимы, в которых могут работать фотодиоды.
10. Назовите основные области применения фоточувствительных полупроводниковых приборов.
11. Что называют оптопарой?
12. Перечислите достоинства и недостатки твердотельного реле в сравнении с электромеханическим.

## ГЛАВА 4. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

---

### 4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Использование электронных устройств для решения различных технических задач сопровождается как совершенствованием самих устройств, так и усложнением их электрических схем.

Совершенствование элементной базы электроники осуществляется в направлении увеличения надежности ее элементов, уменьшения их размеров, массы, снижения стоимости, повышения быстродействия, создания новых элементов, обладающих большими функциональными возможностями.

Создание сложных электронных устройств, содержащих сотни миллионов и миллиарды элементов, стало возможным на базе микроэлектроники.

**Микроэлектроника** — это направление электроники, позволяющее с помощью комплекса технологических, конструктивных и схемотехнических средств создавать малогабаритные, высоконадежные и экономичные электронные устройства.

Микроэлектроника основана на применении **интегральных микросхем** (ИМС), в которых элементы нераздельно связаны между собой и представляют единое целое. ИМС изготавливают на основе кристалла полупроводника, в качестве которого чаще всего используют кремний. В кристалле кремния создаются  $p-n$ -переходы, образующие как активные, так и пассивные элементы электрической схемы. Элементы микросхемы связываются между собой электрически с помощью тонких металлических перемычек. Такой кристалл называют **чип** (от англ. *chip*). Характеристикой сложности ИМС является уровень интеграции, оцениваемый числом транзисторов, которые могут быть реализованы на кристалле.

В зависимости от уровня интеграции ИМС разделяют на несколько категорий:

- малые ИМС – до 10 элементов (МИС);
- средние ИМС – от 10 до 100 элементов (СИС);
- большие ИМС – от 100 до  $10^4$  элементов (БИС);
- сверхбольшие ИМС –  $10^4$  элементов и более (СБИС).

В качестве элементов в микросхемах чаще всего выступают транзисторы, особенно это касается цифровых микросхем. Современные СБИС содержат несколько сотен миллионов транзисторов, причем степень интеграции постоянно повышается. Необходимо отметить, что четкой границы между БИС и СБИС не существует и часто их объединяют в один класс БИС/СБИС. В настоящее время практическое использование находят все категории ИМС.

Кроме степени интеграции ИМС могут классифицироваться в зависимости от их функционального назначения на два больших класса: цифровые и аналоговые.

*Цифровые ИМС* оперируют с входными напряжениями, дискретно меняющими свое значение, которое соответствует либо 1, либо 0. *Аналоговые ИМС* используют для преобразования непрерывно изменяющихся во времени сигналов.

Цифровые ИМС в зависимости от степени интеграции могут выполнять простейшие логические преобразования (МИС), образовывать целые узлы цифровых устройств, таких как мало-разрядные регистры, счетчики, дешифраторы, сумматоры и т. п. (СИС). Цифровые БИС/СБИС способны выполнять функции уже не отдельного узла, а целой системы. К ним относят все микропроцессорные ИМС, микросхемы памяти, ИМС программируемой логики, ИМС, реализующие стратегию «система в кристалле».

Аналоговые ИМС выполняют разнообразные функции: усиление сигналов переменного и постоянного токов, генерирование колебаний различной формы, обеспечение других ИМС стабилизированным напряжением питания, цифроаналоговое и аналого-цифровое преобразование сигналов, фильтрацию сигналов, их модуляцию и демодуляцию и т. п.

## 4.2. ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Изготавливают полупроводниковые ИМС, используя два основных технологических процесса: *диффузию примесей*, создающих в полупроводнике область с типом проводимости, противоположным исходному, и *эпитаксиальное наращивание* слоя кремния на кремниевую подложку, имеющую противоположный тип проводимости.

Все элементы схемы формируются в так называемых *островках*, образованных в кристалле и изолированных между собой. Металлические полоски, необходимые для соединения элементов в электрическую схему, напыляют на поверхность пластины-кристалла. Для этого электроды всех элементов выводят на поверхность пластины и размещают в одной плоскости, в одном плане. Поэтому технологию изготовления схем с помощью диффузии называют планарно-диффузионной, а с помощью эпитаксиального наращивания – эпитаксиально-планарной.

Исходным материалом для изготовления ИМС по *планарно-диффузионной* технологии является слабо легированная пластина кремния  $p$ -типа, на которую методом фотолитографии наносят защитный слой  $\text{SiO}_2$  (рис. 4.1). Через окна в защитном слое производится диффузия примеси  $n$ -типа, в результате чего образуются островки, границы которых упираются снизу в защитный слой, что резко снижает возможность протекания токов утечки по поверхности. Между островками и подложкой образуется  $p$ - $n$ -переход, к которому подключают напряжение таким образом, чтобы он был заперт (т. е. минусом на  $p$ -подложке). В результате островки становятся изолированными друг от друга.

Исходным материалом при *эпитаксиально-планарной* технологии служит пластина кремния  $n$ -типа со слоем  $\text{SiO}_2$  (рис. 4.2, а), в которой вытравливают

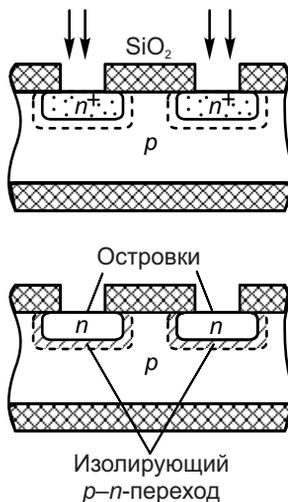


Рис. 4.1. Изготовление островков по планарно-диффузионной технологии

продольные и поперечные канавки (рис. 4.2, б). Полученную фигурную поверхность (в виде шахматной доски) снова окисляют, создавая изоляционный слой диоксида кремния (рис. 4.2, в). На этот слой эпитаксиально наращивают слой кремния собственной проводимости (рис. 4.2, г), а верхний слой кремния *n*-типа сошлифовывают. Полученные таким образом островки (рис. 4.2, д) надежно изолированы друг от друга фигурным слоем диэлектрика и емкость между ними существенно меньше, чем в предыдущем случае. Однако такая технология ИМС сложнее и стоимость их изготовления выше.

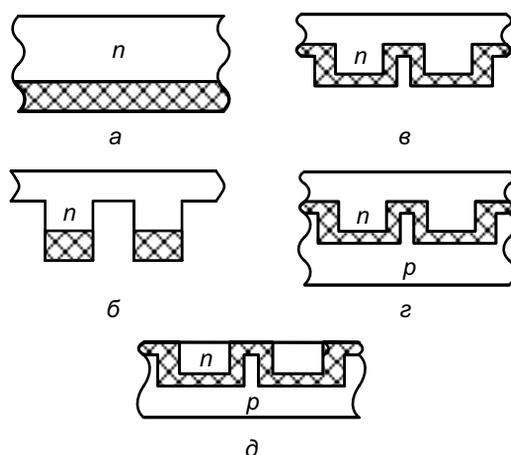


Рис. 4.2. Изготовление островков по эпитаксиально-планарной технологии

В полученных тем или иным способом островках формируют как активные, так и пассивные элементы методом диффузионной технологии или эпитаксиальным наращиванием.

В качестве характеристики технологического процесса производства микросхем указывают минимальные контролируемые размеры (контактные окна в оксиде кремния, ширину затворов в транзисторах и т. д.) и, как следствие, размеры транзисторов (и других элементов) на кристалле. Этот параметр, однако, находится во взаимозависимости с рядом других производственных возможностей: чистотой получаемого кремния, характеристиками инжекторов, методами фотолитографии, вытравливания и напыления.

В 1970-х гг. минимальный контролируемый размер элементов серийно производимых микросхем составлял 2–8 мкм, в 1980-х гг. он был уменьшен до 0,5–2 мкм.

В 1990-х гг. стали внедряться в производство и быстро совершенствоваться экспериментальные методы: в начале 1990-х гг. процессоры (например, ранние *Pentium* и *Pentium Pro*) изготавливали по технологическому процессу 0,5–0,6 мкм (500–600 нм), а затем – 250–350 нм. Следующие процессоры (*Intel Pentium II*, *AMD Athlon*) уже делали по технологическому процессу 180 нм.

В среднем внедрение лидерами индустрии новых технологических процессов происходило каждые два года, при этом обеспечивалось удвоение количества транзисторов на единицу площади: 45 нм (2007 г.), 22 нм (2011 г.), 14 нм (с 2014 г.), 10 нм (с 2016 г.). В настоящее время производители активно внедряют технологические процессы 5 и 7 нм.

ИМС может обладать законченной, сколь угодно сложной, функциональностью – вплоть до микрокомпьютера (однокристальный микрокомпьютер).

### 4.3. КОМПОНЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Транзисторы ИМС получают последовательной диффузией донорных и акцепторных примесей в островки, созданные тем или иным способом (рис. 4.3, *a*). Характерным для них является расположение выводов в одной плоскости.

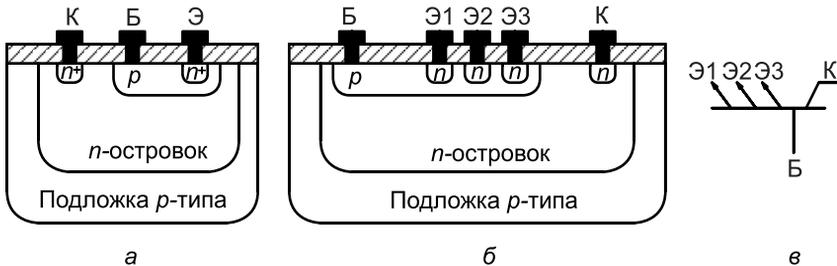


Рис. 4.3. Транзисторы интегральных схем:  
*a* – биполярный транзистор; *б* – многоэмиттерный транзистор;  
*в* – условное обозначение многоэмиттерного транзистора

Для осуществления логических операций созданы **многоэмиттерные транзисторы** (рис. 4.3, б, в), применение которых основано на их свойстве оставаться открытыми, если хотя бы к одному из эмиттеров приложено относительно базы прямое напряжение. Запирание транзисторов происходит тогда, когда на все эмиттеры поданы обратные напряжения.

Наряду с биполярными транзисторами в полупроводниковых ИМС успешно применяют **МДП-транзисторы**, в которых диэлектриком является пленка диоксида кремния  $\text{SiO}_2$ . Интегральные МДП-транзисторы изготавливают по планарной технологии. Области стока и истока формируют локальной диффузией легирующих примесей в кремниевую подложку с противоположным типом электропроводности. Изоляцию затвора от полупроводника осуществляют пленкой  $\text{SiO}_2$ , расположенной на поверхности подложки между областями стока и истока. Затвор и выводы электродов выполняют путем металлизации.

Структура МДП-транзистора с каналом  $n$ -типа приведена на рисунке 4.4, а. Истоки и стоки смежных МДП-транзисторов разделены встречно включенными ЭДП.

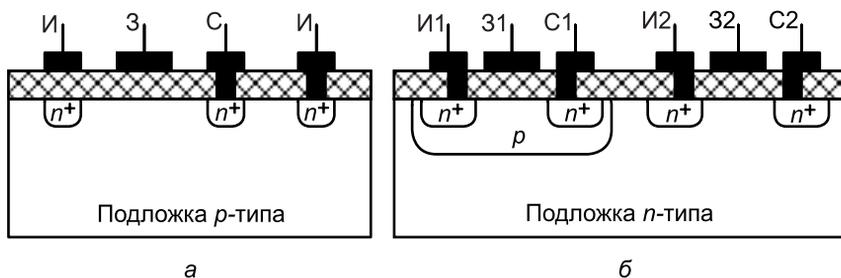


Рис. 4.4. Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа (а) и комплементарной пары МДП-транзисторов (б)

Технология изготовления МДП-транзисторов более простая, чем биполярных. Необходим лишь один процесс диффузии и меньшее количество процессов фотолитографии. Это обеспечивает больший процент выхода годной продукции и меньшую ее стоимость.

Существенным преимуществом МДП-транзисторов является возможность их использования в качестве не только активных, но и пассивных элементов. Использование МДП-транзисторов как

элементов резисторной нагрузки позволяет большинство ключевых и логических ИМС создавать только на базе МДП-структур.

Технология изготовления интегральных МДП-транзисторов позволяет создавать в кремниевой подложке МДП-транзисторы с каналами  $p$ - и  $n$ -типов с очень близкими электрическими параметрами. Такие транзисторы называют **комплементарными** (КМДП) (рис. 4.4, б) либо **КМОП** (комплементарная структура металл – оксид – полупроводник; *Complementary Metal – Oxide – Semiconductor, CMOS*). Применение КМДП-транзисторов позволяет во многих случаях создавать устройства, обладающие более высокими параметрами. Например, логические элементы на КМДП-транзисторах имеют более высокие помехоустойчивость и быстродействие, могут работать в широком диапазоне изменения питающих напряжений (от 3 до 18 В), что значительно облегчает их согласование с биполярными транзисторами, потребляют исключительно малую мощность в статическом режиме.

**Диоды ИМС** специально не изготавливают, а используют транзисторы, включаемые по одной из схем (рис. 4.5) в зависимости от требований, предъявляемых к диоду.

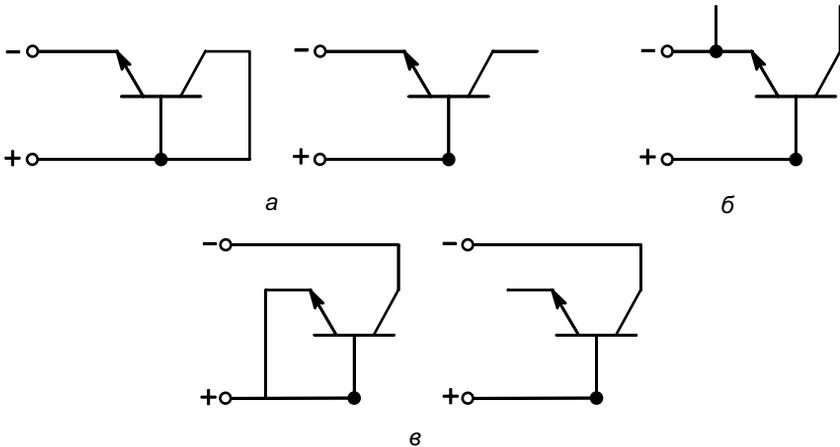


Рис. 4.5. Варианты выполнения диодов на основе транзистора

Так, на рисунке 4.5, а в качестве диода используется  $p$ – $n$ -переход база – эмиттер. Диод открыт при указанной на рисунке полярности приложенного напряжения и закрывается при противоположной полярности. Диоды, выполненные в соответствии

с рисунком 4.5, *а*, обеспечивают высокое быстродействие, но малый ток. Диоды, выполненные в соответствии с рисунком 4.5, *б*, используют два параллельных  $p-n$ -перехода и, соответственно, больший ток, но меньшее быстродействие. Диоды, выполненные в соответствии с рисунком 4.5, *в*, имеют наибольшее допустимое обратное напряжение, подобно тому, как в биполярных транзисторах наибольшее напряжение может быть приложено к переходу база – коллектор.

**Резисторы ИМС** получают диффузией примесей в отведенные для них островки одновременно с созданием эмиттерных и базовых областей транзисторов. В процессе эмиттерной диффузии создаются резисторы с относительно низким сопротивлением (так как в эмиттерной области концентрация носителей велика), а в процессе базовой диффузии – с относительно высоким сопротивлением, потому что в базовой области концентрация носителей значительно меньше. Номинальное значение диффузионных резисторов – от 10 Ом до 50 кОм.

На рисунке 4.6 приведен резистор, сформированный в процессе базовой диффузии.

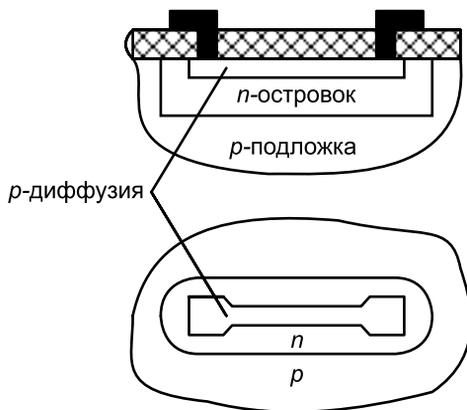


Рис. 4.6. Резистор ИМС

**Конденсаторы ИМС**, так же, как и диоды, специально не изготавливают. Для их формирования, так же, как и в варикапах, используется барьерная емкость  $p-n$ -переходов, которые формируются в островках одновременно с формированием транзисторов. Возможны три варианта формирования конденсаторов.

Наибольшую удельную емкость конденсатора обеспечивает использование перехода эмиттер – база (около 1500 пФ/мм<sup>2</sup>), однако этот  $p-n$ -переход обладает наименьшим пробивным напряжением (единицы вольт). Использование перехода коллектор – база позволяет получить конденсатор, удельная емкость которого в 5–6 раз меньше, чем у конденсатора на основе перехода база – эмиттер, а пробивное напряжение примерно во столько же раз больше. Последний вариант выполнения конденсатора заключается в использовании барьерной емкости, образуемой между подложкой кристалла и коллектором транзистора.

Поскольку барьерная емкость образуется только у запертого  $p-n$ -перехода, то напряжение, приложенное к обкладкам конденсатора, должно быть запирающим, т. е. обратным для  $p-n$ -перехода, емкостью которого он образован.

Для защиты от воздействия внешних факторов и механических повреждений все микросхемы помещают в **защитный корпус**. ИМС размещают в монолитных корпусах с выводами (рис. 14, вклейка). Простейший и самый дешевый корпус – пластмассовый. Однако ввиду недостаточного теплоотвода в нем можно размещать лишь схемы невысокой степени интеграции с рассеиваемой мощностью до 200 мВт.

Микросхемы со средней и высокой степенью интеграции из-за большого числа активных элементов рассеивают большую мощность. Для их размещения необходимы корпуса, обеспечивающие хороший теплоотвод и защищающие их от перегрева. Поэтому для микросхем средней и высокой степени интеграции используют керамический и металлокерамический корпуса. Если необходимо более интенсивное охлаждение, можно использовать радиаторы. Плата с размещенными на ней корпусами микросхем может также обдуваться вентилятором, расположенным внутри корпуса электронного устройства.

Поскольку БИС/СБИС значительно сложнее МИС и СИС, для их работы требуются гораздо большее число выводов и более сложные корпуса. Так, 16-разрядный микропроцессор *Intel 8086* размещался в 40-контактном корпусе, а уже у 64-битного процессора микроархитектуры *Skylake*, такого как *Intel Core i9*, число контактов составляет 2066. Для вывода электрических сигналов в корпусах современных СБИС используют специальные шариковые выводы, расположенные по периметру корпуса в несколько рядов. Количество контактов в таких корпусах – в пределах

от нескольких сотен до нескольких тысяч. Причем новые модификации процессоров разрабатывают под серийно выпускаемые корпуса. Для подключения процессорных СБИС применяют специальные соединители – **сокеты**, к которым осуществляется механический прижим корпуса процессора (рис. 15, вклейка).

Современные СБИС рассеивают настолько большую мощность, что для их охлаждения используют специальные охлаждающие системы – кулеры, содержащие вентилятор, радиатор с теплоносителем и систему регулирования.

#### 4.4. ПЛЕНОЧНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Пленочными называют ИМС, в которых элементы и междуэлементные соединения выполнены в виде пленок, наносимых на диэлектрическую подложку. В качестве подложки используют такие диэлектрики, как стекло, ситалл, керамика.

Различают тонко- и толстопленочные ИМС.

К *тонкопленочным* относят ИМС, толщина пленок которых не превышает 1 мкм. Пленки толщиной более 1 мкм называют *толстыми*.

Элементы тонкопленочных ИМС изготавливают либо последовательным напылением на подложку различных материалов в вакуумных установках (метод напыления через маски, метод фотолитографии), либо нанесением их в виде пленок (химические способы, метод шелкографии и др.).

**Пленочный резистор** представляет собой пленку высокоомного материала длиной  $l$ , шириной  $b$  и толщиной  $d$  (рис. 4.7, а). Сопротивление такого резистора определяют по формуле

$$R = \rho \frac{l}{bd},$$

где  $\rho$  – удельное сопротивление, Ом·м (Ом·см).

Пленочные резисторы имеют значительно больший диапазон номинальных значений и меньший разброс по сравнению с диффузионными. При номинальных сопротивлениях до 5 кОм пленочные резисторы имеют прямоугольную форму. При больших сопротивлениях применяют последовательное соединение нескольких пленок и усложняют их конфигурацию (рис. 4.7, б).

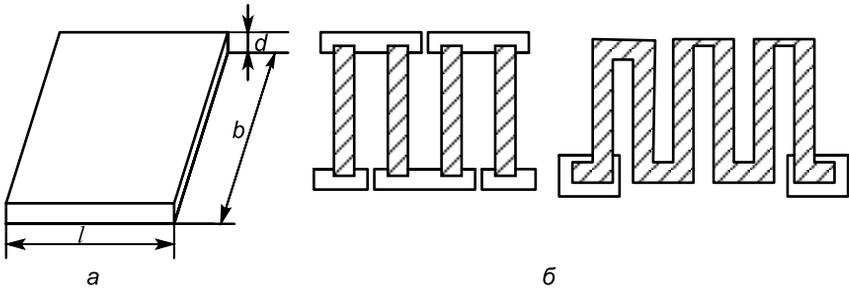


Рис. 4.7. Схематическое изображение пленочных резисторов

**Пленочный конденсатор** изготавливают путем нанесения на участок диэлектрической подложки проводящих и диэлектрических пленок, чередующихся между собой (рис. 4.8, а). Проводящие пленки, обычно выполняемые из алюминия, служат обкладками конденсатора. В качестве диэлектрических пленок, в значительной мере определяющих параметры и качество конденсатора, применяют монооксид кремния ( $\text{SiO}_2$ ), трехсернистую сурьму ( $\text{Sb}_2\text{S}_3$ ), монооксид германия ( $\text{GeO}$ ) и др.

Емкость пленочных конденсаторов достигает  $10^3$  пФ, а их разброс не превышает  $\pm 5\%$ . Площадь такого конденсатора составляет  $2,5 \times 2,5$  мм<sup>2</sup>.

В некоторых аналоговых ИМС требуются **индуктивные элементы** от единиц до нескольких сотен микрогенри. С помощью пленочной технологии удастся получить индуктивность до 20 мкГн путем напыления на подложку тонкой проводящей спирали (рис. 4.8, б). Форма спирали может быть прямоугольной. Добротность таких индуктивных элементов не превышает 50, поэтому применяют их редко.

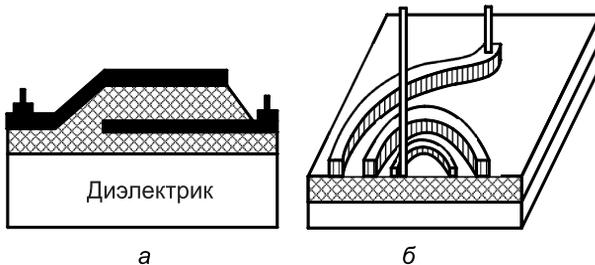


Рис. 4.8. Структура пленочных конденсаторов (а) и индуктивных элементов с напылением спирали (б)

**Пленочные активные элементы** (транзисторы и диоды) по параметрам уступают активным элементам полупроводниковых ИМС и поэтому их тоже редко используют.

Тонкопленочную технологию применяют также для осуществления электрических соединений между отдельными элементами ИМС, создания контактных площадок. Для таких пленок используют материалы, имеющие высокую электропроводность и хорошую адгезию к подложке (золото, никель, медь вакуумной плавки, алюминий).

#### 4.5. ГИБРИДНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

**Гибридная интегральная схема** (гибридная микросхема, микросборка, ГИС, ГИМС) – интегральная схема, в которой наряду с элементами, неразъемно связанными на поверхности или в объеме подложки, используют навесные микроминиатюрные элементы (транзисторы, конденсаторы, полупроводниковые диоды, катушки индуктивности, вакуумные электронные приборы, кварцевые резонаторы и др.).

В зависимости от метода изготовления неразъемно связанных элементов различают гибридные, пленочные и полупроводниковые интегральные схемы.

Навесные элементы крепят на одной подложке с пленочными элементами, а их выводы присоединяют к соответствующим контактным площадкам пайкой или сваркой. ГИС, как правило, помещают в корпус и герметизируют. Применение ГИС в электронной аппаратуре повышает ее надежность, уменьшает габариты и массу.

ГИС являются дальнейшим развитием идеи микромодулей – компактных законченных функциональных блоков, собранных на миниатюрных бескорпусных элементах очень плотным монтажом.

Примером наиболее массово выпускаемых гибридных интегральных микросхем могут являться кварцевые генераторы.

### **Контрольные вопросы и задания**

1. Что такое микроэлектроника?
2. Что понимают под степенью интеграции микросхем? Как классифицируют ИМС по этому параметру?
3. В чем сущность планарно-эпитаксиальной технологии?
4. Какие процессы включает в себя фотолитография?
5. Поясните последовательность формирования в полупроводниковой подложке транзисторных структур.
6. Какой вид транзисторов используют в биполярных интегральных микросхемах для реализации логики?
7. Какие из полевых транзисторов чаще всего применяют в интегральных микросхемах?
8. Что представляют собой пассивные элементы полупроводниковых ИМС?
9. Как осуществляют изоляцию между элементами полупроводниковых ИМС?
10. Как осуществляют соединение между элементами в ИМС?
11. В чем сходство и различия направлений интегральной и функциональной микроэлектроники?
12. Дайте краткую характеристику полупроводниковых, пленочных и гибридных ИМС.

## ГЛАВА 5. УСИЛИТЕЛИ

---

### 5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Полупроводниковые электронные устройства разделяют на два больших класса: аналоговые и цифровые (дискретные). В основе классификации лежит возможность изменения в устройстве электрического сигнала, несущего информацию. Если информационный сигнал изменяется непрерывно и может принимать произвольные значения в широком диапазоне, то устройство является **аналоговым**. Если же сигнал изменяется дискретно и может принимать только два фиксированных значения, соответствующих двум цифрам двоичной системы счисления – нулю и единице, то устройство относят к **цифровым**, или **дискретным**. В аналоговых устройствах сам электрический сигнал и его параметры (уровень, частота и фаза электрического колебания) несут информацию о физической величине. В цифровых устройствах информация о величине закодирована цифровым кодом, состоящим из множества двоичных разрядов, каждый из которых может принимать только одно из двух фиксированных значений, которым соответствуют два уровня напряжения (обычно они обеспечиваются открытым либо закрытым состоянием транзистора, работающего в ключевом режиме).

Информацию о различных физических величинах и контролируемых процессах получают с помощью **датчиков**, называемых также **измерительными преобразователями**. Данные устройства осуществляют преобразование измеряемой величины в пропорциональный ей электрический сигнал. Очень часто эти сигналы небольшие, измеряемые тысячными долями вольт. После передачи по электрическим, радиочастотным или оптическим каналам связи сигналы приходят сильно ослабленными, и для нормальной

работы приемников информации с этими сигналами требуется их предварительное усиление. Невелик также уровень электрических сигналов, считываемых с носителей информации во всевозможных магнитных и оптических запоминающих устройствах. Таким образом, для нормальной работы различных электронных устройств и систем необходимо усиление слабых сигналов. Это относится не только к чисто аналоговым, но и к цифровым устройствам, так как первичным информационным сигналом все равно остается маломощный электрический сигнал, который должен быть усилен. Поэтому усилители являются одними из основных узлов различной аппаратуры в устройствах автоматики, вычислительной и информационно-измерительной техники.

**Усилитель** — это устройство, увеличивающее интенсивность входного сигнала, используя энергию источника питания. В зависимости от назначения различают усилители напряжения и мощности, усилители сигнала переменного и постоянного тока, усилители, предназначенные для усиления сигналов в разных диапазонах частот.

В аналоговых электронных устройствах усилители не только обеспечивают простое усиление входного сигнала. На их основе выполняют самые разнообразные устройства функциональной обработки сигналов, а также различные генераторы электрических сигналов.

## 5.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Основными параметрами усилителей являются коэффициенты усиления по напряжению  $K_U$ , току  $K_I$ , мощности  $K_P$ , а также входное и выходное сопротивление.

Для оценки влияния входного и выходного сопротивлений рассмотрим эквивалентную схему усилителя, к входной цепи которого подключен источник сигнала, а к выходной — нагрузка (рис. 5.1).

Источник сигнала вырабатывает ЭДС  $E_{\text{вх}}$  и имеет внутреннее сопротивление  $R_{\text{вн}}$ . Поскольку усилитель имеет входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$ , во входной цепи течет ток

$$I_{\text{вх}} = \frac{E_{\text{вх}}}{R_{\text{вн}} + R_{\text{вх}}},$$

который создает на входе усилителя сигнал  $U_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}$ , откуда

$$E_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вн}} + R_{\text{вх}}}.$$

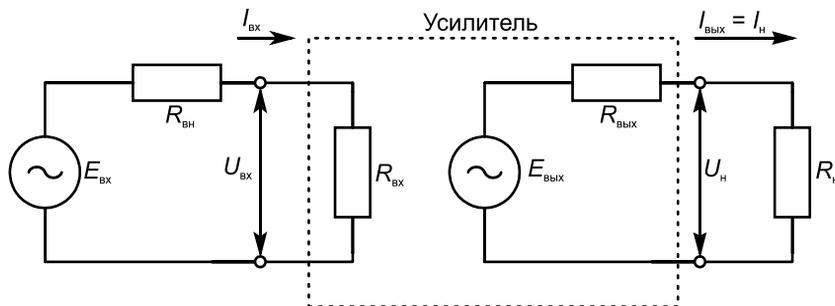


Рис. 5.1. Эквивалентная схема усилителя

Отсюда видно, что чем больше входное сопротивление усилителя, тем ближе значение ЭДС источника сигнала к напряжению, фактически приложенному ко входу усилителя. По этой причине входное сопротивление усилителя стараются сделать по возможности бóльшим, для чего во входных каскадах усилителей часто применяют полевые транзисторы.

На выходе усилитель создает сигнал  $E_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K_U$ , поступающий в нагрузку. Поскольку усилитель имеет выходное сопротивление, то ток в нагрузке равен

$$I_{\text{н}} = \frac{E_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}}.$$

Таким образом, напряжение на нагрузке будет отличаться от выходного напряжения усилителя и составит:

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}}; \quad E_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}}.$$

Чем меньше выходное сопротивление усилителя, тем больше его КПД и мощность, отдаваемая нагрузке. Поэтому на выходе усилителей стремятся использовать каскады, обеспечивающие минимально возможное выходное сопротивление.

Частотные свойства усилителей определяет их **амплитудно-частотная характеристика**, т. е. зависимость коэффициента усиления от частоты сигнала.

По диапазону частот усиливаемых сигналов различают следующие классы усилителей:

- усилители низкой частоты — от десятков герц до десятков килогерц;
- усилители постоянного тока, которые по сути являются усилителями медленно меняющихся сигналов с диапазоном от нуля до сотен килогерц;
- избирательные, или полосовые, усилители, которые усиливают сигнал в очень узком диапазоне частот;
- широкополосные (импульсные) усилители с диапазоном от нескольких килогерц до нескольких мегагерц.

Для увеличения коэффициента усиления используют многокаскадные схемы, в которых выходной сигнал предыдущего каскада служит входным сигналом для последующего. Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления всех его каскадов.

Амплитудно-частотную характеристику усилителя рассмотрим на примере усилителя низкой частоты (рис. 5.2). Идеальная характеристика должна иметь одинаковый коэффициент усиления во всем диапазоне рабочих частот.

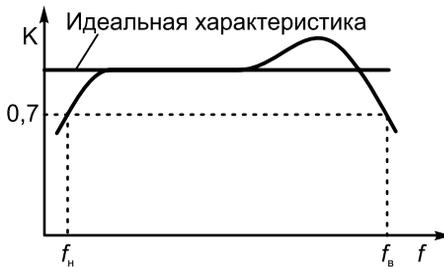


Рис. 5.2. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

Реальная же характеристика имеет «завалы» на частотах, близких к границам диапазона рабочих частот, и «всплески» в середине диапазона.

Снижение  $K_U$  на низших частотах объясняется ростом емкостного сопротивления разделительных конденсаторов  $X_C = 1/\omega C$  по мере снижения частоты сигнала и, следовательно, возрастанием потери напряжения на них.

Снижение  $K_U$  на высших частотах объясняется влиянием паразитных емкостей коллектор — база, коллектор — эмиттер и

база – эмиттер, а также паразитных емкостей, которые возникают при монтаже. Такие емкости на высоких частотах приводят к закорачиванию транзисторов и снижению усиления сигнала. Всплески коэффициента усиления вызваны резонансными явлениями в усилителе.

Нижней  $f_n$  и верхней  $f_v$  граничными частотами, определяющими полосу частот усилителя, считают частоты, при которых коэффициент усиления снижается до 0,7 его значения на средних частотах.

Важным показателем качества усилителя является его способность сохранять форму кривой усиливаемого сигнала, изменяемую за счет *нелинейных искажений*. На рисунке 5.3 в качестве примера показано, как искажается форма тока базы  $I_B$ , т. е. входного тока транзистора, в схемах ОЭ по сравнению с синусоидальной формой напряжения  $U_{вх}$  за счет нелинейной входной характеристики транзистора. Максимальное значение тока в положительный полупериод  $I'_{max}$  больше, чем в отрицательный полупериод  $I''_{max}$ .

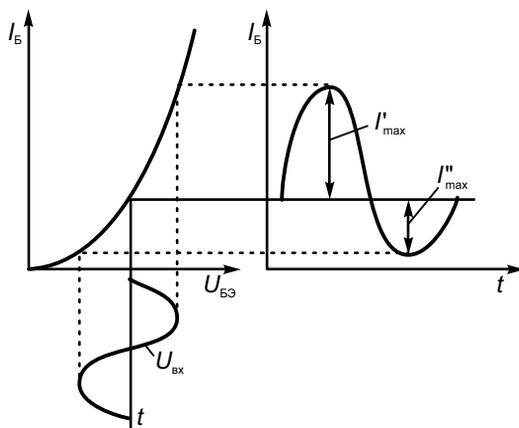


Рис. 5.3. Возникновение нелинейных искажений

В результате нелинейных искажений выходное напряжение содержит, кроме основной, еще и высшие гармонические составляющие. Степень искажения сигнала усилителем оценивают коэффициентом нелинейных искажений. Для уменьшения искажений важно, чтобы усилитель работал на линейном участке

входной характеристики и оставался на горизонтальных участках выходных характеристик транзисторов.

### 5.3. КАСКАДЫ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

#### Каскады на биполярных транзисторах

В усилителях на биполярных транзисторах используют, как правило, схему включения с общим эмиттером, обеспечивающую усиление как по напряжению, так и по току (рис. 5.4). В схеме резисторы  $R'_B$  и  $R''_B$ , включенные между корпусом и точкой  $+E_K$ , образуют делитель для напряжения питания, которое фиксирует режим работы транзистора – его рабочую точку  $p'$  (рис. 5.5). Ток  $I_d$ , текущий через резистор  $R''_B$ , должен создавать падение напряжения, соответствующее напряжению между базой и эмиттером транзистора  $U_{БЭp}$ , поэтому

$$R''_B = \frac{U_{БЭp}}{I_d},$$

где  $I_d$  – ток делителя, образованного резисторами  $R'_B$  и  $R''_B$ .

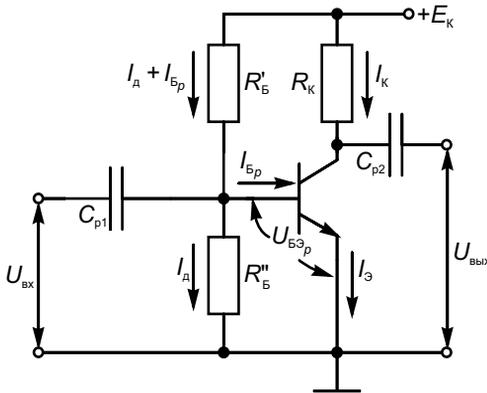


Рис. 5.4. Усилительный каскад с общим эмиттером

Через резистор  $R'_B$  течет ток  $I_\Sigma$ , равный сумме тока  $I_d$  и тока, текущего в базу транзистора  $I_{Bp}$ , поэтому

$$R'_B = \frac{E_K - U_{BЭp}}{I_d + I_{Bp}}$$

Ток делителя выбирают  $I_d \approx (2-5) I_{Bp}$ . Чем больше  $I_d$ , тем стабильнее работает каскад, так как изменения токов коллектора  $I_K$  и эмиттера  $I_Э$ , а значит, и тока базы  $I_B = I_K - I_Э$  не приведут к значительному изменению напряжения на резисторе  $R_B$ :

$$U_{R'_B} = (I_d - I_B) R'_B.$$

Таким образом, напряжение  $U_{BЭp}$  изменится незначительно. В то же время не следует выбирать ток делителя слишком большим, потому что это снижает КПД каскада из-за потерь энергии в делителе.

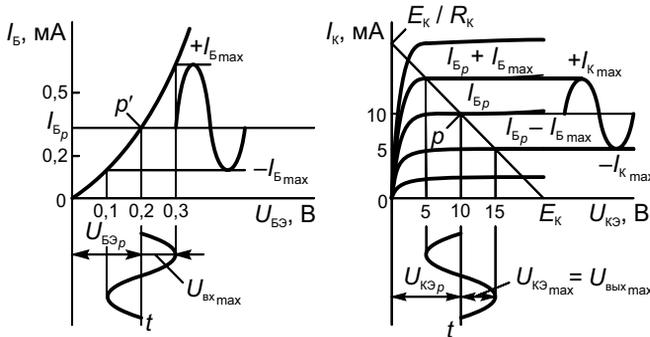


Рис. 5.5. Влияние положения рабочей точки  $p$  на работу усилителя

Допустим, что  $U_{вх} = 0$ . Под действием напряжения через открытый  $p-n$ -переход эмиттер – база протекает постоянный ток базы  $I_{Bp}$ . Разделительный конденсатор  $C_{p1}$  не дает возможности постоянному току протекать через источник входного сигнала.

Транзистор открыт и находится в активной области. Его состояние определит точка  $p$  пересечения нагрузочной прямой, проведенной через точки  $E_K$  и  $E_K/R_K$ , отсекаемые на осях (см. рис. 5.5), с характеристикой, соответствующей току  $I_{Bp}$ . Постоянный коллекторный ток  $I_{Kp}$ , соответствующий точке  $p$ , определит исходное напряжение между эмиттером и коллектором  $U_{КЭp}$ . Так как через разделительный конденсатор  $C_{p2}$  постоянное напряжение не проходит, выходное напряжение  $U_{вых} = 0$ . Рассмотренное состояние схемы называют **режимом работы по постоянному току**.

Затем на вход схемы поступает сигнал в виде синусоидально-го напряжения с амплитудой  $U_{\text{вхmax}}$ . Данный сигнал уже пройдет через разделительный конденсатор и вызовет изменение управляющего напряжения  $U_{\text{бэ}}$ . Под его действием произойдет изменение токов базы, эмиттера и коллектора. Изменение тока базы оценим по входной характеристике  $I_{\text{б}} = f(U_{\text{бэ}})$  и определим амплитудные значения тока  $+I_{\text{бmax}}$  и  $-I_{\text{бmax}}$ . Если бы входная характеристика была линейной, то изменения тока базы как в большую, так и в меньшую сторону были бы одинаковыми, но из-за нелинейности характеристики амплитуда  $+I_{\text{бmax}}$  больше, чем  $-I_{\text{бmax}}$ . Поскольку выходные характеристики  $I_{\text{к}} = f(U_{\text{кэ}})$  строят для разных токов базы, по ним можно определить токи коллектора, соответствующие токам  $+I_{\text{бmax}}$  и  $-I_{\text{бmax}}$ . Изменения тока коллектора относительно среднего значения  $I_{\text{кp}}$  от  $(I_{\text{кp}} + I_{\text{кmax}})$  до  $(I_{\text{кp}} - I_{\text{кmax}})$  приведут к колебаниям напряжения на резисторе  $R_{\text{к}}$  и, следовательно, на коллекторе транзистора. Эти колебания легко оценить с помощью нагрузочной прямой. Действительно, рабочая точка  $p$  будет перемещаться по нагрузочной прямой между точками пересечения этой прямой с выходными характеристиками, соответствующими токам базы  $(I_{\text{бp}} + I_{\text{бmax}})$  до  $(I_{\text{бp}} - I_{\text{бmax}})$ . Таким образом, колебания входного сигнала привели к пропорциональным колебаниям напряжения коллектор – эмиттер  $U_{\text{кэ}}$  с амплитудой  $U_{\text{кэmax}} = I_{\text{кmax}} R_{\text{к}}$ . Через конденсатор  $C_{\text{p2}}$  эти колебания поступают на выход усилителя. Выходной сигнал, таким образом, равен:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{кэmax}} = I_{\text{кmax}} R_{\text{к}}.$$

Такой режим называют **режимом работы по переменному току**.

Из приведенных на характеристиках построений видно, что  $U_{\text{вхmax}} \approx 0,1$  В,  $U_{\text{выхmax}} \approx 5$  В и, значит, коэффициент усиления по напряжению такого каскада

$$k = \frac{U_{\text{выхmax}}}{U_{\text{вхmax}}} = \frac{5}{0,1} = 50.$$

Следует обратить внимание, что положительному полупериоду входного напряжения (когда  $U_{\text{кэp}} + U_{\text{вхmax}}$ ) соответствует отрицательный полупериод выходного напряжения (т. е.  $U_{\text{бэp}} + U_{\text{выхmax}}$ ). Иначе говоря, между входным и выходным напряжениями су-

существует сдвиг фаз, равный  $180^\circ$ . Для получения наименьших искажений усиленного сигнала рабочую точку  $p$  следует располагать на середине линейного участка входной характеристики.

### Отрицательная обратная связь в усилителях

Транзисторы, будучи полупроводниковыми приборами, имеют два существенных *недостатка*: 1) связь с отмеченной принципиально нелинейной зависимостью тока коллектора от управляющего напряжения; 2) характеристики транзистора сильно зависят от температуры. В частности, с ростом температуры возрастает неуправляемый ток коллектора  $I_{к0}$ , связанный с генерацией пар электрон – дырка (увеличивается в 2 раза при повышении температуры на каждые  $10^\circ\text{C}$ ). В зависимости от температуры изменяется коэффициент передачи тока транзистора  $\beta$ . Это приводит к смещению рабочей точки  $p$  от своего первоначального положения, изменению коэффициента усиления, а также к нелинейным искажениям выходного напряжения.

Существенное снижение нелинейных искажений обеспечивает использование в усилителях *отрицательной обратной связи* (ООС). При этом часть выходного сигнала подается обратно на вход, с тем чтобы противодействовать входному сигналу. Вследствие этого уменьшается усиление. Однако с помощью ООС можно добиться, чтобы усиление практически не зависело от нелинейной передаточной характеристики транзистора и в основном определялось соотношением омических сопротивлений.

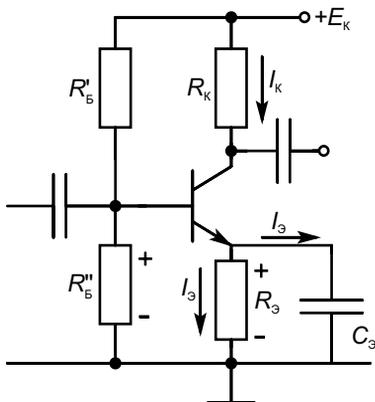


Рис. 5.6. Схема с ООС по току

Схема, приведенная на рисунке 5.6, использует ООС по току. Последняя обеспечивает компенсацию нелинейных искажений и термостабилизацию рабочей точки посредством резистора в эмиттерной цепи  $R_э$ . Пусть увеличение коллекторного тока вызвано увеличением напряжения  $U_{бэ}$ . Это приведет к увеличению падения напряжения на резисторе  $R_э$ . Поскольку данное напряжение приложено к эмиттеру транзистора, его рост приводит к уменьшению напряжения между базой и эмит-

тером транзистора и противодействует, таким образом, усилению. Следовательно, введение резистора  $R_{\text{Э}}$  обеспечивает ООС. Поскольку она вызвана протеканием эмиттерного тока, ее называют последовательной ООС по току.

Приближенно можно считать, что приращение напряжения на резисторе  $R_{\text{Б}}$  равно приращению напряжения на резисторе  $R_{\text{Э}}$ :

$$\Delta U_{\text{Б}}'' = \Delta U_{R_{\text{Э}}}.$$

В связи с тем, что через резистор  $R_{\text{К}}$  протекает практически тот же ток, что и через резистор  $R_{\text{Э}}$ , то и изменение падения напряжения  $\Delta U_{R_{\text{К}}}$  на резисторе  $R_{\text{К}}$  будет больше, чем соответствующее изменение  $\Delta U_{R_{\text{Э}}}$  на резисторе  $R_{\text{Э}}$  в  $R_{\text{К}}/R_{\text{Э}}$  раз. Следовательно, коэффициент усиления по напряжению схемы с ООС приближенно определяют как

$$K_U = \frac{\Delta U_{R_{\text{К}}}}{\Delta U_{R_{\text{Б}}}} \approx \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{Э}}}.$$

Как видно, коэффициент усиления не зависит от параметров транзистора, а определяется только соотношением омических сопротивлений  $R_{\text{К}}$  и  $R_{\text{Э}}$ .

Предположим, что увеличение тока коллектора вызвано повышением температуры. Поскольку потенциал на базе транзистора при этом не изменяется, приращение  $\Delta U_{R_{\text{Э}}}$  приведет к уменьшению управляющего напряжения  $U_{\text{БЭ}}$  и снижению тока базы, а следовательно, и тока коллектора. Ток коллектора, таким образом, стабилизируется.

Для отвода от резистора  $R_{\text{Э}}$  переменной составляющей тока эмиттера  $I_{\text{Э}}$  включают шунтирующий конденсатор  $C_{\text{Э}}$  достаточно большой емкости (десятки микрофарад), сопротивление которого  $X_C = 1/2\pi f C_{\text{Э}}$  для переменного тока составляет небольшую величину.

### Усилительные каскады на полевых транзисторах

Из трех возможных схем включения полевых транзисторов (с общим затвором, общим истоком и общим стоком) наиболее распространены усилительные каскады с общим истоком (рис. 5.7), которые являются аналогом каскадов с общим эмиттером. Резистор  $R_{\text{С}}$  играет роль нагрузки транзистора, разделительные конденсаторы  $C_{\text{р1}}$  и  $C_{\text{р2}}$  выполняют функции, не отличающиеся от их функций в каскадах на биполярных транзисторах.

Входное напряжение в усилительных каскадах на полевых транзисторах с  $p$ - $n$ -затвором (см. рис. 5.7, а) прикладывается между затвором и истоком, а на транзисторах с изолированным затвором (см. рис. 5.7, б) — между затвором и подложкой, которая обычно соединяется с истоком (или со стоком). Входной ток для транзисторов с  $p$ - $n$ -затвором не превышает  $10^{-8}$  А, а для транзисторов с изолированным затвором — на несколько порядков меньше. У каскадов на транзисторах с  $p$ - $n$ -затвором входное сопротивление на низких частотах составляет десятки мегаом, а у каскадов на МДП (МОП)-транзисторах достигает  $10^{12}$ – $10^{15}$  Ом. Однако с повышением частоты входное сопротивление существенно уменьшается из-за протекания токов перезарядки паразитных емкостей затвор — исток и затвор — сток.

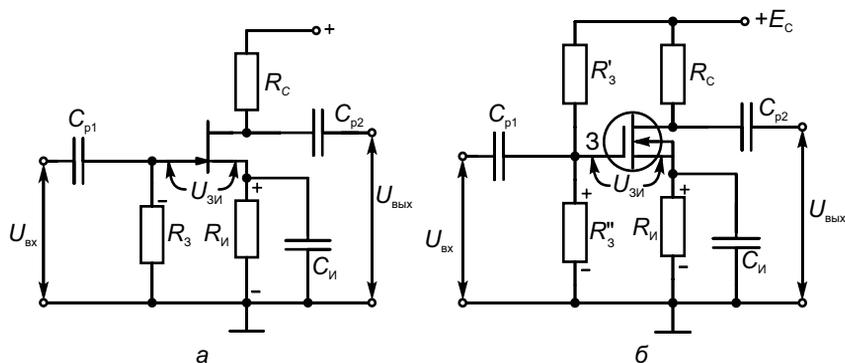


Рис. 5.7. Схемы усилительных каскадов на полевых транзисторах: а — с  $p$ - $n$ -затвором; б — с изолированным каналом

Подача синусоидального входного сигнала изменяет по гармоническому закону значение тока стока  $I_C$ . Изменения падения напряжения от тока  $I_C$  на резисторе  $R_C$  во много раз превосходят напряжения  $U_{вх}$ . Переменная составляющая этого падения напряжения через конденсатор  $C_{п2}$  поступает на выход каскада, как и в каскаде на биполярных транзисторах.

В отношении смещения, определяющего положение исходной рабочей точки, в каскадах на полевых транзисторах имеются свои особенности в отличие от биполярных. У транзисторов с  $p$ - $n$ -затвором и со встроенным каналом смещение может быть обеспечено за счет падения напряжения на сопротивлении в цепи истока  $R_и$  от начального тока  $I_{C0}$ , протекающего даже при  $U_{зи} = 0$ . Для подачи потенциала смещения, отмеченного знаком

«—» у резистора  $R_{и}$ , к затвору достаточно подключить резистор  $R_3$  (см. рис. 5.7, а). Так как ток затвора у полевых транзисторов ничтожно мал, падение напряжения от этого тока на резисторе  $R_3$  практически равно нулю (даже если его сопротивление составляет десятки мегаом) и можно считать, что смещение  $U_{зи} \approx I_C R_{и}$ .

У полевых транзисторов с индуцированным каналом обеспечить смещение рассмотренным способом нельзя, потому что при  $U_{зи} = 0$  они заперты. Поэтому в каскадах на полевых транзисторах с индуцированными каналами напряжение смещения на затвор подают с делителя напряжения на резисторах  $R_3'$  и  $R_3''$ , подобно тому, как это выполняют в каскадах с биполярными транзисторами.

Температурные изменения тока стока (а значит, и смещения) в полевых транзисторах во много раз меньше изменений коллекторного тока у биполярных транзисторов. Поэтому обеспечение требуемой температурной стабильности не вызывает трудностей.

### Дифференциальный каскад

В электронной технике часто требуются усилители сигналов, скорость изменения которых очень низка, например с датчиков медленно изменяющихся сигналов, таких как термопара. Такие усилители называют **усилителями постоянного тока**. Наиболее распространенной схемой, на базе которой их создают, является дифференциальный каскад (рис. 5.8, а).

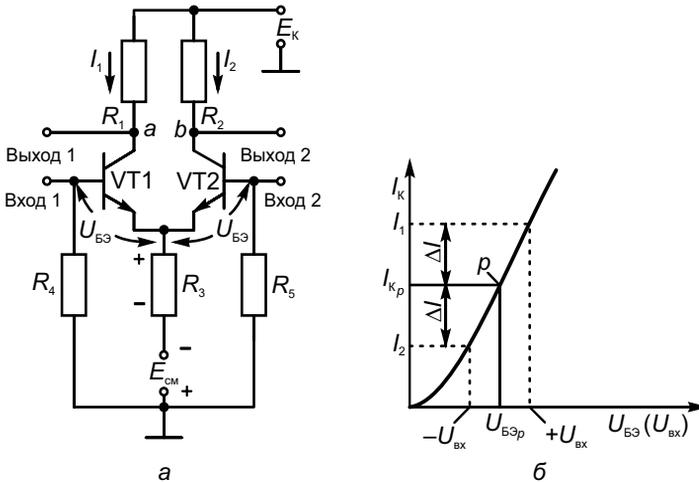


Рис. 5.8. Дифференциальный усилительный каскад (а) и передаточная динамическая характеристика транзисторов (б)

В дифференциальной схеме два входа, два выхода и два источника питания. Предположим, что параметры левого и правого плеч схемы одинаковые. Положительный потенциал источника питания  $E_{см}$ , поступающий через корпус и цепи входных сигналов на базы обоих транзисторов, открывает их в равной степени. Рабочие точки  $p$  на рисунке 5.8, б транзисторов VT1 и VT2 совпадают. Поэтому при отсутствии входных сигналов под действием источника питания  $E_{к}$  по резисторам  $R_1$  и  $R_2$  протекают одинаковые коллекторные токи  $I_1 = I_2 = I_{кp}$ . Так как  $R_1 = R_2$ , то эти токи создают на них одинаковые падения напряжения, а значит, потенциалы точек  $a$  и  $b$  одинаковые. Если нагрузочное сопротивление включить между точками  $a$  и  $b$ , то выходное напряжение на нем равно нулю. Так можно выполнить требования усилителей постоянного тока о равенстве нулю  $U_{вых}$  при отсутствии сигнала  $U_{вх1}$ . Такое состояние схемы называют **режимом покоя**.

Если пренебречь базовыми токами, то по резистору  $R_3$  протекает сумма токов  $I_1 + I_2$ , создающая на нем падение напряжения. Напряжение, задающее исходные рабочие точки транзисторов, будет определяться разностью  $E_{см}$  и напряжения на резисторе  $R_3$ :

$$U_{БЭp} = E_{см} - (I_1 + I_2) R_3.$$

Такое включение резистора  $R_3$  создает последовательную отрицательную обратную связь по току, стабилизируя исходные рабочие точки транзисторов. Любые одновременные изменения, например увеличение токов  $I_1$  и  $I_2$ , возникающее под действием изменений напряжения источника питания, температуры и т. д., вызовут увеличение падения напряжения на резисторе  $R_3$  и, следовательно, такое уменьшение  $U_{БЭ}$ , которое стремится вернуть (снизить) коллекторные токи к исходному значению, т. е. стабилизировать их суммарное значение:

$$I_1 + I_2 \approx \text{const}.$$

Таким же образом дифференциальный каскад реагирует на **синфазные сигнал и помеху**, т. е. входные сигналы, которые одновременно (без сдвига фаз) и одинаково ( $U_{вх1} = U_{вх2}$ ) действуют на оба входа, стремясь одновременно изменить  $I_1$  и  $I_2$ . Обратная связь тем выше, чем больше сопротивление  $R_3$ .

Совершенно по-иному реагирует дифференциальный каскад, если сигналы на входах каскада противофазные (например,  $U_{вх1} = +U_{вх}$ , а  $U_{вх2} = -U_{вх}$ ). В этом случае (см. рис. 5.8, б) ток  $I_1$

возрастет на  $\Delta I$ , а  $I_2$  уменьшится на  $\Delta I$ , но их сумма останется неизменной.

Поэтому обратная связь не стремится уменьшить изменения токов и каждое плечо ведет себя как обычная схема ОЭ, т. е. потенциал точки  $a$  и  $U_{\text{вых1}}$  понизятся, а потенциал точки  $b$  и  $U_{\text{вых2}}$  повысятся. Каскад реагирует только на разность входных сигналов, поэтому и носит название *дифференциального*.

Рассмотрим еще один случай, когда напряжение  $U_{\text{вх}}$  действует только на один из входов, например  $U_{\text{вх1}} > 0$ , а  $U_{\text{вх2}} = 0$ . В первый момент ток  $I_1$  возрастает, допустим, на  $+\Delta I$ , а  $I_2$  остается неизменным, при этом возрастет и сумма токов  $(I_1 + \Delta I) + I_2$ , но вступившая в действие обратная связь приведет к тому, что ток первого транзистора станет равным  $I_1 + \Delta I/2$ , а ток второго —  $I_2 - \Delta I/2$ . И в этом случае потенциал точки  $a$  понизится, а точки  $b$  повысится, но изменения  $U_{\text{вых}}$  будут в 2 раза меньше, чем в предыдущем случае.

Обычно усилители постоянного тока имеют несколько каскадов, причем дифференциальный каскад является первым и у него используется только один выход. Если принять, что используется выход 2, то подача положительного сигнала на вход 1 приводит к увеличению выходного сигнала, а подача положительного сигнала на вход 2 — к уменьшению. Поэтому вход 1 называют *прямым*, или *неинвертирующим*, а вход 2 — *обратным*, или *инвертирующим*.

## 5.4. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

### Режимы работы выходных каскадов усилителей

Выходной каскад предназначен для отдачи заданной мощности в нагрузку, сопротивление которой тоже задано. Так как мощность поступает от источника питания усилителя через выходной каскад, его КПД должен быть высоким, иначе устройство будет неэкономичным, а габаритные размеры (поверхность охлаждения) — слишком большими для отвода выделяющейся в каскаде теплоты. Если у входных каскадов нелинейность транзистора не оказывает влияния ввиду малости усиливаемых сигналов, то у выходных каскадов диапазон изменения сигнала боль-

шой и нелинейность транзистора необходимо учитывать. С этой целью строят так называемую передаточную характеристику.

**Передаточная характеристика** — это зависимость выходного тока каскада (тока коллектора или эмиттера) от входного напряжения. В ней учитывают нелинейность входной и выходной характеристик транзистора и изменения напряжения, падающего на самом транзисторе в зависимости от выходного тока.

На семействе статических выходных характеристик транзистора (рис. 5.9, *а*) по точкам  $E_K$  и  $E_K/R_H$ , отложенным на осях координат, проводят нагрузочную прямую. Точки пересечения этой прямой с характеристиками, соответствующими разным токам базы  $I_{B1}$ , ...,  $I_{Bi}$ , ...,  $I_{Bn}$ , определяют ряд значений коллекторного тока  $I_{K1}$ , ...,  $I_{Ki}$ , ...,  $I_{Kn}$ . На входной характеристике транзистора (рис. 5.9, *б*) находят ряд значений напряжения  $U_{BЭ1}$ , ...,  $U_{BЭi}$ , ...,  $U_{BЭn}$ , которые необходимо подать для получения соответствующих базовых токов. Затем по парам значений  $I_{Ki}$  и  $U_{BЭi}$  строят передаточную характеристику каскада (рис. 5.9, *в*), которая связывает выходной параметр (ток на выходе каскада) с входным (напряжением сигнала на входе).

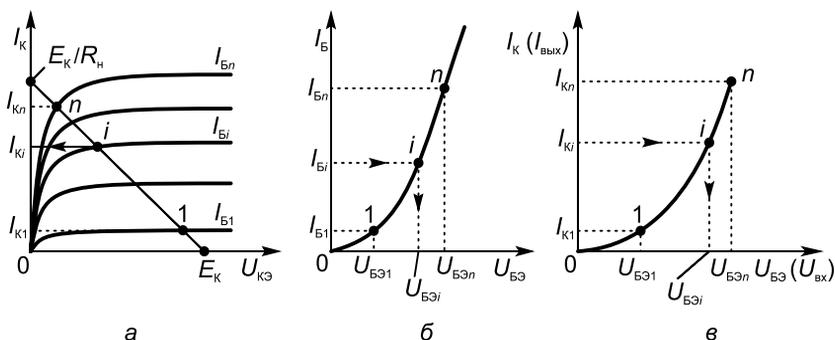
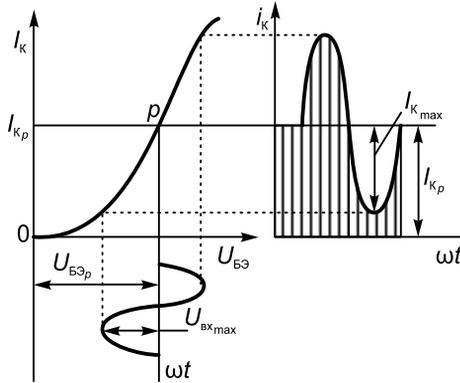


Рис. 5.9. Выходная (*а*) и входная (*б*) характеристики для построения передаточной характеристики (*в*) транзистора

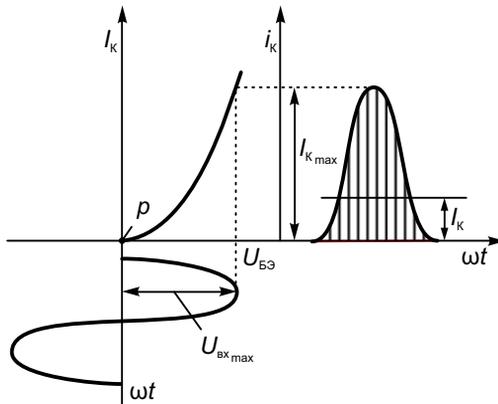
Возможны различные режимы рабочего участка этой характеристики. Рассмотрим их подробнее.

**Режим А** — это режим, при котором исходная рабочая точка  $p$  (когда входной сигнал равен нулю) располагается примерно на середине линейного участка характеристики (рис. 5.10). В этом режиме в состоянии покоя через транзистор течет срав-

нительно большой постоянный ток  $I_{Kp}$ , а амплитуда переменной составляющей тока  $I_{Kmax}$  меньше или равна этому току. При этом форма выходного сигнала повторяет форму входного и нелинейные искажения минимальные. Но КПД каскада составляет лишь 20–30 %, потому что полезная мощность определяется только переменной составляющей выходного тока, а потребляемая каскадом мощность — суммой переменной  $I_{Kmax}$  и постоянной  $I_{Kp}$  составляющих выходного тока.

Рис. 5.10. Режим *A* работы усилительного каскада

**Режим В** — это режим, при котором исходная рабочая точка совпадает с началом координат, т. е. в состоянии покоя выходной ток равен нулю (рис. 5.11).

Рис. 5.11. Режим *B* работы усилительного каскада

При подаче на вход синусоидального сигнала ток в выходной цепи протекает лишь в течение половины периода и имеет форму импульсов. КПД каскада в этом режиме достигает 60–70 %, так как постоянная составляющая  $I_K$  коллекторного тока (определяется по заштрихованной площади как среднее за период значение тока) значительно меньше, чем в режиме *A*. Однако форма усиленного сигнала слишком искажена.

**Режим АВ** занимает промежуточное положение (рис. 5.12). Такой режим позволяет уменьшить нелинейные искажения при применении двухтактных выходных каскадов.

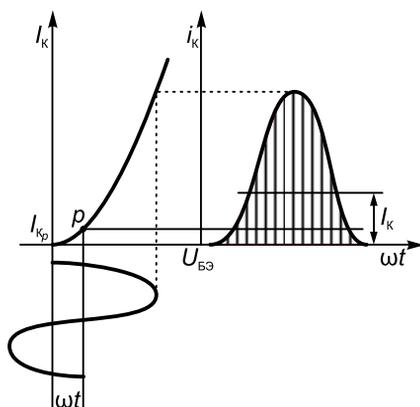


Рис. 5.12. Режим *AB* работы усилительного каскада

### Однотактные и двухтактные выходные каскады

Выходные каскады выполняют одно- и двухтактными. В однотактных каскадах имеется только один мощный усилительный транзистор, который работает как в положительный полупериод синусоиды, так и в отрицательный; в двухтактных каскадах — два мощных транзистора, которые работают по очереди.

**Однотактный каскад.** Схема однотактного выходного каскада аналогична схеме, приведенной на рисунке 5.4. Нагрузка включается вместо резистора  $R_K$ , а разделительный конденсатор  $C_{p2}$  отсутствует. Однотактный каскад, работающий в режиме *A*, обеспечивает минимальные нелинейные искажения, но обладает рядом *недостатков*: низким КПД, невозможностью применения в режимах *B* и *AB* из-за больших нелинейных искажений. Ввиду

этих недостатков однотактные каскады применяют только при относительно небольших мощностях нагрузки.

**Двухтактный каскад.** Позволяет избавиться от недостатков, присущих однотактному каскаду. Такие каскады выполняют на транзисторах, включенных по схемам с общим эмиттером или общим коллектором.

Обычно в предварительных каскадах усилителей обеспечивается необходимое усиление входного сигнала по напряжению, а в выходном каскаде происходит усиление по току, мощности и обеспечивается низкое выходное сопротивление. В этом случае часто в качестве выходного каскада используют двухтактный эмиттерный повторитель (рис. 5.13). Входной сигнал проходит через разделительные конденсаторы и поступает на базы транзисторов VT1 и VT2 разных типов проводимости (VT1 – типа  $p-n-p$ , а VT2 – типа  $n-p-n$ ). Транзистором VT1 управляет положительное напряжение, а VT2 – отрицательное. Положительный полупериод синусоиды входного сигнала усиливается транзистором VT1. В это время транзистор VT2 закрыт и ток в нагрузку течет по цепи корпус –  $R_H$  – эмиттер VT1 – коллектор VT1 – ( $-E_K$ ). В отрицательный полупериод транзисторы меняются ролями и работает транзистор VT2, а VT1 закрыт. Ток в нагрузке течет по цепи  $+E_K$  – коллектор VT2 – эмиттер VT2 –  $R_H$  – корпус.

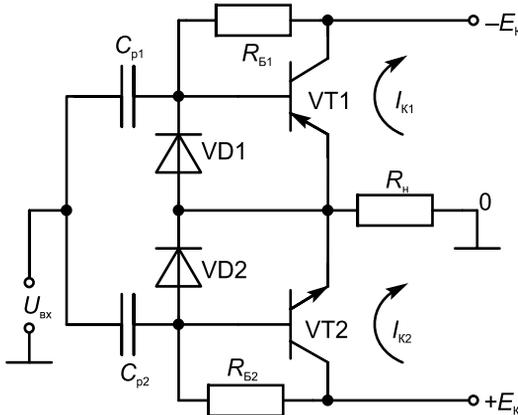


Рис. 5.13. Двухтактный эмиттерный повторитель

Для того чтобы обеспечить положение рабочей точки транзисторов, необходимо установить в состоянии покоя напряжения

смещения на базах транзисторов. Для этого используют цепочки: резистор  $R_{б1}$  – диод VD1 – для транзистора VT1; резистор  $R_{б2}$  – диод VD2 – для транзистора VT2. Протекающий в них ток обеспечивает необходимое напряжение смещения на база-эмиттерных переходах транзисторов.

Схему двухтактного эмиттерного повторителя можно разделить на две симметричные части – верхнюю и нижнюю, которые называются плечами каскада. Транзисторы в данном каскаде работают в режиме *AB*. Хотя каждое плечо даст большое искажение синусоидального сигнала (только в одном полупериоде), вместе они формируют результирующий ток, имеющий синусоидальную форму. Режим *AB* в двухтактном эмиттерном повторителе обеспечивает низкие нелинейные искажения и высокий КПД – около 70 %. Недостатком двухтактных каскадов является то, что параметры мощных транзисторов, используемых в разных плечах, должны иметь близкие характеристики.

## 5.5. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Усилители мощности являются оконечными, т. е. выходными, каскадами многокаскадного усилителя и служат для передачи потребителю заданной или максимально возможной мощности. Основные их параметры: выходная мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку, КПД, коэффициент гармоник. Данные параметры существенно зависят от режима работы выходного каскада.

Как уже отмечалось, различают три основных режима работы выходного усилительного каскада: *A*, *B* и *AB*.

### Однотактные усилители мощности

Однотактные усилители обычно работают в режиме *A* и используются в предварительных каскадах усилителей мощности. При резисторной нагрузке их выполняют так же, как и усилители напряжения. При низкоомных нагрузках для увеличения КПД однотактные усилители мощности строят по трансформаторной схеме (рис. 5.14, *a*). Так как сопротивление первичной обмотки трансформатора  $T$  постоянному току мало, то нагрузочная характеристика по постоянному току проходит почти вертикально. Нагрузка по переменному току образуется приведенным сопротивлением  $R'_н$ , которое определяют из выражения:

$$R'_H = r_H = R_H / n_{\text{тр}}^2,$$

где  $n_{\text{тр}} = W_2 / W_1$  — коэффициент трансформации ( $W_1$  и  $W_2$  — число витков в обмотках I и II соответственно).

Выходная динамическая характеристика пройдет через точку  $A$ , характеризующую режим покоя, и точку, лежащую на оси  $U_{\text{КЭ}}$  при напряжении

$$E'_K = U_{\text{КЭ}0} + I_{\text{К}0} R'_H \approx E_K + I_{\text{К}0} R'_H,$$

как показано на рисунке 5.14, б.

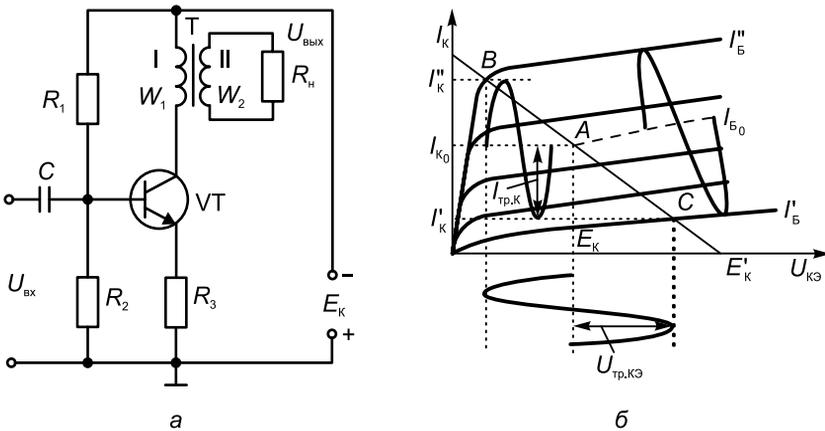


Рис. 5.14. Схема однотактного трансформаторного усилителя (а) и его характеристики (б)

При соответствующем выборе коэффициента трансформации можно получить  $I_{\text{К}0} R'_H = E_K$ . Тогда в предельном случае  $U_{\text{тр,К}} = E_K$ ,  $I_{\text{тр,К}} = I_{\text{К}0}$  и КПД

$$\eta = 0,5 \frac{I_{\text{тр,К}} U_{\text{тр,КЭ}}}{I_{\text{К}0} E_K} \leq 0,5.$$

Кроме более высокого КПД *достоинством* трансформаторного усилителя мощности являются простота изменения фазы выходного напряжения и возможность использования низковольтного источника питания, так как вследствие малого падения напряжения на обмотке трансформатора в режиме покоя  $U_{\text{КЭ}0} \approx E_K$ .

К *недостаткам* трансформаторного усилителя мощности относят значительные габариты и массу, большие затраты труда и

дефицитных материалов при изготовлении, существенную зависимость параметров трансформатора от частоты усиливаемого сигнала, чувствительность к магнитным полям, что приводит к появлению в обмотках трансформатора паразитных ЭДС, создающих дополнительный фон. В связи с этим в настоящее время трансформаторные усилители не используют.

### **Двухтактные усилители мощности**

Двухтактные усилители мощности могут быть трансформаторными и бестрансформаторными.

**Двухтактный трансформаторный усилитель мощности** представляет собой два однотактных каскада с общими цепями нулевого потенциала и с общим выходным трансформатором, имеющим выведенную среднюю точку первичной обмотки. Входные напряжения, поступающие на базы транзисторов каждого плеча, должны быть сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ , что обеспечивается применением на входе усилителя мощности фазоинверсного каскада или входного трансформатора с выводом от середины вторичной обмотки (рис. 5.15, а). Вследствие такого построения входной цепи активные элементы VT1 и VT2 работают поочередно, каждый лишь в течение одного полупериода входного гармонического напряжения. На рисунке 5.15, б показаны графики напряжений и токов. Через первичную обмотку трансформатора T2 токи протекают в каждый полупериод входного напряжения, а ток первичной обмотки  $i_j = i_{K1} - i_{K2}$  при гармоническом входном напряжении также оказывается гармоническим. В двухтактном усилителе КПД может достигать 78 %, что в 1,5 раза больше максимально возможного КПД в однотактном трансформаторном усилителе мощности.

При работе транзисторов двухтактного усилителя мощности в режиме В нелинейные искажения оказываются значительными. Это вызвано нелинейностью входных характеристик транзисторов. Так, согласно рисунку 5.16, при отсутствии прямого смещения эмиттерных переходов при малых напряжениях  $U_{БЭ}$  базовые токи транзисторов VT1 и VT2 практически не изменяются. В результате между положительным и отрицательным полупериодами результирующего базового тока, протекающего через вторичную обмотку входного трансформатора T1, образуется небольшой горизонтальный участок – ступенька. Подобную форму будет иметь и результирующий ток, протекающий через первич-

ную обмотку выходного трансформатора Т2. Такие нелинейные искажения называют искажениями типа «ступенька».

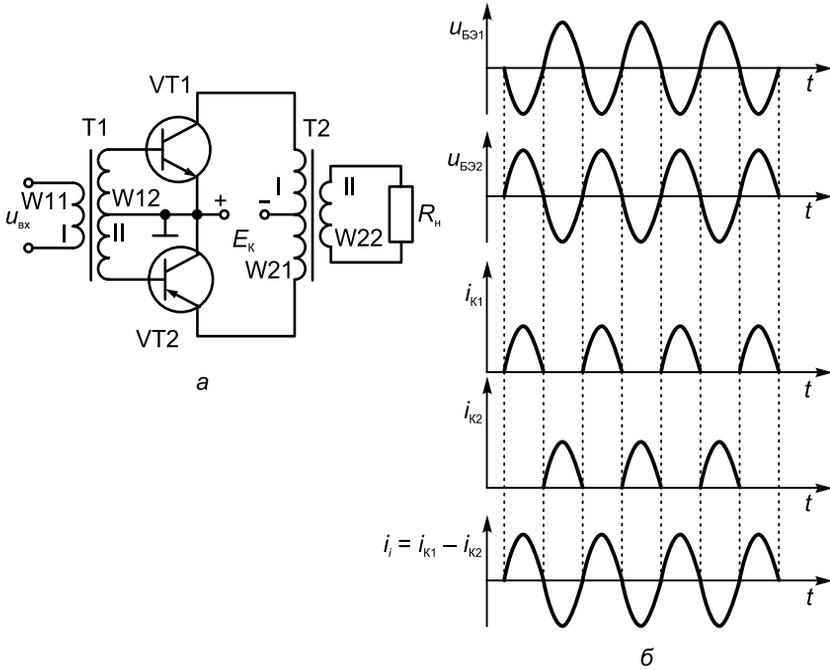


Рис. 5.15. Схема двухтактного трансформаторного усилителя (а) и графики напряжений и токов электродов (б)

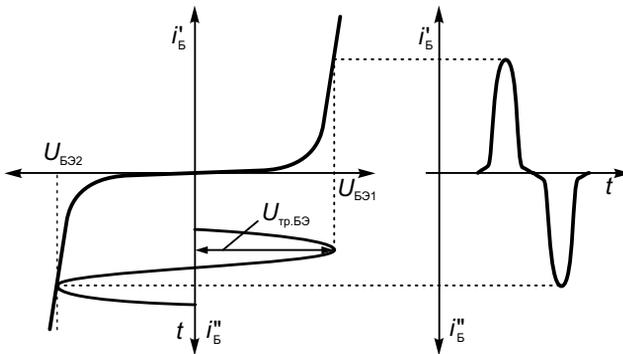


Рис. 5.16. Графики образования нелинейных искажений типа «ступенька»

Для исключения нелинейных искажений типа «ступенька» в усилителе применяют режим *AB*. С этой целью используют делитель, реализованный при помощи резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , образующих общую цепь смещения для обоих транзисторов VT1 и VT2, на базы которых подают небольшое прямое напряжение (рис. 5.17, *а*). Благодаря этому рабочая точка каждого транзистора в режиме покоя оказывается в начале линейного участка входной динамической характеристики (рис. 5.17, *б*).

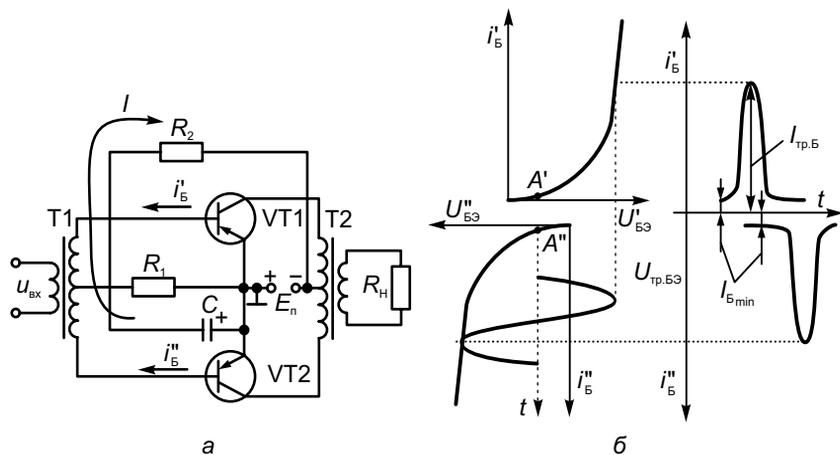


Рис. 5.17. Схема двухтактного каскада с элементами, обеспечивающими устранение нелинейных искажений типа «ступенька» (*а*), и графики, поясняющие его работу (*б*) ( $E_n$  — источник питания)

Двухтактным трансформаторным усилителям мощности присущи те же недостатки, что и однотактным. Поэтому в настоящее время широко применяют двухтактные бестрансформаторные усилители мощности.

**Двухтактные бестрансформаторные усилители мощности** могут иметь два отдельных или один общий вход, два или один источник питания.

На рисунке 5.18, *а* приведена схема двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности с двумя отдельными входами и двумя источниками питания. Под действием противофазных входных напряжений транзисторы VT1 и VT2 работают поочередно, и ток через нагрузку протекает в каждый полупериод входных напряжений.

Схема однофазного двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности приведена на рисунке 5.18, б. Объединение двух входов в один в таком усилителе достигнуто за счет использования в нем комплементарных транзисторов (т. е. транзисторов с близкими параметрами, но разной структурой:  $p-n-p$  и  $n-p-n$ ).

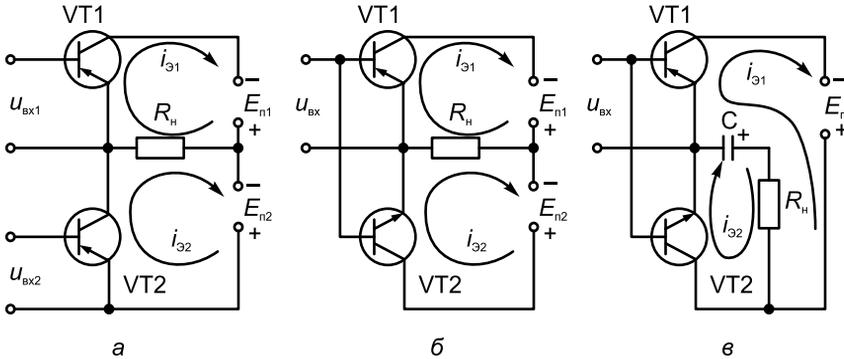


Рис. 5.18. Схемы двухтактных бестрансформаторных усилителей

В усилителе мощности, приведенном на рисунке 5.18, в, используется один источник питания. Роль второго источника питания выполняет балансирующий конденсатор  $C$ . Ток  $i_{\Theta 1}$ , протекающий через открытый транзистор  $VT1$  во время отрицательного полупериода входного напряжения, заряжает этот конденсатор. Во время положительного полупериода входного напряжения открывается транзистор  $VT2$  и через него протекает ток  $i_{\Theta 2}$ . Так как в это время транзистор  $VT1$  закрыт, то в качестве источника питания для  $VT2$  используется заряд балансирующего конденсатора  $C$ . При одинаковых параметрах транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  токи  $i_{\Theta 1}$  и  $i_{\Theta 2}$ , протекающие через транзисторы и нагрузку  $R_H$ , также одинаковы, и конденсатор  $C$  заряжается до половины напряжения источника  $E_n$ , т. е.  $U_C = E_n/2$ . Так как при открытом транзисторе  $VT1$  напряжения  $U_C$  и  $E_n$  включены встречно, то результирующее напряжение, питающее коллекторную цепь транзистора  $VT1$ , также равно  $E_n/2$ :

$$E_{K1} = E_n - U_C = E_n - E_n / 2 = E_n / 2$$

В настоящее время широко применяют следующие схемы бестрансформаторных усилителей мощности: с параллельным

возбуждением однофазным напряжением одиночных оконечных транзисторов (рис. 5.19, *а*) и с параллельным возбуждением однофазным напряжением составных оконечных транзисторов (рис. 5.19, *б*).

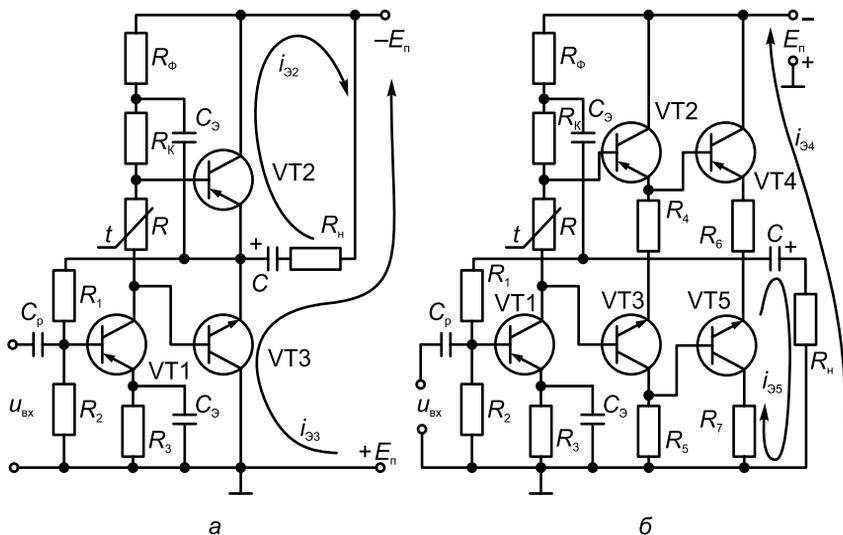


Рис. 5.19. Схемы бестрансформаторных усилителей мощности с одиночными (*а*) и составными (*б*) выходными транзисторами

### Контрольные вопросы и задания

1. Назовите основную функцию электронного усилителя.
2. Какого вида зависимости принято называть входной и выходной характеристиками усилителя?
3. Почему для усилителя важно большое входное сопротивление и малое выходное?
4. В чем причина возникновения нелинейных искажений усилителя?
5. Почему колебания выходного напряжения в усилительном каскаде с общим эмиттером сдвинуты по фазе относительно колебаний входного?
6. Какое состояние электронного усилителя называют рабочей точкой?
7. Какие режимы усилителя на биполярном транзисторе принято обозначать как *A*, *B*, *AB*?

8. Как дифференциальный каскад реагирует на синфазный и противофазный сигналы и почему?
9. Каковы функции разделительных цепей, присутствующих обычно в схемах с электронными усилителями?
10. Что понимают под обратной связью в схеме усилителя?
11. В чем заключается отрицательная обратная связь?
12. Каковы основные функции повторителей в многокаскадных схемах?
13. С какой целью в одноктактных усилителях мощности в качестве нагрузки применяют трансформатор?
14. Какова причина появления нелинейных искажений типа «ступенька» в двухтактных усилителях мощности? Каким способом устраняют эти искажения?
15. В чем преимущества двухтактных бестрансформаторных усилителей мощности перед трансформаторными?
16. Почему в усилителях средней и большой мощности в оконечных каскадах часто применяют не одиночные, а составные транзисторы?

## ГЛАВА 6. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

---

### 6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

По принципу действия операционный усилитель (ОУ) аналогичен обычному и также предназначен для усиления напряжения или мощности входного сигнала. Однако свойства и параметры обычного усилителя полностью определены его схемой, в то время как свойства и параметры ОУ обусловлены преимущественно параметрами цепи обратной связи.

ОУ обеспечивает усиление как медленно, так и быстро меняющихся сигналов, спектр частот которых может быть от нуля до нескольких мегагерц. Он имеет очень высокий коэффициент усиления по напряжению, высокое входное и низкое выходное сопротивление, очень низкий входной ток — доли микроампер и даже наноампер ( $10^{-9}$  А). Ранее подобные высококачественные усилители использовали исключительно в аналоговых вычислительных устройствах для выполнения таких математических операций, как суммирование и интегрирование, что и определило их название — операционные усилители.

В настоящее время ОУ на рынке доступны в блочном исполнении: в один чип могут быть встроены два или даже четыре таких усилителя. Данные схемы изготавливают с использованием биполярных транзисторов, полевых транзисторов MOSFET, JFET, CMOS или их комбинаций в едином твердотельном устройстве.

### 6.2. СВОЙСТВА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Обозначение ОУ на принципиальных электрических схемах и пояснение принципа действия ОУ и схем на его основе приведены на рисунке 6.1, а, б.

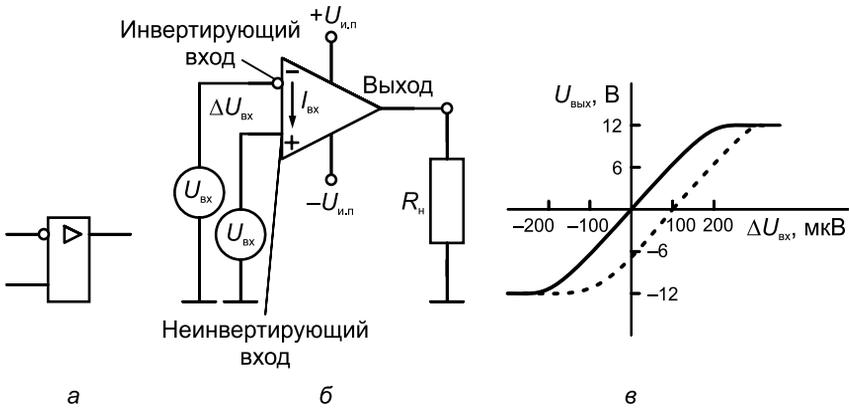


Рис. 6.1. Условное обозначение (а), обозначение ОУ на функциональных схемах (б); зависимость выходного напряжения от дифференциального входного сигнала (в)

ОУ представляет собой устройство с пятью выводами: двумя входными ( $U_{вх+}$ ,  $U_{вх-}$ ), одним выходным ( $U_{вых}$ ) и двумя выводами источника питания ( $+U_{и.п}$ ,  $-U_{и.п}$ ). Входные выводы отмечены знаками «+» и «-», что, однако, обозначает не полярность, а реакцию выхода на полярность поданного входного сигнала. Входной вывод «+» называют **неинвертирующим**, что свидетельствует о наличии положительного сигнала на выходе при положительном сигнале на входе. Соответственно, отрицательный сигнал на входе приводит к отрицательному сигналу на выходе. Вход называют **инвертирующим**, если положительному сигналу на входе соответствует отрицательный сигнал на выходе. Соответственно, отрицательный вход приводит к положительному сигналу выхода. Заметим, что когда входной сигнал подан на один входной вывод, второй входной вывод заземлен. Положительный вывод источника электропитания подключают к  $+U_{и.п}$  ( $+V_S$ , обычно обозначают как  $+V_{CC}$ ), а отрицательный — к  $-U_{и.п}$  ( $-V_S$ , принято обозначать  $-V_{EE}$ ). Как правило, стандартные ОУ работают с напряжением питания  $\pm 15$  В.

Идеальных ОУ не существует. Для того чтобы можно было оценить, насколько тот или иной из них близок к идеальному, приводят технические характеристики усилителей.

**Дифференциальный коэффициент усиления** ОУ определяют по формуле

$$\Delta K_D = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}+} - U_{\text{ВХ}-}} = \begin{cases} \Delta U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}+} & \text{при } U_{\text{ВХ}-} = \text{const}, \\ \Delta U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}-} & \text{при } U_{\text{ВХ}+} = \text{const}. \end{cases}$$

Данный коэффициент имеет конечную величину от  $10^4$  до  $10^6$  и название **собственного коэффициента усиления ОУ**, т. е. усиления при отсутствии обратной связи.

На рисунке 6.1, в приведена типовая зависимость выходного напряжения усилителя от входного сигнала. В диапазоне от  $-12$  до  $+12$  В оно зависит от  $\Delta U_{\text{ВХ}}$  почти линейно. Нелинейность наблюдается только при приближении к границам диапазона. Данный диапазон выходного напряжения называют **областью усиления**. В **области насыщения** с ростом  $\Delta U_{\text{ВХ}}$  увеличения выходного напряжения не происходит. Границы области усиления отстоят приблизительно на 3 В от соответствующих положительного и отрицательного напряжений питания. При работе ОУ с напряжением питания  $\pm 15$  В типовой диапазон области усиления по выходному напряжению составляет  $\pm 12$  В.

Идеальный ОУ при входном сигнале  $\Delta U_{\text{ВХ}} = 0$  должен иметь нулевое значение выходного напряжения. У реального усилителя (его характеристика показана пунктирной линией на рис. 6.1, в) при нулевом входном сигнале на выходе присутствует ненулевое выходное напряжение. Для того чтобы сделать выходное напряжение равным нулю, необходимо на вход ОУ подать некоторое напряжение, которое называют **напряжением смещения нуля**  $U_0$  (составляет обычно несколько милливольт).

Поскольку ОУ выполняют на основе полупроводников, его характеристики зависят от температуры. Так, с уменьшением температуры резко снижается коэффициент усиления. Изменение температуры воздействует на величину напряжения смещения нуля и входной ток усилителя, а это оказывает влияние на точность работы схем на основе ОУ.

Влияние температуры оценивают такими характеристиками реального усилителя, как температурный дрейф напряжения смещения нуля и температурный дрейф входного тока. У лучших ОУ температурный дрейф напряжения смещения нуля составляет от единиц до долей микровольт на  $1^\circ\text{C}$ , а дрейф входного тока — от долей наноампер до единиц пикоампер ( $10^{-12}$  А) на  $1^\circ\text{C}$ .

Кроме температуры, еще одним фактором, изменяющим параметры ОУ, является время работы. С течением времени про-

исходит дрейф напряжения смещения нуля и входного тока ОУ. Однако эти параметры усилителя очень трудно нормировать.

### 6.3. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Технические характеристики ОУ определяют почти исключительно по внешним компонентам, присоединяемым к его выводам, например коэффициент усиления по напряжению, входное и выходное сопротивление зависят от значений и стабильности внешних компонентов. Таким образом, различные характеристики усилителя могут быть настроены для соответствия определенным требованиям путем задания небольшого числа внешних компонентов.

Параметры ОУ, представленных в таблице, разделены на группы максимально допустимых значений параметров, входных, выходных и динамических параметров. Название и обозначение в таблице даны в соответствии с принятыми международными обозначениями, которые приводят в справочных данных (*datasheet*) изготовителя ОУ.

Параметры ОУ

Параметр	Обозначение	Определение
<b>Максимальные значения</b>		
Напряжение питания	$V_S$	Максимальное напряжение (положительное или отрицательное), которое может быть подано на выводы ОУ от источника питания
Рассеиваемая мощность	$P_D$	Максимальная мощность, которую способен рассеять ОУ
Дифференциальное входное напряжение	$V_{IDR}$	Максимальное напряжение, которое может быть приложено между входными выводами «+» и «-»
Входное напряжение	$V_{IR}$	Максимальное входное напряжение, которое одновременно может быть приложено между входом и землей (общей точкой источников питания)
Рабочая температура	$T_J$	Диапазон температур перехода, в пределах которого ОУ функционирует в соответствии с паспортными данными

Параметр	Обозначение	Определение
Время короткого замыкания на выходе	$t_{SC}$	Наибольший интервал времени, на которое выход ОУ может быть замкнут на любой из выводов источника питания
<b>Входные параметры</b>		
Напряжение компенсации дрейфа нуля	$V_{ID}$	Напряжение, которое необходимо подать на один вход, чтобы получить нулевое напряжение выхода
Входной ток смещения	$I_{IB}$	Средние токи обоих входов. В идеальном случае оба входных тока смещения равны
Выходной ток компенсации дрейфа нуля	$I_{ID}$	Разность двух входных токов смещения, при которой выходное напряжение равно нулю
Диапазон синфазных входных напряжений	$V_{ICR}$	Диапазон входных напряжений между объединенными входами и землей
Входное сопротивление	$Z_I$	Сопротивление, измеренное со стороны любого входа при заземленном другом входе
<b>Выходные параметры</b>		
Выходное сопротивление	$Z_O$	Сопротивление, измеренное со стороны выхода ОУ
Выходной ток короткого замыкания	$I_{SC}$	Максимальный выходной ток, отдаваемый ОУ в цепь нагрузки
Максимальная амплитуда выходного напряжения	$V_O$	Максимальное значение выходного напряжения, которое ОУ может обеспечить на выходе без насыщения или отсечки
Коэффициент усиления большого сигнала	$Y_{VOL}$	Отношение максимального выходного напряжения к вызвавшему его изменению входному напряжению от нуля до оговоренного уровня
<b>Динамические параметры</b>		
Коэффициент усиления разомкнутой схемы	$A_{OL}$	Отношение выходного напряжения ОУ к входному напряжению без внешних обратных связей
Скорость изменения выходного напряжения при единичном усилении	$S_L$	Скорость изменения выходного напряжения ОУ на частоте, при которой коэффициент усиления равен единице

Группы параметров, названные выше, не обязательны для использования, однако ключевые параметры приводят в справочных данных всех изготовителей.

В качестве примера рассмотрим справочные данные для ОУ серии МС34071, выпускаемых корпорацией «*ON Semiconductor*» (см. приложение). Данная серия включает модификации МС34071 или МС33071, которые представляют один ОУ в корпусе, а также модификации МС34072 или МС33072, которые представляют собой два ОУ в одном корпусе, либо модификации МС34074 или МС33074, которые уже имеют четыре ОУ в одном корпусе. Различие между усилителями модификаций МС34xxx и МС33xxx – рабочий диапазон окружающих температур: для модификации МС33xxx – от  $-40$  до  $+85$  °С, а для модификации МС34xxx – от  $-40$  до  $+125$  °С. Кроме того, суффикс «А» включают в название ОУ, если он предназначен для использования в военной и космической отрасли. Как правило, это означает, что изготовитель гарантирует соответствие характеристик устройства при работе во всем температурном диапазоне с высокой отказоустойчивостью.

Большинство данных представлены в таблице, которая определяет номер ОУ, включая суффиксы для определения его температурного диапазона и типа корпуса.

Внутреннее схемотехническое решение позволяет получить ясное представление об устройстве ОУ. При этом также приведены вывод и распиновка (цоколевка) схем ОУ в этом ряду. Надо отметить, что в одиночном усилителе некоторые внутренние узлы микросхемы выводятся на так называемые «нулевые штырьки», для того чтобы иметь возможность добавить внешний потенциометр установки нуля, как приведено в справочных данных. У модулей с двумя и четырьмя ОУ в одном корпусе дополнительный резистор размещают внутри корпуса, а величину сопротивления устанавливает производитель микросхемы.

В справочных данных изготовитель заявляет, что представленная серия ОУ будет работать от единственного источника питания с напряжением 3–44 В. Это означает, что отрицательный вывод источника питания, обозначенный как  $-V_{EE}$ , соединяется с землей, а положительный ( $+V_{CC}$ ) – с положительным выводом источника напряжения 3–44 В. В справочных данных показано также подключение единственного источника напряжения питания и двух источников питания.

При использовании справочных данных следует обратить особое внимание на указанную размерность, потому что размерности всех величин, участвующих в вычислениях, должны быть приведены в соответствие. Например, в электрических характеристиках в приложении усиление разомкнутой схемы ОУ приведено в В/мВ. Согласно справочным данным, типичное значение для  $A_{VOL}$  ( $K_D$ ) – 100 V/mV, но когда применяют коэффициент усиления, обычно используют безразмерную величину. Таким образом, в данном примере усиление составляет 100 000. Кроме того, токи могут быть приведены в миллиамперах (мА), микроамперах (мкА) или наноамперах (нА). При неправильном выборе единиц результат вычислений будет ошибочен.

В справочных данных не определяется максимальная мощность рассеивания как параметр, но приводится характеристическая кривая, связанная с окружающей температурой. Наибольшая рассеиваемая мощность зависит не только от окружающей температуры, но и от вида корпуса. Зависимости снижения мощности с ростом температуры приведены для 8- и 14-штырьковых пластиковых корпусов с двумя рядами выводов (DIP), а также для поверхностного монтажа (SOIC).

Следует уметь использовать справочные данные, приводимые производителем в спецификациях (*datasheet*), как правило, изложенных на английском языке с применением международных условных графических и символьно-буквенных обозначений.

Идеально потенциал выхода ОУ должен быть в состоянии принимать любое значение между выводами источника питания  $+V_{CC}$  и  $-V_{EE}$ . Однако если уровень входного сигнала будет настолько велик, что расчетное значение выходного сигнала выйдет за пределы уровней источников питания, то сигнал выхода будет ограничен напряжением питания. Это называют *насыщением выхода*, или *ограничением выхода*. Типичное значение падения напряжения на внутренних цепях ОУ составляет около 2 В от общего напряжения питания. Таким образом, размах выходного напряжения усилителя с питанием  $\pm 15$  В составит примерно  $\pm 14$  В или 28 В от пика до пика (в международной литературе принято обозначение  $V_{PP}$ ). Уменьшение напряжения от пика до пика на 2 В при питании от источника  $\pm 15$  В принимает значение

$$V_{PP} = 30 \text{ В} - 2 \text{ В} = 28 \text{ В}.$$

Пользуясь справочными данными, можно, например, определить наибольшую двойную амплитуда напряжения (от пика до

пика), если использован ОУ МС34071 и сопротивление нагрузки на выходе составляет  $R_L = 10$  кОм.

Так, в справочных данных для ОУ серии МС34071 (см. приложение) в столбцах «Non-Suffix» для наибольшего размаха выходного напряжения указано, что высокий уровень выходного напряжения  $V_{OH}$  составляет 14 В, а низкий уровень  $V_{OL} = -14,7$  В. Поэтому максимальное напряжение двойной амплитуды составит 28,7 В. Кроме того, следует учесть, что это напряжение является функцией нагрузки. Наибольшая двойная амплитуда на 3 В меньше полного напряжения источников питания, следовательно

$$V_{pp} = 28 \text{ В} - 3 \text{ В} = 25 \text{ В}.$$

#### 6.4. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для анализа работы схем на основе ОУ примем два допущения:

1) поскольку ОУ имеет очень высокий собственный коэффициент усиления  $K_D$  (около  $10^5$ ), а его выходное напряжение может изменяться, например от  $-12$  до  $+12$  В, то его входной сигнал  $\Delta U_{вх} = \Delta U_{вых} / K_D$  не превышает долей милливольт. Поэтому для анализа схем можно принять, что потенциалы на инвертирующем и неинвертирующем входах практически равны;

2) поскольку входной ток реального усилителя составляет доли микроампер, можно считать, что он практически равен нулю.

Рассмотрим схему, приведенную на рисунке 6.2, а. Так как один из входов соединен с корпусом, потенциал которого принят за нуль, потенциал точки  $A$  (по первому допущению) тоже близок к нулю, а значит, ток через резистор  $R_1$  равен

$$I_1 = \frac{(U_{вх} - U_A)}{R_1} \approx \frac{(U_{вх} - 0)}{R_1} \approx \frac{U_{вх}}{R_1}. \quad (6.1)$$

В точке  $A$  ток  $I_1$  разделяется на  $I_{вх}$  и  $I_2$ . При этом, согласно второму допущению, током  $I_{вх}$  можно пренебречь, поэтому

$$I_2 = I_1 - I_{вх} \approx I_1. \quad (6.2)$$

Напряжение  $U_{вых}$  должно установиться таким, чтобы обеспечить ток  $I_2$ , протекающий через резистор  $R_2$  под действием разности потенциалов  $(U_A - U_{вых})$ , с учетом того, что  $U_A \approx 0$ ):

$$I_2 = \frac{(U_A - U_{\text{ВЫХ}})}{R_2} \approx \frac{-U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}. \quad (6.3)$$

Подставив формулы (6.1) и (6.2) в выражение (6.3), получим

$$-U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1} = K_U U_{\text{ВХ}},$$

т. е. коэффициент усиления схемы определяется только отношением сопротивлений и не зависит от собственного коэффициента усиления усилителя. Знак « $-$ » показывает, что подача сигнала на инвертирующий вход усилителя приводит к тому, что полярность выходного сигнала противоположна полярности входного, т. е. происходит ее инверсия. Приведенный анализ справедлив только при условии, что входной сигнал не превышает таких значений, при которых напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  находится на линейном участке характеристики усилителя.

На рисунке 6.2, б приведена схема, в которой  $U_{\text{ВХ}}$  подается на неинвертирующий вход ОУ. Ее анализ также легко провести с помощью указанных допущений.

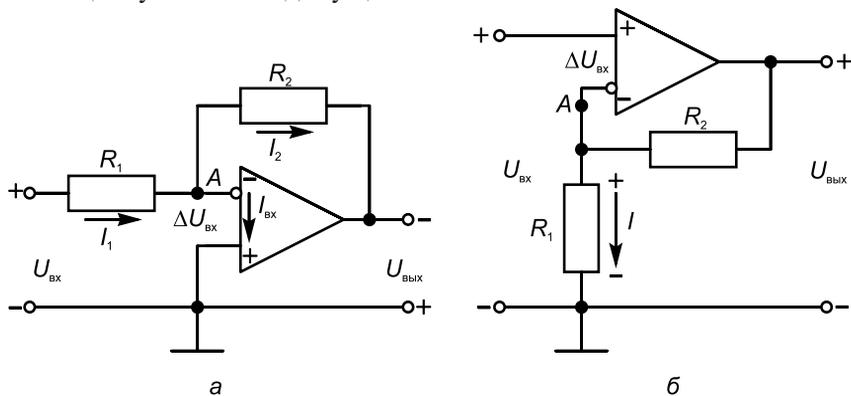


Рис. 6.2. Основные схемы инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) включения ОУ

При подаче  $U_{\text{ВХ}}$  указанной полярности напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  начнет возрастать до тех пор, пока не достигнет значения, при котором падение напряжения на резисторе  $R_1$  от появившегося тока  $I$  не создаст потенциал точки А, примерно равный  $U_{\text{ВХ}}$  (по первому допущению).

При  $U_A \approx U_{\text{вх}}$  окажутся выполненными оба допущения (точнее, оба условия, соответствующие установившемуся режиму работы ОУ):

$$U_{\text{вх}} \approx U_A = IR_1 = \frac{U_{\text{вых}} R_1}{R_1 + R_2}.$$

Отсюда коэффициент усиления схемы

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

В обеих схемах включения ОУ используется ООС. Действительно, в первой схеме выходное напряжение через резистор  $R_2$  подается на вход ОУ и вычитается из входного сигнала, подаваемого на вход через резистор  $R_1$ . Так как на инвертирующем входе осуществляется сравнение двух сигналов, эту точку называют суммирующей. Сопротивление  $R_1$  находится в прямой цепи, а сопротивление  $R_2$  – в цепи обратной связи. Таким образом, коэффициент усиления схемы, определяющийся соотношением  $R_2/R_1$ , зависит от параметров как цепи обратной связи, так и прямой цепи. Принцип действия ООС в схеме можно сформулировать следующим образом: за счет этой связи ОУ вынужден обеспечивать такую величину выходного напряжения, чтобы напряжение на его инвертирующем входе равнялось нулю.

Во второй схеме ООС формируется за счет того, что часть выходного напряжения с делителя подается на инвертирующий вход. Входное напряжение  $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} - U_A$  при этом уменьшается. Если представить коэффициент обратной связи  $K_{\text{о.с}}$  как отношение напряжения, подаваемого через обратную связь к выходному, то

$$K_{\text{о.с}} = \frac{U_A}{U_{\text{вых}}} = \frac{U_{\text{вых}} R_1}{(R_1 + R_2) U_{\text{вых}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Коэффициент усиления второй схемы, таким образом, полностью определяется коэффициентом обратной связи.

Особым для неинвертирующего усилителя является случай, когда коэффициент усиления схемы  $K_U = 1$ . Для этого выход ОУ непосредственно соединяют с инвертирующим входом, т. е.  $R_2 = 0$ , а связь с корпусом через сопротивление  $R_1$  исключается, т. е.  $R_1 = \infty$ . Подобную схему включения ОУ называют *следающей* и используют, когда источник сигнала имеет высокое внутреннее сопротивление. Благодаря тому, что ОУ имеет низкое выходное

сопротивление, схема обеспечивает преобразование сопротивлений. Разница между входным и выходным напряжением в схеме составляет несколько милливольт.

Все отклонения реального ОУ от идеального, несмотря на их малую величину, оказывают влияние на работу схем, выполненных на его основе. Особенно вредно это влияние сказывается в измерительных схемах, от которых требуется высокая точность и стабильность работы в течение достаточно долгого времени. Входные токи, напряжение смещения нуля и их температурный дрейф искажают выходной сигнал. Например, в схеме неинвертирующего усилителя (см. рис. 6.2, б) напряжение смещения нуля эквивалентно входному сигналу и усиливается точно с таким же коэффициентом усиления. Аналогично действует напряжение смещения нуля и в схеме инвертирующего усилителя.

Действие входного тока удобно рассмотреть с помощью схемы инвертирующего усилителя. Действительно, при отсутствии входного тока ток цепи обратной связи определяется только входным сигналом. Но входной ток усилителя добавляется к этому току и, следовательно, искажает выходной сигнал на величину

$$\Delta U_i = i_{\text{вх}} R_2.$$

При настройке схем на основе ОУ искажения выходного сигнала, имеющие постоянную величину и не изменяющиеся под действием температуры и с течением времени, как правило, можно устранить с помощью регулировок. Но искажения, связанные с дрейфом, учесть при настройке не представляется возможным, поэтому важно, чтобы ОУ обладали малым дрейфом.

## 6.5. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Современные компьютеры позволяют с высокой точностью выполнять любые математические операции с числами. Однако на практике часто приходится оперировать с величинами, представленными в виде напряжения или тока. Так, большинство датчиков различных физических величин дают информацию об измеряемом параметре именно в таком виде. В этих случаях,

чтобы использовать компьютер, приходится применять **аналого-цифровые** (АЦП) и **цифроаналоговые** (ЦАП) **преобразователи**. Конечно, такие системы достаточно сложные и дорогостоящие, что не всегда экономически оправдано.

Аналоговая схемотехника на основе ОУ позволяет создавать различные вычислительные схемы весьма просто и эффективно. На основе ОУ могут быть реализованы четыре основных арифметических действия, операции дифференцирования и интегрирования, трансцендентные функции. Недостатком таких вычислительных схем является невысокая точность вычислений — не более 0,1 %. Однако такая точность в целом ряде случаев бывает вполне приемлемой.

**Схема суммирования.** Для суммирования нескольких напряжений можно применить ОУ в инвертирующем включении (рис. 6.3, а). Входные напряжения через резисторы  $R_1, \dots, R_n$  подают на инвертирующий вход усилителя, который в этой схеме является суммирующей точкой. Поскольку эта точка является виртуальным нулем (неинвертирующий вход заземлен, а  $\Delta U_{\text{вх}} \approx 0$ ), то токи, создаваемые входными напряжениями, будут суммироваться и течь через резистор  $R_{\text{о.с}}$ :

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{о.с}}}.$$

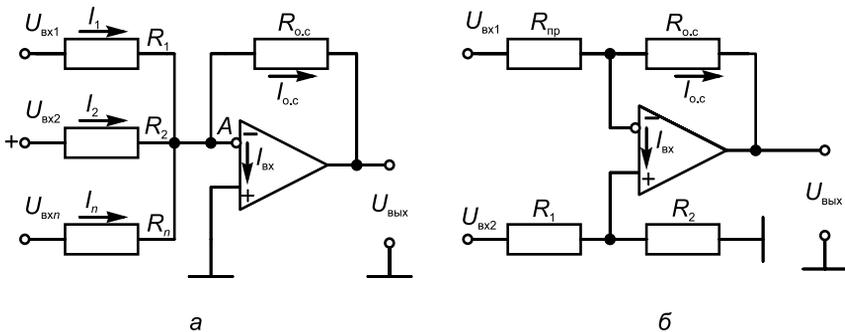


Рис. 6.3. Схемы суммирования (а) и вычитания (б)

Если сопротивления резисторов принять одинаковыми, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\sum_{i=1}^n U_i.$$

Суммирование входных напряжений можно также проводить с любым постоянным смещением: для этого на один из входов подают постоянное напряжение смещения.

**Схема вычитания.** На рисунке 6.3, б приведена схема, обеспечивающая вычитание двух напряжений:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_2 - U_1.$$

Если все сопротивления сделать одинаковыми, то при отсутствии второго напряжения, т. е.  $U_2 = 0$ , остается схема с инвертирующим включением усилителя (см. рис. 6.2, а), для которого

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{\text{о.с.}}}{R_{\text{пр}}} U_1 = -\frac{R}{R} U_1 = -U_1.$$

При отсутствии первого напряжения, т. е.  $U_1 = 0$ , усилитель должен создать на выходе такое напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$ , чтобы потенциалы на инвертирующем и неинвертирующем входах были равны. Потенциал на неинвертирующем входе равен

$$U_+ = \frac{U_2 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_2 R}{R + R} = \frac{U_2}{2}.$$

Потенциал на инвертирующем входе (см. рис. 6.2, б) равен

$$U_- = \frac{U_{\text{ВЫХ}} R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} R}{R + R} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{2}.$$

Таким образом,  $U_{\text{ВЫХ}} = U_2$ . Если же на обоих входах присутствуют сигналы, то  $U_{\text{ВЫХ}} = U_2 - U_1$ . Изменяя соотношение сопротивлений в делителях таким образом, чтобы  $R_{\text{пр}} = R_{\text{о.с.}}/\alpha$ ,  $R_1 = R_2/\alpha$ , а  $R_{\text{о.с.}} = R_2$ , операцию вычитания можно выполнять с коэффициентом  $\alpha$ :

$$U_{\text{ВЫХ}} = \alpha(U_2 - U_1).$$

Наконец, если во входных цепях инвертирующего и неинвертирующего входов включить схемы, подобные входной схеме суммирующего усилителя, и через резисторы подключить параллельно несколько входных напряжений, то можно получить схему сложения и вычитания большого числа сигналов

$$U_{\text{ВЫХ}} = \alpha \sum U_i - \beta \sum U_j,$$

где  $U_i$ ,  $U_j$  — сигналы в цепи неинвертирующего и инвертирующего входов соответственно.

**Схемы интегрирования и дифференцирования.** Схема интегратора может строиться на основе как инвертирующего, так и неинвертирующего усилителя. На рисунке 6.4, *а* приведена схема интегратора на основе инвертирующего усилителя.

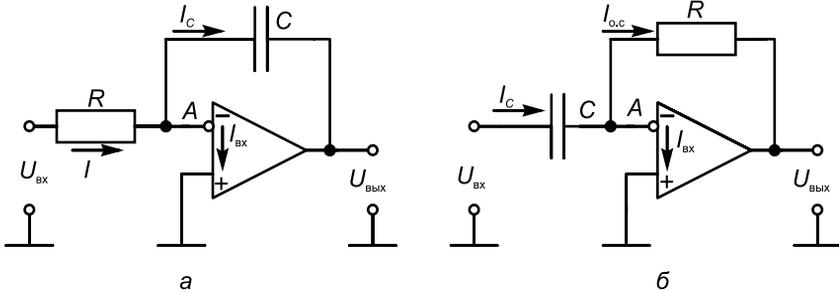


Рис. 6.4. Схемы интегрирования (*а*) и дифференцирования (*б*)

В цепь обратной связи вместо резистора включают конденсатор. Последний заряжается током, который на основании двух допущений (см. рис. 6.2, *а*) равен

$$I_c \approx I = \frac{U_{\text{вх}}}{R}.$$

Как известно из основ электротехники, ток, заряжающий конденсатор, определяется производной от разности напряжений на его обкладках:

$$I_c = C \frac{d(U_A - U_{\text{вых}})}{dt},$$

а учитывая первое допущение ( $U_A = 0$ ):

$$I_c = -\frac{d(U_{\text{вых}})}{dt}.$$

Приравняв оба выражения для тока  $I_c$ , получим

$$-C \frac{d(U_{\text{вых}})}{dt} = \frac{U_{\text{вх}}}{R}, \text{ или } \frac{d(U_{\text{вых}})}{dt} = \frac{1}{RC} U_{\text{вх}}.$$

Интегрируя это выражение, получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt.$$

Таким образом, выходное напряжение схемы пропорционально интегралу от входного напряжения. Значения сопротивления и емкости определяют постоянный коэффициент схемы интегрирования, что можно объяснить из чисто физических соображений. Чем больше  $R$  и  $C$ , тем меньше ток, заряжающий конденсатор, и тем больше величина его емкости, поэтому заряд конденсатора, а следовательно, и выходное напряжение будут нарастать медленнее (рис. 6.5, *a*).

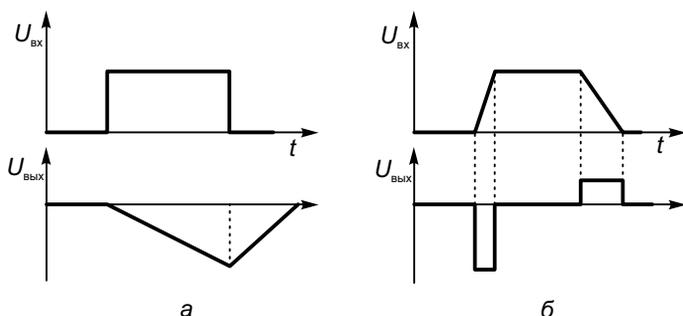


Рис. 6.5. Временная диаграмма зависимости выходного напряжения от входного в схемах интегрирования (*a*) и дифференцирования (*б*)

Для того чтобы иметь схему, обеспечивающую вычисление интеграла с высокой степенью точности, используют усилители с малыми входными токами и дрейфом напряжения смещения нуля, высокоточные резисторы и конденсаторы с малыми токами утечки.

Поменяв местами сопротивление и конденсатор в интеграторе (см. рис. 6.4, *a*), получим схему дифференцирования (рис. 6.4, *б*). Ток конденсатора (с учетом, что  $U_A = 0$ )

$$I_C = C \frac{d(U_{вх} - U_A)}{dt} \approx C \frac{d(U_{вх})}{dt},$$

а ток в цепи обратной связи по закону Ома

$$I_{o.c} = \frac{U_A - U_{вых}}{R} \approx -\frac{U_{вых}}{R}.$$

Согласно второму допущению эти токи можно считать равными

$$-\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R} = C \frac{d(U_{\text{ВХ}})}{dt},$$

откуда

$$U_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{d(U_{\text{ВХ}})}{dt}.$$

Таким образом, выходное напряжение в схеме пропорционально первой производной от входного напряжения (рис. 6.5, б).

Многие задачи описываются простыми дифференциальными уравнениями. Такие задачи можно решить, реализовав исходное дифференциальное уравнение с помощью аналоговых интегрирующих схем и измеряя установившееся выходное напряжение. Обычное дифференциальное уравнение — это зависимость функции  $y$  и ее производных от переменной  $x$ . Например, линейное дифференциальное уравнение второго порядка выглядит следующим образом:

$$y'' + k_1 y' + k_0 y = f(x).$$

Для решения уравнения производят замену переменной  $x$  на время  $t$ , т. е. приняв  $x = t/\tau$ . Тогда первая и вторая производные  $y' = dy/dx$  и  $y'' = d^2y/dx^2$  равны

$$y' = \frac{1}{x'(t)} \frac{dy}{dt} = \tau \frac{dy}{dt} \quad \text{и} \quad y'' = \tau^2 \frac{d^2y}{dt^2}.$$

Путем таких преобразований дифференциальное уравнение приводят к виду, который может быть реализован на основе схем интегрирования:

$$\tau^2 \frac{d^2y}{dt^2} + k_1 \tau \frac{dy}{dt} + k_0 y = f(t/\tau),$$

или

$$\tau \frac{d^2y}{dt^2} + k_1 \frac{dy}{dt} = -\frac{1}{\tau} [k_0 y - f(t/\tau)].$$

Интегрируя левую и правую части уравнения, получим

$$\tau \frac{dy}{dt} + k_1 y = -\frac{1}{\tau} \int [k_0 y - f(t/\tau)] dt.$$

Выражение в правой части уравнения реализуется с помощью интегратора. Обозначим его выходной сигнал переменной  $z$ , тогда

$$z = -\frac{1}{\tau} \int [k_0 y - f(t/\tau)] dt.$$

С использованием переменной  $z$  уравнение преобразуют к виду

$$\tau \frac{dy}{dt} + k_1 y = z, \text{ или } -\frac{dy}{dt} = -\frac{1}{\tau} (z - k_1 y).$$

Проинтегрировав обе части уравнения, получим

$$-y = -\frac{1}{\tau} (z - k_1 y) dt.$$

Правая часть этого уравнения, так же, как и в предыдущем случае, реализуется с помощью интегратора. Его выходной сигнал соответствует функции  $-y$ . Сигнал  $z$  поступает с выхода предыдущего интегратора, а сигнал  $-k_1 y$  — через обратную связь с собственного выхода.

Таким образом, для реализации дифференциального уравнения второго порядка требуются два интегратора и один инвертирующий усилитель (рис. 6.6). Инвертирующий усилитель нужен для изменения знака сигнала со второго интегратора, формирующего  $-y$ . Выходной сигнал с этого усилителя с коэффициентом  $k_0$  подается на вход первого интегратора.

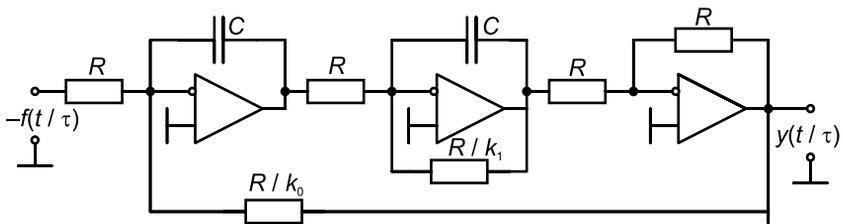


Рис. 6.6. Аналоговая схема решения дифференциального уравнения

## 6.6. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

На основе ОУ можно формировать сигналы, реализующие различные математические функции: логарифм, экспоненту, синус и косинус. Для этого либо используется нелинейность характеристик полупроводниковых приборов — транзисторов или ди-

одов, либо осуществляется аппроксимация функции полиномом или степенным рядом.

**Логарифм.** Для формирования выходного сигнала усилителя, пропорционального логарифму входного, можно использовать характеристику диода в схеме на рисунке 6.7, а.

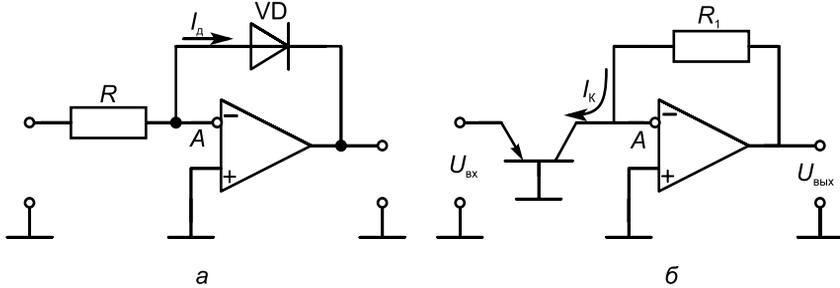


Рис. 6.7. Функциональные преобразователи:

а – логарифмический усилитель; б – экспоненциальный генератор

Взаимосвязь между прямым током диода  $I_{\text{пр}}$  и падающим на нем напряжением  $U_{\text{пр}}$  имеет следующий вид:

$$I_{\text{пр}} = I_{\text{обр}} \left( e^{U_{\text{пр}}/mU_T} - 1 \right),$$

где  $I_{\text{обр}}$  – обратный ток, образованный неосновными носителями;  $m$  – корректирующий множитель;  $U_T = kT/e_0$  – термический потенциал;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура;  $e_0$  – заряд электрона.

В рабочей области, где  $I_{\text{пр}} \gg I_{\text{обр}}$ , можно считать, что

$$I_{\text{пр}} = I_{\text{обр}} e^{U_{\text{пр}}/mU_T}.$$

Отсюда следует, что

$$U_{\text{пр}} = mU_T \ln(I_{\text{пр}} / I_{\text{обр}}).$$

Напряжение на диоде, по сути, равно выходному напряжению, только с обратным знаком  $U_{\text{вых}} = -U_{\text{пр}}$ . Ток в прямой цепи, создаваемый входным напряжением  $I_{\text{пр}} = U_{\text{вх}}/R$ , равен току в цепи обратной связи, т. е. прямому току диода, поэтому взаимосвязь выходного напряжения с входным имеет следующий вид:

$$U_{\text{вых}} = -mU_T \ln(U_{\text{вх}} / RI_{\text{обр}}).$$

Так как значения  $m$ ,  $U_T$ ,  $R$  и  $I_{обp}$  постоянны, выходное напряжение становится функцией только входного напряжения и пропорционально его логарифму.

Вместо диода в схемах логарифмического усилителя применяют также транзисторы, у которых зависимость коллекторного тока от напряжения  $U_{бэ}$  также имеет логарифмический вид.

**Экспонента.** На рисунке 6.7, б приведена схема функционального преобразователя, реализующего экспоненциальную функцию. Нелинейным элементом, на основе которого реализуется такое преобразование, является транзистор, включенный в прямую цепь ОУ. При отрицательном входном напряжении через транзистор будет течь ток

$$I_K = I_{K_0} e^{U_{бэ}/U_T}.$$

Выходное напряжение определяется падением напряжения на резисторе  $R_1$ , которое зависит от тока в цепи обратной связи  $U_{вых} = I_{о.с} R_1$ . Так как ток коллектора  $I_K$  равен току  $I_{о.с}$ , а напряжение  $U_{бэ}$  соответствует входному напряжению, только со знаком «-», то взаимосвязь между входным и выходным напряжениями будет иметь следующий вид:

$$U_{вых} = I_K R_1 = I_{K_0} R_1 e^{-U_{вх}/U_T}.$$

На основе логарифмических и экспоненциальных усилителей выполняют схемы для решения степенных уравнений. Логарифмические усилители также являются основой для схем аналогового умножения.

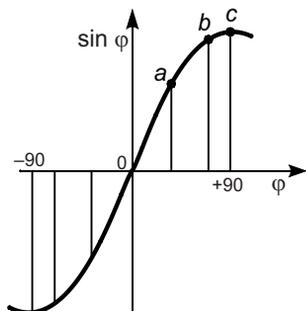


Рис. 6.8. Аппроксимация функции  $\sin$

**Функции синус и косинус.** Для того чтобы реализовать синусоидальную зависимость выходного напряжения от входного, используют *метод кусочно-линейной аппроксимации*.

График функции (рис. 6.8) в диапазоне от  $-90^\circ$  до  $+90^\circ$  аппроксимируется ломаной линией. Каждый линейный участок можно реализовать с помощью усилителя с соответствующим коэффициентом передачи. На первом участке от точки 0 до точки  $a$  коэффициент передачи входного напряжения самый

высокий. Когда входное напряжение достигнет второго участка (между точками  $a$  и  $b$ ), коэффициент передачи усилителя уменьшается и выходное напряжение растет медленнее, а на третьем участке между точками  $b$  и  $c$  – еще медленнее, пока входное напряжение не достигнет точки, соответствующей  $+90^\circ$ .

Так как коэффициент передачи усилителя зависит от соотношения сопротивлений в прямой цепи и цепи обратной связи, то изменять данный коэффициент можно путем динамического уменьшения сопротивления в одной из цепей с ростом входного напряжения. Для этого используют диоды, которые при достижении определенного значения напряжения открываются и подключают параллельно основному сопротивлению цепи дополнительные сопротивления.

### Контрольные вопросы и задания

1. Дайте определение входного тока смещения ОУ.
2. Дайте определение тока короткого замыкания выхода ОУ.
3. Почему для промышленных устройств использование ОУ в разомкнутых схемах непрактично?
4. Что такое ООС?
5. Что такое собственный коэффициент усиления ОУ?
6. Что произойдет, если на вход ОУ не будет подаваться напряжение смещения нуля?
7. Чем определяется коэффициент усиления инвертирующей схемы включения ОУ и почему он отрицательный?
8. Назовите основные допущения при анализе работы ОУ.
9. Определите коэффициент усиления неинвертирующей схемы включения ОУ.
10. Какие вычислительные схемы можно синтезировать на основе ОУ?
11. В чем сущность способа последовательного приближения в АЦП?

## ГЛАВА 7. ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

---

### 7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

**Электронный генератор** – это устройство для формирования незатухающих электрических колебаний различной формы, частоты и мощности.

Различают генераторы с внешним (независимым) возбуждением и с самовозбуждением.

**Генераторы с внешним возбуждением** – это резонансные усилители, работающие в режиме больших амплитуд.

**Генераторы с самовозбуждением**, называемые обычно **автогенераторами**, представляют собой автономные электронные устройства, в которых генерирование электрических колебаний происходит благодаря выполнению условий самовозбуждения. Автогенераторы, как правило, применяют в качестве задающих генераторов, колебания которых могут использоваться для возбуждения следующего, более мощного, каскада или генератора с внешним возбуждением.

### 7.2. УСЛОВИЯ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ ГЕНЕРАТОРА

Любой автогенератор электрических колебаний представляет собой усилитель, охваченный цепью положительной обратной связи (рис. 7.1). При этом часть выходного напряжения  $\dot{U}_{\text{о.с}}$  через цепь положительной обратной связи (ПОС) поступает на вход усилителя в фазе с входным напряжением, обеспечивающим заданное значение  $\dot{U}_{\text{вых}}$ . Для того чтобы амплитуда выход-

ного напряжения не изменилась, должно быть выполнено условие  $\dot{U}_{o.c} = \dot{U}_{вх}$ . Так как  $\dot{U}_{вх} = \dot{U}_{вых} / K$  и  $\dot{U}_{o.c} = \beta \dot{U}_{вх}$ , то из равенства  $\dot{U}_{o.c} = \dot{U}_{вх}$  следует  $\beta \dot{U}_{вх} = \dot{U}_{вых} / K$ , или  $K\beta = 1$ , что является условием существования в генераторе незатухающих электрических колебаний. Ему соответствуют два уравнения:

$$K\beta = 1, \quad (7.1)$$

отражающее баланс амплитуд в автогенераторе, и

$$\varphi_{И} + \varphi_{\beta} = 2\pi n, \quad (7.2)$$

отражающее баланс фаз, в котором  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ , где  $K$  – коэффициент усиления;  $\beta$  – коэффициент передачи цепи ПОС.

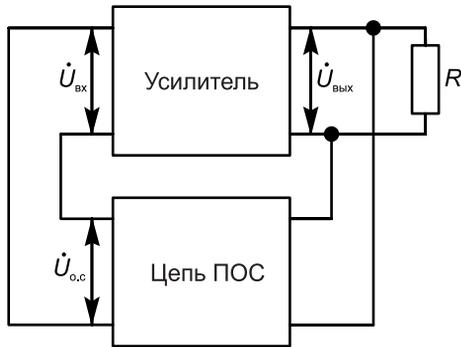


Рис. 7.1. Структурная схема автогенератора

Уравнение (7.1) требует от усилителя такого коэффициента усиления, при котором полностью компенсируются потери напряжения, поступающего через цепь ПОС.

Уравнение (7.2) определяет условие, при котором в замкнутой системе (усилитель + цепь ПОС) обеспечивается ПОС.

### 7.3. АВТОГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Для получения синусоидального (гармонического) выходного напряжения необходимо, чтобы условия уравнений (7.1) и (7.2) выполнялись только для некоторой одной частоты. С этой целью цепь ПОС должна обладать избирательными свойствами. Такие свой-

ства, как известно, имеют параллельный колебательный  $LC$ -контур (последовательный контур применяют очень редко) и  $RC$ -цепи.

**$LC$ -генераторы.** Существует множество схем  $LC$ -генераторов, которые различаются между собой способами включения колебательного контура и создания ПОС. На рисунке 7.2, *a* приведена схема автогенератора с индуктивной трансформаторной ПОС (схема Майсснера). Скачки напряжения и тока, появляющиеся в контуре  $L_k C_k$  при подключении к генератору источника питания  $E_k$ , через обмотку  $L_B$  передаются в базовую цепь транзистора VT. Обмотка  $L_B$  трансформатора T включена таким образом, что возникающая при этом переменная составляющая коллекторного тока усиливает переменную составляющую контурного тока, т. е. за счет взаимной индукции  $M$  между усилителем и колебательным контуром действует ПОС. Разделительный конденсатор  $C_p$  предотвращает протекание через контур постоянной составляющей коллекторного тока, а дроссель  $L_d$  уменьшает шунтирование контура по переменному току внутренним сопротивлением источника питания  $E_k$ .

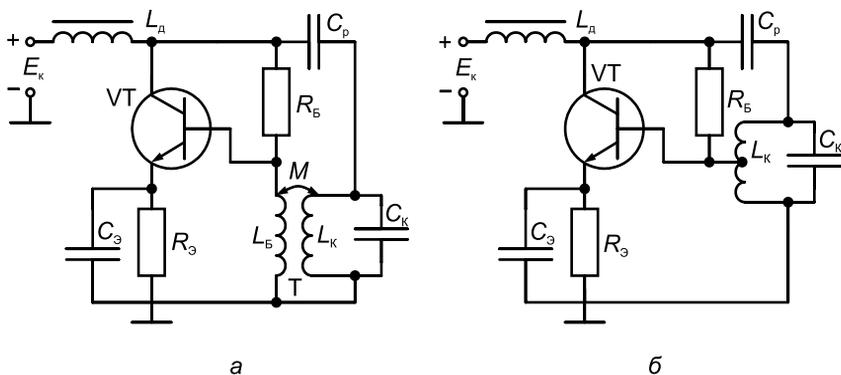


Рис. 7.2. Схемы транзисторных  $LC$ -генераторов с индуктивной трансформаторной (*a*) и автотрансформаторной (*б*) связью

Баланс амплитуд в автогенераторе с трансформаторной связью достигается выбором необходимого коэффициента взаимной индукции  $M$  (т. е. числа витков катушки  $L_B$ ), а баланс фаз — правильным подключением концов катушки  $L_B$  (при отсутствии генерации следует поменять концы катушки, подключаемые к базе транзистора и общей шине).

Вместо трансформаторной в автогенераторе можно использовать автотрансформаторную обратную связь (рис. 7.2, б). Такую схему называют трехточечной, так как колебательный контур подключают к усилителю тремя точками. Обобщенная трехточечная схема автогенератора по переменному току приведена на рисунке 7.3. Характер элементов  $X_1$ ,  $X_2$  и  $X_3$  колебательного контура определяют из условий баланса фаз и амплитуд. При этом возможны два варианта:

1) если  $X_1$  имеет индуктивный характер, то сумма реактивных сопротивлений  $X_2$  и  $X_3$  должна носить емкостный характер;

2) если  $X_1$  имеет емкостный характер, то сумма реактивных сопротивлений  $X_2$  и  $X_3$  должна носить индуктивный характер.

В обоих случаях сопротивление суммы  $X_2 + X_3$  должно равняться сопротивлению  $X_1$ .

Характер реактивности элемента  $X_2$ , с которого снимается напряжение обратной связи, должен быть таким же, как и у элемента  $X_1$ . Только в этом случае обратная связь будет положительной.

Схему автогенератора, у которого  $X_1$  и  $X_2$  — индуктивные катушки, а  $X_3$  — конденсатор, называют *индуктивной трехточкой* (схемой Хартли). Схему автогенератора, у которого  $X_1$  и  $X_2$  — конденсаторы, а  $X_3$  — катушка индуктивности (рис. 7.4, а), называют емкостной трехточечной схемой, или *емкостной трехточкой* (схемой Колпитца).

Во всех рассмотренных типах автогенераторов частоту генерируемых колебаний в основном определяют элементами контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_K}}.$$

Для построения  $LC$ -генераторов гармонических колебаний удобно использовать интегральные усилители: однокаскадные, дифференциальные, операционные и др. На рисунке 7.4, б приведен вариант возможной реализации  $LC$ -генератора синусоидальных напряжений на интегральном ОУ. Колебательный контур  $LC$  включают между выходом ОУ и неинвертирующим входом, обеспечивая

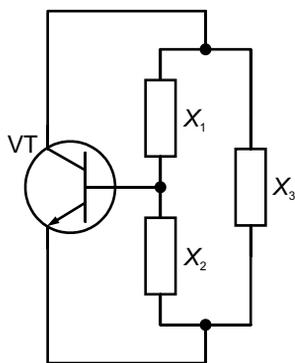


Рис. 7.3. Обобщенная трехточечная схема автогенератора

нужную ПОС. В цепь ООС для стабилизации амплитуды генерируемых колебаний включают терморезистор  $R$  с отрицательным ТК. Увеличение амплитуды колебаний вызывает уменьшение сопротивления терморезистора. При этом увеличивается глубина ООС, что приводит к уменьшению амплитуды колебаний.

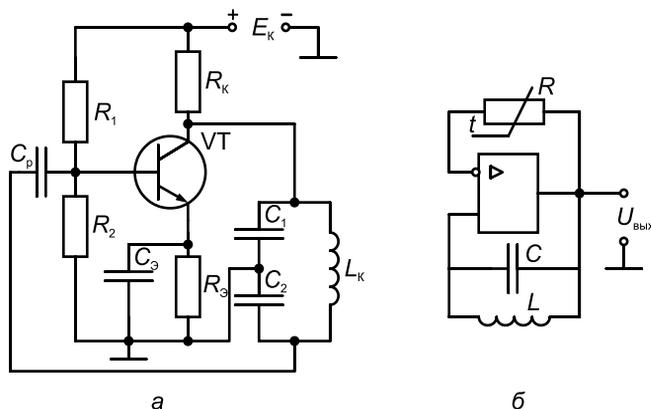


Рис. 7.4. LC-автогенераторы на транзисторе (а) и ОУ (б)

**RC-генераторы.** На частотах менее 50 кГц вследствие роста требуемых значений индуктивности и емкости увеличиваются размеры катушек и конденсаторов и одновременно ухудшаются добротность колебательного контура и стабильность его параметров. Поэтому на низких частотах вместо LC-автогенераторов обычно используют RC-автогенераторы, которые в этом диапазоне частот, особенно в нижней его части, обладают существенными преимуществами.

Частотно-зависимыми четырехполюсниками, используемыми в RC-генераторах, являются Г-образные RC-цепи, двойная Г-образная цепь, мост Вина, Т-образные мосты RC и двойной Т-образный мост.

Из этих четырехполюсников наибольшее применение в RC-генераторах нашли мост Вина и двойной Т-образный мост.

Схема, амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики моста Вина приведены на рисунке 7.5.

На некоторой частоте  $f_0$ , называемой **частотой квазирезонанса**, коэффициент передачи моста Вина оказывается вещественной величиной с максимальным значением  $\beta_0 = 1/3$  и нулевым фазовым сдвигом  $\varphi_\beta = 0^\circ$ . Так как один каскад усиления вносит фазо-

вый сдвиг  $\varphi_{и} = 180^\circ$ , то для получения нулевого фазового сдвига на входе усилителя он должен содержать четное число инвертирующих каскадов (рис. 7.6, а). Для выполнения условия баланса амплитуд равенства (7.1) на частоте квазирезонанса усилитель должен иметь коэффициент усиления  $K_{и} \geq 3$ . Так как в двухкаскадном усилителе можно получить  $K_{и} \geq 3$ , то это позволяет ввести в усилитель, кроме ПОС, также цепь ООС, обеспечиваемую элементами  $R_3$  и  $R_3$ . Введение в цепь ООС терморезистора  $R_3$  с отрицательным ТК позволяет осуществить стабилизацию амплитуды генерируемых колебаний. Действительно, рост амплитуды, вызванный различными факторами, вызывает увеличение тока через терморезистор  $R_3$ . При этом сопротивление его уменьшается, что приводит к повышению напряжения ООС, создаваемого на  $R_{31}$ , и уменьшению коэффициента усиления усилителя.

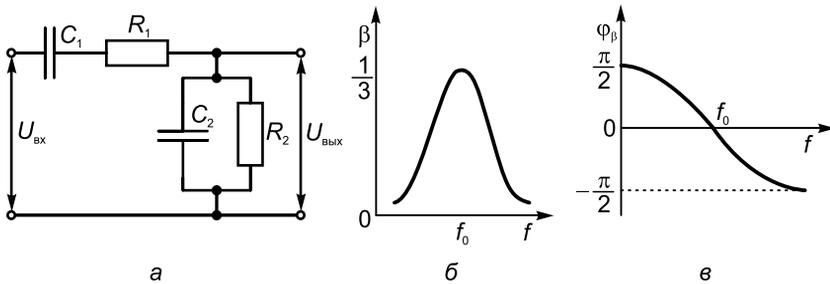


Рис. 7.5. Схема (а), амплитудно-частотная (б) и фазочастотная (в) характеристики моста Вина

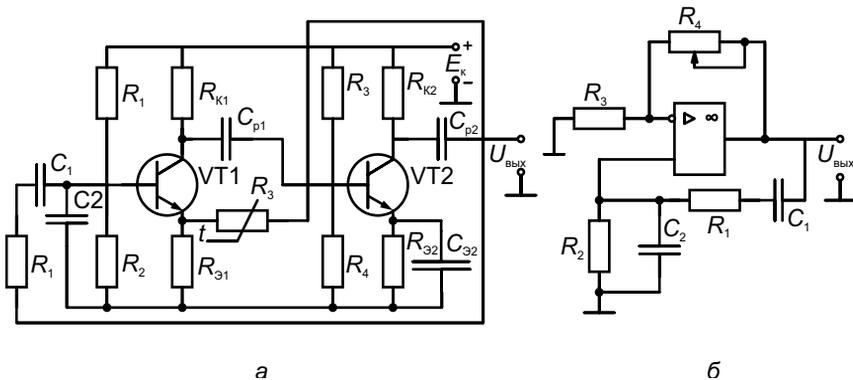


Рис. 7.6. Схемы RC-генераторов с мостом Вина на транзисторах (а) и ОУ (б)

Обычно элементы моста Вина выбирают из условий:  
 $C_1 = C_2 = C$ ;  $R_1 = R_2 = R$ .

При этом частота генерируемых колебаний

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi RC}.$$

Однако ввиду шунтирования резистора  $R_2$  входным сопротивлением усилителя и делителем в цепи базы транзистора VT1 условие  $R_1 = R_2$  не выполняется. В результате генерируемая частота оказывается зависящей не только от значений элементов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$ , но и от параметров усилителя, а коэффициент усиления усилителя, при котором выполняется условие баланса амплитуд, может существенно превышать значение 3.

$RC$ -генератор с мостом Вина легко выполнить на интегральном ОУ, включив избирательный мост Вина между выходом и неинвертирующим входом (рис. 7.6, б). С помощью переменного резистора  $R_4$  можно изменять коэффициент усиления усилителя, добываясь наименьших нелинейных искажений генерируемых колебаний.

$RC$ -генератор с мостом Вина легко сделать перестраиваемым по частоте. Для этого вместо резисторов  $R_1$  и  $R_2$  следует использовать сдвоенный переменный резистор либо вместо конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  — сдвоенный блок конденсаторов переменной емкости.

#### **7.4. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ**

На частоту генерируемых колебаний автогенератора, кроме параметров колебательного контура или другого фазирующего четырехполюсника, существенное влияние оказывают параметры усилителя, зависящие, в свою очередь, от изменения температуры окружающей среды, напряжения источников питания, атмосферного давления и влажности, нагрузки и т. п. Влияние этих и других дестабилизирующих факторов сказывается тем сильнее, чем меньше добротность колебательного контура или другого фазирующего четырехполюсника. Для увеличения добротности

избирательных систем применяют катушки индуктивности и конденсаторы с малыми сопротивлениями потерь, уменьшают шунтирование избирательных систем со стороны входа и выхода усилителя, используют параметрическую стабилизацию усилителя путем введения в него различных ООС и т. п. Этими способами удастся получить относительную нестабильность частоты автогенератора  $\Delta f/f = 10^{-4} - 10^{-5}$ . Однако наиболее эффективным способом стабилизации частоты автогенераторов является кварцевая стабилизация, когда в качестве колебательной системы используют кварцевый резонатор (кварц), добротность которого достигает значения  $10^6$  и более.

Кварц, электрическая схема которого приведена на рисунке 7.7, а, по своим свойствам эквивалентен колебательному  $LC$ -контур с высокой добротностью.

Значения показателей  $L_{\text{кв}}$ ,  $C_{\text{кв}}$ ,  $R_{\text{кв}}$  и  $C_0$  определяются геометрическими размерами пластинки кварца и видом среза. Так, например, для кварца на 4 МГц  $L_{\text{кв}} = 100$  мГн,  $C_{\text{кв}} = 0,015$  пФ,  $R_{\text{кв}} = 100$  Ом,  $C_0 = 5$  пФ.

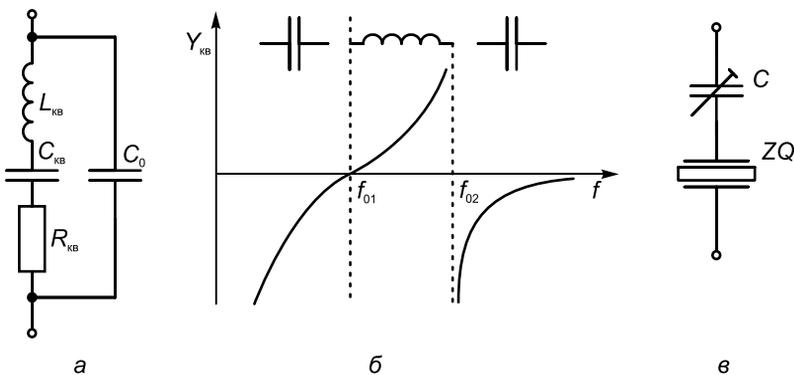


Рис. 7.7. Эквивалентная схема кварца (а), зависимость его реактивного сопротивления от частоты (б) и схема изменения реактивного сопротивления (в)

Из характера изменения сопротивления кварцевого резонатора (рис. 7.7, б) следует, что он имеет две резонансные частоты: частоту последовательного резонанса  $f_{01}$  и частоту параллельного резонанса  $f_{02}$ . При  $f_{01} < f < f_{02}$  реактивное сопротивление кварца имеет индуктивный характер, а при  $f < f_{01}$  и  $f > f_{02}$  — емкостный.

Частота последовательного резонанса определяется выражением

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}}},$$

а частота параллельного резонанса выражением

$$f_{02} = \frac{\sqrt{1 + C_{\text{кв}} / C_0}}{2\pi\sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}}}.$$

Так как  $C_{\text{кв}} \ll C_0$ , то из приведенных выражений следует:

$$f_{01} \approx f_{02}.$$

Если необходимо изменить частоту кварцевого резонатора в небольших пределах, то последовательно с ним включают подстроечный конденсатор, емкость которого значительно больше, чем  $C_{\text{кв}}$  (рис. 7.7, в).

При кварцевой стабилизации частоты возможно построение двух типов кварцевых  $LC$ -генераторов: с  $LC$ -контуром и без  $LC$ -контура.

При первом типе генераторов кварцевый резонатор включают в цепь обратной связи, а основной колебательный контур  $LC$  — в коллекторную цепь транзистора. Автогенератор в таком случае можно выполнять по схеме индуктивной (рис. 7.8, а) или емкостной (рис. 7.8, б) трехточки. Для выполнения условий самовозбуждения необходимо, чтобы резонансная частота колебательного контура  $L_{\text{к}} C_{\text{к}}$  равнялась частоте кварцевого резонатора или была кратна ей. В последнем случае генератор будет работать на соответствующей гармонике кварца.

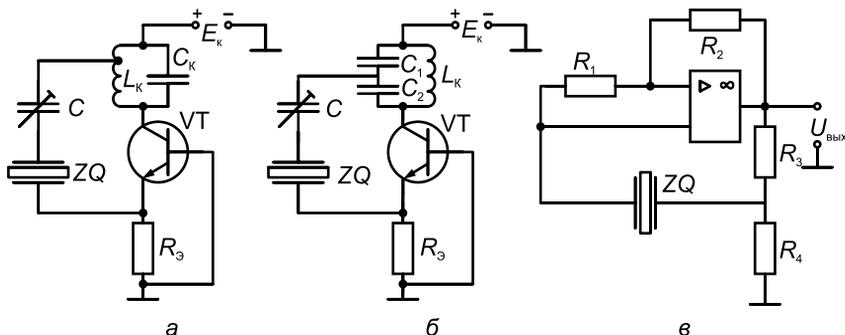


Рис. 7.8. Схемы автогенераторов с кварцевой стабилизацией частоты

На рисунке 7.8, в приведена схема кварцевого генератора на интегральном ОУ. В этом генераторе кварцевый резонатор, выполняющий роль параллельного колебательного контура с высокой добротностью, включен в цепь ПОС ОУ между подключенным к выходу усилителя делителем, реализованным при помощи резисторов  $R_3$  и  $R_4$ , и неинвертирующим входом. Выполнение условия баланса амплитуд зависит от соотношения сопротивлений резисторов делителя  $R_3$  и  $R_4$  и цепи ООС  $R_1$  и  $R_2$ .

Кварцевая стабилизация частоты транзисторных автогенераторов позволяет уменьшить относительную нестабильность частоты генерируемых колебаний на 2–3 порядка по сравнению с обычными генераторами. Для получения более высокой стабилизации частоты применяют различные методы термокомпенсации генераторов и их термостатирование.

## 7.5. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ

Генераторы импульсов (или импульсные генераторы) широко применяют в измерительной технике, радиолокации, радиосвязи, телевидении, вычислительной технике и т. д. Длительность генерируемых импульсов может составлять от единиц наносекунд до сотен миллисекунд при скважности от двух до десятков и сотен тысяч. По способу возбуждения различают импульсные генераторы с самовозбуждением (автоколебательные), внешним (посторонним) возбуждением и генераторы, работающие в ждущем (задержанном) режиме.

Для выполнения условия самовозбуждения в генераторе создается цепь ПОС. Для обеспечения работы в ждущем режиме применяют специальные схемотехнические меры, вследствие чего цепь ПОС начинает действовать только после подачи на вход генератора запускающего импульса.

Отличительной особенностью большинства генераторов импульсов является наличие двух устойчивых состояний равновесия. Переход из одного устойчивого состояния в другое осуществляется не плавно, а скачкообразно и имеет лавинообразный характер в начальной стадии. Такой процесс называют регенеративным, а устройства, работа которых основана на использовании этого процесса, — **регенеративными**. Регенеративные устройства позволяют генерировать прямоугольные импульсы с

высокой крутизной фронта и среза и формировать перепады напряжений и токов.

Все регенеративные генераторы можно подразделить на две группы:

- *спусковые устройства (триггеры)*, которые не содержат реактивных элементов и в которых переход из одного устойчивого состояния в другое происходит под воздействием управляющего напряжения;

- *релаксационные генераторы импульсов*, содержащие не менее одного реактивного элемента (обычно конденсатор), выполняющего роль накопителя энергии. В таких генераторах регенеративные (лавинообразные) процессы чередуются с релаксационными, т. е. относительно медленными изменениями энергии накопителя. Разновидностями релаксационных регенеративных генераторов импульсов являются мультивибраторы, одновибраторы, блокинг-генераторы, фантастронные генераторы.

В настоящее время получили широкое распространение генераторы импульсов на ИМС — операционных усилителях и логических элементах, что обусловлено простотой осуществления ПОС в этих микросхемах.

### Генераторы импульсов на дискретных элементах

Для генерирования прямоугольных (или близких к ним по форме) импульсов при отсутствии жестких требований к их длительности и частоте повторения широкое распространение получили **автоколебательные мультивибраторы**. Схема простейшего автоколебательного мультивибратора на транзисторах приведена на рисунке 7.9, а. Он представляет собой двухкаскадный усилитель с ПОС, замкнутый в кольцевую схему: выход первого усилителя соединен со входом второго, а выход второго — со входом первого. Если  $R_{к1} = R_{к2}$ ,  $R_{б1} = R_{б2}$  и  $C_1 = C_2$ , то мультивибратор называют **симметричным**.

При подключении источника питания токи проходят через оба транзистора VT1 и VT2. Одновременно начинается зарядка конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ . Напряжения на конденсаторах  $U_{C1}$  и  $U_{C2}$  нарастают по экспоненциальному закону.

По мере увеличения коллекторных токов транзисторов повышаются и коэффициенты усиления плеч (т. е. первого и второго усилительных каскадов) мультивибратора. Пока  $\beta K < 1$ , происходит увеличение коллекторных токов обоих транзисторов и

увеличение напряжений  $U_{C1}$  и  $U_{C2}$ . Мультивибратор работает как двухкаскадный усилитель с ПОС.

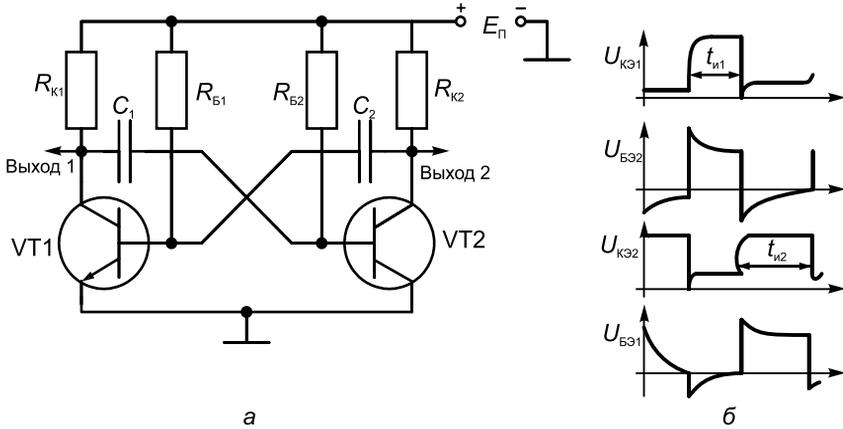


Рис. 7.9. Схема мультивибратора с коллекторно-базовыми связями (а) и графики напряжений на электродах транзисторов (б)

Вследствие даже незначительной асимметрии плеч мультивибратора, вызванной разбросом параметров транзисторов, резисторов и конденсаторов, коллекторный ток одного транзистора окажется больше по сравнению с коллекторным током другого транзистора. При  $\beta_K > 1$  это приведет к возникновению регенеративного процесса.

Действительно, пусть коллекторный ток  $I_{K1}$  транзистора VT1 будет больше коллекторного тока  $I_{K2}$  транзистора VT2. Это вызовет уменьшение коллекторного напряжения транзистора VT1, которое передается через конденсатор  $C_1$  на базу транзистора VT2 и приводит к уменьшению коллекторного тока  $I_{K2}$  этого транзистора. Уменьшение тока  $I_{K2}$  сопровождается увеличением коллекторного напряжения транзистора VT2, которое через конденсатор  $C_2$  передается на базу транзистора VT1 и приводит к еще большему увеличению коллекторного тока  $I_{K1}$ , уменьшению коллекторного напряжения транзистора VT1 и т. д.

Рассмотренный процесс можно более кратко представить в виде такой символической записи:

$$\begin{array}{c} \uparrow \\ \leftarrow I_{K1} \uparrow \rightarrow U_{КЭ1} \downarrow \rightarrow U_{БЭ2} \downarrow \rightarrow I_{KЭ2} \downarrow \rightarrow U_{КЭ2} \uparrow \rightarrow U_{БЭ1} \uparrow \rightarrow \end{array}$$

Процесс увеличения коллекторного тока  $I_{K1}$  и уменьшения коллекторного тока  $I_{K2}$  вследствие действия ПОС носит лавинообразный характер и заканчивается переходом транзистора VT1 в режим насыщения, а транзистора VT2 – в режим отсечки.

При открытом и насыщенном транзисторе VT1 конденсатор  $C_1$  оказывается подключенным через малое сопротивление  $r_{кэ1}$  между базой и эмиттером транзистора VT2. При этом отрицательное напряжение  $U_{БЭ2} = -U_{C1}$  поддерживает транзистор VT2 в закрытом состоянии. В таком состоянии, которое называют *временно устойчивым* или *квазиравновесным*, мультивибратор будет находиться в течение времени, определяемого перезарядкой конденсатора  $C_1$  по цепи

$$+E_{\pi} \rightarrow R_{Б2} \rightarrow C_1 \rightarrow \text{коллектор} - \text{эмиттер VT1} \rightarrow -E_{\pi}.$$

В это же время происходит зарядка конденсатора  $C_2$  по цепи:

$$+E_{\pi} \rightarrow R_{K2} \rightarrow C_2 \rightarrow \text{база} - \text{эмиттер VT1} \rightarrow -E_{\pi}.$$

Обычно элементы  $R_K$  и  $R_B$  выбирают таким образом, чтобы процесс зарядки конденсатора протекал быстрее, чем процесс их перезарядки. Поэтому конденсатор  $C_2$  успеет зарядиться до значения коллекторного напряжения закрытого транзистора VT2, которое примерно равно  $+E_{\pi}$ . После окончания зарядки конденсатора  $C_2$  транзистор VT1 будет удерживаться в режиме насыщения за счет протекания тока базы  $I_{Б1} = I_{\text{нас.Б}} = E_{\pi} R_{Б1}$ .

По мере перезарядки конденсатора  $C_1$  напряжение  $U_{C1}$  увеличивается и в некоторый момент достигает нулевого значения. С этого момента транзистор VT2 начнет открываться, его коллекторное напряжение  $U_{КЭ2}$  уменьшается и в мультивибраторе замыкается цепь ПОС, вызывающая лавинообразный процесс изменений токов и напряжений:

$$\begin{array}{ccccccccccc} \leftarrow & \uparrow & U_{КЭ2} & \downarrow & \rightarrow & U_{БЭ1} & \downarrow & \rightarrow & I_{K1} & \downarrow & \rightarrow & U_{КЭ1} & \uparrow & \rightarrow & U_{БЭ2} & \uparrow & \rightarrow & I_{K2} & \uparrow & \rightarrow & \downarrow \end{array}$$

Данный процесс заканчивается запирианием транзистора VT1 и переходом в режим насыщения транзистора VT2.

Мультивибратор переходит во второе квазиустойчивое состояние равновесия, в котором начинается зарядка конденсатора  $C_1$  по цепи

$$+E_{\pi} \rightarrow R_{K1} \rightarrow C_2 \rightarrow \text{база} - \text{эмиттер VT2} \rightarrow -E_{\pi}$$

и перезарядка конденсатора  $C_2$  по цепи

$$+E_{\pi} \rightarrow R_{Б1} \rightarrow C_2 \rightarrow \text{коллектор} - \text{эмиттер VT2} \rightarrow -E_{\pi}.$$

Транзистор VT1 будет поддерживаться в закрытом состоянии напряжением  $U_{C2}$ , которое подключается через малое сопротивление между его базой и эмиттером минусом к базе. Такое квазиустойчивое состояние будет сохраняться до тех пор, пока напряжение  $U_{C2}$  не достигнет нулевого значения. С этого момента начнет развиваться новый лавинообразный процесс изменений токов и напряжений, который приведет к отпирианию транзистора VT1 и запирианию транзистора VT2.

Графики изменений коллекторных и базовых напряжений мультивибратора приведены на рисунке 7.9, б.

Время закрытого состояния транзистора VT1, или длительность положительного импульса, снимаемого с выхода 1, определяют перезарядкой конденсатора  $C_2$  и рассчитывают по приближенной формуле

$$t_{и1} \approx C_2 R_{Б1} \ln 2 \approx 0,7 C_2 R_{Б1}.$$

Аналогично

$$t_{и2} \approx C_1 R_{Б2} \ln 2 \approx 0,7 C_1 R_{Б2}.$$

Период повторения

$$T = t_{и1} + t_{и2} = 0,7(C_2 R_{Б1} + C_1 R_{Б2}).$$

В симметричном мультивибраторе при  $C_1 = C_2 = C$  и  $R_{Б1} = R_{Б2} = R_B$ :

$$t_{и1} = t_{и2} = 0,7 C R_B; T \approx 1,4 C R_B.$$

Мультивибратор, схема которого приведена на рисунке 7.9, а, называют **мультивибратором с коллекторно-базовыми связями и положительной базой**.

Если одно из квазиустойчивых состояний автоколебательно-го мультивибратора сделать устойчивым, то он превращается в ждущий мультивибратор (или одновибратор). Такое устройство может находиться сколь угодно долго в устойчивом состоянии, пока на его вход не поступит импульс напряжения, переводящий его в квазиустойчивое состояние. Переход из квазиустойчивого состояния в устойчивое в одновибраторе осуществляется самостоятельно.

На рисунке 7.10 приведены схема одновибратора с коллекторно-базовыми связями и временные диаграммы напряжений, поясняющие его работу.

Резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_{K2}$  выбирают такими, что напряжение между базой и эмиттером транзистора VT1 оказывается отрицательным. Поэтому в исходном состоянии этот транзистор закрыт.

На базу транзистора VT2 через резистор  $R_B$  подают положительное напряжение. Транзистор VT2 вследствие этого открыт и насыщен.

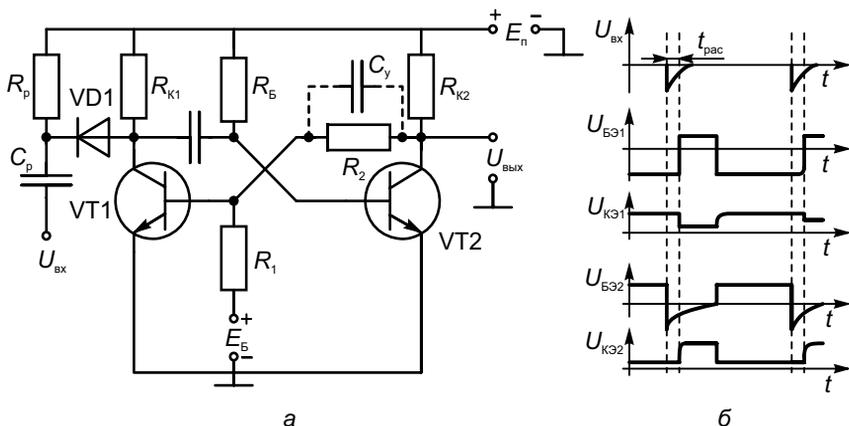


Рис. 7.10. Схема одновибратора на базе транзистора с коллекторно-базовыми связями (а) и графики напряжений на электродах транзисторов (б)

Входной отрицательный импульс через разделительную цепь  $C_p R_p$  и отсекающий диод VD1 подают на базу транзистора VT2. Ввиду накопленных в базе зарядов неосновных носителей транзистор VT2 не может сразу закрыться, и начинается процесс рассасывания неосновных носителей. Через некоторое время транзистор VT2 окажется на границе режима насыщения и под действием отрицательного входного импульса, приложенного к базе VT2, коллекторный ток транзистора VT2 начнет уменьшаться, а коллекторное напряжение  $U_{KЭ2}$  — увеличиваться. Увеличение напряжения  $U_{KЭ2}$  через делитель (резисторы  $R_2$  и  $R_1$ ) передается на базу транзистора VT1. Для того чтобы увеличить коэффициент передачи делителя, не нарушая исходного состояния, резистор  $R_2$  можно шунтировать конденсатором  $C_y$  небольшой емкости, который называется ускоряющим.

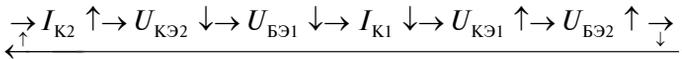
Под действием ПОС, приводящей к лавинообразному процессу изменений токов и напряжений транзисторов

$$\begin{array}{ccccccc} \rightarrow & I_{K2} & \downarrow & \rightarrow & U_{KЭ2} & \uparrow & \rightarrow & U_{БЭ1} & \uparrow & \rightarrow & I_{K1} & \uparrow & \rightarrow & U_{БЭ2} & \downarrow & \rightarrow \\ \leftarrow & & & & & & & & & & & & & & & & \leftarrow \end{array}$$

транзистор VT2 запирается, а транзистор VT1 отпирается и переходит в режим насыщения. Наступает квазистойчивое состояние равновесия.

После отпирания транзистора VT1 конденсатор  $C$  оказывается включенным между базой и эмиттером транзистора VT2, причем  $U_{БЭ2} = -U_C$ . Начинается перезарядка конденсатора  $C$  по цепи:  $+E_{п} \rightarrow R_{Б} \rightarrow C_2 \rightarrow VT1 \rightarrow -E_{п}$ . Перезарядка сопровождается уменьшением отрицательного напряжения на конденсаторе и на базе транзистора VT2. При этом напряжение  $U_{КЭ1} \approx 0$ , а  $U_{КЭ2} \approx E_{п} - (E_{п} + E_{Б})R_{К2}/(R_1 + R_2 + R_{К2})$ .

Как только напряжение на конденсаторе достигнет нулевого уровня, рабочая точка, характеризующая режим транзистора VT2, окажется на границе с активной областью. При дальнейшем увеличении напряжения  $U_C$  рабочая точка перейдет в активную область и замкнется цепь ПОС



Транзистор VT1 запирается, а VT2 отпирается и будет находиться в режиме насыщения. Начнется зарядка конденсатора  $C$  по цепи:  $+E_{п} \rightarrow R_{К1} \rightarrow C \rightarrow VT2 \rightarrow -E_{п}$ . После зарядки конденсатора  $C$  одновибратор будет находиться в устойчивом состоянии до прихода следующего входного (запускающего) импульса, т. е. в режиме ожидания. Поэтому одновибратор часто называют **жду-щим мультивибратором**.

Длительность формируемого одновибратором импульса определяется постоянной времени цепи перезарядки конденсатора  $C$  и может быть приближенно определена по формуле

$$t_{п} \approx 0,7R_{Б}C.$$

*Недостатком* рассмотренного одновибратора является использование в нем двух источников  $E_{п}$  и  $E_{Б}$ . Поэтому чаще применяют одновибратор с эмиттерной связью (рис. 7.11), в котором имеется только один источник питания  $E_{п}$ . Роль источника  $E_{Б}$ , обеспечивающего запираение транзистора VT1 в исходном состоянии, выполняет напряжение  $U_{Э}$  на резисторе  $R_{Э}$ , создаваемое эмиттерным током открытого и насыщенного транзистора VT2. Ток базы насыщенного транзистора VT2 определяется сопротивлением резистора  $R_{Б}$ , а ток коллектора — сопротивлением резистора  $R_{К2}$ . Сопротивления резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_{Э}$  рассчитывают таким образом, чтобы в исходном состоянии напряжение  $U_{БЭ}$  транзистора VT1 было отрицательным

$$U_{БЭ1} = E_{п}R_2 / (R_1 + R_2) - U_{Э} < 0,$$

где  $U_{\text{э}} = I_{\text{э2нас}} R_{\text{э}}$ ;  $I_{\text{э2нас}}$  – эмиттерный ток транзистора VT2 в режиме насыщения.

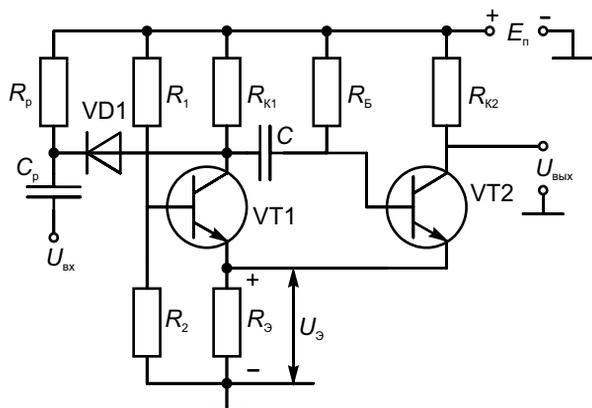


Рис. 7.11. Схема одновибратора на базе транзистора с эмиттерной связью

## 7.6. ГЕНЕРАТОРЫ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

### Мультивибратор

По характеристике ОУ (см. рис. 6.1, б) видно, что его выходное напряжение линейно зависит от входного только в очень узком диапазоне – сотен микровольт. Если входное напряжение выходит за пределы этого диапазона, то выходной сигнал может принимать только два значения:  $+U_{\text{ввых}}$  (около +12 В) и  $-U_{\text{ввых}}$  (около -12 В). На этой особенности ОУ основан принцип формирования прямоугольного напряжения мультивибратора (рис. 7.12, а).

Предположим, что в момент включения между входами усилителя имеется небольшая (достаточно единиц милливольт) отрицательная разность потенциалов. При этом на выходе сформируется напряжение  $+U_{\text{ввых}}$ , а на неинвертирующий вход с делителя (резисторы  $R_1$  и  $R_2$ ) будет подан положительный потенциал  $+U_D$ . Конденсатор начнет заряжаться по цепи  $U_{\text{ввых}} - R_3 - C - \text{корпус}$ , стремясь достичь потенциала  $+U_{\text{ввых}}$ . Потенциал на инвертирующем входе начнет расти до тех пор, пока не превысит потенциал на неинвертирующем входе  $+U_D$ . В этот момент усилитель сфор-

мирует на выходе отрицательное напряжение  $-U_{\text{ВЫХ}}$  и создаст на неинвертирующем входе отрицательный потенциал  $-U_D$ . Теперь конденсатор начнет перезаряжаться, стремясь достичь потенциала  $-U_{\text{ВЫХ}}$ . Однако, как только потенциал на инвертирующем входе станет ниже потенциала на неинвертирующем входе  $-U_D$ , усилитель сформирует на выходе положительное напряжение  $+U_{\text{ВЫХ}}$ . Такой скачкообразный процесс изменения выходного напряжения с  $+U_{\text{ВЫХ}}$  до  $-U_{\text{ВЫХ}}$  и обратно будет повторяться до тех пор, пока с операционного усилителя не будет снято питающее напряжение. Графики, демонстрирующие описанные процессы, приведены на рисунке 7.12, б. Период  $T$ -колебаний определяется постоянной времени заряда конденсатора  $\tau = R_3 C$ , а также тем, насколько потенциал, формируемый делителем (резисторы  $R_1$  и  $R_2$ ), меньше напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$ .

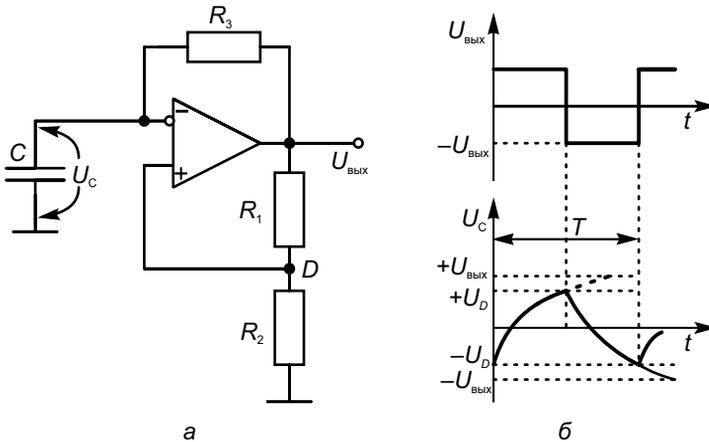


Рис. 7.12. Мультивибратор (а) и графики, поясняющие его работу (б)

### Генератор пилообразного напряжения

Напряжение на конденсаторе прямолинейно возрастает, если его заряжать постоянным током, не зависящим от напряжения на нем, и предотвратить влияние на этот ток сопротивления нагрузки, т. е. должно выполняться условие  $R_{\text{н}} \gg R$ . Интегрируя по времени выражение

$$I_C = C \frac{dU_C}{dt},$$

получим

$$\int dU_C = \frac{I_C}{C} \int dt, \text{ или } U_C = \frac{I_C}{C} t.$$

Условие  $I_C = \text{const}$  в схеме генератора пилообразного напряжения на основе ОУ (рис. 7.13, а) обеспечивается постоянным напряжением  $U_{\text{вх}}$ . Пока транзистор заперт, в течение времени  $t_{\text{п}}$  происходит зарядка конденсатора и напряжение на нем нарастает по прямой. Усилитель, стремясь сделать разность потенциалов на его входах близкой к нулю, формирует выходное напряжение, повторяющее напряжение на конденсаторе. При подаче импульса  $U_{\text{разр}}$  транзистор открывается и конденсатор быстро разряжается через него за время  $t_{\text{разр}}$ , после чего процесс зарядки повторяется. Выходное напряжение схемы приобретает пилообразную форму (рис. 7.13, б), которая сохраняется до тех пор, пока значение напряжения располагается внутри диапазона от  $-U_{\text{вых}}$  до  $+U_{\text{вых}}$ .

Длительность  $t_{\text{п}}$  определяется емкостью  $C$  и током зарядки, зависящим от  $U_{\text{вх}}$  и сопротивления резисторов  $R$ . Изменяя напряжение  $E_0$ , можно смещать график напряжения по вертикали.

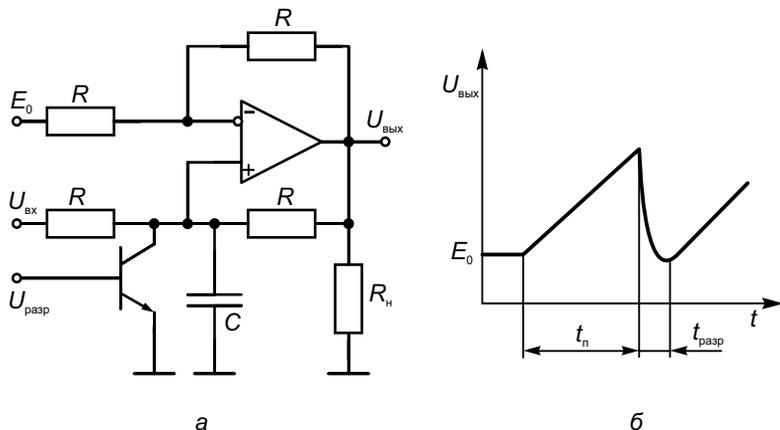


Рис. 7.13. Генератор пилообразного напряжения (а), форма выходного напряжения (б)

### Контрольные вопросы и задания

1. Назовите основные составляющие любого электронного генератора. Что обеспечивает энергию генерируемых колебаний?

2. Как классифицируют электронные генераторы в зависимости от формы генерируемых сигналов?
3. В чем заключаются условия баланса амплитуд и фаз в автогенераторе гармонических колебаний?
4. Каким образом обеспечивают баланс амплитуд и баланс фаз в автогенераторах с трансформаторной и автотрансформаторной связью?
5. В каких случаях удобно использовать  $RC$ -генераторы гармонических колебаний?
6. Каковы причины нестабильности частоты генерируемых колебаний в автогенераторах?
7. Приведите примеры пассивных четырехполюсников, применяемых для целей сглаживания пульсаций напряжения и тока.
8. Какую функцию выполняет кварцевый резонатор, включаемый в автогенератор?
9. Поясните работу одновибраторов на базе транзистора и на ОУ.
10. Какие процессы задают частоту работы мультивибратора и наклон «пилы» в генераторе пилообразного напряжения?

## ГЛАВА 8. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

---

### 8.1. СТРУКТУРЫ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Для любого электронного устройства необходим источник питания, который должен давать одно или несколько значений постоянного напряжения. Конечно, в качестве источника питания можно использовать гальванические батареи, но при большом потреблении мощности это неэкономично. Поэтому применяют специальные электронные устройства, обеспечивающие формирование требуемых питающих напряжений и называемые источниками электропитания.

Источники электрической энергии, необходимой для питания любой электронной аппаратуры, принято разделять на источники первичного и вторичного электропитания.

К *первичным источникам электропитания* относят трехфазную (или однофазную) сеть промышленной частоты 50 Гц (для стационарной аппаратуры) и генераторы постоянного или переменного напряжения повышенной частоты 400–500 Гц. Химические гальванические элементы и солнечные батареи используют только для питания бортовой аппаратуры, устанавливаемой на подвижных объектах и требующих автономного электропитания.

*Источники вторичного электропитания* (ИВЭП) выполняют функции преобразования вида тока (переменный-постоянный), стабилизации и регулировки напряжения или тока, фильтрации различных помех, возникающих при переключении, стабилизации и регулировке напряжения и т. д. Преобразование переменного тока в постоянный осуществляется *выпрямителями*, а обратное преобразование постоянного тока в переменный — *инверторами*.

подавляющая часть устройств информационно-вычислительных систем потребляет электрическую энергию в виде посто-

янного тока. Если первичным источником служит сеть переменного тока, то ИВЭП чаще всего имеет структуру, приведенную на рисунке 8.1, а.

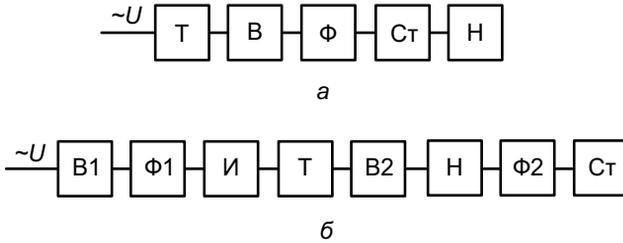


Рис. 8.1. Структурные схемы ИВЭП

Мощный трансформатор Т, как правило, понижает напряжение, затем оно преобразуется выпрямителем В в постоянное напряжение, пульсации которого сглаживаются фильтром Ф, и при необходимости уровень этого напряжения с помощью стабилизатора Ст поддерживается неизменным, не зависящим от изменений напряжения сети, температуры, тока нагрузки Н и других дестабилизирующих факторов.

ИВЭП являются неотъемлемой частью любой электронной аппаратуры и в значительной степени определяют ее технико-экономические показатели. На долю источников питания нередко приходится до 40 % общей массы и объема аппаратуры, поэтому одной из задач является их комплексная миниатюризация.

Из всех узлов ИВЭП наиболее громоздкие, как правило, узлы, выполненные на магнитопроводах из ферромагнитных материалов (трансформаторы и дроссели фильтров).

Стремление уменьшить массу и габаритные размеры источников электропитания привело к разработке структурной схемы, называемой «ИВЭП с бестрансформаторным входом» (рис. 8.1, б). В этой структуре переменное напряжение первичной сети сначала выпрямляется и фильтруется, а затем инвертируется в переменное, но с частотой 20–50 кГц. На этой частоте напряжение трансформируется до нужного уровня, вновь выпрямляется, фильтруется и при необходимости стабилизируется. Масса и габариты магнитопровода трансформатора (дросселя) обратно пропорциональны частоте переменного тока. Поэтому на высокой частоте происходит резкое уменьшение размеров трансфор-

матора и фильтра Ф2. За счет этого, несмотря на большее, по сравнению со структурой, приведенной на рисунке 8.1, а, число узлов и двойное преобразование вида тока, источник получается значительно меньше по массе и габаритным размерам.

## 8.2. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Выпрямители служат для преобразования переменного (синусоидального) напряжения в напряжение постоянного тока с помощью полупроводниковых выпрямительных диодов.

В схеме **однополупериодного выпрямителя** (рис. 8.2, а) ток  $I_n$  через диод проходит в нагрузку  $R_n$  только в положительные полупериоды напряжения  $U_2$ , так как в отрицательные полупериоды оно запирает диод. Ток в нагрузке (заштрихован) имеет прерывистый характер, а его постоянная составляющая  $I_0$  представляет собой среднее значение тока, протекающего за период, и создает на нагрузке постоянную составляющую напряжения, равную (согласно разложению функции в ряд Фурье)

$$U_0 = I_0 R_n = \frac{I_{2\max}}{\pi} R_n = \frac{U_{2\max}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0,45U_2,$$

где  $U_{2\max}$  и  $U_2$  — соответственно амплитудное и действующее значения синусоидального напряжения вторичной обмотки трансформатора. По заданному  $U_0$  можно найти  $U_2$  и определить необходимый коэффициент трансформации  $U_1/U_2$  при известном напряжении  $U_1$  питающей сети переменного тока.

В отрицательный полупериод к запертому диоду приложено обратное напряжение

$$U_{\text{обр}} = U_{2\max} = \pi U_0,$$

поэтому диод выбирают таким образом, чтобы его допустимое обратное напряжение удовлетворяло условию  $U_{\text{обр,доп}} \geq \pi U_0$ , а допустимый через диод прямой ток — условию  $I_{\text{ср,доп}} \geq I_0$ .

Схема **двухполупериодного выпрямителя** состоит из четырех диодов, включенных по так называемой мостовой схеме (рис. 8.2, б).

Напряжение  $U_2$  в положительный полупериод открывает диоды VD1 и VD3, и от точки А к точке В по цепи VD1 →  $R_n$  → VD3 протекает ток нагрузки  $I_n = I_{1,3}$ . При этом диоды VD2 и VD4 заперты.

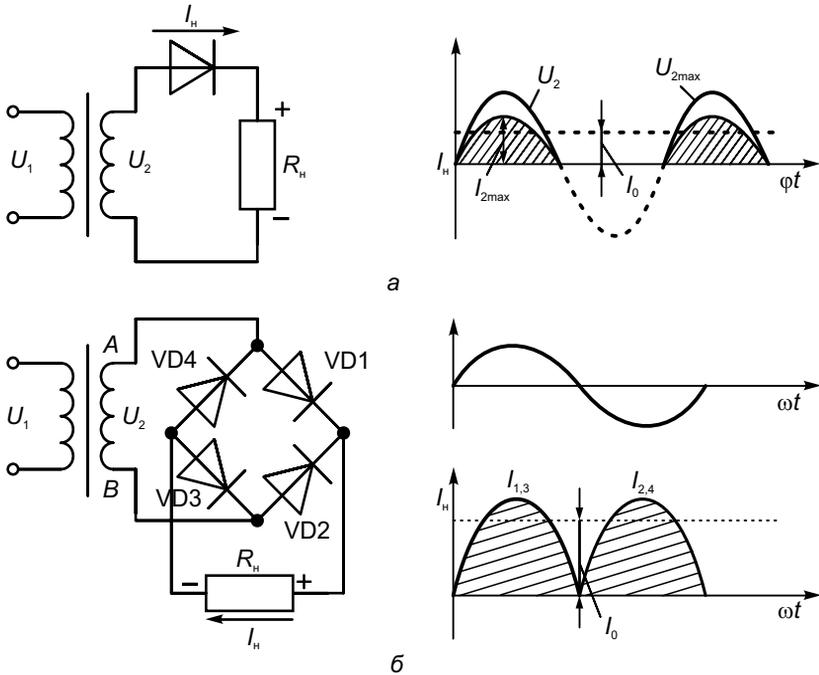


Рис. 8.2. Выпрямительные устройства и графики, поясняющие их работу: *а* – однополупериодный выпрямитель; *б* – двухполупериодный выпрямитель

В отрицательный полупериод напряжение  $U_2$  открывает диоды VD2 и VD4 и ток  $I_H = I_{2,4}$  течет от точки B к точке A по цепи VD2 →  $R_H$  → VD4, проходя по нагрузке в одном и том же направлении. В этой схеме постоянные составляющие тока  $I_0$  и напряжения  $U_0$  в 2 раза выше, чем в однополупериодной схеме:

$$I_0 = \frac{2}{\pi} I_{2\max} \quad \text{и} \quad U_0 = \frac{2}{\pi} U_{2\max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0,9U_2.$$

Оценим обратное напряжение, приложенное, например, к диоду VD2 в положительный полупериод напряжения  $U_2$ .

При открытом диоде VD1 потенциал точки A близок к положительному потенциалу точки A обмотки трансформатора, а ее отрицательный потенциал точки B приложен к другому выводу диода VD2. Значит, к диоду VD2 приложено обратное напряжение вторичной обмотки трансформатора  $U_{\text{обр}} = U_{2\max}$ , т. е. такое же, как и в однополупериодной схеме.

Ток, протекающий через каждый из диодов,  $I_{cp} = I_0 / 2$ , т. е. в 2 раза меньше, чем в однополупериодном выпрямителе.

**Трехфазные выпрямители** применяют при больших мощностях, так как они равномерно нагружают трехфазную сеть.

Вторичная обмотка трансформатора, соединенная «звездой» с нулевым проводом, подключена к нагрузке  $R_H$  через три диода (рис. 8.3, а). Ток через каждый диод протекает в течение  $1/3$  периода  $T$ , когда напряжение фазной обмотки, с которой соединен диод, выше напряжения обмоток двух других фаз.

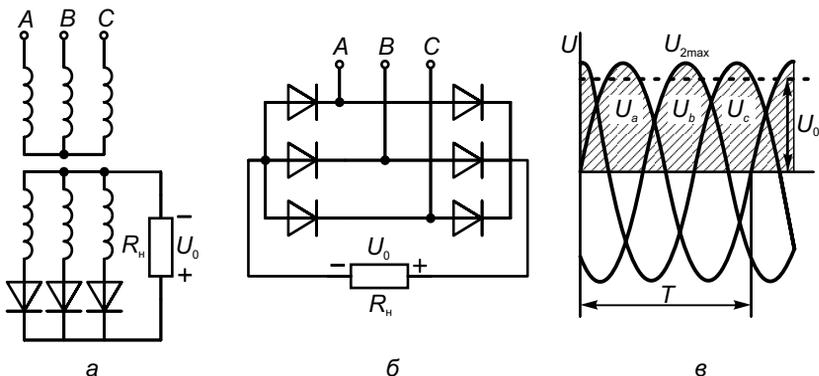


Рис. 8.3. Трехфазные выпрямители:

а – трансформаторный; б – бестрансформаторный; в – график, поясняющий работу выпрямителя

В трехфазном выпрямителе соотношения для чисто активной нагрузки имеют следующие значения:

$$U_0 = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{2max} \approx 0,827 U_{2max} \approx 1,17 U_2; \quad U_{обр} = \sqrt{3} U_{2max} \approx 2,09 U_0,$$

где  $U_{2max}$  и  $U_2$  – соответственно амплитудное и действующее значения фазного напряжения (средний ток через диод  $I_{cp} = I_0/3$ ).

В **бестрансформаторном трехфазном выпрямителе** (рис. 8.3, б) соотношения для чисто активной нагрузки равны:

$$U_0 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \approx 1,35; \quad U_{обр} = U_{max} \approx 1,05 U_0,$$

где  $U_{max}$  и  $U$  – соответственно амплитудное и действующее значения линейного напряжения сети (средний ток через каждый из шести диодов  $I_{cp} = I_0/3$ ).

На рисунке 8.3, *в* заштрихована форма напряжения, подаваемого к нагрузке, и имеющая значительно меньшие пульсации, чем в схемах, представленных на рисунке 8.2.

### 8.3. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Для питания электронной аппаратуры допускается пульсация напряжения, не превышающая долей процента, однако на выходе выпрямителей пульсации значительно больше. Для их уменьшения применяют сглаживающие фильтры, которые должны максимально уменьшить (подавить) переменные составляющие и с возможно меньшими потерями пропустить постоянную составляющую выпрямленного напряжения.

Простейшим фильтром служит конденсатор, включенный на выходе выпрямителя параллельно нагрузке (рис. 8.4, *а*), который запасает энергию, заряжаясь во время возрастания напряжения выпрямителя, и отдает ее, разряжаясь на сопротивление нагрузки, когда оно снижается. На рисунке 8.4, *б* показана форма напряжения  $U_C$  на конденсаторе (а значит, и на параллельно включенном  $R_H$ ) при двухполупериодном выпрямителе.

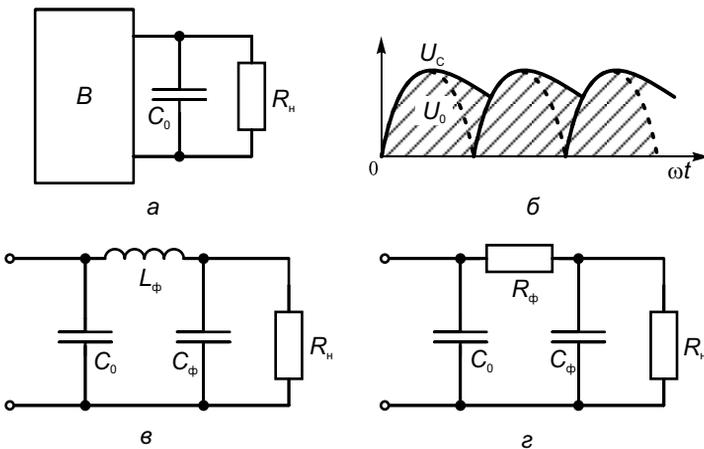


Рис. 8.4. Сглаживающие фильтры:

*а* –  $C_0$ -фильтр; *б* – график, поясняющий работу фильтра;  
*в* – П-образный LC-фильтр; *г* – П-образный RC-фильтр

Для дальнейшего снижения пульсаций применяют П-образные  $LC$ -фильтры (рис. 8.4, в). Индуктивное сопротивление  $X_L = \omega L_\Phi$  стремится сделать значительно больше  $R_H$  для того, чтобы переменные составляющие выпрямленного напряжения с частотой пульсации от основной  $\omega$  и выше задерживались фильтром в виде падения напряжения на  $X_L$ , не достигая нагрузки. Емкостное же сопротивление  $X_C = 1/\omega C_\Phi$  выполняют значительно меньше, чем  $R_H$ , для того чтобы переменные составляющие выпрямленного тока замыкались через  $X_C$ , минуя  $R_H$ . При этом постоянная составляющая тока, для которой  $X_L = 0$ ,  $X_C = \infty$ , не создает падения напряжения на  $L_\Phi$  и не замыкается через  $C_\Phi$ , целиком поступая в нагрузку.

Недостатком  $LC$ -фильтров является громоздкость и трудность изготовления индуктивности в микроэлектронном исполнении. Поэтому в интегральных микросхемах при токах нагрузки в несколько миллиампер используют П-образные  $RC$ -фильтры (рис. 8.4, г), несмотря на их несколько худшие сглаживающие свойства и меньшие КПД.

## 8.4. ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

**Стабилизатор напряжения** — это устройство, автоматически поддерживающее напряжение на нагрузке при изменении в определенных пределах таких дестабилизирующих факторов, как напряжение первичного источника, сопротивление нагрузки, температура окружающей среды.

Существует два вида стабилизаторов: параметрические и компенсационные.

**Параметрический стабилизатор** использует элементы, в которых напряжение остается неизменным при изменении протекающего через них тока. Такими элементами являются *стабилитроны*, в которых при изменении тока в очень широких пределах падение напряжения изменяется на доли процента. Параметрические стабилизаторы применяют, как правило, в качестве источников опорного (эталонного) напряжения в мощных компенсационных стабилизаторах (рис. 8.5).

Принцип работы компенсационного стабилизатора основан на сравнении фактического напряжения на нагрузке с эталонным

и увеличении или уменьшении в зависимости от этого отклонения выходного напряжения. Эталонное напряжение формируется источником опорного напряжения (ИОН). В сравнивающем элементе (СЭ) происходит сравнение напряжения на нагрузке с эталонным и выработка управляющего сигнала рассогласования. Этот сигнал усиливается усилителем (У) и подается на регулирующий элемент (РЭ), обеспечивающий такое изменение выходного напряжения, которое приводит к приближению фактического напряжения на нагрузке к эталонному значению.

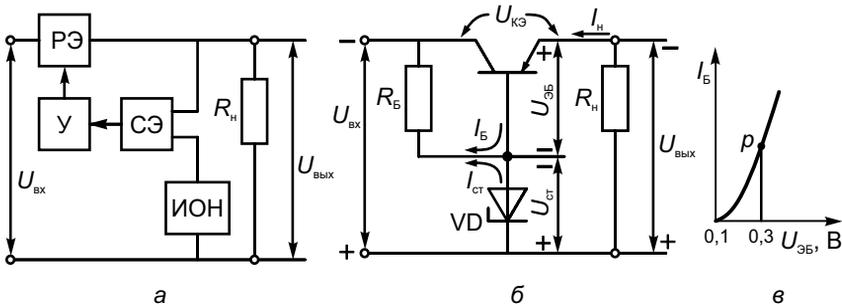


Рис. 8.5. Структура компенсационного стабилизатора напряжения (а), его простейшая реализация (б) и график, поясняющий выбор рабочей точки (в)

Основным параметром стабилизатора является **коэффициент стабилизации** — отношение относительного изменения напряжения на входе к относительному изменению напряжения на выходе

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}}$$

В простейшем компенсационном стабилизаторе опорным напряжением является напряжение  $U_{\text{ст}}$  стабилитрона VD, а сравнивающим элементом, усилителем и одновременно регулирующим элементом — транзистор (см. рис. 8.5, б).

Выходное напряжение (как это видно по знакам «+» и «-» на схеме)  $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} - U_{\text{ЭБ}}$ . Ток через резистор  $R_{\text{Б}}$  образуется в результате сложения двух токов: тока стабилитрона  $I_{\text{ст}}$  и тока базы  $I_{\text{Б}}$ . Режим работы транзистора выбирают таким образом, чтобы исходная рабочая точка  $p$  располагалась на середине линейного участка его входной характеристики (см. рис. 8.5, в). Напряжение

$U_{ЭБ}$  при этом составляет 0–0,3 В. Так как напряжение стабилизатора обычно около 8 В, то  $U_{ВЫХ} \approx U_{СТ}$ .

Уменьшение напряжения на нагрузке приведет к увеличению падения напряжения  $U_{ЭБ} = U_{СТ} - U_{ВЫХ}$ , что, в свою очередь, увеличит степень открытия транзистора. В результате падение напряжения на транзисторе  $U_{КЭ}$  уменьшится, а значит, увеличится напряжение на нагрузке  $U_{ВЫХ} = U_{ВХ} - U_{КЭ}$  и в итоге напряжение на нагрузке восстановится. Аналогичное восстановление выходного напряжения произойдет и при его увеличении. Только в этом случае произойдет уменьшение степени открытия транзистора и соответствующее увеличение падающего на нем напряжения  $U_{КЭ}$ .

Транзистор включен по схеме эмиттерного повторителя, входным напряжением которого является  $U_{СТ}$ . Так как  $I_B \ll I_H$ , схема позволяет отдавать в нагрузку значительную мощность. Коэффициент стабилизации такой схемы составляет  $K_{СТ} = 150–300$ . В рассмотренной схеме сигнал рассогласования формируется на самом регулирующем транзисторе. Более высокую степень стабилизации обеспечивают схемы, в которых на базу регулирующего транзистора поступает предварительно усиленный сигнал рассогласования.

В рассмотренных стабилизаторах напряжения регулирующий транзистор всегда открыт, а саморегулирование осуществляется путем изменения степени его открытия, т. е. линейно. Поэтому такие стабилизаторы называются *линейными*.

## 8.5. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

В отличие от линейных стабилизаторов, в импульсных стабилизаторах напряжения транзистор, через который течет ток в нагрузку, работает в импульсном режиме, т. е. периодически открывается и закрывается. Изменяя частоту или интервал импульсов генератора, можно менять нагрузочное напряжение. Преобразователь модифицирует значение напряжения на выходе в зависимости от свойств управляющих импульсов. В таких стабилизаторах среднее значение напряжения на нагрузке

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ} t / T,$$

где  $t$  — продолжительность замкнутого состояния ключа;  $T$  — период следования импульсов.

Импульсный стабилизатор напряжения по сравнению с линейным стабилизатором имеет меньшие потери энергии на нагрев регулирующего элемента, что повышает КПД стабилизатора (теоретически 100 %) и позволяет применять транзистор меньшей мощности, а радиатор – меньших размеров и массы.

Поскольку регулирование осуществляют путем изменения ширины импульсов  $t$ , этот принцип работы получил название **широтно-импульсной модуляции** (ШИМ, *PWM*, *Pulse-Width Modulation*). Свойства ШИМ-регулирования используют в импульсных преобразователях, в схемах управления двигателями постоянного тока или яркостью свечения светодиодов. В импульсных стабилизаторах (рис. 8.6) сигнал рассогласования  $U_p$ , образованный СЭ и усиленный усилителем, преобразуется в импульсы, следующие с одинаковой частотой, длительность которых  $t_{\text{вкл}}$  изменяется под действием сигнала рассогласования. Эти импульсы открывают и закрывают ключевой транзистор VT, который вместе с диодом VD и LC-фильтром образует импульсный регулирующий элемент.

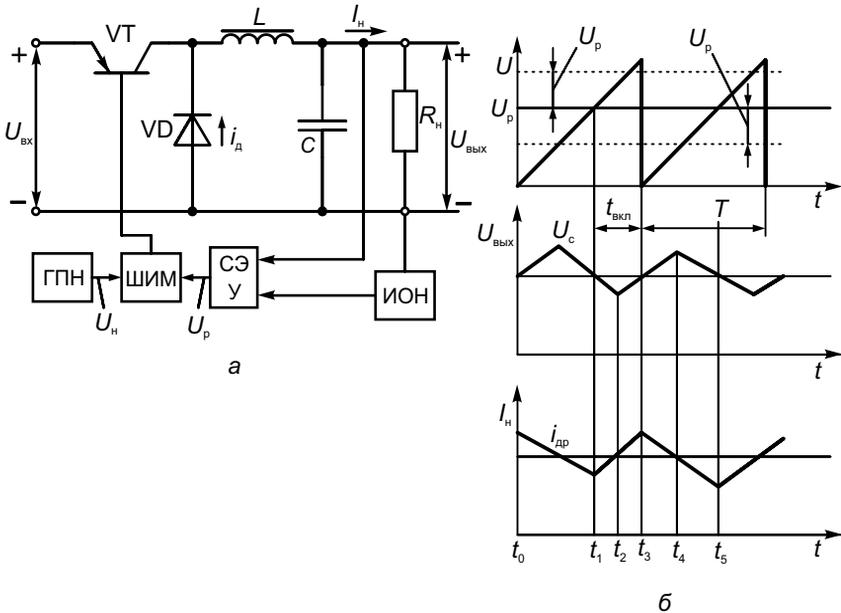


Рис. 8.6. Импульсный стабилизатор напряжения (а) и происходящие в нем процессы (б)

Пока напряжение пилообразного напряжения  $U_n < U_p$  (участок  $t_0 - t_1$  на рис. 8.6, б), транзистор заперт, потенциал коллектора близок потенциалу эмиттера. Спротивление нагрузки (через LC-фильтр) практически подключено к источнику входного напряжения. Диод при этом заперт, поэтому его присутствие схемой не ощущается.

В течение времени  $t_1 - t_3$ , когда  $U_n > U_p$ , транзистор открыт, напряжение  $U_{вх}$  приложено к дросселю, нагрузка отключена от источника стабилизируемого напряжения. Под действием  $U_{вх}$  диод VD запирается, а ток через дроссель  $i_{др}$  увеличивается, запасая энергию в индуктивности. До тех пор, пока ток дросселя не достигнет значения постоянного тока нагрузки  $I_n$  (участок  $t_1 - t_2$ ), конденсатор разряжается на нагрузку и напряжение на нем  $U_C$  снижается. С момента времени  $t_2$ , когда  $i_{др} > I_n$ , конденсатор начнет подзаряжаться разностью токов  $i_{др} - I_n$ . В момент  $t_3$  запираения транзистора ЭДС самоиндукции дросселя открывает диод, ток дросселя, замыкаясь через диод, протекает по нагрузке и до момента  $t_4$  продолжает заряжать конденсатор, отдавая ему запасенную дросселем энергию. На участке  $t_4 - t_5$  ток дросселя меньше тока нагрузки и нагрузка подпитывается током разрядки конденсатора. С момента  $t_5$  процесс повторяется.

Пусть выходное напряжение станет меньше заданного значения и напряжение рассогласования  $U_p$  уменьшится на величину  $-\Delta U_p$ . Тогда момент времени, когда пилообразное напряжение, формируемое генератором пилообразного напряжения, станет равным напряжению  $U_p$ , наступит раньше, а время открытого состояния транзистора  $t_{вкл}$ , формируемого ШИМ, увеличится. Это приведет к возрастанию выходного напряжения  $U_{вых}$  и восстановлению его заданного значения. Если же выходное напряжение увеличится, напряжение рассогласования также увеличится на величину  $+\Delta U_p$ . Это приведет к тому, что момент открытия транзистора, формируемый ШИМ, наступит позже, а время открытого состояния транзистора  $t_{вкл}$  уменьшится. В результате выходное напряжение уменьшится и его заданное значение восстановится.

### Контрольные вопросы и задания

1. Что понимают под источниками первичного и вторичного электропитания?
2. Назовите основные блоки ИВЭП и их функции.

3. Сравните схемы простейших однофазных выпрямителей на полупроводниковых диодах: одно- и двухполупериодного по уровню постоянной составляющей напряжения на нагрузке.
4. Сколько входных зажимов имеет трехфазный выпрямитель? От какого источника он питается?
5. Сколько выходных зажимов имеет трехфазный выпрямитель?
6. Какие устройства называют сглаживающими фильтрами? Какова их главная функция?
7. Назовите главную функцию стабилизатора напряжения.
8. Какие стабилизаторы относят к параметрическим?
9. Назовите основной признак принадлежности стабилизатора к разряду компенсационных устройств.
10. Как называют стабилизатор, выполняющий функцию стабилизации среднего значения напряжения?
11. Изложите идею импульсной стабилизации среднего значения напряжения на нагрузке.
12. Опишите принцип работы ШИМ.

## ГЛАВА 9. ЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

---

### 9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Цифровые устройства (ЦУ) предназначены для формирования, преобразования и передачи кодовых слов. При этом кодовые слова (коды или числа) в электронных ЦУ представляются в виде последовательностей электрических импульсов (сигналов с двумя уровнями напряжения: высоким и низким), а их преобразования осуществляются арифметическими, логическими, запоминающими и вспомогательными устройствами.

Элементами и узлами ЦУ, служащими основой для построения микропроцессоров, микропроцессорных систем, компьютеров, автоматизированных систем управления объектами, технологическими процессами и информационными потоками, являются дешифраторы, сумматоры, триггеры, регистры, счетчики и др.

В современных устройствах цифровой обработки информации используют два класса переменных: числа и логические переменные. Числа несут информацию о количественных характеристиках процесса, объекта, системы, с их помощью можно производить арифметические действия. Логические переменные определяют состояние системы или принадлежность ее к определенному классу состояний.

Главная особенность ЦУ (по отношению к аналоговым и импульсным устройствам) состоит в том, что объектами информации являются двоичные числа (кодовые слова) и логические переменные.

Числа и логические переменные связаны друг с другом при решении задач управления и обработки информации. В вычислительных задачах сначала определяют совокупность и значения

входных воздействий на объект управления, предполагая, что существует математическая модель объекта в виде набора формул, таблиц, графиков и логических условий. При решении задач необходимо вести анализ логических условий с выдачей логических команд. Для решения таких задач необходим специальный математический аппарат и соответствующие устройства.

Устройство в электронно-вычислительной машине (ЭВМ), выполняющее арифметические и логические операции, называют **арифметико-логическим устройством** (АЛУ), а АЛУ, выполняющее также функции управления, — **центральным процессором** (ЦП).

Арифметические устройства (сумматоры, умножители) предназначены для выполнения арифметических операций над бинарными кодовыми словами. Числа (кодовые слова) в цифровых устройствах обычно представляют в позиционной двоичной системе счисления, осуществляемой по следующему правилу:

$$A = (a_1 a_2, \dots, a_n) = a_1 \cdot 2^{n-1} + a_2 \cdot 2^{n-2} + \dots + a_n \cdot 2^0,$$

где  $a_1, a_2, \dots, a_n$  — числа двоичной системы, принимающие значения 1 и 0;  $n$  — число разрядов в коде (например,  $26_{(10)} = 11010_{(2)}$ ,  $n = 5$ ).

Кодовое слово, построенное по приведенной формуле, принято относить к арифметическим кодам, на которые распространяются арифметические операции сложения, вычитания, умножения и деления.

Число символов в кодовом слове ЦУ обычно фиксировано, т. е. кодовые слова имеют одинаковую длину. Если кодовое слово имеет  $n$  символов (разрядов), то из них можно составить  $N = 2^n$  комбинаций кодовых слов. Например, в 32-разрядном вычислительном устройстве можно закодировать  $2^{32} = 4\,296\,967\,298$  слов.

Для оценки количества цифровой информации используют бит и байт (1 байт = 8 бит; 1 бит — это единица измерения количества информации, выражающая такое ее количество, которое может передать один символ двоичного алфавита).

В цифровой электронике это понятие распространяют на двоичные системы с любым числом разрядов, при этом полагая, что каждый разряд хранит 1 бит информации. Так, в 8-разрядном слове информационная емкость равна 8 бит, или 1 байт.

С информационной точки зрения функции арифметического ЦУ состоят в преобразовании входного  $n$ -разрядного двоичного числа в  $m$ -разрядное выходное двоичное слово (число).

В цифровых вычислительных системах наряду с двоичной широко используют также восьмеричную (для кодирования адресов и команд), шестнадцатеричную (цифробуквенную), десятично-двоичную и другие системы счисления.

**Логическими** устройствами называют схемные элементы, с помощью которых осуществляют преобразование поступающих на их входы двоичных (бинарных) сигналов и непосредственное выполнение предусмотренных логических операций.

**Запоминающими** называют такие устройства, которые обладают свойствами длительно сохранять поступающую в них информацию без изменения ее содержания и отправлять ее по команде в другие устройства.

**Вспомогательными** являются все прочие устройства, предназначенные для образования надежных связей между арифметико-логическими и запоминающими функциональными узлами и внешними устройствами. К ним относят тактовые генераторы, устройства приема и распределения данных, таймеры, усилители, повторители, инверторы и др.

Функционирование цифровых устройств осуществляется следующим образом:

- посредством генератора тактовых импульсов производится синхронизация начала выполнения отдельных операций преобразования входного кодового слова и отводится время на выполнение команды (в течение одного или нескольких периодов тактовых импульсов);
- после активизации начала операции осуществляется преобразование всех входных кодовых слов (логических нулей и единиц) в требуемые выходные кодовые слова;
- выходные кодовые слова отправляются на хранение в память ЦУ и/или во внешние устройства для выполнения определенных действий.

Операции над кодовыми словами, представленными в виде электрических сигналов, в ЦУ могут выполняться следующими двумя способами:

- последовательное (поразрядное, побитовое) выполнение операций, при котором символы 1 и 0 кодового слова поступают последовательно по времени на единственный вход ЦУ и по завершении операции последовательно символ за символом выводятся из него. На рисунке 9.1, а приведено выполнение операции ЦУ (ин-

вектором) над трехразрядным входным словом  $x_2x_1x_0 = 100$ , при котором биты выходного слова  $y_2y_1y_0 = 011$  принимают противоположные значения;

- параллельное выполнение операций, при котором символы 1 и 0 кодового слова поступают одновременно на три входа ЦУ и по завершении операции одновременно выводятся из него (рис. 9.1, б).

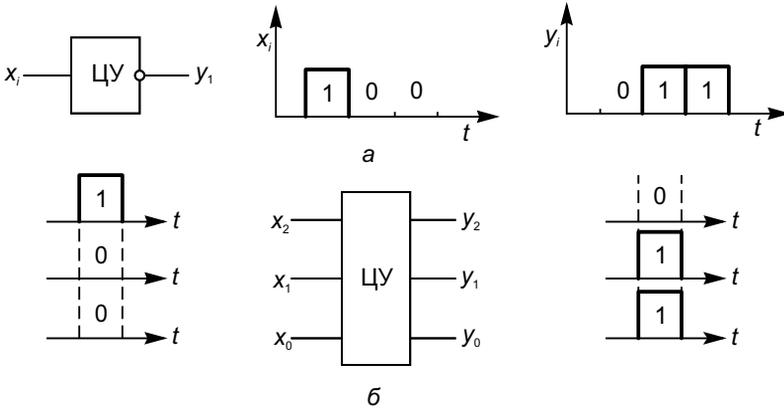


Рис. 9.1. Способы выполнения операций ЦУ над кодовыми словами:  
*a* – последовательный; *б* – параллельный

В рассмотренных случаях для выполнения операций над кодовыми словами использовались устройства последовательного и параллельного действия, а входные и выходные слова представлялись в виде последовательного и параллельного кодов.

В ряде случаев используют комбинированные способы обработки информации: с последовательным вводом и параллельным выводом (рис. 9.2, *a*) и с параллельным вводом и последовательным выводом (рис. 9.2, *б*).

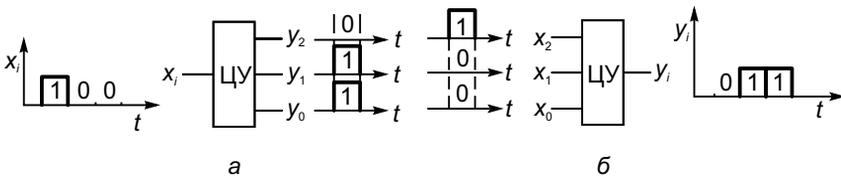


Рис. 9.2. Способы выполнения операций ЦУ над кодовыми словами

## 9.2. ЭЛЕМЕНТЫ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Работа любого логического устройства подчиняется законам формальной логики, которые не допускают приблизительных ответов. Решение логических задач осуществляется с помощью логических элементов, базирующихся на математическом аппарате **алгебры логики** (булевой алгебры, разработанной английским математиком Дж. Булем (1815–1864)), в которой все переменные величины (аргументы  $x_i$  и функции  $y_j$ ) могут принимать только два логических значения: «1» (логическая единица) и «0» (логический нуль). Во многих случаях эти символы алфавита, состоящего из двух букв, отождествляют с арабскими цифрами 1 и 0, не вкладывая в них смысла количества.

Понятия «1» и «0» являются условными, символизирующими состояния, например, релейного устройства: «включено», «выключено». В цифровых электронных устройствах применяют сигналы двух уровней напряжения:

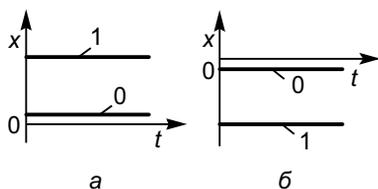


Рис. 9.3. Уровни сигналов напряжения:

*a* – положительная потенциальная логика; *б* – отрицательная потенциальная логика

положительную потенциальную логику (рис. 9.3, *a*), в которой символ «1» кодируется высоким потенциалом, а «0» – низким, и отрицательную (рис. 9.3, *б*), в которой символ «1» кодируется отрицательным потенциалом, а «0» – близким к нулевому. В данном учебном пособии будем использовать способ кодирования, который называют **соглашением положительной логики**.

В общем случае логическое устройство может иметь  $n$  входов и  $m$  выходов. Рассматривая входные сигналы  $x_1, x_2, \dots, x_n$  в качестве аргументов, можно соответствующие выходные сигналы представлять в виде функции  $y_i = f(x_0, x_1, x_2, \dots, x_n)$  с помощью операций алгебры логики.

**Функции алгебры логики**, которые также называют *переключаемыми функциями*, представляют в нескольких формах:

- в алгебраической (в виде математического выражения):

$$y_i = (x_0 \cdot x_1) + (x_1 \cdot x_2);$$

- в виде *таблиц истинности*, или *комбинационных таблиц*.

Таблица содержит всевозможные комбинации (наборы) бинарных значений входных переменных с соответствующими им бинарными значениями выходных переменных; каждому набору входных сигналов соответствует определенное значение выходного сигнала – значение логической функции  $y_i$  (табл. 9.1). Максимальное число возможных различных наборов (строк) зависит от числа входных переменных  $n$  и равно  $2^n$ ;

- в виде *временных диаграмм*.

Таблица 9.1

Таблица истинности

$x_0$	$x_1$	$x_2$	$y_i$
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	1

При этом всегда имеется возможность осуществить переход из одной формы представления в другую.

Число возможных функций при одном выходе зависит от числа аргументов (табл. 9.2). Практическим препятствием для повсеместного использования табличной формы задания логических функций является быстрый рост числа строк таблицы.

Таблица 9.2

Зависимость числа функций от количества аргументов

Число аргументов $n$	Число комбинаций аргументов $2^n$	Число функций $y_i = (2^n)^2$
1	2	4
2	4	16
3	8	64
4	16	256

Рассмотрим логические функции 2–4 аргументов.

При  $n = 1$  входной сигнал  $x$  может принимать лишь два значения 0 и 1. Вполне возможно, что для обоих значений  $x$  (1 и 0) выходной сигнал  $y$  может принимать значение, равное 0; в другом случае  $y = 1$  при  $x = 0$  и при  $x = 1$  и т. д. Таким образом, ЦУ с одним выходом способно сформировать четыре различных варианта выходного сигнала.

Для ЦУ с двумя входными переменными  $x_1$  и  $x_2$  ( $n = 2$ ) возможно четыре варианта комбинаций аргументов (входных слов):

00, 01, 10 и 11, и 16 различных выходных функций  $y_i$ . Каждая функция  $y_i$  ( $i = 0, 1, \dots, 15$ ) является результатом выполнения одной из операций над аргументами  $x_1$  и  $x_2$  для  $i$ -го набора, представляет собой четырехразрядное двоичное число (от 0000 до 1111), имеет свои запись и название. ЦУ с двумя входами формирует полный набор четырехразрядных двоичных чисел.

### 9.3. ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИИ И ЗАКОНЫ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Алгебра логики базируется на трех функциях, определяющих три основные логические операции. Реализуют функции алгебры логики с помощью *логических элементов*, которые используют для построения преобразователей цифровых сигналов комбинационного типа. В комбинационных устройствах отсутствует внутренняя память. Сигналы на их выходах в любой момент однозначно определяются сочетаниями сигналов на входах и не зависят от предыдущих состояний схемы. Характерной особенностью комбинационных устройств является отсутствие обратной связи.

**Функция логического умножения (конъюнкции).** Записывают в виде:  $y = x_1 \wedge x_2$  (символы логического умножения: «&», « $\wedge$ », « $\cdot$ », « $\times$ ») и читают как:  $y$  есть (эквивалентна)  $x_1$  и  $x_2$ , поскольку функция истинна тогда, когда истинны 1-й и 2-й аргументы (переменные) (табл. 9.3). Конъюнкцию называют **функцией И (AND)**, а логический элемент, реализующий эту функцию, **элементом И**.

Таблица 9.3

Таблица истинности элемента И

$x_1$	$x_2$	$y$
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Для изображения логических элементов используют условные графические обозначения, принятые в различных стандартах. Наиболее распространенными являются ГОСТ 2.743-91 (рис. 9.4, *а*), стандарт IEC 60617-DB-12M(2012) (рис. 9.4, *б*) Международной электротехнической комиссии и стандарт, разрабо-

танный Институтом инженеров электротехники и электроники США, ANSI IEEES Std 91a-1991 (рис. 9.4, в).

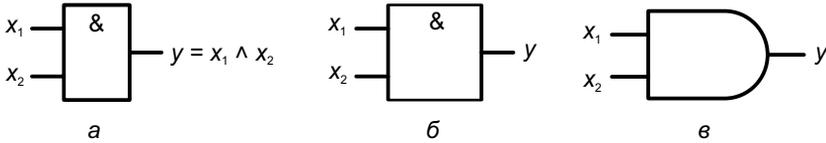


Рис. 9.4. Условное обозначение логического элемента И

Необходимо отметить, что у логического элемента может быть и один, и несколько входов, поэтому при обозначении логического элемента всегда указывают их количество, т. е. в представленном примере элемент должен называться 2И.

**Функция логического сложения (дизъюнкция).** Записывают в виде:  $y = x_1 \vee x_2$  (символы логического сложения: « $\vee$ », « $+$ ») и читают как:  $y$  есть  $x_1$  или  $x_2$ , поскольку функция истинна, когда истинна одна или другая переменная (хотя бы одна) (табл. 9.4), поэтому функцию дизъюнкции часто называют **функцией ИЛИ (OR)** (рис. 9.5).

Таблица 9.4

Таблица истинности элемента ИЛИ

$x_1$	$x_2$	$y$
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

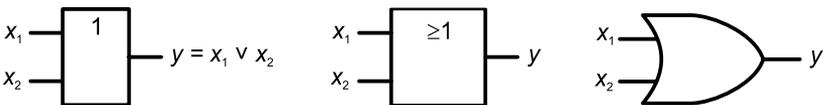


Рис. 9.5. Условное обозначение логического элемента ИЛИ

**Функция отрицания (инверсии).** Записывают в виде:  $y = \bar{x}$  и читают как:  $y$  есть (эквивалентна) не  $x$  (табл. 9.5). Элемент, реализующий **функцию НЕ (NOT)**, называют **инвертором** (рис. 9.6).

Таблица 9.5

Таблица истинности элемента НЕ

$x$	$y$
0	1
1	0

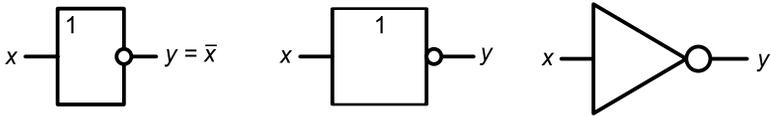


Рис. 9.6. Условное обозначение логического элемента НЕ

В таблице 9.6 приведены основные законы алгебры логики. Они позволяют проводить эквивалентные преобразования функций, записанных с помощью операций И, ИЛИ, НЕ, приводить их к удобному виду для дальнейшего использования и упрощать имеющиеся записи. Кроме того, как видно из таблицы 9.6, булевой алгебре свойственен принцип двойственности (за исключением закона двойного отрицания).

Таблица 9.6

**Основные законы алгебры логики**

Для ИЛИ	Для И	Закон
$\bar{0} = 1$	$\bar{1} = 0$	Аксиомы (тождество)
$x \vee 0 = x$	$x \wedge 1 = x$	
$x \vee 1 = 1$	$x \wedge 0 = 0$	
$x \vee x = x$	$x \wedge x = x$	
$x \vee \bar{x} = 1$	$x \wedge \bar{x} = 0$	
$\bar{\bar{x}} = x$		Закон двойного отрицания
$x \vee x \wedge y = x$	$x \wedge (x \vee y) = x$	Закон поглощения
$x \vee y = y \vee x$	$x \wedge y = y \wedge x$	Закон коммутативности
$\overline{(x \vee y)} = \bar{x} \wedge \bar{y}$	$\overline{(x \wedge y)} = \bar{x} \vee \bar{y}$	Правило де Моргана (закон дуальности)
$(x \vee y) \vee z = x \vee y \vee z$	$(x \wedge y) \wedge z = x \wedge y \wedge z$	Закон ассоциативности
$x \vee y \wedge z = (x \vee y) \wedge (x \vee z)$	$x \wedge (y \vee z) = x \wedge y \vee x \wedge z$	Закон дистрибутивности

**9.4. БАЗИСЫ В АЛГЕБРЕ ЛОГИКИ**

Важным понятием в алгебре логики является понятие о базисе. Совокупность элементарных функций, с помощью которых можно записать любую, сколь угодно сложную функцию, называют **базисом**.

Функционально полными в алгебре логики являются три базиса:

- 1) И-НЕ – базис Шеффера (рис. 9.7, а, табл. 9.7);
- 2) ИЛИ-НЕ – базис Пирса или функция Вебба (рис. 9.7, б, табл. 9.8);
- 3) И-ИЛИ-НЕ – базис конъюнкции, дизъюнкции, инверсии (рис. 9.7, в, табл. 9.9).

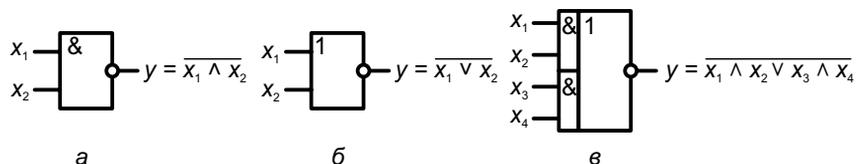


Рис. 9.7. Условное обозначение базисов

Таблица 9.7

Таблица истинности элемента И-НЕ

$x_1$	$x_2$	$y$
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Таблица 9.8

Таблица истинности элемента ИЛИ-НЕ

$x_1$	$x_2$	$y$
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

Таблица 9.9

Таблица истинности элемента И-ИЛИ-НЕ

$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$y$
0	0	0	1	1
0	0	1	1	0
0	1	1	1	0
1	1	1	1	0

## 9.5. ПЕРЕХОД ОТ ЛОГИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ К ЛОГИЧЕСКОЙ СХЕМЕ

Для построения логической схемы необходимо логические элементы, предназначенные для выполнения логических операций, располагать начиная от входа, в порядке, указанном в булевом выражении.

Построим структуру логического устройства, реализующего логическую функцию трех переменных:

$$y = (a \vee b \vee c) \wedge (a \vee b \vee \bar{c}) \wedge (\bar{a} \vee b \vee c) \wedge (\bar{a} \vee \bar{b} \vee c).$$

Слева расположены входы  $a$ ,  $b$  и  $c$  с ответвлениями на три инвертора, затем четыре элемента ИЛИ и, наконец, элемент И на выходе (рис. 9.8).

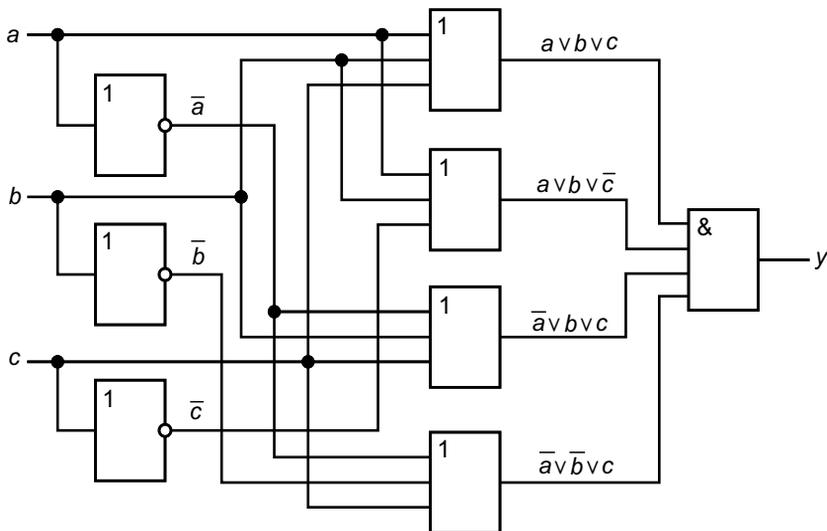


Рис. 9.8. Реализация логической функции с помощью логической схемы

Таким образом, любую логическую функцию можно реализовать непосредственно по выражениям. Однако полученная таким образом схема, как правило, неоптимальна с точки зрения ее практической реализации: она громоздкая, содержит много элементов, возникают трудности в обеспечении ее высокой надежности.

## 9.6. СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ОСНОВНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ

Поскольку логические переменные способны принимать только два дискретных значения, пригодны лишь те схемы, у которых имеется два четко различимых рабочих состояния. Ключ на рисунке 9.9 является простейшим из возможных представлений логической переменной при условии, что разомкнутый ключ представляет логический нуль, а замкнутый — логическую единицу. Следовательно, ключ  $S$  отображает переменную  $x$ , если он замкнут и  $x = 1$ , и переменную  $\bar{x}$ , если он разомкнут и  $x = 0$ .

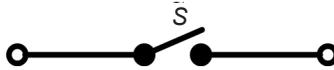


Рис. 9.9. Представление логической переменной с помощью ключа

Логические переменные можно представить также с помощью напряжений, различающихся высоким  $H$  (*high*) и низким  $L$  (*low*) уровнями, которые сопоставимы с логическим состоянием 1 и 0. Систему обозначений  $H = 1$  и  $L = 0$  называют *позитивной логикой*. Допустима и обратная система обозначений  $H = 0$  и  $L = 1$ , которую называют *отрицательной логикой*.

Для реализации отдельных основных логических функций имеется множество схемотехнических средств, различающихся энергопотреблением, напряжением питания, уровнями 0 и 1, быстродействием логического элемента и нагрузочными свойствами. Для выбора оптимального варианта необходимо знать внутреннее устройство таких схем.

### Транзисторно-транзисторная логика

В стандартной схеме транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) используют многоэмиттерный биполярный транзистор.

В многоэмиттерных биполярных транзисторах единая базовая область через  $p$ - $n$ -переходы соединена с несколькими самостоятельными эмиттерными областями, снабженными собственными выводами. Каждый такой  $p$ - $n$ -переход между базой и одним из эмиттеров может использоваться как полупроводниковый диод. На рисунке 9.10 приведены двухэмиттерный  $n$ - $p$ - $n$ -транзистор и его диодная эквивалентная схема.

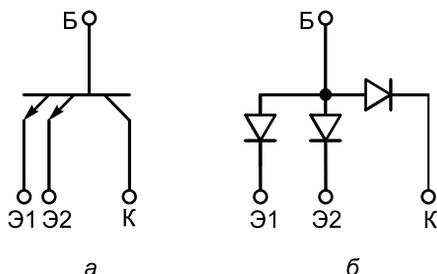


Рис. 9.10. Двухэмиттерный транзистор (а) и его эквивалентная схема (б)

Стандартная схема ТТЛ с многоэмиттерным транзистором Т1 приведена на рисунке 9.11. Когда все входные уровни отвечают уровню Н, ток через резистор  $R_1$  протекает по открытому в прямом направлении переходу база – коллектор входного транзистора в цепь базы транзистора VT2 и переводит его в открытое состояние.

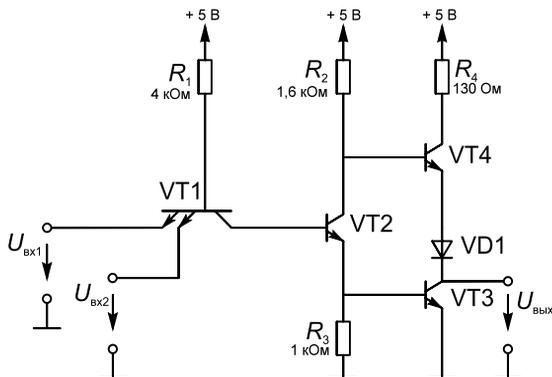


Рис. 9.11. Стандартный логический элемент ТТЛ И-НЕ

Если на один из входов подан низкий потенциал, соответствующий переход база – эмиттер открывается и потенциал базы VT2 оказывается близким к нулю, вследствие чего транзистор VT2 запирается, а выходное напряжение соответствует уровню Н.

В схемах ТТЛ усилитель состоит из управляющего транзистора VT2 и двухтактного оконечного каскада. Когда транзистор VT2 открыт, транзистор VT3 также открыт, а транзистор VT4 заперт. На выходе возникает сигнал уровня L, и транзистор VT3 приобретает способность пропускать большие токи, например от подключенных входов логических элементов (на уровне L

ток вытекает из этих входов). Транзистор VT3 запирается вместе с транзистором VT2, но при этом открывается транзистор VT4, что приводит к появлению уровня Н на выходе. В этом случае транзистор в режиме эмиттерного повторителя может создавать в нагрузке большие выходные токи и, следовательно, быстро заряжать емкости нагрузки. Однако подобные схемы ТТЛ в настоящее время не находят применения из-за недостаточного быстродействия, обусловленного насыщением транзисторов.

Включение диода Шоттки параллельно переходу коллектор – база (рис. 9.12) предотвращает насыщение транзистора. При открытом транзисторе благодаря обратной связи по напряжению диод не позволяет напряжению коллектор – эмиттер упасть ниже 0,3 В. На рисунке 9.13 приведен логический элемент ТТЛ, который построен из подобных транзисторов Шоттки, представляющих собой маломощный ТТЛ-элемент с диодами Шоттки. Номиналы резисторов схемы выбирают в 5 раз более высокоомными по сравнению со схемой стандартного логического элемента ТТЛ, благодаря чему потребляемая мощность снижается и достигается всего 2 мВт. При этом быстродействие элемента не ухудшается, оставаясь равным 10 нс. Транзистор Дарлингтона VT3 заменяет диод VD1 в окончательном каскаде, необходимый для смещения потенциала в стандартной схеме (см. рис. 9.11).

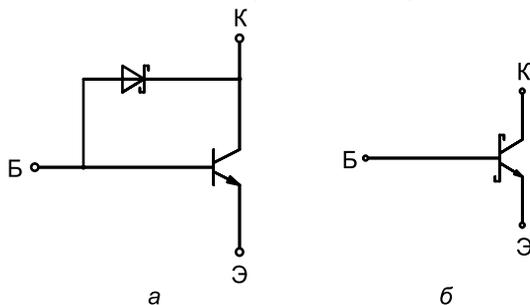


Рис. 9.12. Транзистор с диодом Шоттки для устранения насыщения (а) и его схема (б)

Порог переключения по входу составляет около 1,1 В, что с большим запасом перекрывает заданные допуски: при максимально допустимом уровне L на входе величиной 0,8 В выходное напряжение становится равным 2,4 В, что соответствует уровню Н. При минимальном входном уровне Н величиной 2 В выходной уровень L должен составлять не более 0,4 В.

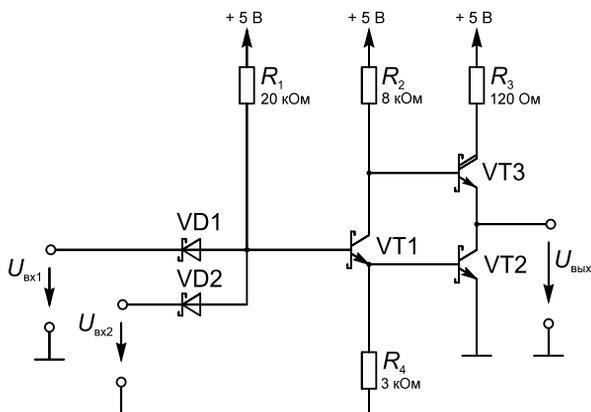


Рис. 9.13. Маломощный логический элемент ТТЛ с диодом Шоттки

### Логические схемы на комплементарных МОП-транзисторах

Семейство логических схем на *комплементарных МОП-транзисторах* (КМОП) обладает особой экономичностью по электропитанию. Схема КМОП-инвертора приведена на рисунке 9.14. Характерно, что она образована исключительно МОП-транзисторами с индуцированным каналом. При этом истоковые выводы

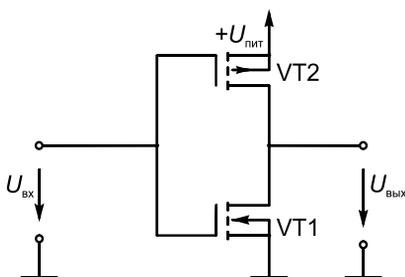


Рис. 9.14. КМОП-инвертор

*n*-канального МОП-транзистора соединены с землей, а *p*-канального — с источником напряжения питания  $U_{пит}$ . Таким образом, оба МОП-транзистора функционируют в схеме с общим истоком, усиливают и инвертируют входное напряжение, причем в каждый момент времени один из них играет роль рабочего нагрузочного резистора для другого.

Модуль порогового напряжения обоих МОП-транзисторов составляет около 1,5 В, поэтому при напряжении питания 5 В по крайней мере один из них открыт.

При  $U_{вх} = 0$  открыт *p*-канальный МОП-транзистор VT2, а *n*-канальный транзистор VT1 закрыт. Выходное напряжение ста-

новится равным  $U_{\text{пит}}$ . При  $U_{\text{вх}} = U_{\text{пит}}$  закрыт транзистор VT2, а транзистор VT1 открыт и выходное напряжение принимает нулевое значение. Ясно, что в стационарных условиях ток через схему не идет.

Логические уровни зависят от выбора напряжения питания. Диапазон допустимого напряжения питания КМОП-приборов весьма широк: у схем с кремниевым затвором — 3–6 В, у схем с металлическим затвором — 3–15 В. По соображениям симметрии порог переключения всегда выбирают равным половине напряжения питания. Поэтому при питающем напряжении 5 В уровень Н должен быть выше 3,5 В. По указанной причине для управления КМОП-элементом с помощью ТТЛ выхода требуется дополнительный резистор установки рабочей точки.

Выводы затвора МОП-транзисторов очень чувствительны к статическим зарядам. Во избежание повреждений входы интегральных МОП-схем защищают диодами (рис. 9.15), что не исключает необходимость соблюдать осторожность.

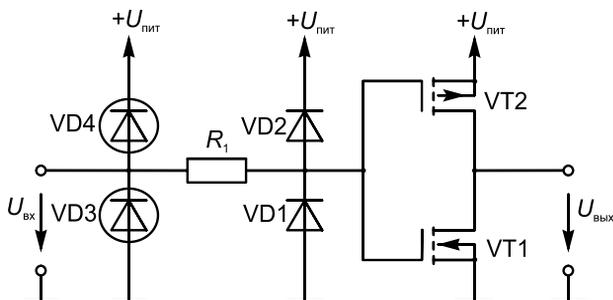


Рис. 9.15. Входная защита схемы посредством КМОП-элементов VD3, VD4, реализованных транзисторами VT1, VT2

Однако при использовании защитных диодов появляется новое ограничение, которое следует учитывать при применении КМОП-схем. Вследствие изоляции обоих МОП-транзисторов VT1 и VT2 обратным смещенным переходом возникает паразитный тиристор между выводами напряжения питания (рис. 9.16). В норме данный тиристор не мешает, так как транзисторы VT3 и VT4 заперты, их обратные токи протекают через резисторы  $R_2$  и  $R_3$ . Но если один из защитных диодов, действующих как дополнительные эмиттеры, включить

в прямом направлении, может сработать тиристор VT3, VT4. В результате откроются оба транзистора, питающее напряжение накоротко замкнется и возникшие при этом сильные токи разрушат интегральную схему. Во избежание подобного эффекта входные напряжения не должны быть ниже потенциала земли или выше напряжения питания. Если такая ситуация не исключается, следует хотя бы ограничить токи, протекающие через защитные диоды, величиной 1–100 мА в зависимости от технологии схемы, как правило, с помощью гасящего резистора. Паразитный тиристор способен сработать и в том случае, когда к выходу приложено напряжение, превосходящее напряжение питания.

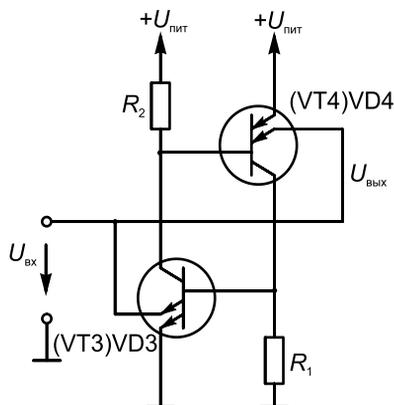


Рис. 9.16. Паразитный тиристор, возникающий вследствие изоляции МОП-транзисторов обратным смещенным переходом

### Логические КМОП-элементы

На рисунке 9.17 представлен КМОП-элемент ИЛИ-НЕ, функционирующий по тому же принципу, что и описанный инвертор. Для того чтобы сделать управляемый резистор высокоомным при переходе одного из входных напряжений на уровень Н, требуется последовательная цепочка из соответствующего числа  $p$ -канальных полевых транзисторов. Заменяя последовательную цепочку параллельной, вместо логического элемента ИЛИ-НЕ получают элемент И-НЕ (рис. 9.18).

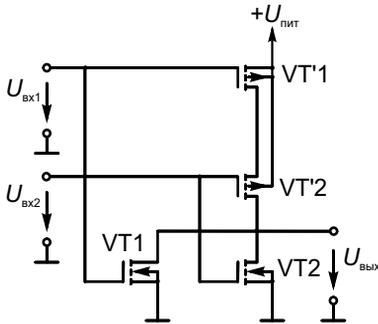


Рис. 9.17. КМОП-элемент ИЛИ-НЕ

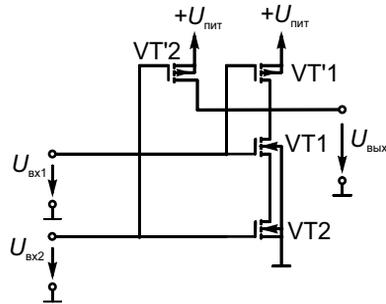


Рис. 9.18. КМОП-элемент И-НЕ

### ***n*-канальная МОП-логика**

Отличительная черта интегральных *n*-канальных МОП-схем состоит в том, что они построены исключительно из *n*-канальных МОП-транзисторов. Это упрощает их изготовление и делает особенно подходящими для применения в приборах высокой степени интеграции.

Логический *n*-канальный МОП-элемент ИЛИ-НЕ представлен на рисунке 9.19. В данной схеме используют МОП-транзистор, работающий в режиме обогащения, как и входные полевые транзисторы. Для того чтобы сделать его проводящим, нужно обеспечить высокий потенциал затвора  $U_3$ . Если выходное напряжение, соответствующее уровню Н, должно подниматься до потенциала стока  $U_c$ , то вспомогательный потенциал  $U_3$  должен превышать  $U_c$  по крайней мере на величину порогового напряжения. Кроме того, обычно требуется напряжение смещения подложки  $U_n$  для надежного запираения входных полевых транзисторов и снижения барьерных емкостей.

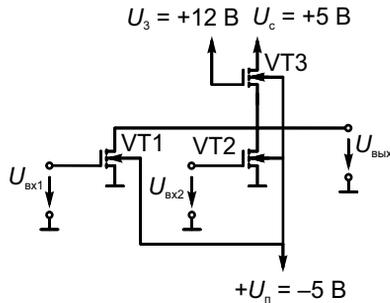


Рис. 9.19. Стандартная схема логического *n*-канального МОП-элемента ИЛИ-НЕ

Как видно из рисунка 9.19, транзистор VT3 работает как источник тока для  $U_c$ . При этом внутреннее сопротивление желательно сделать более высокоомным, что обеспечивается путем снижения крутизны по сравнению с крутизной полевых транзисторов на входе.

Если в качестве транзистора VT3 применить МОП-транзистор со встроенным каналом, то можно обойтись без источника напряжения  $U_c$  (рис. 9.20). При этом транзистор VT3 функционирует как источник постоянного тока. Однако полевые транзисторы на входе должны по-прежнему работать в режиме обогащения. В противном случае управляющее напряжение пришлось бы сделать отрицательным, тогда как выходное напряжение всегда положительное, и в результате прямое соединение таких логических элементов было бы невозможным.

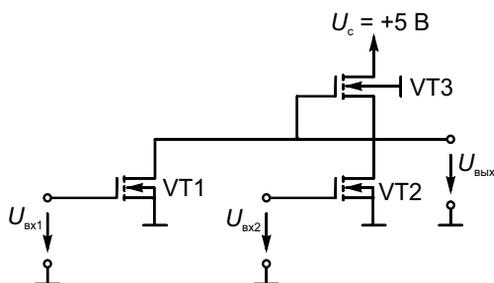


Рис. 9.20. Схема логического  $n$ -канального МОП-элемента ИЛИ-НЕ с обедненной нагрузкой

Импламентация ионов позволяет интегрировать МОП-транзисторы, функционирующие в режимах обеднения и обогащения. Проблему вспомогательного отрицательного напряжения можно устранить, правильно выбрав пороговые напряжения или получив его из положительного напряжения питания с помощью преобразователя напряжения, встроенного в микросхему.

В  $n$ -канальной МОП-технологии предлагаются только интегральные схемы высокой степени интеграции, а не простые схемы наподобие одиночного логического элемента.

Признаком качества семейства интегральных микросхем служит произведение мощности на время переключения. Оно свидетельствует о том, характеризуется элемент только малыми потерями или также обладает хорошим быстродействием.

Логические микросхемы сильно различаются по потребляемой мощности. В этом отношении удобно применять КМОП-схемы на низких частотах.

Однако при частоте свыше 1 МГц различия в мощности потерь между маломощными схемами с диодами Шоттки и КМОП-элементами становятся незначительными. Стоит отметить, что в данной частотной области возрастает и потребляемая мощность микросхем ТТЛ. В этом случае через каскадный выход протекает сквозной ток при каждом переключении, в силу чего потребляемая мощность заметно возрастает с повышением частоты коммутации. Указанного недостатка лишены схемы эмиттерно-связанной логики, обладающие преимуществом при работе на частотах свыше 30 МГц (за исключением более высокой стоимости).

### Контрольные вопросы и задания

1. Дайте определение цифрового устройства.
2. Что понимают под таблицей истинности? Какие величины она связывает?
3. Назовите известные вам простейшие логические операции, охарактеризуйте их логические свойства.
4. Что называют базисом в алгебре логики?
5. Изобразите таблицы истинности элементов, реализующих операции логического умножения И и сложения ИЛИ двух переменных. Какова таблица истинности элемента, осуществляющего логическое отрицание НЕ?
6. При каких значениях входов будет истинность элемента ИЛИ-НЕ?
7. Нарисуйте графическое обозначение инвертора НЕ.
8. Нарисуйте условное графическое обозначение элементов, выполняющих логическое умножение и сложение трех аргументов  $x_1, x_2, x_3$ .
9. Запишите алгебраические выражения, обозначающие операции:
  - а) логического умножения трех логических переменных  $x_1, x_2, x_3$ ;
  - б) логического сложения трех логических переменных  $x_1, x_2, x_3$ ;
  - в) логического отрицания переменной  $x$ .
10. Используя таблицу 9.6, приведите выражение  $(x_1 \vee x_2 \vee x_1 \wedge x_2) \wedge (x_1 \vee x_2)$  к виду:

- а) не содержащему логических произведений;
  - б) не содержащему логических сумм.
11. Чему равны логические функции:  $y = x \wedge \bar{x}$ ,  $y = x \vee \bar{x}$ ,  $y = 0 \wedge \bar{x}$ ,  $y = 0 \vee x$ ?
12. Опишите принцип работы элемента ТТЛ.
13. Каково назначение применения диода Шоттки в элементе ТТЛ?
14. Каковы преимущества применения в логических схемах комплементарных МОП-транзисторов?

## ГЛАВА 10. ТРИГГЕРЫ

---

### 10.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

**Триггер** – устройство, обладающее двумя устойчивыми состояниями и способное переходить из одного состояния в другое под воздействием внешнего управляющего сигнала, превышающего пороговое значение. При отсутствии внешних воздействий триггер может сколь угодно долго находиться в одном из устойчивых состояний. Триггеры могут выполнять функции реле, переключателей, на их основе строят счетчики, распределители и другие устройства.

Различают триггеры *асинхронные*, которые переключаются в момент подачи входного сигнала, и *синхронные* (тактируемые), которые переключаются только при подаче синхронизирующих импульсов, в момент перехода связаны с определенным уровнем синхросигнала (*статические триггеры*) или с моментом фронта либо среза синхросигнала (*динамические триггеры*).

### 10.2. RS-ТРИГГЕРЫ

#### Асинхронный RS-триггер

Простейшим триггером является RS-триггер, условное графическое обозначение которого приведено на рисунке 10.1, а, а принцип действия поясняется таблицей истинности (табл. 10.1). Триггер имеет два отдельных входа – R (установки нуля на выходе,  $Q = 0$ ) и S (установки единицы на выходе,  $Q = 1$ ) и два выхода – прямой Q и инверсный  $\bar{Q}$ . Независимым является один выход Q, так как сигнал  $\bar{Q}$  можно получить с помощью внешнего инвертора.

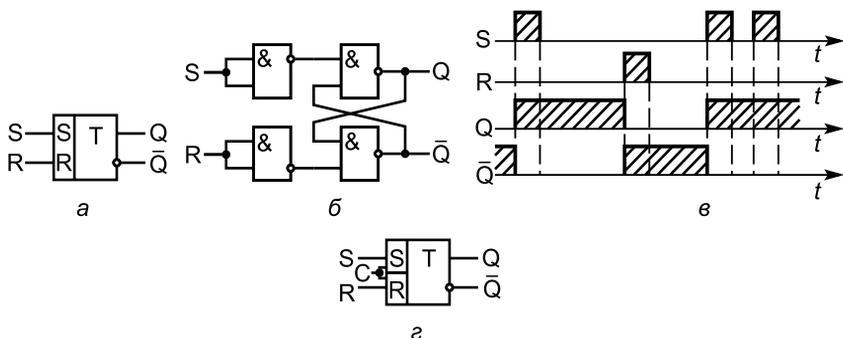


Рис. 10.1. RS-триггер:

*a* – условное графическое обозначение; *б* – схема реализации RS-триггера на логических элементах; *в* – временная диаграмма; *г* – синхронный RS-триггер

Таблица 10.1

Таблица переключательных функций RS-триггера

S	R	$Q^{t+1}$
0	0	$Q^t$
0	1	1
1	0	0
1	1	–

До поступления сигнала на S-вход сигнал на выходе триггера обозначен  $Q^t$ . При подаче сигнала 1 на S-вход ( $S = 1$ , команда «включить») триггер переходит в состояние  $Q^{t+1} = 1$ . При поступлении сигнала 1 на R-вход ( $R = 1$ , команда «выключить») устанавливается  $Q^{t+1} = 0$ . При отсутствии новых команд состояние триггера не изменяется: триггер сохраняет информацию о последней из поступивших команд. Команда «включить-выключить» ( $S = R = 1$ ) является недопустимой: при таком сочетании входных переменных в RS-триггере возникает неопределенность и это сочетание не используется.

На основании таблицы 10.1 запишем аналитическое выражение функционирования триггера:

$$Q^{t+1} = S + Q^t \bar{R}.$$

RS-триггер может быть построен на различных логических элементах. На рисунке 10.1, б приведена схема реализации

RS-триггера на логических элементах И-НЕ, в которой использована обратная связь с выходов триггера на входы логических элементов. Именно обратная связь позволяет в триггере учитывать его предшествующее состояние.

На рисунке 10.1, *в* приведена временная диаграмма, иллюстрирующая его работу. В момент установления  $S = 1$  триггер переходит в состояние  $Q = 1$ . При отсутствии входных сигналов состояние триггера не изменяется, а в момент установления  $R = 1$  триггер переключается в состояние  $Q = 0$ , в котором пребывает до поступления нового единичного сигнала на S-вход.

### Синхронный RS-триггер

Асинхронный RS-триггер можно преобразовать в синхронный, если добавить третий (тактирующий) вход С (рис. 10.1, *з*), соединенный, например, с нижними входами двух левых элементов И-НЕ (см. рис. 10.1, *б*).

Вход С обеспечивает функционирование RS-триггера по закону

$$Q^{t+1} = Q(\bar{C} + \bar{R}) + CS.$$

Переключение синхронного RS-триггера в состояние  $Q = 1$  происходит при  $S = 1$  или  $R = 1$  в момент прихода синхроимпульса С. При  $C = 0$  информация с S- и R-входов на триггер не передается.

## 10.3. Т-ТРИГГЕР

Триггер со счетным запуском (Т-триггер) должен переключаться каждым импульсом, подаваемым на единственный счетный вход Т (рис. 10.2, *а*).

Т-триггер может быть реализован, например, на базе двух синхронных RS-триггеров (рис. 10.2, *б*) или на базе D-триггера. С появлением фронта тактового импульса триггер  $T_1$  первой ступени переключается в состояние, противоположное состоянию триггера  $T_2$ . Но это не вызывает изменения сигналов на выходах  $Q$  и  $\bar{Q}$ , так как на тактовом входе триггера  $T_2$  за счет инвертора в данный момент подан логический 0. Только на срезе счетного импульса на входе  $T_1$  переключится триггер  $T_2$  и произойдет изменение сигналов на выходах  $Q$  и  $\bar{Q}$ , а также на S- и R-входах первой ступени.

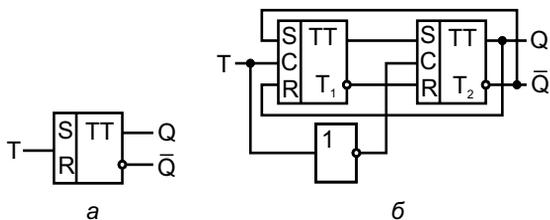


Рис. 10.2. Т-триггер:  
 а – условное графическое обозначение; б – реализация Т-триггера на базе двух синхронных RS-триггеров

### 10.4. D-ТРИГГЕР

Триггер задержки (D-триггер) имеет один информационный D-вход и тактовый C-вход. Условное обозначение D-триггера приведено на рисунке 10.3, а. Реализовать его можно на различных логических элементах, в том числе на основе синхронного RS-триггера, дополненного инвертором (рис. 10.3, б).

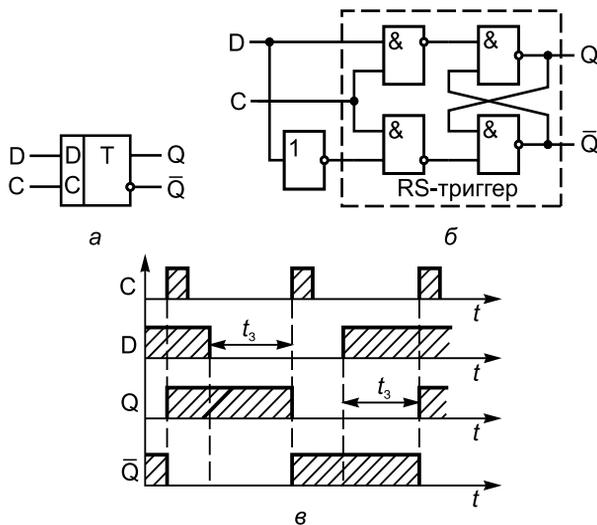


Рис. 10.3. D-триггер:  
 а – условное графическое обозначение; б – схема реализации D-триггера на логических элементах; в – временная диаграмма

Переключательные функции синхронного D-триггера приведены в таблице 10.2, в соответствии с которой при отсутствии синхроимпульса ( $C = 0$ ) состояние триггера остается неизменным. При условии же  $C = 1$  триггер передает на выход сигнал, поступивший на его вход D в предыдущем такте. Функцию переходов описывают следующим выражением:

$$Q^{t+1} = \bar{C}'Q' + C'D'$$

Таблица 10.2

Таблица переключательных функций D-триггера

$C'$	$D'$	$Q'$	$Q^{t+1}$
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

На рисунке 10.3, в приведены временные диаграммы D-триггера. Выход Q повторяет состояние D-входа с поступлением очередного тактового импульса на вход C с задержкой  $t_3$  относительно сменившегося логического состояния на D-входе.

## 10.5. JK-ТРИГГЕР

JK-триггеры обычно выполняют тактируемыми. Такой JK-триггер имеет информационные входы J и K, которые по своему воздействию на устройство аналогичны входам S и R тактируемого RS-триггера: при  $J = 1, K = 0$  триггер по тактовому импульсу C 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 тактируемого RS-триггера одновременное присутствие логических единиц на информационных входах 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.

На рисунке 10.4, *a* приведена одна из функциональных схем JK-триггера. Она отличается от схемы T-триггера (см. рис. 10.2, *б*) двумя элементами И-НЕ  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$  входной логики первой ступени; для создания входов J и K они выбраны трехвходовыми. Переключающий вход C — динамический (рис. 10.4, *б*): переключение JK-триггера происходит в момент снижения синхроимпульса с уровня  $C = 1$  до уровня  $C = 0$ , т. е. при срезе.

При  $J = K = 0$  на выходе элементов  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$  устанавливаются логические единицы, которые для триггеров с инверсными входами являются пассивными сигналами: триггер  $T_1$  и, следовательно, JK-триггер в целом сохраняют прежнее состояние (см. рис. 10.4, *a*). Логическая единица на одном из входов элемента И-НЕ не определяет единицу на его выходе, и сочетание  $J = K = 1$  никак не влияет на входную логику первой ступени, поэтому схемы T- и JK-триггеров (см. рис. 10.2, *б* и 10.4, *a*) принципиально не различаются: оба работают в счетном режиме. Только при наличии сигналов  $J = 1$ ,  $C = 1$  и  $Q = 1$  на входе элемента  $\mathcal{E}_1$  триггер  $T_1$  переключится в состояние  $P = 1$ . Аналогично логический нуль будет на выходе элемента  $\mathcal{E}_2$ , когда  $K = 1$ ,  $C = 1$  и  $Q = 1$ .

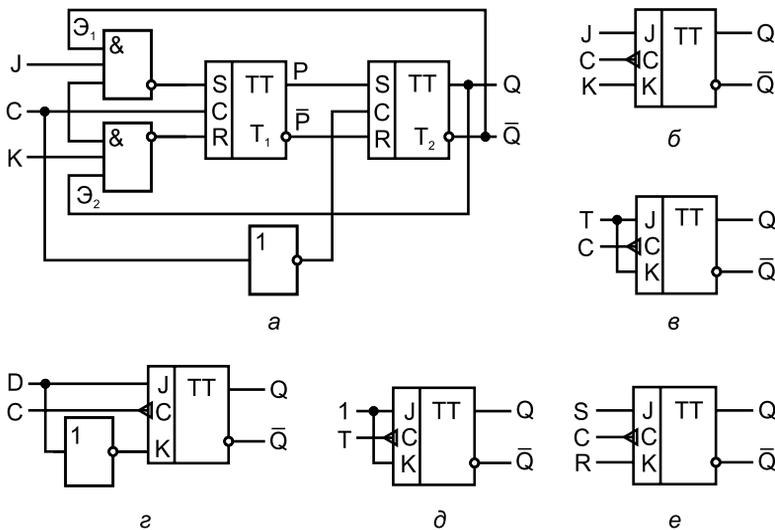


Рис. 10.4. Триггеры:

- a* — функциональная схема JK-триггера; *б* — синхронный JK-триггер;
- в* — синхронный T-триггер; *г* — D-триггер; *д* — асинхронный T-триггер; *е* — синхронный RS-триггер

Таким образом, комбинация  $J = 1, K = 0$  обуславливает по тактовому импульсу  $C = 1$  переключение JK-триггера в целом в состояние  $Q = 1$ , а комбинация  $J = 0, K = 1$  – в состояние  $Q = 0$ .

Исходя из таблицы 10.3,

$$Q^{t+1} = \bar{K}^t Q^t + J^t \bar{Q}^t,$$

состояние триггера определяется не только уровнями сигналов на информационных входах  $J$  и  $K$ , но и состоянием  $Q^t$ , в котором ранее находился JK-триггер. Так, при  $J = K = 0$  триггер сохраняет предыдущее состояние ( $Q^{t+1} = Q^t$ ); комбинация  $J = 1, K = 1$  приводит к тому, что тактовым импульсом триггер переключается в состояние, противоположное предыдущему:  $Q^{t+1} = \bar{Q}^t$ . Сочетания  $J = 1, K = 0$  и  $J = 0, K = 1$  дают разрешение триггеру переключиться соответственно в состояния  $Q = 1$  и  $Q = 0$ .

Таблица 10.3

Таблица переключательных функций JK-триггера

$J^t$	$K^t$	$Q^t$	$Q^{t+1}$
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	0
1	1	0	1
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	0
1	1	1	0

При проектировании сложных логических схем необходимы триггеры различных типов (рис. 10.4, *в–е*). Поэтому выгоднее изготовить универсальный тип триггера, который можно использовать в разных режимах работы и модификациях. В интегральной схемотехнике наибольшее распространение получили синхронные D- и JK-триггеры.

## 10.6. МИКРОСХЕМЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ТРИГГЕРОВ

Интегральные триггеры используют как в виде отдельных микросхем, так и в составе микросхемы других ЦУ. В первом случае триггеры маркируют буквой Т, следующая буква указы-

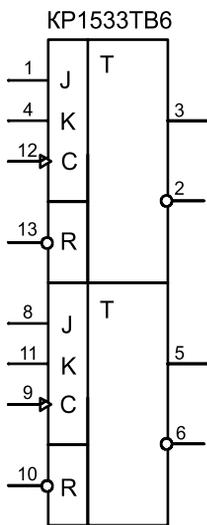


Рис. 10.5. Распиновка микросхемы KP1533TB6

вает вид содержащихся в микросхеме триггеров: TP – RS-триггеры; ТВ – JK-триггеры; ТМ – D-триггеры.

Для примера рассмотрим микросхему KP1533TB6 (аналог – микросхема SN74LS107 фирмы «Texas Instruments»), приведенную на рисунке 10.5.

Микросхема содержит два синхронных (имеющих вход К) JK-триггера с дополнительными асинхронными входами R для сброса. Часто такие асинхронные дополнительные входы R для сброса (в нуль) обозначают в микросхемах CLR (от англ. *clear* – очищать). Иногда микросхемы кроме асинхронного дополнительного входа R (CLR) имеют еще дополнительные асинхронные входы установки (единицы) S, которые в этом случае часто обозначают PRE (от англ. *preset* – заранее устанавливать, задавать).

Таким образом, входы микросхемы имеют следующее назначение:

- J – синхронный вход установки (единицы);
- K – синхронный вход сброса (в нуль);
- C (CLK) – синхронизирующий вход. Подача тактового импульса на такой вход дает разрешение на срабатывание триггера, при этом жестко определяя момент его срабатывания. Такой сигнал называют тактовым сигналом, сигналом синхронизации или синхросигналом;

- R (CLR) – асинхронный вход сброса (в нуль). Понятие асинхронного входа в данном случае заключается в следующем: вход C для него не является разрешающим, т. е. при подаче на вход R активного сигнала на выходе триггера устанавливается логический нуль независимо от наличия или отсутствия активного сигнала на входе C, причем остальные входы триггера (J, K и C) блокируются.

Рассмотрим способы управления для всех входов: J и K – входы прямые статические, поэтому для них активным сигналом является логическая единица. Для входа J активным сигналом является 1 не потому, что это вход установки (единицы), а потому что он прямой статический; R – вход инверсный статический,

поэтому для него активным сигналом является 0; К – вход динамический инверсный, поэтому для него активным сигналом является отрицательный перепад напряжения прямоугольного импульса, который не только дает разрешение на срабатывание триггера, но и жестко определяет момент его срабатывания.

### **Контрольные вопросы и задания**

1. Дайте определение понятия «триггер». Перечислите разновидности цифровых триггеров.
2. Проанализируйте работу асинхронного RS-триггера. Поясните, почему подача на оба его входа единичных сигналов вызывает неопределенность в работе триггера.
3. Изложите особенности работы универсального JK-триггера.

## ГЛАВА 11. ЦИФРОВЫЕ И КОМБИНИРОВАННЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ

---

### 11.1. КОМПАРАТОРЫ, ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В современных системах управления различными процессами, в том числе и технологическими, присутствуют как цифровые, так и аналоговые устройства. Аналоговые устройства обычно обеспечивают съем первичной информации с датчиков системы управления приводами исполнительных устройств и механизмов, управление же самим процессом в соответствии с заданной алгоритмом программой выполняют цифровые устройства. Взаимодействие между аналоговой частью системы и цифровой (преобразование информации из аналоговой формы в цифровую и обратно) обеспечивают ЦАП и АЦП.

Рассмотрим наиболее типичные из известных методов построения преобразователей, используемые в выпускаемых промышленностью БИС.

Большую роль при аналого-цифровом преобразовании играют компараторы. **Компаратором** называют устройство, предназначенное для сравнения изменяющегося аналогового входного сигнала с опорным напряжением. При этом в зависимости от того, больше входной сигнал опорного или меньше (на доли милливольт), на выходе компаратора должно установиться напряжение логической единицы или логической нуль. Так как выходной сигнал компаратора подается обычно на логические схемы, его выходное напряжение согласуется с цифровыми логическими схемами.

Функцию сравнения двух напряжений может выполнить и ОУ, если на один из его входов подать опорное напряжение, а на второй — входной сигнал. Однако специализированные устрой-

ства — компараторы — имеют преимущество в быстродействии, которое получают, предотвращая режим насыщения их транзисторов, а следовательно, и длительное рассасывание неосновных носителей. Схемы компараторов похожи на схемы ОУ, но менее сложные. Компараторы выпускают в интегральном исполнении, они также являются составной частью микросхем АЦП.

### Цифроаналоговые преобразователи

ЦАП обеспечивают прием от ЦУ двоичного кода и преобразование его в напряжение постоянного тока, пропорциональное этому коду, для последующей передачи аналоговым устройствам.

На рисунке 11.1 поясняется принцип цифроаналогового преобразования с помощью суммирующего ОУ. Вследствие большого входного сопротивления входной ток усилителя пренебрежимо мал, поэтому сумма токов  $\Sigma I_i$ , притекающих к точке *A*, равна току  $I_{o.c.}$ , вытекающему из этой точки. Разность потенциалов между инвертирующим и неинвертирующим входами вследствие большого коэффициента усиления собственно ОУ (при условии, что он находится на линейном участке характеристики) также пренебрежимо мала, поэтому потенциал точки *A* оказывается близким к нулевому потенциалу корпуса. С учетом этих допущений выходное напряжение (см. рис. 6.8, *a*) равно

$$U_{\text{вых}} = \Sigma I_i R_{o.c.}$$

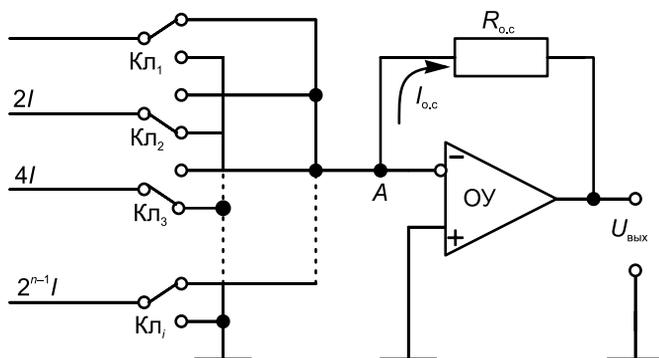


Рис. 11.1. Принцип работы ЦАП на основе ОУ

Предположим, что с помощью ключей  $Кл_i$ , к точке *A* могут быть поданы токи, значения которых пропорциональны весу

разрядов двоичного кода (если младшему разряду соответствует ток  $I$ , то ток каждого следующего разряда в 2 раза больше, т. е.  $2I$ ,  $4I$ ,  $8I$  и т. д. до  $2^{n-1}I$  для старшего разряда  $n$ ). Если при значении  $i$ -го разряда, равном 1, ключ  $Кл_i$  замкнут, а при 0 – разомкнут, то сумма токов  $\Sigma I_i$ , а значит, и  $U_{\text{вых}}$  окажутся пропорциональны значению  $n$ -разрядного двоичного числа, код которого управляет ключами.

Для создания токов, пропорциональных весу двоичных разрядов, используют так называемую матрицу  $R-2R$  (рис. 11.2, а), которую подключают к источнику стабильного напряжения  $U_{\text{оп}}$ . Нетрудно убедиться, что для каждого узла матрицы сопротивление всей цепи, расположенной правее узла, всегда равно  $2R$ . Поэтому ток, втекающий в узел, разделяется поровну между резистором  $2R$  (вниз) и параллельной ему цепью (вправо). В следующем узле опять происходит деление втекающего тока пополам, но поскольку он в 2 раза меньше, чем ток, втекающий в предыдущий узел, то и через резистор  $2R$  будет течь в 2 раза меньший ток. Таким образом, токи, текущие через резисторы  $2R$ , будут пропорциональны весу двоичных разрядов  $a_i$ . Для коммутации токов используют схему, приведенную на рисунке 11.2, б. Роль ключей выполняет пара полевых транзисторов, при этом VT1 направляет ток в точку А операционного усилителя, а VT2 – на корпус. На затвор VT1 поступает непосредственно напряжение двоичного разряда  $a_i$ , а на затвор VT2 – напряжение с инвертора. Если соответствующий разряд двоичного кода  $a_i = 1$ , то транзистор VT1 открывается, а VT2 закрывается. При этом ток соответствующего двоичного разряда будет принимать участие в формировании выходного напряжения. Если же  $a_i = 0$ , то закрытым будет транзистор VT1, а открытым – VT2 и соответствующий ток замыкается на корпус.

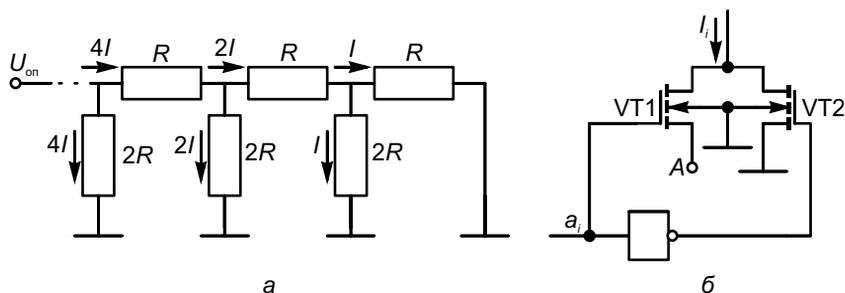


Рис. 11.2. Матрица  $R-2R$  (а) и схема коммутации токов (б)

## Аналого-цифровые преобразователи

Если переменные информационные величины представлены в аналоговой форме в виде изменяющегося напряжения постоянного тока, то их непосредственная обработка ЦУ невозможна без предварительного представления в виде  $n$ -разрядного кода. Эту операцию осуществляют АЦП.

Существует ряд способов такого преобразования, имеющих свои преимущества и недостатки.

В способе **последовательного приближения** схема формирует пробные коды, поступающие на ЦАП, выходной сигнал которого сравнивается с помощью компаратора с входным аналоговым сигналом (рис. 11.3).

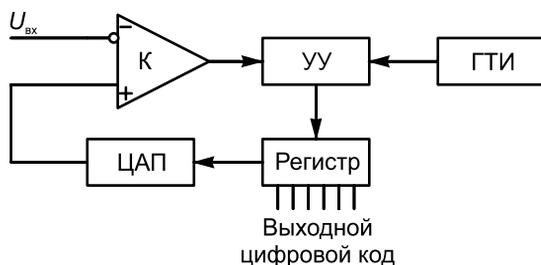


Рис. 11.3. АЦП последовательного приближения

Выходной двоичный код формируется в регистре, управляемом устройством управления (УУ). Регистр связан с ЦАП, который формирует напряжение, пропорциональное коду, подаваемое на один из входов компаратора (К). На второй вход компаратора подают напряжение  $U_{\text{вх}}$ , подлежащее преобразованию в код. В исходном состоянии устройство управления устанавливает все разряды регистра в нулевое положение. Затем в старший разряд заносится 1. Если при этом  $U_{\text{вх}} > U_{\text{ЦАП}}$ , то устройство управления оставляет 1 в старшем  $n$ -м разряде, если же  $U_{\text{вх}} < U_{\text{ЦАП}}$ , то в старший разряд заносится 0. Затем устройство управления заносит 1 в следующий  $(n - 1)$ -й разряд, и вновь в зависимости от результата сравнения устройство управления либо оставляет 1 в этом разряде, либо записывает 0. Таким образом, устройство управления заносит во все разряды регистра 1 или 0 (от самого старшего до самого младшего). Работа АЦП синхронизируется **генератором тактовых импульсов** (ГТИ). После  $n$  тактов сравнения  $U_{\text{вх}}$  с  $U_{\text{ЦАП}}$  на выходе АЦП получается  $n$ -разрядный двоичный код, эквива-

лентный входному аналоговому сигналу. Такие преобразователи имеют относительно высокую точность, однако для  $n$ -разрядного преобразования требуют  $n$  тактов. При этом, если за время преобразования входной сигнал изменяется, возникает ошибка, особенно заметная при коротких выбросах входного сигнала.

В АЦП, использующем способ **пилообразного напряжения**, нет цифроаналогового преобразования (рис. 11.4). Принцип его работы основан на измерении интервала времени, в течение которого линейно нарастающее напряжение достигнет уровня  $U_{вх}$ . По команде «Начало преобразования» одновременно запускается генератор пилообразного напряжения и взводится триггер, разрешающий прохождение тактовых импульсов на вход счетчика. Линейно нарастающее напряжение  $U_{п}$ , формируемое генератором пилообразного напряжения, поступает на один из входов компаратора, на второй вход которого подают напряжение  $U_{вх}$ , подлежащее преобразованию в код. В момент, когда напряжение  $U_{п}$  станет равным напряжению  $U_{вх}$ , компаратор выдаст команду, сбрасывающую триггер и запрещающую прохождение тактовых импульсов на вход счетчика. Таким образом, код на выходе счетчика будет прямо пропорциональным отрезку времени, в течение которого напряжение  $U_{п}$  достигнет уровня  $U_{вх}$ , т. е. самой величине  $U_{вх}$ .

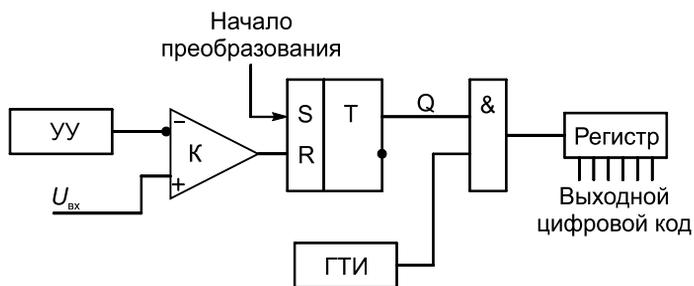


Рис. 11.4. АЦП пилообразного напряжения

Как следует из принципа работы данного АЦП, он имеет невысокое быстродействие. Точность преобразования определяется стабильностью генератора пилообразного напряжения, которая в основном зависит от температурной нестабильности параметров времязадающей RC-цепи.

Самым быстродействующим и в то же время самым сложным является АЦП, использующий способ **параллельного кодиро-**

**вания** (рис. 11.5). Входное напряжение  $U_{вх}$  подают одновременно на верхние входы всех компараторов. На нижние входы компараторов подают напряжение с делителя, состоящего из резисторов  $R$  одного номинала. Таким образом, напряжение, с которым осуществляется сравнение входного сигнала у двух соседних компараторов, различается на величину, соответствующую цене самого младшего разряда. Приоритетный шифратор формирует выходной цифровой код, соответствующий самому старшему из сработавших компараторов. По единичному сигналу «Запись»  $n$ -разрядный код с шифратора через конъюнкторы поступает в параллельный регистр.

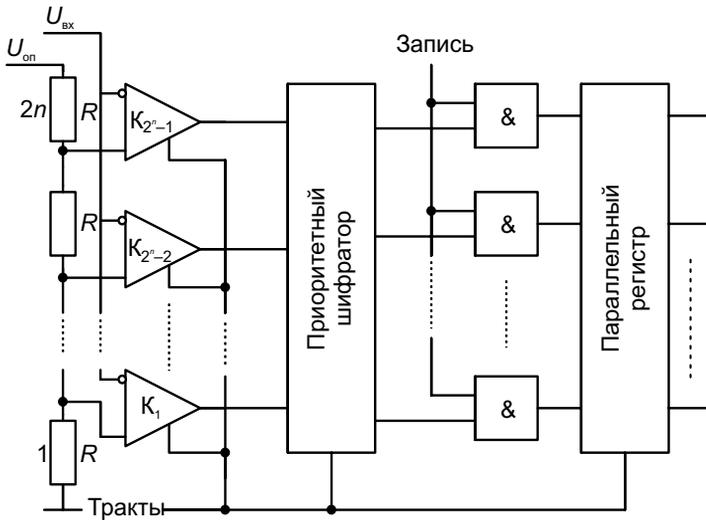


Рис. 11.5. АЦП параллельного кодирования

Высокое быстродействие АЦП, реализующего этот способ, достигается за счет значительных аппаратных затрат и большой потребляемой мощности. Например, для восьмиразрядного АЦП требуется 255 компараторов и около  $3 \cdot 10^4$  активных элементов, потребляющих примерно 2,5 Вт.

## 11.2. СЧЕТЧИКИ И РЕГИСТРЫ

Счетчики и регистры – это цифровые узлы, обязательно присутствующие в любой вычислительной системе. Производимые ими вычислительные действия невозможны без операций запоминания и хранения результатов вычислений. Другими словами, счетчики и регистры являются устройствами с памятью и поэтому рассматриваются в классе последовательностных устройств.

### Счетчики

**Счетчик** – это функциональный узел, преобразующий информацию о количестве поступивших на его вход импульсов в  $n$ -разрядный двоичный код. Кроме этого, счетчики запоминают полученную информацию и хранят ее по крайней мере до прихода следующего импульса.

Основным элементом счетчика обычно является Т-триггер, который, как уже отмечалось, называют счетным. Количество используемых триггеров зависит от разрядности счетчика  $n$ , так как каждый разряд выходного цифрового кода реализуется отдельным триггером. Количество импульсов, которое может «подсчитать»  $n$ -разрядный двоичный счетчик, равно числу различных состояний для совокупности из  $n$  триггеров, т. е.  $2^n$ . Когда число поступивших на вход импульсов становится  $> 2^n$ , в схеме счетчика происходит возврат всех разрядных триггеров в исходное (нулевое) состояние, а затем повторение счета. При этом фактически счетчик выполняет операцию деления количества поданных на его вход импульсов на  $2^n$ . Величину  $2^n$  называют **модулем счета**.

По функциональному назначению в зависимости от реакции на приход очередного импульса различают счетчики **суммирующие** и **вычитающие**. У суммирующего счетчика с приходом каждого импульса цифровой код на выходе увеличивается на единицу, а у вычитающего – уменьшается. В схемах **реверсивных** счетчиков предусматривается возможность переключения режима работы либо на суммирование, либо на вычитание.

При построении счетчиков применяют два основных способа подачи на них импульсов, подлежащих счету:

1) подсчитываемые импульсы подаются на вход триггера младшего разряда. Его реакция служит воздействием на триггер более старшего (следующего за ним) разряда и т. д. Такой способ называют **последовательным переносом**;

2) вся поступающая импульсная последовательность одновременно подается на все разрядные триггеры. Такое воздействие называют **параллельным переносом**.

Счетчики с параллельным переносом обладают более высоким быстродействием по сравнению со счетчиками последовательного переноса, в которых реакция каждого разрядного триггера запаздывает по отношению к своему воздействию. Однако их схема существенно сложнее.

Рассмотрим принцип функционирования трехразрядного счетчика, реализованного по схеме с последовательным переносом (рис. 11.6, а). Схема содержит три JK-триггера, превращенных в Т-триггеры путем подачи 1 на входы J и K. Т-триггеры называют *двухступенчатыми*, так как каждый из них включает в себя две ячейки: ведущую и ведомую. Двухступенчатый Т-триггер изменяет свое состояние на противоположное под действием заднего фронта каждого поступившего на его вход тактового импульса. Уточним, что во время заднего фронта импульса на входе триггера происходит перепад уровня сигнала от 1 к 0. В то же время на передний фронт поступившего на вход импульса (перепад от 0 к 1) двухступенчатый триггер не реагирует.

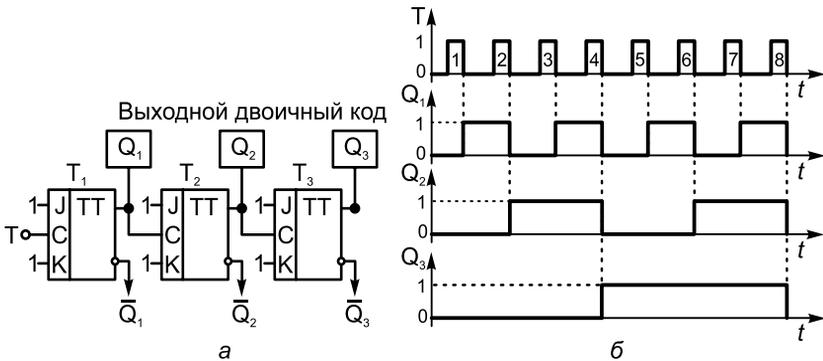


Рис. 11.6. Трехразрядный суммирующий счетчик с последовательным переносом:

а – структурная схема; б – временные диаграммы состояний

Основные особенности схемы счетчика, приведенного на рисунке 11.6, а:

- последовательность подсчитываемых импульсов поступает на счетный вход триггера  $T_1$ ;

• прямой выход  $Q$  каждого из трех Т-триггеров соединен со счетным входом триггера более старшего разряда ( $Q_1$  – со входом  $T_2$ ,  $Q_2$  – со входом  $T_3$ );

• исходным состоянием счетчика является  $Q_1 = 0$ ,  $Q_2 = 0$ ,  $Q_3 = 0$ , что соответствует цифровому коду 000.

При подаче на вход устройства импульсной последовательности, подлежащей счету, выходные сигналы  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  принимают значение 1 или 0, а их совокупность  $Q_3Q_2Q_1$  совпадает с двоичным кодом количества поданных импульсов. Например, при поступлении первого импульса изменится состояние с 0 до 1 только первого триггера, т. е.  $Q_1 = 1$ ,  $Q_2 = 0$ ,  $Q_3 = 0$ , а на выходе счетчика появится комбинация двоичного кода  $Q_3Q_2Q_1 = 001$ . Следующий за ним импульс вернет  $T_1$  в нулевое состояние, а  $T_2$  переключится в единицу; при этом  $T_3$  останется в нулевом состоянии, так как он не реагирует на передний фронт воздействия на своем входе. Этому режиму соответствует на выходе всего устройства код  $Q_3Q_2Q_1$ , равный 010, и т. д.

Работа счетчика (см. рис. 11.6, *a*) иллюстрируется временной диаграммой, представленной на рисунке 11.6, *б*, и таблицей истинности (табл. 11.1), где отражены все  $2^n = 8$  различных состояний разрядных триггеров. Обратим внимание, что восьмой импульс возвращает схему в исходное (нулевое) состояние, а начиная с девятого импульса процесс повторяется.

Таблица 11.1

Таблица истинности для счетчика

Порядковый номер входного импульса	Состояние выходов в паузе между $i$ -м и $(i + 1)$ -м импульсами		
	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1
8	0	0	0

Если счетные входы всех триггеров в последовательной цепочке, приведенной на рисунке 11.6, *a*, начиная со второго, соединить с инверсными выходами предыдущих каскадов, то

рассматриваемая схема превращается в вычитающий счетчик. С появлением на его входе очередного импульса цифровой код на выходе будет уменьшаться на единицу.

### Регистры сдвига

**Регистр сдвига** — это цифровое устройство, осуществляющее перемещение цифрового слова, поданного на его информационный вход, по цепочке триггеров под воздействием тактовых импульсов. Он имеет два входа: информационный и тактовый (для подачи импульсов сдвига). Чаще всего регистры сдвига строят на D-триггерах двухступенчатой структуры. Необходимое количество триггеров в цепочке определяют разрядностью принимаемого цифрового слова.

На рисунке 11.7, а изображена структурная схема сдвигового регистра на четыре разряда, содержащая четыре двухступенчатых D-триггера. Цифровую информацию подают на вход D первого в цепочке триггера. Синхронизационные входы всех триггеров объединены и подключены к генератору тактовых импульсов (импульсов сдвига) T. Цифровое слово вводят поразрядно (начиная либо с младшего, либо со старшего разряда). Первым тактовым импульсом поданная цифра записывается на выходе  $Q_1$  первого триггера  $T_1$ . Каждый следующий тактовый импульс перемещает ее на один разряд (на рис. 11.7 вправо).

Считывание принятой информации может производиться в виде как последовательного, так и параллельного кода:

- последовательный код принимается с выхода разряда  $Q_4$  и представляет собой последовательность цифр, распределенную во времени, появляющуюся на выходе  $Q_4$  с частотой тактовых импульсов. Если поступившее на информационный вход регистра D цифровое слово обозначить  $D_3D_2D_1D_0$  и оно подавалось начиная с младшего разряда  $D_0$ , то на выход  $Q_4$  эти цифры придут в том же порядке: сначала  $D_0$ , потом  $D_1$ , затем  $D_2$  и, наконец,  $D_3$ . Причем цифра  $D_0$  на выходе  $Q_4$  появится только вместе с задним фронтом четвертого тактового импульса;

- параллельный цифровой код представляет собой совокупность цифр, разнесенных в пространстве. Он наблюдается на выходах  $Q_1-Q_4$  по окончании четвертого тактового импульса. Таким образом, для считывания  $n$ -разрядного слова необходимо на синхронизационный вход регистра подать  $n$  тактовых импульсов. Его прочтение приходится на паузу между окончанием первого цикла из  $n$  тактовых импульсов и началом второго цикла.

На рисунке 11.7, б приведена временная диаграмма состояний на выходах  $Q_1$ – $Q_4$  регистра (см. рис. 11.7, а) для случая, когда на его информационный вход подана одна единица и она неизменно поддерживается на всем рассматриваемом интервале времени. Напомним, что D-триггер повторяет на своем прямом выходе Q информацию, поступившую на вход D, но только с приходом тактового импульса, причем в момент его окончания. Так как в приведенном на рисунке 11.7, б примере сигнал  $D = 1$  предполагается неизменным, то каждый триггер, приняв и записав под воздействием тактового импульса эту единицу, сохраняет ее и с приходом следующих синхронизирующих импульсов.

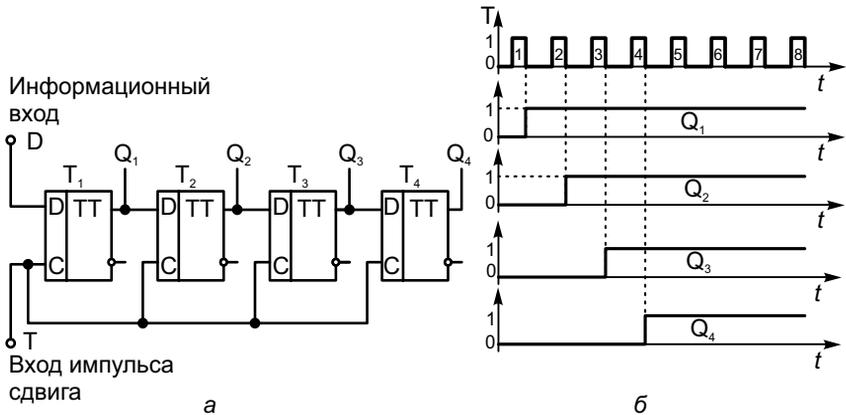


Рис. 11.7. Четырехразрядный регистр сдвига на D-триггерах: а – структурная схема; б – диаграмма состояний ( $D = 1 = \text{const}$ )

### 11.3. ДЕШИФРАТОРЫ

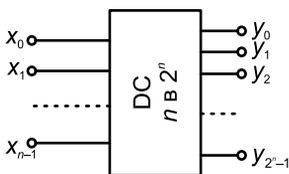


Рис. 11.8. Дешифратор с  $n$  входами и  $2^n$  выходами

**Дешифратор** (DC, от англ. *decoder*) – цифровое устройство комбинационного класса, имеющее  $n$  входов (рис. 11.8), на которые подается  $n$ -разрядный двоичный код  $(x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_1, x_2)$ , и  $2^n$  выходов  $(y_{2n-1}, y_{2n-2}, \dots, y_1, y_2)$ .

Учтем, что  $2^n = N$  – количество ситуаций, которые могут быть изображены

при помощи  $n$ -разрядного двоичного кода. Например, двухразрядному двоичному коду соответствуют четыре различные кодовые комбинации на входе: 00, 01, 10, 11. Каждой из записанных входных кодовых комбинаций должно соответствовать свое, отличное от других, состояние на выходе, определяемое совокупностью значений  $y_0, y_1, y_2, y_3$ .

Соответствие кодовых комбинаций на входе и выходе дешифратора приведено в таблице 11.2.

Таблица 11.2

Соответствие кодовых комбинаций	
Кодовая комбинация	
на входе ( $x_0, x_1$ )	на выходе ( $y_0, y_1, y_2, y_3$ )
00	$y_0 = 1; y_1 = y_2 = y_3 = 0$
01	$y_1 = 1; y_0 = y_2 = y_3 = 0$
10	$y_2 = 1; y_0 = y_1 = y_3 = 0$
11	$y_3 = 1; y_0 = y_1 = y_2 = 0$

Отметим, что согласно принятому в таблице 11.2 соответствию в выходном коде  $y_0, y_1, y_2, y_3$  присутствует только одна единица, а остальные позиции представлены нулем. Это признак унитарного кода 1 из  $N$ . Следовательно, дешифратор преобразует двоичный код в унитарный.

Получим уравнение, связывающее логическую функцию на выходе дешифратора с логическими входными переменными, на примере двухразрядного дешифратора, приведенного на рисунке 11.9, *a* (условное обозначение дешифратора приведено на рис. 11.9, *б*).

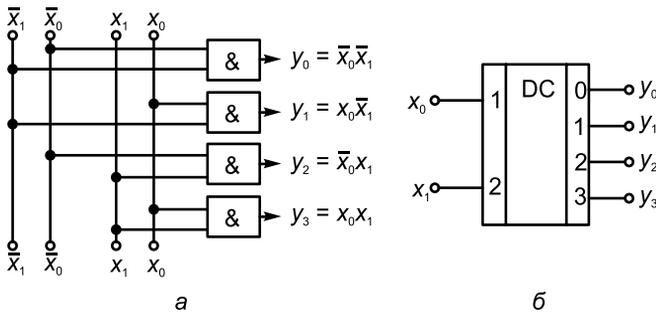


Рис. 11.9. Дешифратор на два входа и четыре выхода:  
*a* – реализация на логических элементах-конъюнкторах;  
*б* – условное обозначение

При этом нужно учитывать следующие положения:

1) согласно таблице 11.2 ситуация  $y_0 = 1$  возникнет при  $x_0 = 0$ ,  $x_1 = 0$ , что равносильно приравниванию к единице инверсии обеих переменных:  $\bar{x}_0 = 1$ ,  $\bar{x}_1 = 1$ . Тогда состояние на выходе  $y_0 = 1$  можно интерпретировать как логическое произведение величин  $x_0$ ,  $x_1$ , а именно  $y_0 = \bar{x}_0 \wedge \bar{x}_1$ . Действительно, произведение двух логических переменных равно 1 только тогда, когда оба сомножителя равны 1;

2) ситуация  $y_1 = 1$  имеет место, когда  $x_0 = 1$ ,  $x_1 = 0$  или  $x_0 = 1$ ,  $x_1 = 1$ . Тогда единицу на выходе  $y_1$  можно считать результатом логического умножения переменных  $x_0$  и  $\bar{x}_1$ :  $y_1 = x_0 \wedge \bar{x}_1$ .

Рассуждая аналогичным образом, получим:  $y_2 = \bar{x}_0 \wedge x_1$  и  $y_3 = x_0 \wedge x_1$ .

Приведенные положения реализованы на схеме дешифратора (см. рис. 11.9, а), содержащей четыре конъюнктора (каждый на два входа), выполняющих операции логического умножения. При этом не показаны два инвертора, необходимые для получения инверсного входного кода  $\bar{x}_0$  и  $\bar{x}_1$ .

Дешифраторы могут использоваться как для распознавания заданного двоичным числом адреса, так и для преобразования двоичного кода в десятичный.

## 11.4. ШИФРАТОРЫ

**Шифраторы** (CD, от англ. *coder*) — цифровые устройства, преобразующие унитарный код 1 из  $N$  в двоичный. Они имеют  $2^n = N$  входов и  $n$  выходов (рис. 11.10).

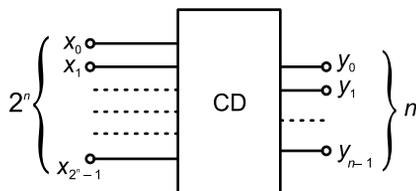


Рис. 11.10. Шифратор с  $2^n$  входами и  $n$  выходами

Только на один из  $2^n$  входов шифратора подают возбуждающий сигнал. Обозначим его условно  $x_i$ , где индекс  $i$  может принимать значение от 0 до  $2^n - 1$  и его можно считать десятичным порядковым номером входа. В этом случае шифратор выступает как преобразователь десятичного кода в двоичный.

Строятся шифраторы на логических элементах. Рассмотрим основные принципы синтеза данного ЦУ на примере шифратора, имеющего восемь входов и три выхода ( $2^n = 2^3 = 8$ ;  $n = 3$ ). Восемь различных состояний на входе и выходе заданного шифратора приведены в таблице 11.3.

Таблица 11.3

Состояние на входе и выходе шифратора			
Десятичный номер входа $x_i$	Разряд двоичного кода		
	$y_2$	$y_1$	$y_0$
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

Напомним, что такую таблицу называют таблицей переключений, или таблицей истинности. В ее левом столбце помещены порядковые номера входов шифратора. В остальных трех столбцах записаны соответствующие каждому номеру входа цифры разрядов выходного двоичного кода (0 или 1). При этом в столбце  $y_0$  представлены цифры младшего разряда, а в столбце  $y_2$  — старшего.

Содержание таблицы 11.3 позволяет выявить следующее характерное для 8-входового шифратора свойство. Единица в каждом из разрядов присутствует в четырех разных ситуациях на входе, т. е. при воздействии возбуждающего сигнала на четыре разных входа, а именно:

1) единица в младшем разряде  $y_0$  появляется при возбуждении входа либо  $x_1$ , либо  $x_3$ , либо  $x_5$ , либо  $x_7$ . Этому результату соответствует логическое уравнение

$$y_0 = x_1 + x_3 + x_5 + x_7;$$

2) единица в среднем разряде  $y_1$  присутствует при подаче сигнала на входы  $x_2, x_3, x_6, x_7$ , т. е.

$$y_1 = x_2 + x_3 + x_6 + x_7;$$

3) в старшем разряде  $y_2$  единицу получают при возбуждении входов  $x_4, x_5, x_6, x_7$ , поэтому

$$y_2 = x_4 + x_5 + x_6 + x_7.$$

Такие соотношения реализуются элементами, выполняющими логическое сложение четырех логических переменных, т. е. схемами ИЛИ (дизъюнкторами).

Структурная схема 8-входового шифратора представлена на рисунке 11.11, а. Следует обратить внимание на то, что при подаче возбуждающего сигнала на вход  $x_0$  на выходе получают двоичный код 000. Такое же состояние получают при равенстве нулю всех остальных сигналов на входе ( $x_1 = x_2 = \dots = x_7 = 0$ ). Поэтому вход  $x_0$  остался незадействованным.

На рисунке 11.11, б приведено условное обозначение рассматриваемого функционального узла.

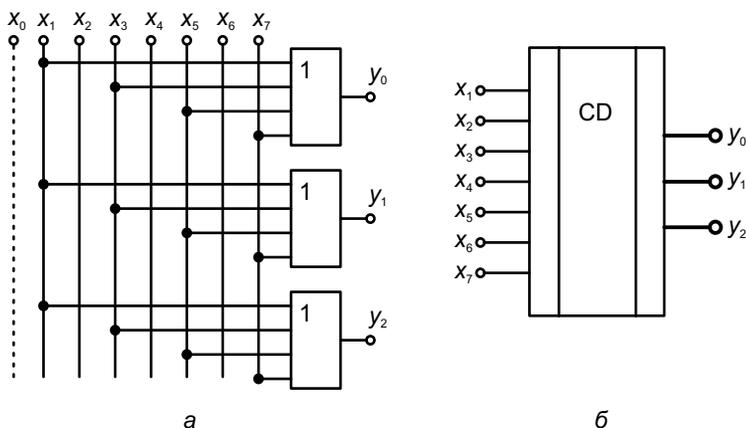


Рис. 11.11. Шифратор с восемью входами и тремя выходами: а – структурная схема; б – условное обозначение

При синтезе шифраторов с другим количеством входов составляют соответствующую таблицу переключений, а по ней – логические уравнения, связывающие выходные величины с состоянием на входе. Очевидно, что при реализации шифраторов

с более высокой разрядностью потребуется большее число логических элементов.

### **Контрольные вопросы и задания**

1. Какие функции выполняет АЦП?
2. Поясните принцип действия АЦП последовательного приближения, используя структурную схему на рисунке 11.4.
3. Поясните функции элементов АЦП параллельного кодирования, структурная схема которого приведена на рисунке 11.5.
4. Какие функции выполняет ЦАП? Какой вид имеют сигналы на входе и выходе ЦАП?
5. Какие функции выполняет дешифратор? Сколько выходов имеет дешифратор с двумя входами?
6. Какую функцию выполняет шифратор? Сколько выходов имеет шифратор с четырьмя входами?
7. Поясните назначение дизъюнкторов в схеме шифратора, приведенного на рисунке 11.11.

## ГЛАВА 12. МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

---

### 12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Устройства на элементах, изготовленных по интегральной технологии, значительно дешевле эквивалентных им устройств, выполненных на дискретных элементах. Улучшаются также практически все эксплуатационные и другие характеристики этих устройств (в том числе надежность, энергопотребление, массогабаритные параметры). Естественным направлением снижения затрат на изготовление таких устройств является применение микросхем повышенной степени интеграции.

Однако со сложностью микросхем сужается область применения, что, в свою очередь, сокращает объем производства микросхем и, следовательно, непропорционально увеличивает их стоимость. Таким образом, применение специализированных БИС и СБИС становится выгодным только при большой серийности изделий, например БИС для телефонных аппаратов, программируемых и оперативных запоминающих устройств и др.

Компромисс между высокой степенью интеграции и узкой специализацией БИС и СБИС был найден с созданием универсальных микросхем, принцип функционирования которых определяется не только внутренними связями, но и подаваемыми извне командами, т. е. *программным управлением*. Такие БИС получили название микропроцессоров, так как они созданы методом микроэлектронной технологии и способны работать по изменяемой программе. Микропроцессорные БИС обладают сравнительно низкой стоимостью, большой серийностью и универсальностью применения.

**Микропроцессор** — это программно-управляемое устройство обработки цифровой информации, реализованное в виде БИС

или СБИС, т. е. устройство, способное посредством программного управления выполнять обработку информации (включая ее ввод и вывод), арифметические и логические операции.

В связи с широким спектром возможных применений эволюция архитектуры микропроцессоров шла по нескольким различным направлениям, в результате чего появились следующие их классы:

- простые однокристалльные 4-, 8- и 16-разрядные контроллеры невысокой производительности для применения в бытовых приборах и небольших подсистемах;
- быстродействующие секционные комплексы микропроцессорных БИС для создания вычислительных устройств произвольной разрядности, адаптируемых к алгоритмам обработки данных на микропроцессорном уровне;
- мощные однокристалльные 32- и 64-разрядные микропроцессоры;
- процессоры цифровой обработки сигналов, подключаемые к стандартным интерфейсам микроЭВМ для обработки алгоритмов, таких как быстрое преобразование Фурье;
- аналоговые процессоры – устройства, включающие АЦП, ЦАП, устройства цифровой обработки и представляющиеся пользователю как системы с аналоговым входом и аналоговым выходом.

Выделяют также скалярные (суперскалярные, т. е. способные выполнять более чем одну команду за такт процессора), матричные и векторные процессоры. В скалярных и суперскалярных микропроцессорах, осуществляющих конвейеризацию (многопоточную параллельную обработку) команд, все этапы команды задействуются только один раз и всегда в одном и том же порядке – одна за другой. Это, в частности, означает, что если схема первой микрокоманды выполнила свою работу и передала результаты второй, то для выполнения текущей команды она больше не понадобится и, следовательно, может приступить к выполнению следующей команды. Процессоры семейства Pentium были первыми суперскалярными процессорами компании «Intel».

Матричные и векторные микропроцессоры предназначены для обработки изображений, матриц и массивов данных, т. е. в них осуществляется манипуляция массивами данных, а не простое исполнение списка инструкций. Матричный процессор имеет архитектуру, рассчитанную на обработку числовых массивов,

например матриц. Его архитектура включает в себя матрицу процессорных элементов  $64 \times 64$ , работающих одновременно. Векторный микропроцессор обеспечивает параллельное вычисление операций над массивами данных и векторов. Он характеризуется специальной архитектурой, построенной на группе параллельно работающих процессорных элементов. Частным случаем векторного микропроцессора является процессор изображений, который служит для обработки сигналов, поступающих от датчиков, формирующих изображения.

Векторная обработка увеличивает производительность процессора за счет того, что обработка целого набора данных (вектора) производится одной командой. Векторные компьютеры манипулируют массивами данных подобно тому, как скалярные машины обрабатывают отдельные элементы таких массивов. В этом случае каждый элемент вектора надо рассматривать как отдельный элемент потока данных. Максимальная пропускная способность передачи данных в векторном формате может составлять 64 Гбайт/с, что в 4 раза больше, чем в скалярных машинах.

## 12.2. ТИПЫ МИКРОПРОЦЕССОРОВ И АРХИТЕКТУРА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

### Основные типы процессоров

В зависимости от набора и порядка выполнения команд все микропроцессоры можно разделить на четыре группы:

- микропроцессоры *CISC* классической архитектуры с полным набором (более 200) команд форматом от 1 до 20 бит с использованием более 10 способов адресации, используемые в большинстве современных персональных компьютеров типа *IBM PC*. Такое многообразие выполняемых команд, способов адресации и наличие 8 или 16 регистров общего назначения (РОН) позволяет разработчику реализовать наиболее эффективные алгоритмы решения различных задач. Однако при этом существенно усложняется структура микропроцессора, особенно его устройство управления, что приводит к увеличению размеров и стоимости кристалла, снижению производительности;

- микропроцессоры *RISC* с неполным набором (около 100) команд с фиксированным форматом длиной 4 байта и числом

*ПОН* от 32 до нескольких сотен, в результате чего микропроцессор с *RISC*-архитектурой на 20–30 % реже обращается к оперативной памяти. Такие микропроцессоры содержат набор только простых, чаще всего встречающихся в программах, команд, а при необходимости выполнения более сложных команд производят их автоматическую сборку из простых команд. Размеры микропроцессоров с *RISC*-архитектурой меньше, как и цикл разработки *RISC*-процессора, а их быстродействие выше по сравнению с процессорами с *CISC*-архитектурой. Начиная с процессора *Pentium* компания «*Intel*» начала внедрять элементы *RISC*-технологии: во многих современных *CISC*-процессорах (в современных моделях микропроцессоров *Intel* и *AMD*) используется *RISC*-ядро, выполняющее обработку данных;

- микропроцессоры *MISC*, работающие с минимальным набором команд. Увеличение разрядности процессоров привело к идее упаковки нескольких команд в одно слово размером 128 бит. Оперируя с одним словом, *MISC*-процессор получил возможность обрабатывать сразу несколько команд и даже несколько потоков данных. Порядок выполнения команд распределяется таким образом, чтобы в максимальной степени загрузить маршруты, по которым проходят потоки данных. Компоненты *MISC*-процессора просты и работают с высокими скоростями;

- микропроцессоры *VLIW*, использующие очень длинные команды (128 бит и более), отдельные поля которых содержат коды, обеспечивающие выполнение различных операций. Специальный компилятор планирования перед выполнением прикладной программы проводит ее анализ и по множеству ветвей последовательности операций определяет группу команд, которые могут выполняться параллельно. Каждая такая группа образует одну сверхдлинную команду. Это позволяет выполнять в течение одного такта группу коротких команд и упростить структуру *VLIW*-процессора. Данная архитектура реализована в микропроцессорах моделей PA850 (совместной разработки компаний «*Intel*» и «*Hewlett-Packard*»), в некоторых типах цифровых сигнальных процессоров (*DSP*) и является весьма перспективной для создания нового поколения сверхвысокопроизводительных процессоров.

### **Основные команды и регистры процессоров**

Рассмотрим основные понятия, структуру и функции абстрактного микропроцессора (рис. 12.1), АЛУ которого предназначено для обработки целых чисел и битовых строк.

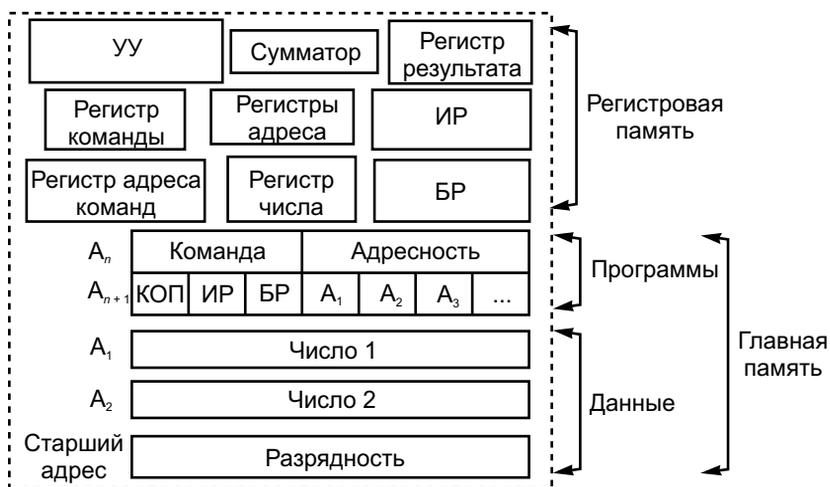


Рис. 12.1. Структура абстрактного микропроцессора

**Команда** – описание операции, которую нужно выполнить. Каждая команда характеризуется форматом, который определяет ее структуру и содержит код операции (КОП), адресную часть, включающую адреса индексного (ИР) и базисного (БР) регистров, адреса операндов  $A_1, A_2$  и т. д. Каждая модель микропроцессора имеет свою систему кодирования команд.

Перечислим основные типы команд процессора i8086 (широко известная архитектура x86), которые можно классифицировать по функциям (выполняемым операциям), направлению приема-передачи информации, адресности:

- команды пересылки данных между двумя регистрами или между регистром и ячейкой памяти;
- команды ввода-вывода, реализующие пересылку данных из регистра процессора во внешнее устройство или прием данных из внешнего устройства в регистр;
- команды (короткие одноктактные и длинные в несколько тактов) обработки данных: логические (сложение, умножение, инверсия, сравнение), арифметические (сложение, вычитание двух операндов, сравнение, сдвиг);
- операции управления: безусловный и условный переходы, вызов подпрограммы, команды организации циклов, команды прерывания и др.;

- тип выборки и пересылки данных (регистр-регистр, память-регистр, регистр-память, память-память);
- способ адресации: прямая, регистровая, косвенно-регистровая, косвенно-регистровая со смещением, косвенно-регистровая с индексированием и смещением, относительная, непосредственная;
- адресность:

а) КОП  $A_1$  — одноадресная команда; в зависимости от модификации команда  $A_1$  может обозначать либо адрес ячейки, в которой хранится одно из чисел, участвующих в операции, либо адрес ячейки (регистра), куда следует поместить результат;

б) КОП  $A_1A_2$  — в двухадресной команде  $A_1$  — это адрес ячейки (регистра), где хранится первое из чисел, участвующих в операции, и куда после завершения операции должен быть записан результат,  $A_2$  — это обычно адрес ячейки (регистра), где хранится второе участвующее в операции число;

в) КОП  $A_1A_2A_3$  — в трехадресной команде  $A_2$  и  $A_3$  — адреса ячеек (регистров), где расположены первое и второе числа, участвующие в операции,  $A_1$  — адрес ячейки (регистра), куда следует поместить результат выполнения операции;

г) КОП Данные — безадресная команда содержит только код операции, а операция для нее должна быть заранее помещена в определенные регистры вычислительного устройства или находиться в адресной части.

Очевидна связь таких параметров микропроцессора, как длина адресного пространства, адресность, разрядность. Увеличение разрядности позволяет увеличить адресность команды и длину адреса, т. е. объем памяти, доступной данной команде. Увеличение адресности, в свою очередь, приводит к повышению быстродействия обработки (за счет снижения числа требуемых команд). Так, в трехадресной машине, например, сложение двух чисел требует одной команды: извлечь число по адресу  $A_2$ , число по адресу  $A_3$ , сложить и записать результат по адресу  $A_1$ . В двухадресной машине необходимы две команды: 1) извлечь число по адресу  $A_1$  и поместить в регистр числа (или сумматор); 2) извлечь число по адресу  $A_2$ , сложить с содержимым регистра числа и результат записать по адресу  $A_1$ . Легко заметить, что одноадресная машина потребует три команды. Наибольшее распространение получили двухадресные системы команд.

**Регистры** — устройства, предназначенные для временного хранения данных ограниченного размера. Важной характеристи-

кой регистра является высокая скорость приема и выдачи данных. Регистр состоит из разрядов, в которые можно быстро записывать и считывать слово, команду, двоичное число и т. д., а также стирать содержимое.

Различают следующие регистры:

- **аккумулятор** — регистр, накапливающий данные;
- **регистр сдвига** обладает способностью перемещать содержимое своих разрядов; в этом регистре, как отмечалось выше, за один такт хранимое слово поразрядно сдвигается на одну позицию;
- **регистры общего назначения** (РОН) — регистры сверхоперативной памяти. Общее название для регистров, которые временно содержат данные, передаваемые или принимаемые из памяти;
- **регистр команды** служит для размещения текущей команды, которая находится в нем в течение текущего цикла программы;
- **регистр (счетчик) адреса команд** содержит адрес текущей команды;
- **регистр адреса** содержит адрес одного из операндов выполняемой команды (регистров может быть несколько);
- **регистр числа** содержит операнд выполняемой команды (регистров может быть несколько);
- **регистр результата** предназначен для хранения результата выполнения команды;
- **сумматор** — устройство, осуществляющее операцию сложения двоичных чисел или битовых строк, представленных в прямом или в обратном коде (иногда регистр числа и регистр результата включают в состав сумматора).

Очевидно, что за счет увеличения числа регистров возможно распараллеливание операций. Это является предпосылкой построения так называемых *конвейерных структур*, правда, только при последовательном (естественном) порядке выполнения команд. Наличие же переходов по не определенному заранее условию исключает перекрытие операций. Поэтому современные процессоры имеют устройства, пытающиеся предсказывать переходы в программе.

### Архитектура вычислительных устройств

**Структура процессора** вычислительного устройства — это совокупность его функциональных узлов и связей между ними. Обычно структуру микропроцессора представляют графически в виде схем, с помощью которых можно дать описание работы на

любом уровне детализации. Однако детальное описание пользовательских возможностей программирования, системы команд, системы адресации, организации памяти и т. д. возможно лишь при рассмотрении общей архитектуры вычислительного устройства (компьютера).

Типовой набор узлов вычислительного устройства — процессор (состоит из АЛУ, устройства управления, а иногда и внутренней памяти), банк памяти, внешние устройства, которые обязательно имеют в своем составе логические элементы и узлы сопряжения, хранения информации и ее обработки.

В основу архитектуры большинства вычислительных устройств положены общие принципы, сформулированные американским ученым Дж. фон Нейманом:

- принцип двоичного кодирования: вся информация в ЭВМ представлена в двоичном виде, сочетание 0 и 1;
- принцип однородности памяти: и программы, и данные хранятся в одной и той же памяти, поэтому ЭВМ не распознает, что хранится в данной ячейке памяти (там могут располагаться цифры, текст, команда и т. д.);
- принцип адресуемости памяти: схематически основная память состоит из пронумерованных ячеек, ЦП в любой момент времени доступна любая ячейка памяти. Поэтому можно присваивать имена блокам памяти для более удобного взаимодействия с ЦП;
- принцип последовательного программного управления: программа состоит из совокупности команд, которые выполняются ЦП последовательно друг за другом;
- принцип условного перехода: не всегда происходит так, что команды выполняются одна за другой, поэтому возможно присутствие команд условного перехода, которые меняют последовательность выполнения команд в зависимости от значения хранимых данных.

Приведенные принципы присущи классической архитектуре, в которой одно АЛУ, через которое проходит поток данных, и одно устройство управления, через которое проходит поток команд, — программа (рис. 12.2, а). Это однопроцессорный компьютер.

Существуют и другие принципы построения вычислительных устройств. Например, в гарвардской архитектуре физически разделена память команд (программ) и память данных (каждая память соединяется с процессором отдельной шиной), а в ма-

гистральной структуре вычислительных устройств функциональные блоки связаны между собой общей (системной) шиной, физически представляющей собой многопроводную линию с гнездами для подключения электронных схем (рис. 12.2, б).

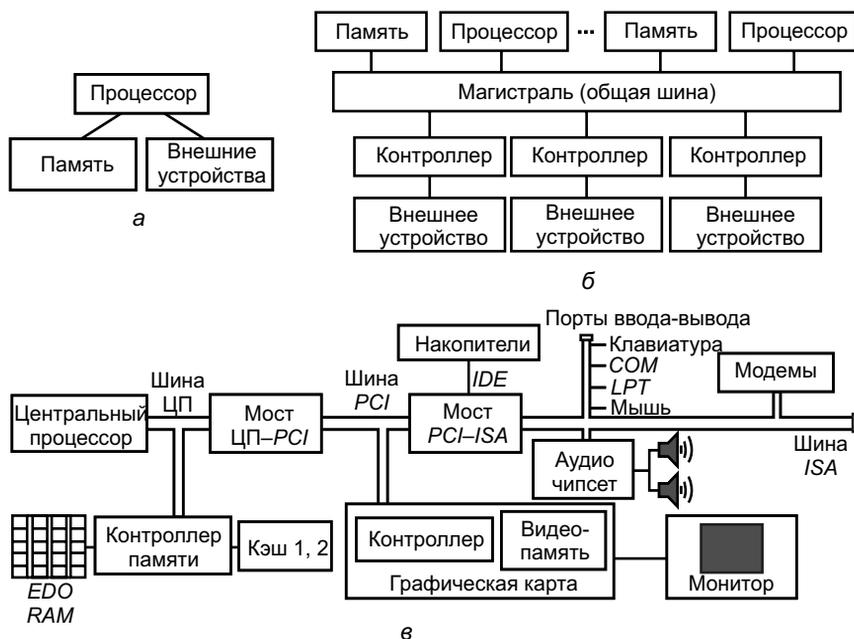


Рис. 12.2. Принципы построения вычислительного устройства:  
 а – однопроцессорный компьютер; б – магистральная структура;  
 в – структура на основе шинных интерфейсов

Совокупность проводов магистрали разделяют на отдельные группы: шину адреса, шину данных и шину управления. Периферийные устройства соединяют с микропроцессором с помощью портов (электронных схем, содержащих один или несколько регистров) и управляют ими посредством *контроллеров*, освобождая процессор (процессоры) от непосредственного управления функционированием принтера и других внешних устройств.

На рисунке 12.2, в приведена структура персонального компьютера, использующая несколько разновидностей шинных интерфейсов (совокупностей аппаратных и программных средств, необходимых для реализации взаимодействия различных узлов

компьютера). ЦП непосредственно реализует операции обработки информации и управления вычислительным процессом, осуществляя выборку машинных команд и данных из оперативной памяти (*EDO RAM*) и запись в оперативную память, включение и отключение компьютера.

Основными узлами ЦП являются:

- устройство управления с интерфейсом процессора (системой сопряжения и связи центрального процессора с другими узлами компьютера);
- АЛУ;
- процессорная память (внутренняя сверхоперативная память), предназначенная для временного хранения данных и программ в процессе выполнения вычислительных и логических операций.

Сопряжение центральных узлов компьютера с внешними устройствами осуществляют через каналы связи (внутримашинный интерфейс) – мосты, шины и контроллеры: *PCI* – шина *Intel*, предназначенная для поддержки высокоскоростного 32-разрядного обмена данными между устройствами, памятью и процессором; *ISA* – стандартная 8- или 16-разрядная системная шина; *IDE* – контроллер накопителя; другие контроллеры.

### Структура и функционирование микропроцессоров

Конфигурация составляющих микропроцессор логических схем, ячеек памяти и связей между ними определяется его функциональным назначением. Одни и те же функции можно выполнить в микропроцессорах со структурами, отличающимися набором, количеством и порядком срабатывания логических блоков.

Типовой микропроцессор небольшой разрядности должен содержать следующие блоки (рис. 12.3): блок синхронизации (1), блок управления последовательностью команд (2), блок управления выполнением операций (3), блок управления формированием кодов

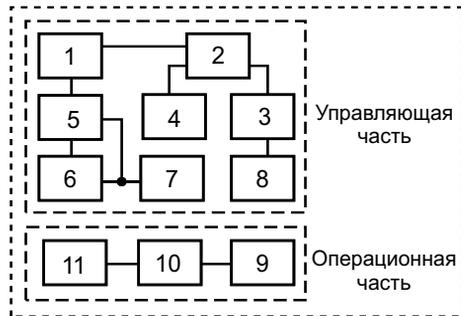


Рис. 12.3. Функциональная схема микропроцессора

адресов (4), блок управления вводом-выводом (5), блок управления виртуальной памятью (6), блок защиты памяти (7), блок управления прерыванием работы процессора (8), блок дополнительной арифметики (9), арифметико-логический блок (10), регистровое сверхоперативное запоминающее устройство (11).

Типичная структура 8-разрядного микропроцессора приведена на рисунке 12.4. В него входят два автономных устройства: ОУ и шинный интерфейс. В ОУ содержатся основные компоненты микропроцессора: АЛУ, УУ, регистр команды, регистр состояния (или регистр флагов) и восемь РОН. Шинный интерфейс связан с мультиплексной шиной адреса (данных) и шиной управления и выполняет следующие функции: обеспечивает временное мультиплексирование, автоматически заполняет очередь команд следующими командами, суммирует содержимое одного из сегментов регистров с адресом памяти до выдачи его на шину адреса таким образом, что память подразделяется на сегменты 64 Кбайт.

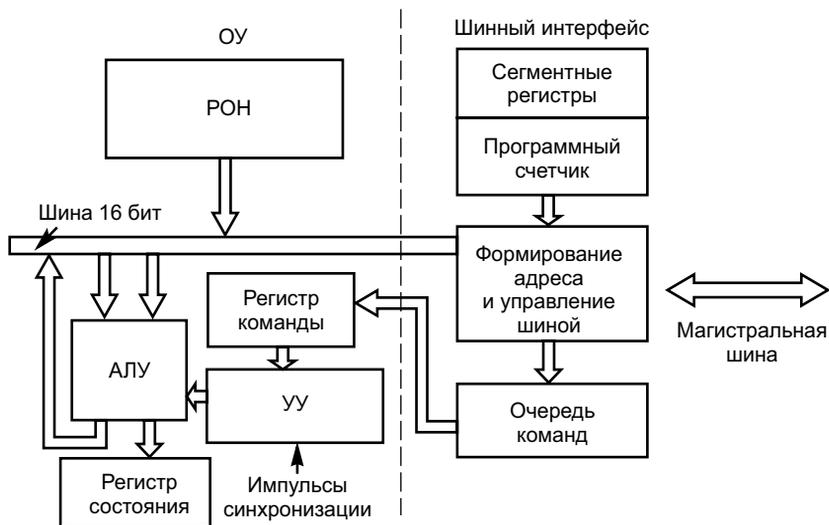


Рис. 12.4. Структурная схема 8-разрядного микропроцессора

Все действия в микропроцессоре инициируются импульсами синхронизации, а внутренние элементы выполняют следующие функции:

- содержимое программного счетчика команд помещается на шину адреса, и следующую команду программы можно передать из памяти в микропроцессор;
- регистр команды воспринимает команду;
- УУ дешифрует команду и инициирует в микропроцессоре те действия, которые необходимы для ее выполнения;
- РОН содержат элементы данных, обрабатываемые командой;
- все операции микропроцессора реализуются в АЛУ. Оно может изменять значения данных за счет привлечения арифметических (сложение, вычитание и др.) и логических (логическое И, логическое ИЛИ и др.) функций;
- регистр состояния содержит флаги, регистрирующие особенности результатов операций АЛУ, например переполнение.

Система команд конкретного микропроцессора может содержать от 50 до нескольких сотен различных команд. В командах обработки и пересылки данных применяют различные способы (прямой регистровый, абсолютный, косвенный регистровый, индексный и др.) обращения к данным, которые называют **режимами адресации**.

Рассмотрим подробнее функции шинного интерфейса. Очередь команд предназначена для того, чтобы повысить быстродействие микропроцессора. При выполнении команд программы значительное время расходуется на их выборку из памяти. Поэтому шинный интерфейс непрерывно пытается поддерживать очередь команд заполненной, считывая байты последующих команд из памяти, когда ОУ выполняет команду и не требует использования шин.

В том случае, если ОУ завершает команду, оно не должно считывать из памяти код операции следующей команды. Длина команд составляет от 1 до 6 байт, а очередь команд состоит из 6 или 4 байт. Когда выполняется команда, связанная с передачей управления другой ячейке памяти, например переход или вызов подпрограммы, шинный интерфейс очищает очередь и передает команду по новому адресу непосредственно в ОУ, а затем заполняет очередь команд. Иногда работу с очередью команд называют **конвейеризацией**, которая обеспечивает более эффективное использование шин и быстрое выполнение программы.

Так как разные программы могут занимать разные сегменты памяти и наборы данных также могут быть размещены в разных сегментах, то в шинном интерфейсе с использованием сег-

ментных регистров формируется 20-битный физический адрес памяти, который подается на шину адреса. Выбор используемого сегмента регистра определяется командой, поэтому команды программы считываются из одного сегмента, а значения данных для программы – с другого. Сегментация особенно удобна для больших мультизадачных систем, так как обеспечивает изоляцию между программными модулями и наборами данных. Кроме того, не вызывает трудностей перемещение программ и данных.

### 12.3. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ И МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ

**Микропроцессорная система (МПС)** – это совокупность взаимодействующих БИС, организованная в систему, т. е. вычислительная или управляющая система с микропроцессором в качестве узла обработки информации. Микропроцессор в МПС является основой, осуществляющей обработку данных и управляющей всеми остальными узлами.

Необходимыми элементами МПС, кроме микропроцессора, являются генератор тактовых импульсов, элементы памяти, устройства ввода-вывода. Кроме того, МПС может содержать другие вспомогательные микросхемы: таймеры и различные специализированные микроконтроллеры.

Типовая структура МПС, приведенная на рисунке 12.5, включает следующие элементы:

- ГТИ (1);
- микропроцессор (2);
- основная память системы (внешняя по отношению к микропроцессору), состоящая из оперативного (ОЗУ) и постоянного (ПЗУ) запоминающих устройств (3 и 4 соответственно);
- интерфейсы ввода (5) и вывода (6) команд и данных;
- устройства ввода (7) и вывода (8).

ГТИ является источником последовательности прямоугольных импульсов, задает цикл команды – интервал времени, необходимый для считывания выборки команды из памяти и ее исполнения. Цикл команды состоит из определенной последовательности элементарных действий, которые называют

**состояниями** (тактами). Для некоторых микропроцессоров не требуется внешний ГТИ, он встроен непосредственно в микропроцессор.

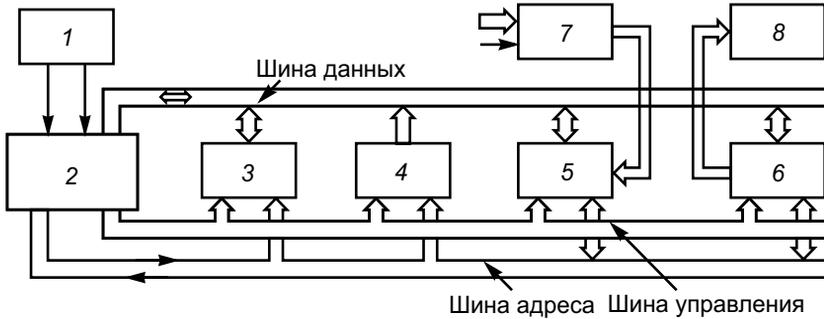


Рис. 12.5. Структурная схема микропроцессорной системы

В МПС применяют специальные интерфейсные БИС (ввода-вывода) для сопряжения системы с периферийными устройствами ввода-вывода, которые подключают посредством портов ввода-вывода — схем, спроектированных (запрограммированных) для обмена данными с конкретными периферийными устройствами: приема данных с клавиатуры или устройства считывания, передачи их дисплею и т. п. Порт содержит адресуемый многорежимный буферный регистр ввода-вывода с логикой управления и выводами для подключения устройства ввода-вывода. Возможности перепрограммирования порта ограничены.

Если периферийные устройства, входящие в состав МПС, выполняют многочисленные сложные операции, то для сопряжения применяют усложненный интерфейс, который называют **адаптером**. Он содержит набор встроенных портов и других регистров, обеспечивающих программирование временного согласования обмена с периферийными устройствами.

Устройство ввода осуществляет ввод команд и данных, подлежащих обработке. Устройство вывода преобразует выходные данные в форму, удобную для восприятия пользователем или для хранения информации. Устройствами ввода-вывода служат клавиатуры, дисплеи, в том числе сенсорные, принтеры, сканеры и т. п.

Особенность структуры МПС заключается в магистральной организации связей между входящими в ее состав устройствами с

помощью трех шин: данных, адреса и управления (см. рис. 12.5). Эти шины соединяют микропроцессор с внешней памятью (ОЗУ и ПЗУ) и интерфейсами ввода-вывода, в результате чего создается возможность обмена данными между микропроцессором и другими устройствами системы, а также передачи управляющих сигналов.

Двунаправленная **шина данных** служит для поочередной передачи данных от микропроцессора к узлам (блокам) МПС или в обратном направлении. Одновременная передача данных в обоих направлениях невозможна. Эти процедуры разнесены во времени в результате применения временного мультиплексирования.

По **шине адреса** информация передается только в одном направлении – от микропроцессора к модулям памяти или ввода-вывода. Если шина состоит из 16 линий, то по ней можно передать  $2^{16} = 65\,536$  различных комбинаций двоичных чисел (адресов). Каждый из них соответствует определенной ячейке памяти или устройству ввода-вывода.

**Шина управления** служит для передачи сигналов, обуславливающих взаимодействие, синхронизацию работы всей модульной системы и внутренних узлов микропроцессора. Одна часть линий шины управления передает сигналы, выходящие из микропроцессора (на рис. 12.5 показано стрелкой с направлением вправо), а другая часть линий – в микропроцессор (на рис. 12.5 показано стрелкой с направлением влево).

Достоинством шинной структуры является возможность подключения к МПС новых модулей, например нескольких блоков ОЗУ и ПЗУ, для получения требуемого объема памяти.

При всем различии выполняемых функций МПС имеют много общих используемых элементов и узлов. Различия могут быть в объеме памяти, количестве портов ввода-вывода, составе периферийного оборудования, порядке адресации памяти и других элементах. Специализацию МПС для решения конкретной задачи осуществляют путем создания программного обеспечения, т. е. программы, написанной на одном из языков программирования, реализующей заданный алгоритм работы системы и записанной в ПЗУ.

### Микроконтроллеры

В системах управления технологическими процессами, системах передачи данных, цифровой обработки сигналов, для дешиф-

рации слова состояния микропроцессора и других целей широкое применение нашли микроконтроллеры (*Micro Controller Unit, MCU*).

**Микроконтроллер** – управляющее устройство, выполненное, как правило, на одном кристалле и предназначенное для реализации функций логического анализа и генерации управляющих сигналов.

Микроконтроллеры не содержат устройства арифметических операций, имеют сравнительно небольшую разрядность слова, но более развитый аппарат реализации логических функций по сравнению с универсальными микропроцессорами. Они содержат необходимый набор компонентов из микропроцессорного набора для реализации конкретной задачи управления процессом.

Компании «Atmel», «Microchip», «ARM Limited» и др. предлагают большой перечень 8-, 16-, 32- и 64-битных микроконтроллеров со сверхнизким потреблением тока.

Использование в современном микроконтроллере достаточно мощного вычислительного устройства с широкими возможностями, построенного на одной микросхеме вместо целого набора, значительно снижает размеры, энергопотребление и стоимость построенных на его базе устройств.

Микроконтроллеры используют в управлении различными устройствами и их отдельными блоками:

- в вычислительной технике: материнские платы, контроллеры дисководов жестких дисков, CD и DVD, калькуляторы;
- электронике и разнообразных устройствах бытовой техники, в которой применяют электронные системы управления: стиральные и посудомоечные машины, микроволновые печи, телефоны, различные роботы, системы «умный дом» и др.;
- промышленности: устройства промышленной автоматики – от программируемого реле и встраиваемых систем до программируемых логических контроллеров (ПЛК, *PLC*); системы управления станками.

В то время как 8-разрядные микропроцессоры общего назначения полностью вытеснены более производительными моделями, 8-разрядные микроконтроллеры продолжают широко использоваться в тех устройствах, в которых не требуется высокая производительность, но важна низкая стоимость. В то же время есть микроконтроллеры, обладающие большими вычислительными возможностями, например цифровые сигнальные процес-

соры, которые применяют для обработки большого потока данных в реальном времени (например, аудио-, видеопотоков).

## 12.4. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ В ЭНЕРГЕТИКЕ

Передачу электроэнергии от источников к потребителям производят посредством энергетических систем, объединяющих несколько электростанций. По структуре или принципу работы, характеру установленного оборудования система электроснабжения предполагает применение автоматизации, что позволяет повысить уровень надежности и безопасности работы системы и обслуживания, а также **автоматизированной системы управления технологическим процессом** (АСУТП).

Обработка данных, полученных на ЭВМ, позволяет значительно улучшить контроль технологического процесса и упростить управление. Современная АСУТП представляет собой многоуровневую человеко-машинную систему управления. Создание АСУ сложными технологическими процессами осуществляют с использованием автоматических информационных систем сбора данных и вычислительных комплексов, которые постоянно совершенствуются по мере эволюции технических средств и программного обеспечения.

Диспетчер в многоуровневой АСУТП получает информацию с монитора ЭВМ или в общем случае с человеко-машинного интерфейса (*Human-Machine Interface, HMI*) и воздействует на объекты, находящиеся от него на значительном расстоянии, с помощью телекоммуникаций, контроллеров, интеллектуальных исполнительных механизмов.

При реализации современных систем автоматизированного управления в энергетике развиваются такие направления, как системы дистанционного учета и контроля энергопотребления. Кроме приборов энергоучета, современные контролируемые объекты оснащают новейшими микропроцессорными приборами защиты, локального контроля и управления.

Автоматизированное управление, измерения, сигнализация, регулирование – базовые функции системы АСУТП.

Автоматизированное управление обеспечивает дистанционное управление объектом контроля. Управление начинается с выдачи оператором (диспетчером) команды автоматического управления с помощью ЭВМ. Команды, как правило, двухпозиционные: включить или отключить автоматическое управление. Команду передают с пункта управления на контрольный пункт по каналу связи. Контроллер контрольного пункта, получив команду автоматического управления, проверяет ее достоверность и выдает электрический сигнал на исполнительное устройство (например, включает пусковое реле электродвигателя). Применяют и более сложные алгоритмы выдачи автоматического управления, например с промежуточным контролем готовности исполнительных цепей.

Для защиты команд автоматического управления от искажений при передаче применяют специальное кодирование, например передают команду дважды, в прямом и инверсном виде и т. п.

**Пункт управления** в АСУТП – это место размещения диспетчерского персонала, аппаратуры для приема и обработки информации от контрольных пунктов.

Часто под пунктом управления подразумевают контроллеры, непосредственно выполняющие прием и первичную обработку данных от контрольного пункта.

В задачи пункта управления входят:

- прием данных с контрольного пункта по каналам связи;
- организация опроса контрольного пункта;
- передача на контрольный пункт команд управления;
- передача данных и прием команд ЭВМ;
- переадресация, передача данных на верхний уровень и прием команд с верхнего уровня в многоуровневых системах;
- фильтрация, преобразование и передача данных при интеграции с другими системами.

Для реализации полного набора перечисленных функций контроллеры пункта управления оснащают микропроцессорами и соответствующим программным обеспечением. Перенастройка программного обеспечения позволяет гибко изменять конфигурацию системы, протоколы обмена и алгоритмы обработки данных в процессе эксплуатации системы. Для настройки автоматического управления используют специальные программы-конфигураторы. В современных системах код и данные хранятся во внутренней памяти контроллеров, что обеспечивает быстрый запуск системы и восстановление в случае сбоев.

**Контрольный пункт** в АСУТП – это место размещения объектов контроля и управления. Часто данное понятие включает один контроллер, установленный на контролируемом объекте.

Контроллер контрольного пункта выполняет непосредственный сбор данных с объекта (посредством опроса датчиков и преобразователей) и передачу их на пункт управления (реализуя функции сигнализации и измерений), а также непосредственно выполняет команды автоматического управления.

На крупных объектах (например, больших электрических подстанциях) могут находиться несколько контроллеров контрольного пункта. Для точной идентификации каждый из таких контроллеров на объекте имеет свой логический номер, который называют адресом контрольного пункта. В настоящее время практически все подобные контроллеры оснащены микропроцессорами и работают по заданной программе. Программное обеспечение решает задачи сбора данных (фильтрует дребезг контактов и ослабляет сетевые наводки на цепи), выполняет буферизацию событий перед выдачей в канал связи.

Современные контроллеры контрольного пункта наряду с базовыми функциями обеспечивают интеграцию в систему различных электронных устройств: приборов учета энергии, автоматических защит и др. (например, снимают показания электронных счетчиков, расходомеров и передают их для обработки в пункт управления по каналу связи).

**Автоматическую сигнализацию** используют для дистанционного контроля дискретных изменений состояния объекта (например, включен/выключен, движется/стоит, норма/авария и т. п.). Для получения данных объект оснащают датчиками. Обычно применяют двухпозиционные контактные переключатели, но могут использовать и многопозиционные переключатели. Контроллер контрольного пункта опрашивает состояние датчиков и при его изменении передает информацию о событии в пункт управления. Контроллер пункта управления при получении сигнала передает его для обработки в ЭВМ (и контроллер щита) для оповещения диспетчера и отображения изменившегося состояния объекта.

**Автоматические измерения** используют для получения количественной оценки характеристик контролируемого процесса, например температуры, напряжения, тока, давления и пр. Для измерения на объекте используют преобразователи, ко-

которые преобразуют физические параметры в нормированные электрические сигналы. Контроллер контрольного пункта измеряет значения этих сигналов и по запросам пункта управления или периодически передает их в пункт управления в цифровом виде. Измерения поступают в ЭВМ и шит для отображения. ЭВМ следит за уровнем автоматических измерений и предупреждает оператора о превышении заданных пороговых значений уставок.

Важным параметром автоматического управления является точность. Современные системы оснащают 10–14-разрядными АЦП, что позволяет достичь точности измерений 0,25–0,1 %. Дальнейшее повышение точности ограничивается наличием наводок на измерительные цепи. Для ослабления наводок от промышленной силовой сети с частотой 50 Гц в контроллерах контрольного пункта применяют алгоритмы цифровой фильтрации.

**Автоматическое регулирование** обеспечивает дистанционное задание уровня воздействия на объект управления. Управление начинается с задания оператором величины воздействия, а затем выдачи команды с ЭВМ. Команда автоматического регулирования передается с пункта управления на контролируемый пункт по каналу связи. Контроллер контрольного пункта, получив команду автоматического регулирования, проверяет ее достоверность и выдает сигнал заданного уровня на исполнительное устройство (например, открывает клапан на 56 %). Кроме ручной выдачи управления, применяют и автоматизированную выдачу. В данном случае на ЭВМ устанавливают программу с алгоритмом вычисления величины управления. Для сглаживания крутизны переходной характеристики процесса при выдаче автоматического регулирования применяют плавное изменение выходного сигнала до достижения заданного уровня. Эту задачу обычно выполняет контроллер контрольного пункта.

Достоверность автоматических измерений и сигнализации (отсутствие искажений данных при передаче по каналам связи) обеспечивается за счет введения в пакеты данных кодов защиты. Обычно при отправке данных передают контрольную сумму данных. Наиболее надежными являются полиномиальные контрольные суммы.

### Контрольные вопросы и задания

1. Дайте определение микропроцессора, назовите типы процессоров.
2. Каковы главные различия между классами процессоров *CISC*, *RISC* и *MISC*?
3. Что такое магистральная архитектура вычислительного устройства?
4. Какие архитектуры вычислительных устройств вы знаете?
5. Что такое команда? Что описывает команда? Приведите примеры одно-, двух- и трехрядных команд. Какова система команд вычислительного устройства?
6. Поясните структуру и функционирование типового 8-рядного микропроцессора.
7. Каково назначение регистров в микропроцессоре?
8. Дайте определение понятий «суперскаляризация», «технология конвейерной обработки команд», «технология параллельной обработки».
9. Какие блоки (узлы) входят в микропроцессор, микроконтроллер, микропроцессорную систему?
10. Назовите компоненты микропроцессорной системы.
11. Раскройте сущность автоматизированной системы управления технологическими процессами.
12. Каким образом реализуется система автоматической сигнализации?

## ЛИТЕРАТУРА

**Галкин, В.И.** Промышленная электроника и микроэлектроника : учеб. пособие / В.И. Галкин, Е.В. Пелевин. М. : Высш. шк., 2006.

**Жаворонков, М.А.** Электротехника и электроника : учеб. пособие / М.А. Жаворонков, А.В. Кузин. М. : Академия, 2014.

**Кушнер, Д.А.** Основы автоматики и микропроцессорной техники : учеб. пособие / Д.А. Кушнер, А.В. Дробов, Ю.Л. Петроченко. Минск : РИПО, 2019.

**Марченко, А.Л.** Основы электроники : учеб. пособие / А.Л. Марченко. М. : ДМК Пресс, 2016.

**Миленина, С.А.** Электротехника, электроника и схемотехника : учеб. и практикум / С.А. Миленина. М. : Юрайт, 2016.

**Миловзоров, О.В.** Основы электроники : учеб. / О.В. Миловзоров, И.Г. Панков. М. : Юрайт, 2016.

**Немцов, М.В.** Электротехника и электроника : учеб. / М.В. Немцов, М.Л. Немцова. М. : Академия, 2015.

**Рег, Дж.** Энциклопедия промышленной электроники / Дж. Рег, Дж. Гленн, Дж. Сартори. М. : ДМК Пресс, 2013.

**Хоровиц, П.** Искусство схемотехники : пер. с англ. / П. Хоровиц, У. Хилл. М. : БИНОМ, 2014.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

### Справочные данные для ОУ серии MC34071

# MC34071,2,4,A MC33071,2,4,A NCV33072,4,A

## Single Supply 3.0 V to 44 V Operational Amplifiers

Quality bipolar fabrication with innovative design concepts are employed for the MC33071/72/74, MC34071/72/74, NCV33072/74A series of monolithic operational amplifiers. This series of operational amplifiers offer 4.5 MHz of gain bandwidth product, 13 V/ $\mu$ s slew rate and fast settling time without the use of JFET device technology. Although this series can be operated from split supplies, it is particularly suited for single supply operation, since the common mode input voltage range includes ground potential ( $V_{EE}$ ). With a Darlington input stage, this series exhibits high input resistance, low input offset voltage and high gain. The all NPN output stage, characterized by no deadband crossover distortion and large output voltage swing, provides high capacitance drive capability, excellent phase and gain margins, low open loop high frequency output impedance and symmetrical source/sink AC frequency response.

The MC33071/72/74, MC34071/72/74, NCV33072/74,A series of devices are available in standard or prime performance (A Suffix) grades and are specified over the commercial, industrial/vehicular or military temperature ranges. The complete series of single, dual and quad operational amplifiers are available in plastic DIP, SOIC, QFN and TSSOP surface mount packages.

#### Features

- Wide Bandwidth: 4.5 MHz
- High Slew Rate: 13 V/ $\mu$ s
- Fast Settling Time: 1.1  $\mu$ s to 0.1%
- Wide Single Supply Operation: 3.0 V to 44 V
- Wide Input Common Mode Voltage Range: Includes Ground ( $V_{EE}$ )
- Low Input Offset Voltage: 3.0 mV Maximum (A Suffix)
- Large Output Voltage Swing: -14.7 V to +14 V (with  $\pm 15$  V Supplies)
- Large Capacitance Drive Capability: 0 pF to 10,000 pF
- Low Total Harmonic Distortion: 0.02%
- Excellent Phase Margin: 60°
- Excellent Gain Margin: 12 dB
- Output Short Circuit Protection
- ESD Diodes/Clamps Provide Input Protection for Dual and Quad
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Unique Site and Control Change Requirements; AEC-Q100 Qualified and PPAP Capable
- These Devices are Pb-Free, Halogen Free/BFR Free and are RoHS Compliant



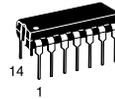
PDIP-8  
P SUFFIX  
CASE 626



SOIC-8  
D SUFFIX  
CASE 751



WQFN10  
MT SUFFIX  
CASE 510AJ



PDIP-14  
P SUFFIX  
CASE 646



SOIC-14  
D SUFFIX  
CASE 751A

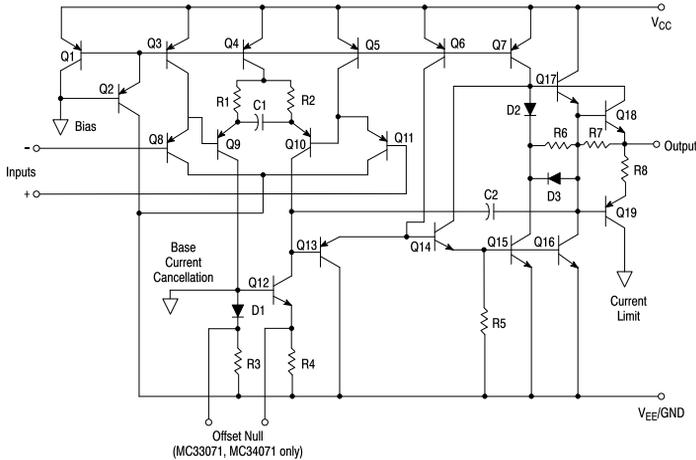
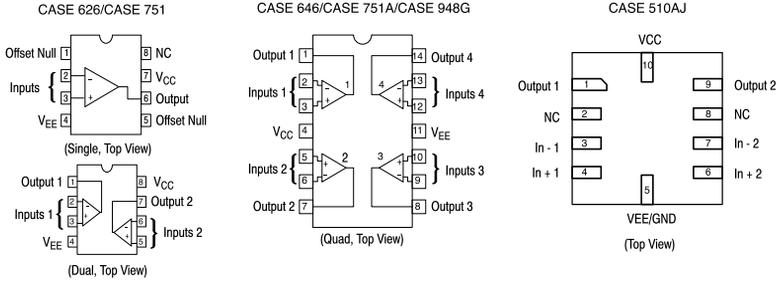


TSSOP-14  
DTB SUFFIX  
CASE 948G

## Нумерация выводов, принципиальная схема и предельные параметры для ОУ серии MC34071

MC34071,2,4,A MC33071,2,4,A, NCV33072,4,A

### PIN CONNECTIONS



### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage (from V <sub>EE</sub> to V <sub>CC</sub> )	V <sub>S</sub>	+44	V
Input Differential Voltage Range	V <sub>IDR</sub>	(Note 1)	V
Input Voltage Range	V <sub>IR</sub>	(Note 1)	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t <sub>SC</sub>	Indefinite	Sec
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	+150	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-60 to +150	°C
ESD Capability, Dual and Quad (Note 3)			V
Human Body Model	ESD <sub>HBM</sub>	2000	
Machine Model	ESD <sub>MM</sub>	200	

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

1. Either or both input voltages should not exceed the magnitude of V<sub>CC</sub> or V<sub>EE</sub>.

2. Power dissipation must be considered to ensure maximum junction temperature (T<sub>J</sub>) is not exceeded

## Электрические характеристики ОУ серии MC34071

MC34071,2,4,A MC33071,2,4,A, NCV33072,4,A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{ V}$ ,  $R_L =$  connected to ground, unless otherwise noted. See Note 4 for  $T_A = T_{low}$  to  $T_{high}$ )

Characteristics	Symbol	A Suffix			Non-Suffix			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ( $R_S = 100\ \Omega$ , $V_{CM} = 0\text{ V}$ , $V_O = 0\text{ V}$ ) $V_{CC} = +15\text{ V}$ , $V_{EE} = -15\text{ V}$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +5.0\text{ V}$ , $V_{EE} = 0\text{ V}$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$ , $V_{EE} = -15\text{ V}$ , $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$V_{IO}$	–	0.5	3.0	–	1.0	5.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $R_S = 10\ \Omega$ , $V_{CM} = 0\text{ V}$ , $V_O = 0\text{ V}$ , $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	–	10	–	–	10	–	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current ( $V_{CM} = 0\text{ V}$ , $V_O = 0\text{ V}$ ) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$I_{IB}$	–	100	500	–	100	500	nA
Input Offset Current ( $V_{CM} = 0\text{ V}$ , $V_O = 0\text{ V}$ ) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$I_{IO}$	–	6.0	50	–	6.0	75	nA
Input Common Mode Voltage Range $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$V_{ICR}$	$V_{EE}$ to $(V_{CC} - 1.8)$ $V_{EE}$ to $(V_{CC} - 2.2)$			$V_{EE}$ to $(V_{CC} - 1.8)$ $V_{EE}$ to $(V_{CC} - 2.2)$			V
Large Signal Voltage Gain ( $V_O = \pm 10\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ ) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$A_{VOL}$	50 25	100 –	– –	25 20	100 –	– –	V/mV
Output Voltage Swing ( $V_{ID} = \pm 1.0\text{ V}$ ) $V_{CC} = +5.0\text{ V}$ , $V_{EE} = 0\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$ , $V_{EE} = -15\text{ V}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$ , $V_{EE} = -15\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$V_{OH}$	3.7 13.6 13.4	4.0 14 –	– – –	3.7 13.6 13.4	4.0 14 –	– – –	V
$V_{CC} = +5.0\text{ V}$ , $V_{EE} = 0\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$ , $V_{EE} = -15\text{ V}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$ , $V_{EE} = -15\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$V_{OL}$	– – –	0.1 –14.7 –	0.3 –14.3 –13.5	– – –	0.1 –14.7 –	0.3 –14.3 –13.5	V
Output Short Circuit Current ( $V_{ID} = 1.0\text{ V}$ , $V_O = 0\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Source Sink	$I_{SC}$	10 20	30 30	– –	10 20	30 30	– –	mA
Common Mode Rejection $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{CM} = V_{ICR}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	CMR	80	97	–	70	97	–	dB
Power Supply Rejection ( $R_S = 100\ \Omega$ ) $V_{CC}/V_{EE} = +16.5\text{ V}/-16.5\text{ V}$ to $+13.5\text{ V}/-13.5\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	PSR	80	97	–	70	97	–	dB
Power Supply Current (Per Amplifier, No Load) $V_{CC} = +5.0\text{ V}$ , $V_{EE} = 0\text{ V}$ , $V_O = +2.5\text{ V}$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$ , $V_{EE} = -15\text{ V}$ , $V_O = 0\text{ V}$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +15\text{ V}$ , $V_{EE} = -15\text{ V}$ , $V_O = 0\text{ V}$ , $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$	$I_D$	–	1.6 1.9 –	2.0 2.5 2.8	–	1.6 1.9 –	2.0 2.5 2.8	mA

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

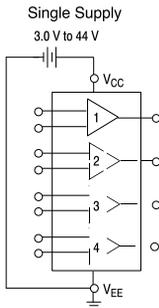
4.  $T_{low} = -40^\circ\text{C}$  for MC33071,2,4/A, NCV33074/A  $T_{high} = +85^\circ\text{C}$  for MC33071,2,4/A, NCV33074/A  
 $= 0^\circ\text{C}$  for MC34071,2,4/A  $= +70^\circ\text{C}$  for MC34071,2,4/A  
 $= -40^\circ\text{C}$  for MC34072,4/V, NCV33072,4A  $= +125^\circ\text{C}$  for MC34072,4/V, NCV33072,4A, NCV34074/V

## Электрические параметры и схемы подключения ОУ серии MC34071

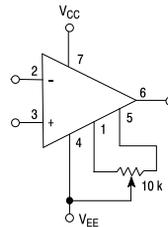
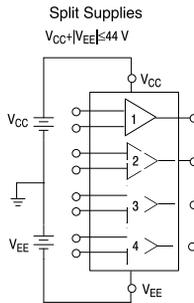
MC34071,2,4,A MC33071,2,4,A, NCV33072,4,A

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ ,  $V_{EE} = -15\text{ V}$ ,  $R_L$  is connected to ground.  $T_A = +25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	A Suffix			Non-Suffix			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Slew Rate ( $V_{in} = -10\text{ V}$ to $+10\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $C_L = 500\text{ pF}$ ) $A_V = +1.0$ $A_V = -1.0$	SR	8.0	10	-	8.0	10	-	V/ $\mu\text{s}$
Setting Time (10 V Step, $A_V = -1.0$ ) To 0.1% (+1/2 LSB of 9-Bits) To 0.01% (+1/2 LSB of 12-Bits)	$t_s$	-	1.1	-	-	1.1	-	$\mu\text{s}$
Gain Bandwidth Product ( $f = 100\text{ kHz}$ )	GBW	3.5	4.5	-	3.5	4.5	-	MHz
Power Bandwidth $A_V = +1.0$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $V_O = 20\text{ V}_{pp}$ , THD = 5.0%	BW	-	160	-	-	160	-	kHz
Phase margin $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $C_L = 300\text{ pF}$	$f_m$	-	60	-	-	60	-	Deg
Gain Margin $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $C_L = 300\text{ pF}$	$A_m$	-	12	-	-	12	-	dB
Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\ \Omega$ , $f = 1.0\text{ kHz}$	$e_n$	-	32	-	-	32	-	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Equivalent Input Noise Current $f = 1.0\text{ kHz}$	$i_n$	-	0.22	-	-	0.22	-	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Differential Input Resistance $V_{CM} = 0\text{ V}$	$R_{in}$	-	150	-	-	150	-	M $\Omega$
Differential Input Capacitance $V_{CM} = 0\text{ V}$	$C_{in}$	-	2.5	-	-	2.5	-	pF
Total Harmonic Distortion $A_V = +10$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ , $2.0\text{ V}_{pp} \leq V_O \leq 20\text{ V}_{pp}$ , $f = 10\text{ kHz}$	THD	-	0.02	-	-	0.02	-	%
Channel Separation ( $f = 10\text{ kHz}$ )	-	-	120	-	-	120	-	dB
Open Loop Output Impedance ( $f = 1.0\text{ MHz}$ )	$ Z_{O} $	-	30	-	-	30	-	W



Power Supply Configurations

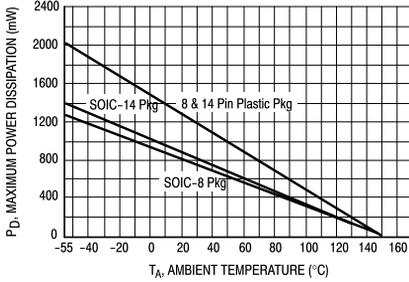


Offset nulling range is approximately  $\pm 80\text{ mV}$  with a 10 k potentiometer (MC33071, MC34071 only).

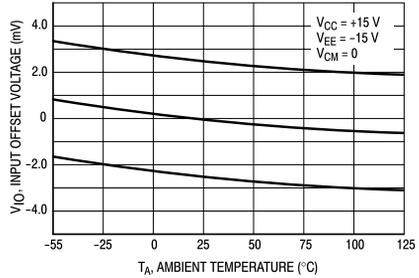
Offset Null Circuit

## Характеристические кривые ОУ серии MC34071

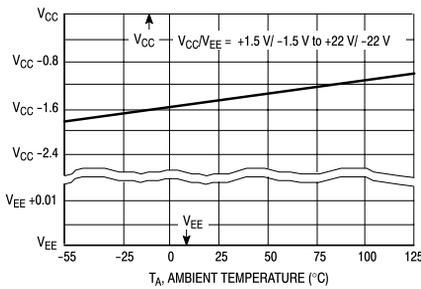
MC34071,2,4,A MC33071,2,4,A NCV33072,4,A



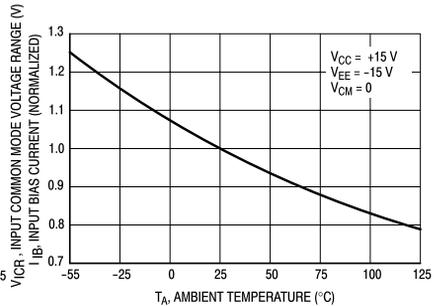
Maximum Power Dissipation versus Temperature for Package Types



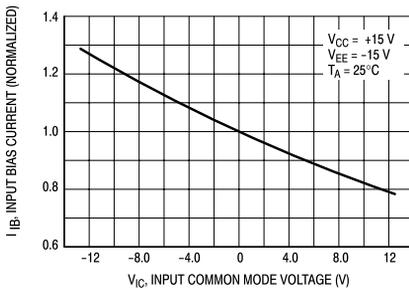
Input Offset Voltage versus Temperature for Representative Units



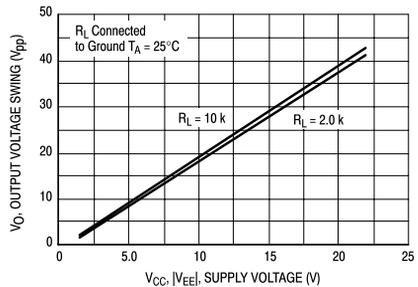
Input Common Mode Voltage Range versus Temperature



Normalized Input Bias Current versus Temperature



Normalized Input Bias Current versus Input Common Mode Voltage



Split Supply Output Voltage Swing versus Supply Voltage

## ОГЛАВЛЕНИЕ

---

---

Введение . . . . .	3
Глава 1. Пассивные элементы электронных устройств . . . . .	8
1.1. Резисторы. . . . .	8
1.2. Конденсаторы . . . . .	19
1.3. Катушки индуктивности . . . . .	25
Глава 2. Полупроводниковые приборы. . . . .	28
2.1. Физико-химические свойства полупроводников . . . . .	28
2.2. Электронно-дырочный переход . . . . .	35
2.3. Вольт-амперная характеристика электронно- дырочного перехода . . . . .	38
2.4. Особенности реальных электронно-дырочных переходов . . . . .	41
2.5. Разновидности электрических переходов и контактов . . . . .	44
2.6. Полупроводниковые диоды . . . . .	46
2.7. Биполярные транзисторы . . . . .	58
2.8. Полевые транзисторы. . . . .	68
2.9. Тиристоры . . . . .	75
Глава 3. Оптоэлектронные приборы. . . . .	83
3.1. Общие сведения . . . . .	83
3.2. Излучающие полупроводниковые приборы . . . . .	83
3.3. Жидкокристаллические устройства воспроизведения изображений . . . . .	87
3.4. Полупроводниковые приемники излучения. . . . .	91
3.5. Оптопары. . . . .	98
3.6. Твердотельные реле . . . . .	99
Глава 4. Интегральные микросхемы. . . . .	103
4.1. Общие сведения . . . . .	103
4.2. Технология изготовления полупроводниковых интегральных микросхем . . . . .	105
4.3. Компоненты интегральных микросхем . . . . .	107
4.4. Пленочные интегральные микросхемы . . . . .	112
4.5. Гибридные интегральные микросхемы . . . . .	114
Глава 5. Усилители. . . . .	116
5.1. Общие сведения . . . . .	116
5.2. Основные параметры усилителей. . . . .	117
5.3. Каскады усилителей низкой частоты . . . . .	121
5.4. Выходные каскады усилителей. . . . .	129
5.5. Усилители мощности . . . . .	134
Глава 6. Операционные усилители . . . . .	142
6.1. Общие сведения . . . . .	142
6.2. Свойства операционных усилителей . . . . .	142
6.3. Основные параметры операционных усилителей . . . . .	145

6.4. Основные схемы включения операционных усилителей . . . .	149
6.5. Вычислительные схемы на основе операционных усилителей	152
6.6. Функциональные преобразователи . . . . .	158
Глава 7. Электронные генераторы. . . . .	162
7.1. Общие сведения . . . . .	162
7.2. Условия самовозбуждения генератора . . . . .	162
7.3. Автогенераторы гармонических колебаний . . . . .	163
7.4. Стабилизация частоты автогенераторов гармонических колебаний . . . . .	168
7.5. Генераторы импульсов . . . . .	171
7.6. Генераторы на основе операционных усилителей . . . . .	178
Глава 8. Источники вторичного электропитания . . . . .	182
8.1. Структуры источников электропитания . . . . .	182
8.2. Выпрямительные устройства . . . . .	184
8.3. Сглаживающие фильтры . . . . .	187
8.4. Линейные стабилизаторы напряжения . . . . .	188
8.5. Импульсные стабилизаторы напряжения . . . . .	190
Глава 9. Логические основы цифровых устройств. . . . .	194
9.1. Общие сведения . . . . .	194
9.2. Элементы алгебры логики . . . . .	198
9.3. Основные функции и законы алгебры логики . . . . .	200
9.4. Базисы в алгебре логики . . . . .	202
9.5. Переход от логической функции к логической схеме . . . . .	204
9.6. Схемотехническая реализация основных логических функций . . . . .	205
Глава 10. Триггеры . . . . .	215
10.1. Общие сведения . . . . .	215
10.2. RS-триггеры . . . . .	215
10.3. T-триггер . . . . .	217
10.4. D-триггер . . . . .	218
10.5. JK-триггер . . . . .	219
10.6. Микросхемы интегральных триггеров . . . . .	221
Глава 11. Цифровые и комбинированные электронные схемы . . . . .	224
11.1. Компараторы, цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи . . . . .	224
11.2. Счетчики и регистры . . . . .	230
11.3. Дешифраторы . . . . .	234
11.4. Шифраторы . . . . .	236
Глава 12. Микропроцессорная техника . . . . .	240
12.1. Общие сведения . . . . .	240
12.2. Типы микропроцессоров и архитектура вычислительных устройств. . . . .	242
12.3. Микропроцессорные системы и микроконтроллеры . . . . .	252
12.4. Системы автоматизированного управления в энергетике . . . . .	256
Литература . . . . .	261
Приложение . . . . .	262



Рис. 1. Типы резисторов

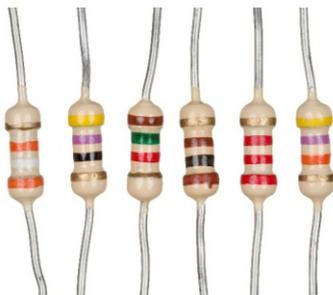


Рис. 2. Пример цветовой маркировки резисторов

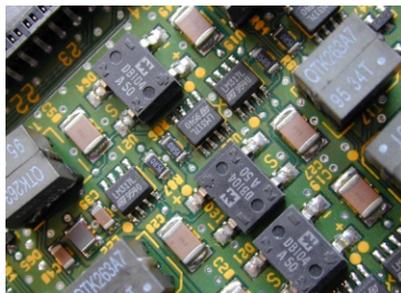


Рис. 3. Монтаж компонентов на печатную плату по технологии поверхностного монтажа



Рис. 4. Типы конденсаторов



Рис. 5. Типы катушек индуктивности

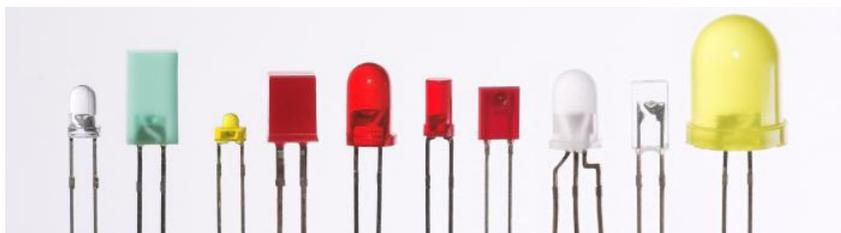


Рис. 6. Общий вид светоизлучающих диодов



Рис. 7. Общий вид *RGB*-светодиода

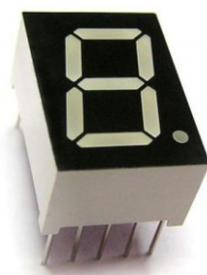


Рис. 8. Общий вид семисегментного знакового индикатора

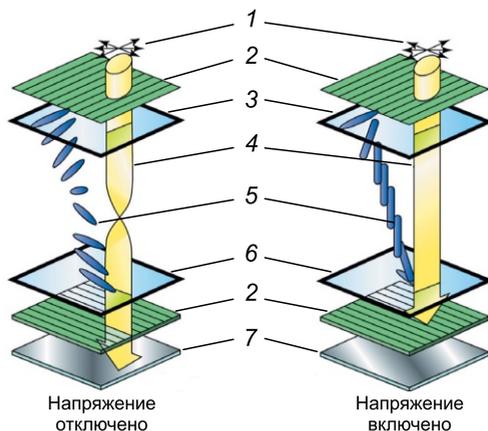
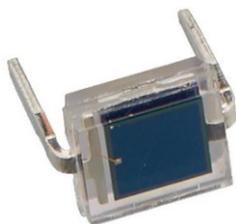


Рис. 9. Принцип работы жидких кристаллов:  
 1 – неполяризованный свет; 2 – поляризатор; 3 – верхний стеклянный электрод; 4 – поляризованный свет; 5 – молекулы жидких кристаллов; 6 – нижний стеклянный электрод; 7 – зеркало



Рис. 10. Общий вид фоторезистора



а



б

Рис. 11. Общий вид фотодиода (а) и солнечной батареи (б)



а



б

Рис. 12. Примеры использования оптопар в качестве датчика перекрытия (а) и датчика отраженного света (б)

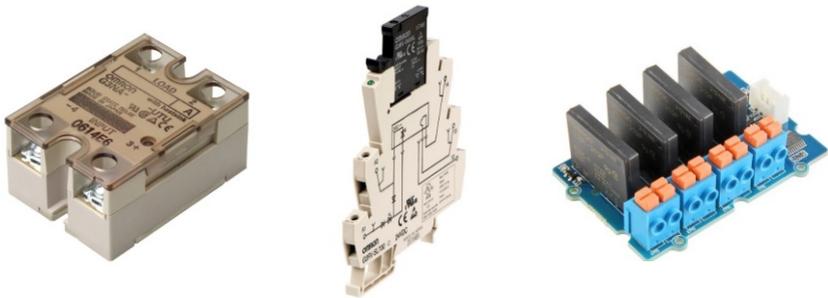


Рис. 13. Общий вид твердотельных реле

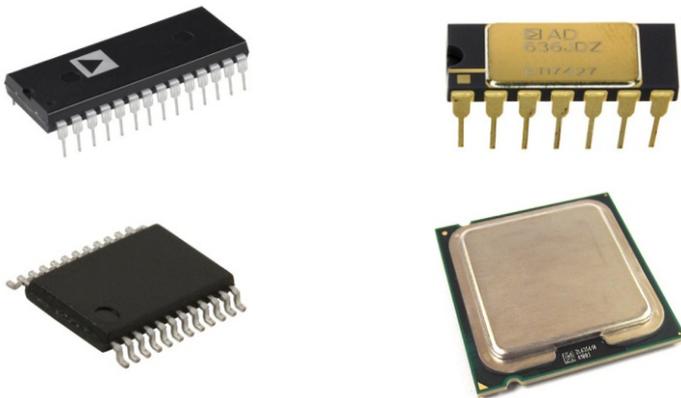


Рис. 14. Общий вид интегральных микросхем

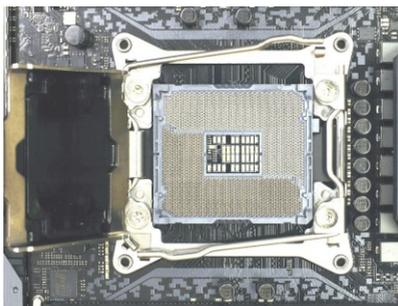


Рис. 15. Разъем *LGA 2066* для установки микропроцессоров архитектуры *Skylake-X* и *Kaby Lake-X* компании «Intel»