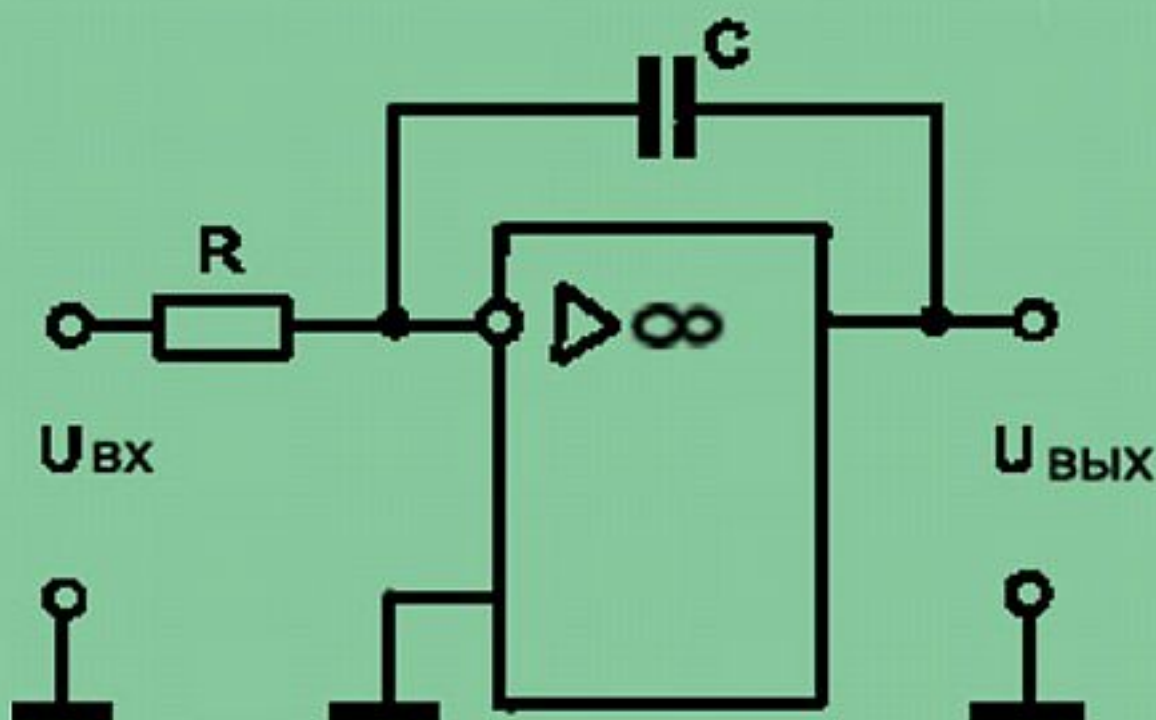


# ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Книга 3

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

Для студентов вузов



# **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА**

В трех книгах

Книга 3

## **ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ**

Под редакцией

доктора технических наук, профессора

В.Г. Герасимова

Рекомендовано Министерством общего  
и профессионального образования Российской  
Федерации в качестве учебника для подготовки  
в высших учебных заведениях бакалавров и инженеров  
неэлектротехнических направлений и специальностей



МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1998

УДК 621.3 (075.8)  
ББК 31.21  
Э 45

Выпуск издания в свет осуществлен при финансовой поддержке АЭК «Динамо» и Издательства МЭИ

Рецензенты: кафедра электротехники Московской государственной текстильной академии им. А.Н. Косыгина (зав. каф. проф. Л.Е. Смольников) и проф. А.Е. Краснопольский

Авторы: Гаев Г.П., Герасимов В.Г., Князьков О.М., Кузнецов Э.В., Культиасов П.С., Сергеев В.Г., Соломенцев В.Е.

Э45      **Электротехника и электроника. Учебник для вузов. —**  
В 3-х кн. Кн.3. Электрические измерения и основы электроники/  
Г.П. Гаев, В.Г. Герасимов, О.М. Князьков и др.; Под ред. проф.  
В.Г. Герасимова. — М.: Энергоатомиздат, 1998. — 432 с.: ил.  
ISBN 5-283-05004-1

Книга является третьей частью учебника «Электротехника и электроника», предназначенного для электротехнической подготовки бакалавров и инженеров неэлектротехнических направлений и специальностей

Рассмотрены электрические измерения, полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы, электронные аналоговые и цифровые устройства, а также микропроцессоры.

ISBN 5-283-05007-6 (кн.3)  
ISBN 5-283-05004-1

© Авторы, 1998

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая книга «Электрические измерения и основы электротехники» является третьей частью учебника «Электротехника и электроника», предназначенного для подготовки бакалавров неэлектротехнических направлений и инженеров неэлектротехнических специальностей. Содержание книги соответствует типовым учебным программам по электротехническим дисциплинам указанных направлений подготовки бакалавров и соответствующих инженерных специальностей.

Авторский коллектив кафедры электротехники и интроскопии (ЭИ) МЭИ при подготовке этой книги использовал многолетний опыт преподавания и методические традиции кафедры ЭИ, заложенные в предыдущих учебниках и учебных пособиях авторов, в частности, в книгах «Основы промышленной электроники» (1986 г.) и «Сборник задач по электротехнике и основам электроники» (1987 г.), выпущенных издательством «Высшая школа» под редакцией профессора В.Г. Герасимова.

Данная книга отличается от предыдущих изданий новым ее построением. В ней объединены учебник и задачник, причем изложение теоретического материала сопровождается программированными задачами с альтернативными ответами. Такое построение книги должно способствовать более активному усвоению и закреплению теоретического учебного материала и привитию умений и навыков расчета и анализа электронных устройств и измерительных цепей. В конце каждого параграфа приведены или программированные вопросы, или задачи по теме соответствующего параграфа. Задачи, как правило, подобраны таким образом: вначале даны типовые задачи с решениями, затем многовариантные задачи (помечены звездочкой), которые могут быть использованы на практических занятиях для самостоятельного решения студентами, после этого — остальные задачи для решения на аудиторных занятиях или дома. Альтернативные ответы на задачи приводятся сразу же после изложения условий соответствующих задач. В конце глав даны комментарии к правильным ответам на программированные вопросы.

В конце книги приведена специальная глава, посвященная моделированию и расчету электронных устройств на персональных ЭВМ. Это позволяет использовать элементы компьютерного обучения электронике при подготовке бакалавров и инженеров неэлектротехнических направлений и специальностей.

Главы написаны следующими авторами: гл.1 — В.Г. Сергеевым, гл. 2 и приложение 2 — П.С. Культасовым, гл. 3 и предисловие — В.Г. Герасимовым, гл. 4, 5 и приложение 1 — О.М. Князьковым, гл. 6 — Г.П. Гаевым, гл.7 — Г.П. Гаевым и В.Г. Сергеевым, гл. 8 — В.Е. Соломенцевым, гл. 9 — Э.В. Кузнецовым.

Замечания и пожелания по книге просим направлять по адресу: 113114, Москва, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

*Авторы*

## Глава первая

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

### 1.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Измерительная техника, в том числе техника электрических измерений, играет чрезвычайно важную роль в научно-техническом прогрессе. Она используется почти во всех областях народного хозяйства. Уровнем ее развития во многом определяются совершенство технологических процессов, качество изделий и достижения в научных исследованиях. В электроизмерительных устройствах используются новейшие достижения электротехники, электроники, автоматики и вычислительной техники. Это способствует повышению быстродействия, чувствительности, точности и других показателей электроизмерительных приборов, требования к которым непрерывно возрастают.

Электрические методы применяются для измерения как электрических, так и неэлектрических величин. Большую роль играют измерения таких электрических величин, как ток, напряжение, мощность. Эти измерения особенно важны в системах распределения электроэнергии, на электростанциях, в автоматических системах управления производством.

Электроизмерительные приборы и устройства широко используются в промышленности непосредственно для контроля и управления производственными процессами. Это стало возможным и необходимым вследствие того, что электрические методы измерений позволяют проводить измерения на объектах, находящихся в экстремальных условиях (агрессивные среды, высокие и низкие температуры, давления), измерять крайне малые и очень высокие скорости протекания процессов, исследовать объекты, удаленные на большие расстояния и др. При этом измерению подлежат различные тепловые, механические, оптические и другие неэлектрические величины.

В 30-х гг. XIX в. были разработаны гальванометры — приборы для измерения электрического тока (Б.С. Якоби, 1839) — и баллистические гальванометры для измерения магнитного потока (Э.Х. Ленц, 1832). В 50-е годы были разработаны применяемые до сих пор методы измерений — компенсационный (И. Поггендорф, 1841) и мостовой (Ч. Уинстон, 1843). В соответствии с требованиями научных исследований, а также практического использования и распределения электрической энергии в 40 — 60-х гг. были разработаны первые конструкции необходи-

мых для измерений сопротивлений реостатов (Б.С. Якоби), реохордов (И. Поггендорф) и магазинов сопротивлений.

Во второй половине XIX в. и в начале XX в. выдающийся русский электротехник М.О. Доливо-Добровольский разработал конструкции электромагнитных амперметров и вольтметров, индукционного измерительного механизма, ферродинамического измерительных механизмов.

Накопление большого количества новых фактов и закономерностей привело к необходимости введения единых систем электрических единиц и мер. К 1880 г. на практике использовалось 15 различных единиц электрического сопротивления, восемь единиц ЭДС, пять единиц электрического тока. Это затрудняло общение между учеными и исследователями разных стран и школ, сравнение полученных результатов расчетов и экспериментов.

В 1893 г. на Чикагском электротехническом конгрессе были утверждены международные электрические единицы и эталоны. Много сделали в отношении стандартизации и метрологии Б.С. Якоби и Д.И. Менделеев. По инициативе Д.И. Менделеева впервые в Петербурге при Главной палате мер и весов было организовано отделение для поверки электротехнических приборов.

В 30 — 40-х гг. XX в. были созданы крупнейшие электроприборостроительные заводы в Ленинграде, Москве, Краснодаре и других городах. С 1948 по 1967 г. объем продукции приборостроения возрос по сравнению с довоенным в 200 раз.

Новые требования, предъявляемые к средствам электроизмерительной техники, обуславливают совершенствование классических типов электроизмерительных приборов и создание новых.

Часто электроизмерительные приборы выполняют функции не только измерения, но также сигнализации, контроля и управления. Такое расширение функций средств измерения вызывает увеличение их номенклатуры, возрастание метрологических требований к электроизмерительным приборам, совершенствование стандартов и эталонов. Выпускается агрегатированный комплекс средств электроизмерительной техники (АСЭТ), входящий в государственную систему приборов (ГСП). Дальнейшее развитие получают электронные (аналоговые и цифровые) измерительные приборы, отличающиеся высокой точностью, помехоустойчивостью, быстродействием и удобством отсчета. Здесь ярко выражено сочетание последних достижений теории электрических измерений с современной микроэлектронной элементной базой. Разрабатываются измерительные следящие системы, обеспечивающие возможность осуществления массовых измерений и получения потоков измерительной информации, обработки результатов измерений на электронных вычислительных машинах. (Более подробно электронные измерительные приборы рассмотрены в гл.8.)

## Основные понятия метрологии

*Измерение* — познавательный процесс, заключающийся в сравнении путем эксперимента измеряемой физической величины с некоторым ее значением, принятым за единицу. Поэтому измерением называют нахождение значений физических величин опытным путем с помощью специальных технических средств.

*Средства электрических измерений* — технические средства, используемые при электрических измерениях и имеющие нормированные метрологические характеристики. К средствам электрических измерений относятся меры, электроизмерительные приборы, измерительные преобразователи, электроизмерительные установки и измерительные информационные системы.

*Мера* — средство измерения, предназначенное для воспроизведения заданного значения физической величины.

В зависимости от степени точности и области применения меры подразделяются на эталоны, образцовые и рабочие. Эталоны обеспечивают воспроизведение и хранение единицы физической величины для передачи ее значения другим средствам измерения. Образцовые меры служат для поверки и градуировки рабочих мер и измерительных приборов. Рабочие меры используют для поверки измерительных приборов, а также для измерения в научных организациях и на промышленных предприятиях.

*Электроизмерительные приборы* — средства электрических измерений, предназначенные для выработки сигналов измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. К ним относятся, например, амперметры, вольтметры, ваттметры, счетчики электрической энергии.

*Измерительные преобразователи* — средства электрических измерений, предназначенные для выработки сигнала электрической информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем. Их подразделяют на преобразователи электрических величин в электрические (шунты, делители напряжения, измерительные трансформаторы и т. д.) и преобразователи неэлектрических величин в электрические — первичные преобразователи (терморезисторы, термопары, тензорезисторы, емкостные и индуктивные преобразователи и т. д.).

*Электроизмерительная установка* — совокупность функционально объединенных средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей) и вспомогательных устройств, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем, и расположенная в одном месте.

*Измерительная информационная система* — совокупность средств измерений и вспомогательных устройств, соединенных каналами связи, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации от ряда источников в форме, удобной для обработки, передачи и использования в автоматических системах управления.

**Виды и методы измерений.** В зависимости от способа получения результата измерения подразделяются на два вида: прямые и косвенные.

*Прямыми* называют измерения, при которых искомое значение физической величины определяют непосредственно по показанию прибора (измерение тока амперметром, электроэнергии счетчиком, напряжения вольтметром и др.).

*Косвенными* называют измерения, при которых искомое значение физической величины находят на основании известной функциональной зависимости между этой величиной и величинами, полученными в результате прямых измерений. Примером может служить определение электрического сопротивления по показаниям амперметра и вольтметра.

В зависимости от совокупности приемов использования принципов и средств измерений все методы делятся на методы непосредственной оценки и методы сравнения.

Под *методом непосредственной оценки* понимают метод, при котором значение измеряемой величины определяют непосредственно по показанию отсчетного устройства измерительного прибора прямого действия (значение тока — по показанию амперметра, значение напряжения — по показанию вольтметра и др.)

*Методом сравнения* называют метод, при котором измеряемая величина в специальной измерительной цепи сравнивается с величиной, воспроизводимой мерой. Методы сравнения подразделяют на нулевой, дифференциальный и замещения.

Нулевой метод — метод сравнения измеряемой величины с мерой, в котором результирующий эффект воздействия сравниваемых величин на прибор сравнения доводят до нуля.

Дифференциальный метод — метод сравнения, в котором на измерительный прибор воздействует разность измеряемой величины и величины, воспроизводимой мерой (например, измерение электрического сопротивления с помощью неуравновешенного моста)

Метод замещения — метод сравнения с мерой, в котором измеряемую величину замещают в измерительной установке известной величиной, воспроизводимой мерой. При этом путем изменения известной величины добиваются такого же показания прибора, которое было при действии измеряемой величины (например, сравнение сопротивления резистора с сопротивлением образцовой катушки, включаемых попеременно в одно и то же плечо моста).



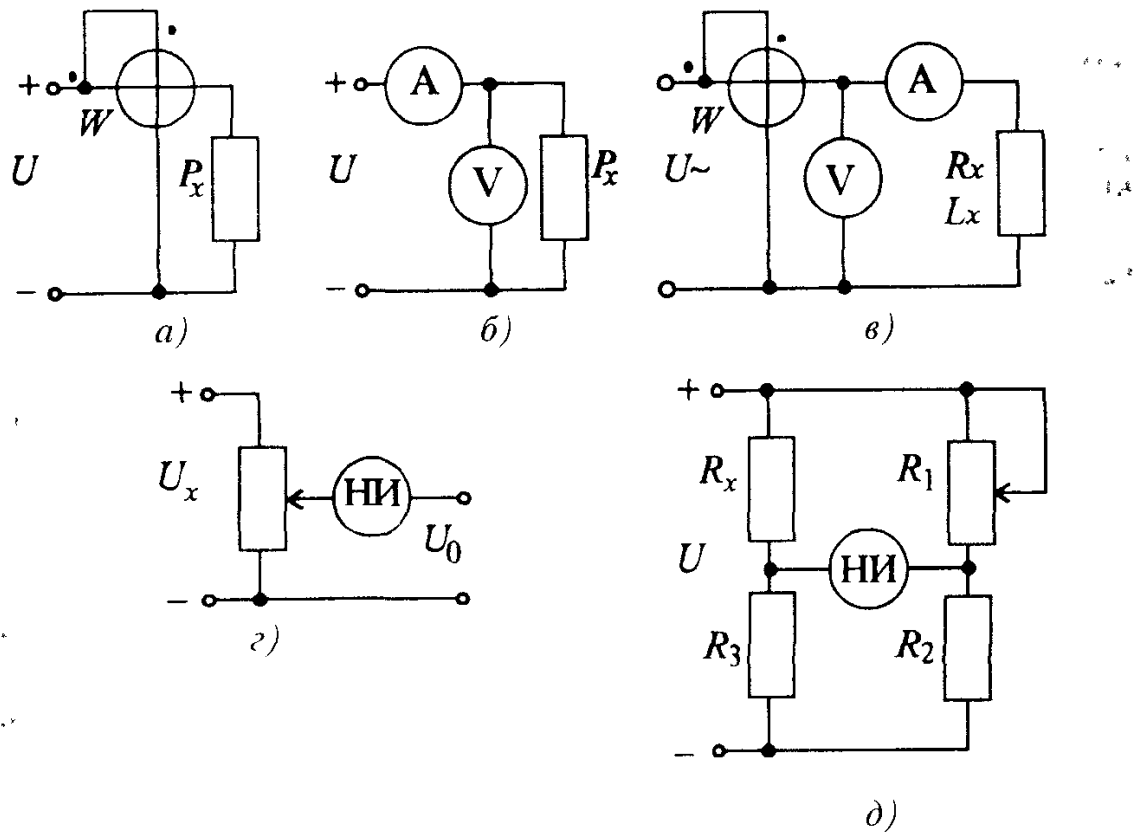


Рис 1.1 К вопросу 1.1

**Вопрос 1.1.** К какому виду и методу относятся измерения мощности  $P_x$  (рис 1.1, а и б), параметров  $R_x$  и  $L_x$  (рис 1.1, в), напряжения  $U_x$  (рис 1.1, г), сопротивления  $R_x$  (рис 1.1, д)?

*Варианты ответа:*

Рис.1.1, а

1.1.1. Прямые измерения, метод непосредственной оценки.

1.1.2. Косвенные измерения, метод непосредственной оценки.

Рис. 1.1, б

1.1.3. Прямые измерения, метод непосредственной оценки.

1.1.4. Косвенные измерения, метод непосредственной оценки.

Рис. 1.1, в

1.1.5. Прямые измерения, метод непосредственной оценки.

1.1.6. Косвенные измерения, метод непосредственной оценки.

Рис. 1.1, г

1.1.7. Прямые измерения, метод сравнения.

1.1.8. Косвенные измерения, метод сравнения.

Рис. 1.1, д

1.1.9. Прямые измерения, метод сравнения.

1.1.10. Косвенные измерения, метод сравнения.

## 1.2. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ. ОБРАБОТКА И ПРЕДСТАВЛЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

**Погрешности средств измерений и погрешности измерения.** Каждое средство измерения, в том числе и электроизмерительный прибор, характеризуется тем, что отсчитанные по его шкале значения физических величин отличаются от их истинных значений. Разность между этими значениями называется *погрешностью средств измерений*. Погрешность характеризует точность средства измерения, отражающую близость действительного значения физической величины к обозначенной в паспорте или на шкале прибора.

Погрешности средств измерений классифицируют по способу выражения, характеру проявления, зависимостям от текущего значения и режима изменения измеряемой величины, условиям возникновения (рис. 1.2)



Рис 1 2 Классификация погрешностей средств измерений

По способу выражения погрешности средств измерений подразделяют на *абсолютные*, *относительные* и *приведенные*.

*Абсолютная погрешность*  $\Delta A$  — разность между показанием прибора  $A$  и действительным значением измеряемой величины  $A_d$ :

$$\Delta A = A - A_d \quad (1.1)$$

*Относительная погрешность*  $\delta_A$  — отношение абсолютной погрешности  $\Delta A$  к значению измеряемой величины  $A$ . Обычно относительную погрешность, так же как и приведенную, выражают в процентах:

$$\delta_a = \pm (\Delta A \cdot 100) / A \quad (1.2)$$

*Приведенная погрешность*  $\gamma$  (в процентах) — отношение абсолютной погрешности  $\Delta A$  к нормирующему значению  $A_{\text{ном}}$ .

$$\gamma = \pm (\Delta A \cdot 100) / A_{\text{ном}} \quad (1.3)$$

Нормирующее значение принимают равным:

а) верхнему пределу рабочей части шкалы для приборов, у которых нулевая отметка находится на краю шкалы или вне ее;

б) арифметической сумме конечных значений диапазона измерений, если нулевая отметка находится внутри шкалы;

в) номинальному значению, если прибор предназначен для измерения величин, имеющих номинальные значения;

г) длине всей шкалы для приборов с логарифмической или гиперболической шкалой.

**По характеру проявления** погрешности средств измерения подразделяют на *систематические* и *случайные*.

*Систематическая погрешность* — погрешность, остающаяся постоянной или изменяющаяся по определенному закону. Ее значение всегда можно учесть введением соответствующих поправок.

*Случайная погрешность* — погрешность, изменяющаяся не по определенному закону, а как центрированная случайная величина. Случайные погрешности нельзя исключить опытным путем.

**По зависимости от текущего значения измеряемой величины** погрешности средств измерения делятся на *аддитивные* и *мультипликативные*.

*Аддитивные погрешности* не зависят от значения измеряемой величины в пределах диапазона измерения. Источниками их могут быть напряжение смещения в усилителях постоянного тока, шумы элементов схемы, внешние наводки и утечки в схемах, термоЭДС и др.

*Мультипликативные погрешности* пропорциональны текущему значению измеряемой величины. Источниками их являются нестабильность коэффициента передачи отдельных функциональных узлов средств измерения.

**По зависимости от режима изменения во времени измеряемой величины** различают *статические* и *динамические* погрешности средств измерения.

*Статические погрешности* возникают при измерении постоянной во времени измеряемой величины (измерение постоянного напряжения, частоты переменного напряжения и т.д.).

*Динамические погрешности* возникают при измерении изменяющихся во времени величин. Причина их появления заключается в инерционности средств измерения, а значение определяется характером изменения измеряемой величины.

**По зависимости от условий возникновения** различают *основные* и *дополнительные* погрешности средств измерения.

*Основная погрешность* — погрешность средств измерения, находящихся в нормальных условиях эксплуатации, под которыми понимают нормируемые стандартами температуру внешней среды, влажность, атмосферное давление, напряжение и частоту питания, внешние электрические и магнитные поля и др.

*Дополнительная погрешность* — погрешность средств измерения, возникающая при отклонении одной или более влияющих величин от нормального значения.

Обобщенной характеристикой средств измерения, отражающей уровень их точности, является *класс точности*, определяемый пределами допускаемых основной и дополнительной погрешностей. Следует иметь в виду, что класс точности не является непосредственным показателем точности измерения, выполненного с помощью данного средства.

Для электроизмерительных приборов, класс точности которых выражен одним числом\*, основная приведенная погрешность в рабочем диапазоне шкалы, выраженная в процентах, не превышает значения, соответствующего классу точности. Основная абсолютная и относительная погрешности в этом случае представляются в виде

$$\Delta A = \pm \gamma A_{\text{ном}} / 100; \quad (1.4)$$

$$\delta_a = \pm \gamma A_{\text{ном}} / A. \quad (1.5)$$

Для приборов, класс точности которых выражается дробью, относительную погрешность определяют по формуле

$$\delta = \pm [c + d (A_{\text{ном}} / A - 1)], \quad (1.6)$$

где  $c$  и  $d$  — постоянные числа;  $c/d$  — класс точности,  $A_{\text{ном}}$  — конечное значение диапазона измерения. Это цифровые приборы, мосты и компенсаторы с ручным и автоматическим уравниванием.

Измерение любой физической величины сопровождается погрешностями измерения — отклонениями результата измерения от истинного значения измеряемой величины.

Численно погрешности измерения выражаются, так же как и погрешности средств измерения, абсолютными  $\Delta A$  и относительными  $\delta_a$  величинами:

$$\Delta A = A_x - A_d; \quad \delta_a = (\Delta A / A) \cdot 100,$$

где  $A_d$  — действительное значение измеряемой величины;  $A_x$  — результат измерения.

---

\* ГОСТ 8.401-81 устанавливает следующие классы точности: для приборов — 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0 (допускается применять класс точности 0,3); для вспомогательных частей — 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0.

Погрешности измерения возникают вследствие несовершенства метода измерения, ограниченной точности средств измерений, индивидуальных особенностей экспериментатора.

В первом случае погрешности измерения называют *методическими*. Они являются следствием недостаточной разработанности теории явлений, положенных в основу метода измерения, неточности соотношений, используемых для нахождения измеряемой величины, влияния на режим работы объекта подключаемых средств измерения и др.

Во втором случае погрешности измерения называются *инструментальными*, т.е. погрешностями средств измерения.

В третьем случае погрешности измерения называются *субъективными*. Связаны они, как правило, с особенностями органов чувств экспериментатора, его тренированностью и опытом.

Любая из перечисленных погрешностей измерения содержит систематическую и случайную, аддитивную и мультипликативную составляющие.

**Обработка результатов измерений.** Обработка результатов измерений имеет цель дать оценку истинному значению измеряемой величины и определить степень достоверности этой оценки.

Наиболее достоверным значением измеряемой величины  $A$  при наличии только случайных погрешностей и многократном измерении ее является среднеарифметическое

$$A_{\text{cp}} = \frac{a_1 + a_2 + \dots + a_n}{n}, \quad (1.7)$$

где  $a_1, a_2, \dots, a_n$  — результаты отдельных измерений;  $n$  — число измерений.

Оценить точность измерения при этом можно, зная закон распределения случайных погрешностей.

Закон нормального распределения случайных погрешностей, наиболее распространенный в практике измерений, математически описывается выражением

$$P(\Delta) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\Delta^2/2\sigma^2}, \quad (1.8)$$

где  $P(\Delta)$  — плотность вероятности случайной абсолютной погрешности  $\Delta$ ;  $\sigma = \sqrt{(p_1^2 + p_2^2 + \dots + p_n^2)/(n-1)}$  — среднеквадратическое отклонение;  $p_n = (a_n - A_{\text{cp}})$  — случайное отклонение результата наблюдения от среднеарифметического.

Значение  $\sigma$  характеризует степень рассеяния результата измерения вокруг среднеарифметического, параметр  $\sigma^2$  называют дисперсией.

Поскольку среднеарифметическое значение  $A_{\text{ср}}$  обладает некоторой случайной погрешностью, вводят понятие среднеквадратической погрешности среднеарифметического значения

$$\sigma_{A_{\text{ср}}} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{p_1^2 + p_2^2 + \dots + p_n^2}{n(n-1)}} \quad (1.9)$$

характеризующее погрешность результата измерения.

Из (1.9) видно, что увеличение количества повторных измерений приводит к уменьшению среднеквадратической погрешности  $\sigma_{A_{\text{ср}}}$  результата измерений, что позволяет дать количественную оценку степени достоверности результата измерения.

**Задача 1.1.** Аналоговым вольтметром измерено напряжение на выходе двухполюсника и получен отсчет  $a=81,6$  делений. Выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$  двухполюсника находится в пределах 50 — 300 Ом. Температура среды, в которой проводилось измерение, находилось в пределах  $20 \pm 10^\circ\text{C}$ . Вольтметр имеет следующие характеристики: диапазон измерений от 0 до 10 В; класс точности 0,5; шкала содержит 100 делений; входное сопротивление  $R_{\text{вх}}=(10 \pm 0,1)$  кОм. Необходимо представить результат измерения.

**Р е ш е н и е.** Цена деления вольтметра составляет

$$q = 10/100 = 0,1 \text{ В.}$$

Отсчет соответствует значению напряжения

$$U = q \cdot a = 0,1 \cdot 81,6 = 8,16 \text{ В.}$$

Предельное значение модуля основной погрешности  $\Delta_{\text{оп}}$  (инструментальная погрешность) найдем, зная класс точности прибора или основную приведенную погрешность  $\gamma_{\text{оп}} = 0,5\%$ :

$$\Delta_{\text{оп}} = 10^{-2} \gamma_{\text{оп}} \cdot U_{\text{ном}} = 10^{-2} \cdot 0,5 \cdot 10 = 0,05 \text{ В,}$$

где  $U_{\text{ном}}$  — нормирующее значение, равное для данного вольтметра 10 В.

Погрешность отсчитывания  $\Delta_{\text{отс}}$  примем равной четверти деления:

$$\Delta_{\text{отс}} = 0,25 \cdot q = 0,25 \cdot 0,1 = 0,025 \text{ В.}$$

Предельное значение абсолютной дополнительной погрешности  $\Delta_{\text{дп}}$ , вызванной отклонением температуры среды от  $20^\circ\text{C}$ , согласно ГОСТ 22261-82 не должно превышать основную погрешность на каждые  $10^\circ\text{C}$ :

$$\Delta_{\text{дп}} = 0,1 \cdot 10 \cdot \Delta_{\text{оп}} = 0,1 \cdot 10 \cdot 0,05 = 0,05 \text{ В.}$$

Методическая погрешность (погрешность от взаимодействия вольтметра с источником измеряемого напряжения)  $\Delta_{\text{вз}}$ :

$$\Delta_{вз} = U \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{вых}} - U \approx -U \frac{R_{вых}}{R_{вх}}, \text{ где } R_{вх} \gg R_{вых}.$$

Максимальное значение  $\Delta_{вз макс}$  равно

$$\Delta_{вз макс} = -U \frac{R_{вых макс}}{R_{вх мин}} = -8,16 \cdot \frac{300}{9900} = -0,247 \text{ В.}$$

Минимальное значение  $\Delta_{вз мин}$  соответственно будет равно

$$\Delta_{вз мин} = -U \frac{R_{вых мин}}{R_{вх макс}} = -8,16 \cdot \frac{50}{10100} = -0,04 \text{ В}$$

Результирующая предельная погрешность измерения  $\Delta_{п}$  при вероятности  $P=1$  находится как арифметическая сумма составляющих

$$\Delta_{п мин} = \Delta_{оп} + \Delta_{отс} + \Delta_{дп} + \Delta_{вз мин} = -0,165 \text{ В;}$$

$$\Delta_{п макс} = \Delta_{оп} + \Delta_{отс} + \Delta_{дп} + \Delta_{вз макс} = +0,372 \text{ В.}$$

Ответ.  $U = 8,16 \text{ В; } \Delta_{п} = -0,2 \div 0,4 \text{ В.}$

**Задача 1.2\*** Аналоговым прибором измеряются напряжение и ток, получен отсчет  $\alpha$ . Выходное сопротивление двухполюсника  $R_{вых}$ . Температура среды, в которой проводились измерения  $\Theta$  Вольтметр и амперметр имеют следующие характеристики:  $U_{ном}$  и  $I_{ном}$ , класс точности, число делений шкал; входные сопротивления  $R_{вх}$ . Числовые значения указанных величин приведены в табл. 1.1 Необходимо представить результат измерения

Т а б л и ц а 1.1

Величина	Исходные данные						
	Отсчет $\alpha$ , дел	$R_{вых}$ , Ом	$\Theta$ , °С	$A_{ном}$ , В, А	Класс точности, %	$A_{ном}$ , дел	$R_{вх}$ , Ом
Напряжение	80	200	20±10	10	0,5	100	10 000
	75	150	20±5	30	1,5	150	5 000
	60	200	20±5	20	1,0	100	15 000
	70	250	20±10	10	0,5	75	3 000
Ток	40	300	20±10	5	2,5	50	10
	45	400	20±5	1	1,0	30	50
	30	250	20±5	1	1,5	30	20
	40	200	20±10	10	0,5	50	5
	30	300	20±10	5	1,0	50	10

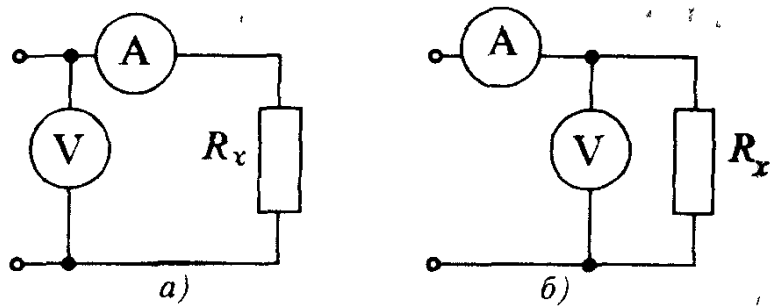


Рис 1 3 К задаче 1 3

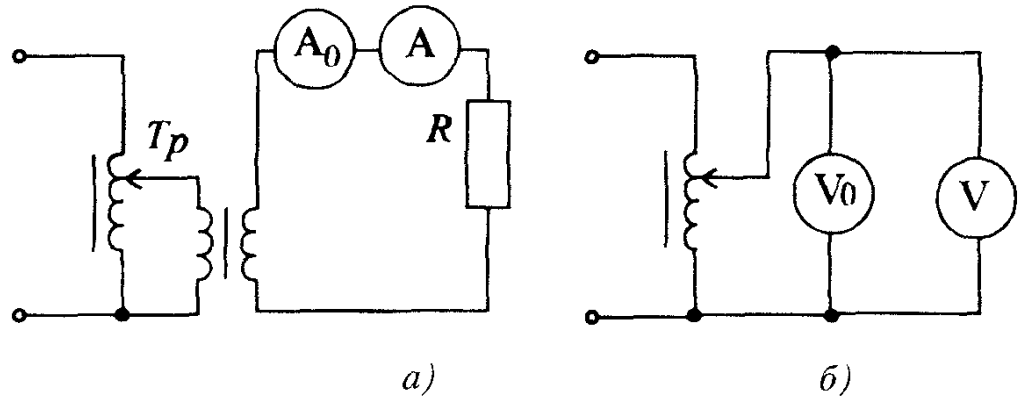


Рис.1 4 К задачам 1 4, 1 5

**Задача 1.3.** Какие сопротивления можно измерять с погрешностью 1% по схемам рис. 1 3, если сопротивление амперметра не более 10 Ом, а сопротивление вольтметра не менее 10 кОм.

*Ответ:* по схеме рис. 1.3,а  $R_x \geq 1$  кОм; по схеме рис 1.3,б  $R_x \leq 0,1$  кОм.

**Задача 1.4.** При поверке амперметра методом сличения (рис. 1 4,а) поверяемый прибор показал  $I = 5,00$  А, а образцовый  $I_0 = 5,12$  А. Нормирующее значение шкал  $I_{НОМ} = 10$  А. Найти абсолютную и приведенную погрешности поверяемого прибора.

*Ответ*  $\Delta I = -0,12$  А,  $\gamma = 1,2\%$

**Задача 1.5.** Результат поверки вольтметра методом сличения (см. рис.1.4,б) получена табл. 1.2. Определить класс точности поверяемого вольтметра, если его предел измерения  $U = 150$  В

Т а б л и ц а 1.2

$U_0$ , В	0	30	50	75	100	150
$U$ , В	0	28,5	49,2	78	102	149

*Ответ:*  $K=2,5$ .



### 1.3. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ПРИБОРЫ НА ИХ ОСНОВЕ

**Общие сведения об электромеханических измерительных приборах.** Электромеханические приборы составляют большую группу электроизмерительных приборов. Их основными частями являются электроизмерительная цепь ИЦ и измерительный механизм ИМ (рис. 1.5). Измерительная цепь служит для преобразования измеряемой величины  $x$  в некоторую промежуточную электрическую величину  $y$ , функционально связанную с величиной  $x$ , т.е.  $y = f(x)$ . Электрическая величина  $y$ , например, ток или напряжение, непосредственно воздействует на измерительный механизм; ее называют входной величиной. Входные величины создают механические силы, действующие на подвижную часть измерительного механизма и вызывающие ее перемещение (чаще всего угловое). Поэтому измерительный механизм рассматривают как преобразователь электрической величины в механическое перемещение и называют электромеханическим преобразователем.

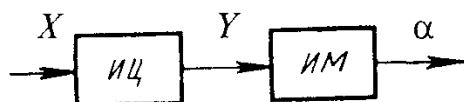


Рис 1.5 Структурная схема электромеханического прибора

Общими элементами электромеханических измерительных приборов являются отсчетное устройство, подвижная часть измерительного механизма, устройства для создания вращающего, противодействующего и успокаивающего моментов.

Вращающий момент  $M_{вр}$ , действующий на подвижную часть, является функцией измеряемой величины  $x$  (тока или напряжения).

$$M_{вр} = f(x). \quad (1.10)$$

Подвижная часть измерительного механизма под действием  $M_{вр}$  перемещается до тех пор, пока он не уравновесится противодействующим моментом  $M_{пр}$ , создаваемым с помощью растяжек или спиральных пружин при их закручивании. Значение противодействующего момента пропорционально углу поворота подвижной части  $\alpha$ :  $M_{пр} = k\alpha$ , где  $k$  — удельный противодействующий момент растяжки или пружины.

Установившееся отклонение подвижной части и укрепленного на ней указателя характеризуется равенством

$$M_{вр} = M_{пр}. \quad (1.11)$$

В измерительном механизме подвижную часть крепят с помощью опорного устройства, включающего, как правило, **керны и подпятники**.

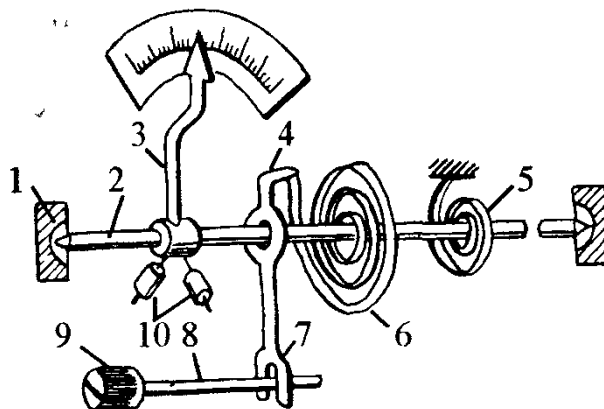


Рис. 1.6. Подвижная часть  
электромеханического прибора

На рис. 1.6 представлено устройство подвижной части измерительного механизма, в котором противодействующий момент создается спиральными пружинами 5 и 6, выполненными из оловянно-цинковой бронзы. Пружина 6 одним концом крепится к оси 2, а другим — к поводку 4 корректора. Корректор служит для установки на нуль стрелки невключенного прибора. Он состоит из винта 9 с эксцентрично расположенным пальцем 8, вилки 7 с поводком 4. Для уравнивания подвижной части служат грузики-противовесы 10. Ось 2 заканчивается кернами, опирающимися на подпятники 1. Жестко с осью закреплена стрелка 3.

В приборах со спиральными противодействующими пружинами для создания момента успокоения чаще применяют воздушные успокоители. Они представляют собой закрытую камеру, в которую помещается легкое алюминиевое крыло, жестко связанное с подвижной частью измерительного механизма. При перемещении воздуха из одной части камеры в другую через зазор (между камерой и крылом) тормозится движение крыла, создавая момент успокоения.

Отсчетное устройство имеет шкалу и указатель. На шкалу нанесены отметки в виде коротких черточек, соответствующих определенным значениям измеряемой величины. Интервал между соседними отметками шкалы называют делением.

Шкалы могут быть равномерными и неравномерными.

Область между начальным и конечным значениями называют диапазоном показаний прибора.

Значение измеряемой величины отсчитывается с помощью указателя — стрелки, жестко закрепленной с подвижной частью измерительного механизма.

В зависимости от характера физических явлений, положенных в основу создания вращающего момента, различают магнитоэлектрические, электромагнитные, электродинамические, индукционные и электростатические измерительные механизмы или преобразователи. Аналогичное на-

звание в зависимости от вида используемого преобразователя имеют электромеханические измерительные приборы.

Основными характеристиками электроизмерительных приборов являются: погрешность, вариация показаний, чувствительность, потребляемая энергия, время установления показаний и надежность.

*Вариация показаний прибора* — наибольшая разность показаний прибора при одном и том же значении измеряемой величины. Она определяется при плавном подходе стрелки к выбранной отметке шкалы и движении стрелки один раз от начальной, а второй раз от конечной отметки. Причиной вариации является в основном трение в опорах подвижной части прибора.

*Чувствительность  $S$  прибора* — отношение приращения перемещения указателя  $\Delta\alpha$  к приращению измеряемой величины  $\Delta x$ :

$$S = \frac{\Delta\alpha}{\Delta x} \quad (1.12)$$

Если чувствительность постоянна (шкала равномерная), то ее можно определить как  $S = \alpha / \lambda$ .

Величина, обратная чувствительности ( $c = 1/S$ ), называется ценой деления (постоянной) прибора. Она равна числу единиц измеряемой величины, приходящихся на одно деление шкалы. Например, при  $S=10$  дел/В постоянная  $c = 0,1$  В/дел.

*Потребляемая энергия* — энергия, которую потребляет прибор при включении его в цепь. Она влияет на режим работы цепи, что в конечном счете приводит к увеличению погрешности измерения. Поэтому малое потребление энергии является достоинством прибора.

*Время установления показаний* — промежуток времени с момента начала воздействия измеряемой величины до момента, когда указатель займет положение, отличающееся от установившегося значения не более, чем на 1,5%. Время установления показаний для большинства аналоговых измерительных приборов не превышает 4 с.

*Надежность* — способность электроизмерительных приборов сохранять заданные характеристики при определенных условиях работы в течение заданного времени. Количественной мерой надежности является среднее время безотказной или исправной работы прибора.

**Магнитоэлектрические механизмы и приборы.** *Магнитоэлектрический механизм* (рис. 1.7) состоит из цилиндрического постоянного магнита 3 и магнитопровода 2. В рабочем зазоре между сердечником постоянного магнита и магнитопроводом образуется равномерное радиальное магнитное поле с магнитной индукцией  $B$ . Подвижная катушка 1, выполненная из тонкого изолированного провода, помещена в рабочий

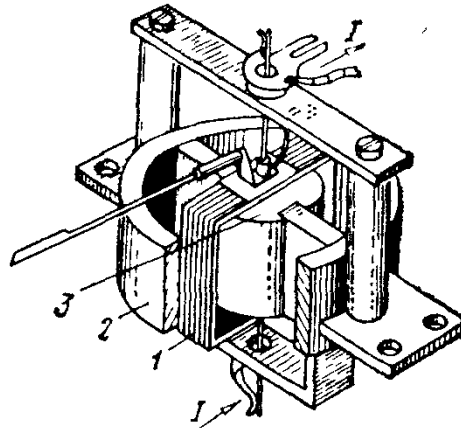


Рис 17 Магнитоэлектрический измерительный механизм

зазор и укреплена на осях. Концы обмотки электрически соединены со спиральными пружинами. При наличии тока  $I$  в катушке на активную длину  $l$  витка катушки действует сила  $F$ , равная согласно закону Ампера,

$$F = B l w I,$$

где  $w$  — число витков катушки.

Под действием пары таких сил, действующих на обе активные стороны катушки, создается вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = 2 F \cdot \frac{b}{2} = B l b w I = B s w I = \Phi w I = \Psi I, \quad (1.13)$$

где  $b$  и  $s$  — соответственно ширина и площадь катушки ( $s = bl$ );  $\Phi$  — магнитный поток;  $\Psi$  — потокосцепление катушки.

Из последнего выражения видно, что вращающий момент прямо пропорционален току. С учетом выражения  $M_{\text{вр}} = M_{\text{пр}}$  угол поворота также пропорционален току  $I$ :

$$\alpha = S_I I, \quad (1.14)$$

где  $S_I = \Psi/k$  — чувствительность измерительного механизма по току — величина постоянная.

Магнитоэлектрические приборы, в которых используются магнитоэлектрические измерительные механизмы, применяют для измерения постоянных токов (амперметры), напряжений (вольтметры), сопротивлений (омметры) и т.д.

Магнитоэлектрические амперметры и вольтметры имеют высокую точность, равномерную шкалу, обладают малым потреблением энергии от объекта измерения.

К недостаткам этих приборов относятся непригодность к работе в цепях переменного тока, чувствительность к перегрузкам и зависимость показаний от окружающей температуры.

Магнитоэлектрические приборы имеют высокую чувствительность и потому широко используются в качестве нулевых индикаторов при измерениях в мостовых и компенсационных цепях постоянного тока. Их применяют также в качестве лабораторных и щитовых приборов на электростанциях и других электрических предприятиях.

Магнитоэлектрические приборы в сочетании с различными преобразователями переменного тока в постоянный служат для измерения в цепях переменного тока. К таким приборам относятся выпрямительные и термоэлектрические приборы.

Выпрямительные приборы образованы сочетанием магнитоэлектрического измерительного механизма и выпрямительного устройства (рис. 1.8, а). Они преобразуют переменный ток в пульсирующий. Подвижная часть измерительного механизма обладает, как отмечалось, инерцией и поэтому реагирует на среднее значение пульсирующего тока.

В случае измерения синусоидального тока при использовании двухполупериодного выпрямителя (рис. 1.8, б) на подвижную часть измерительного механизма действует вращающий момент

$$M_{\text{вр ср}} = \Psi I_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi} \Psi I_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Psi I,$$

где  $I$  — действующее значение синусоидального тока.

Шкалу выпрямительного прибора градуируют в действующих значениях синусоидального тока  $I$  (или синусоидального напряжения  $U$ ) и уравнение шкалы имеет вид

$$\alpha = S_I \frac{1}{K_{\text{ср}}} I, \quad (1.15)$$

где  $K_{\text{ср}} = I/I_{\text{ср}} = 1,11$  — коэффициент формы синусоиды.

Действующее значение несинусоидальных токов и напряжений этими приборами измерить нельзя. Можно измерить средние значения, но при этом показание прибора  $A_{\text{пр}}$  нужно разделить на 1,11 :

$$I_{\text{ср}} = A_{\text{пр}}/1,11 \text{ и } U_{\text{ср}} = A_{\text{пр}}/1,11.$$

Выпрямительные приборы часто выполняют в виде комбинированных многопредельных приборов: в одном приборе сочетаются амперметр и вольтметр, каждый на несколько пределов измерения.

Преимуществами выпрямительных приборов являются высокая чувствительность (наименьшие пределы измерения 0,25 — 0,3 мА и 0,3 В), малое собственное потребление энергии, широкий частотный диапазон (10 — 20 кГц). К недостаткам следует отнести неравномерность шкалы в начале (до 15% предела измерения), невысокую точность (высший класс точности 1,0), непригодность для измерений в цепях несинусоидального тока.

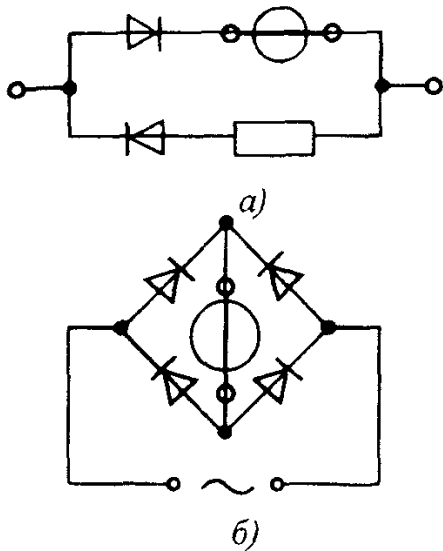


Рис 1 8. Электрические схемы выпрямительных приборов

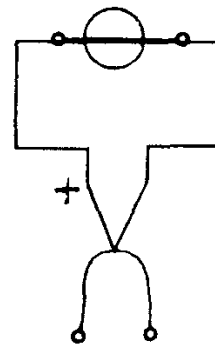


Рис 1 9 Электрическая схема термоэлектрического прибора

Термоэлектрические приборы представляют собой сочетание магнитоэлектрического механизма и одного или нескольких термопреобразователей. На рис. 1.9 показана схема прибора с одним термопреобразователем: в нем измерительный механизм подключен к холодным концам термопары, рабочие концы которой (горячий спай) подсоединены к нагревателю, включаемому в цепь измеряемого тока  $I$ .

ТермоЭДС, образующаяся на холодных концах термопары, пропорциональна квадрату действующего значения тока, нагревающего проволоку нагревателя. Шкала термоэлектрического прибора проградуирована непосредственно в действующих значениях тока или напряжения.

Термоэлектрические приборы используют в качестве амперметров и вольтметров в широком частном диапазоне (от 10 Гц до 100 МГц). Преимуществами термоэлектрических приборов являются независимость показаний от формы кривой тока или напряжения, пригодность для измерений постоянных и переменных токов. К основным недостаткам относятся небольшой срок службы, большое собственное потребление энергии и малая перегрузочная способность.

**Электромагнитные механизмы и приборы.** Электромагнитный механизм (рис. 1.10) состоит из неподвижной катушки 1 и укрепленной на оси 4 подвижной пластинки 2 из магнитного материала. При наличии в катушке тока  $I$ , создается магнитное поле, которое намагничивает ферромагнитную пластинку, и она втягивается внутрь катушки. Возникающий при этом вращающий момент пропорционален квадрату тока  $M_{вр} = cI^2$ . Противодействующий момент  $M_{пр} = k\alpha$  создается спиральной пружиной 3. С учетом равенства  $M_{вр} = M_{пр}$

$$\alpha = c_1 I^2, \quad (1.16)$$

где  $c$  и  $c_1$  — постоянные коэффициенты. Часто квадратичную шкалу выравнивают, подбирая соответствующую форму ферромагнитной пластинки.

Электромагнитные приборы, построенные на базе электромагнитных измерительных механизмов, применяют для измерения в цепях постоянного и переменного тока в качестве амперметров и вольтметров. Они являются одними из самых распространенных щитовых приборов для измерений в цепях переменного тока (просты по устройству, не имеют токоподвижных частей, сравнительно хорошо переносят перегрузки). Недостатками этих приборов являются невысокая точность, большое собственное потребление энергии, ограниченный частотный диапазон, чувствительность к внешним магнитным полям.

Выпускают щитовые амперметры классов 1,0; 1,5; 2,5 на токи до 300 А при прямом включении и до 15 кА с наружными трансформаторами тока.

Щитовые вольтметры тех же классов точности выпускают на напряжении до 600 В с прямым включением и до 750 кВ с трансформаторами напряжения.

**Электродинамические механизмы и приборы.** Электродинамический механизм (рис. 1.11) состоит из неподвижной 1 и подвижной 2 катушек, поршня и камеры. Подвижная катушка может поворачиваться вокруг оси внутри двух секций неподвижной катушки. При наличии в катушках токов  $I_1$  и  $I_2$  возникают электромагнитные силы взаимодействия, стремящиеся повернуть катушку 2 соосно с катушкой 1. В результате возникает вращающий момент

$$M_{вр} = kI_1 I_2.$$

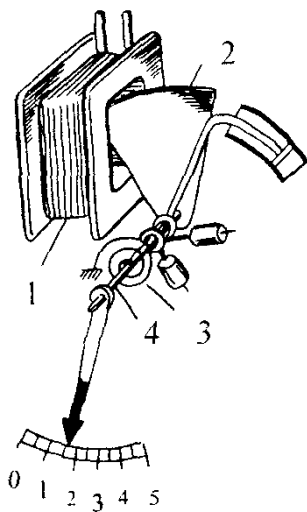


Рис. 1.10 Электромагнитный измерительный механизм

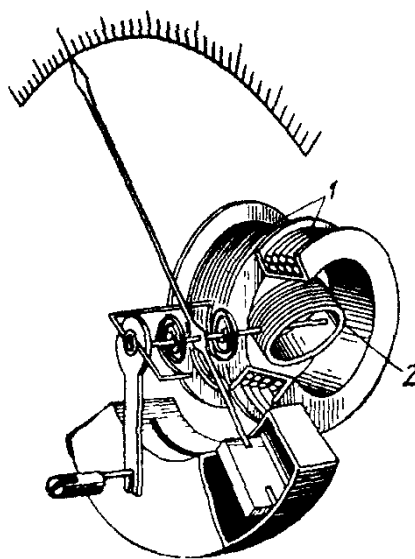


Рис. 1.11. Электродинамический измерительный механизм

При синусоидальных токах  $i_1 = I_{1m} \sin \omega t$  и  $i_2 = I_{2m} \sin (\omega t - \varphi)$  вращающий момент электродинамического измерительного механизма пропорционален произведению действующих значений токов в катушках и косинусу угла сдвига фаз между ними. Угол отклонения подвижной части измерительного механизма выражается формулой

$$\alpha = k_1 I_1 I_2 \cos \varphi, \quad (1.17)$$

где  $I_1$  и  $I_2$  — действующие значения токов  $i_1$  и  $i_2$ .

**Электродинамические приборы**, в которых используются вышеописанные механизмы, применяют в цепях постоянного и переменного тока для измерения тока, напряжения и мощности. Они отличаются высокой точностью (класс точности 0,1; 0,2 и 0,5), независимостью показаний от формы кривой тока и напряжения.

К недостаткам этих приборов следует отнести сравнительно низкую чувствительность, большое собственное потребление энергии, влияние внешних магнитных полей и ограниченный частотный диапазон.

**Индукционные механизмы и приборы.** **Индукционный механизм** (рис. 1.12) состоит из двух неподвижных магнитопроводов 1 и 2 с обмотками и подвижного алюминиевого диска 4, укрепленного на оси. Магнитные потоки  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , создаваемые синусоидальными токами  $i_1 = I_{1m} \sin \omega t$  и  $i_2 = I_{2m} \sin (\omega t + \varphi)$  и пронизывающие диск, смещены в пространстве. При этих условиях в диске образуется бегущее магнитное поле, под влиянием которого диск приходит во вращение. Магнит 3 служит для создания тормозного момента. Среднее значение вращающего момента

$$M_{вр} = k \omega I_1 I_2 \sin \varphi \quad (1.18)$$

**Индукционные приборы** используют главным образом в качестве однофазных и трехфазных счетчиков энергии переменного тока. Счетчики имеют классы точности 1,0 и 2,5. Промышленность выпускает однофазные счетчики электроэнергии на токи 5 и 10 А и напряжения 127 и 220 В; трехфазные счетчики на токи до 50 А и напряжения 127, 220 и 380 В для непосредственного включения и до 2000 А и 35 кВ для включения через измерительные трансформаторы.

**Электростатические механизмы и приборы.** **Электростатический механизм** (рис. 1.13) состоит из двух (и более) металлических изолированных пластин, выполняющих роль электродов. На неподвижные пластины 1 подается потенциал одного знака, а на подвижные пластины 2 — потенциал другого знака. Подвижная пластина вместе с указателем укреплена на оси и под действием сил электрического поля между пластинами поворачивается. При постоянном напряжении  $U$  между пластинами вращающий момент пропорционален зарядам ( $q = CU$ ) на этих пластинах, где  $C$  — емкость между подвижными и неподвижными пластинами.



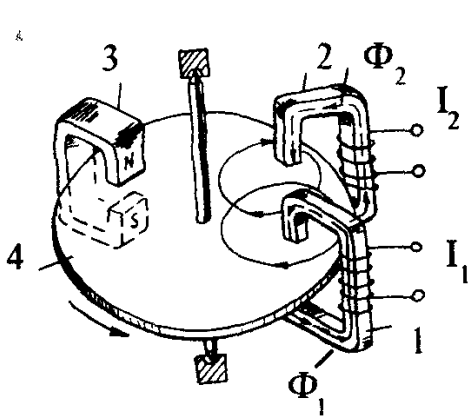


Рис 1.12. Индукционный измерительный механизм

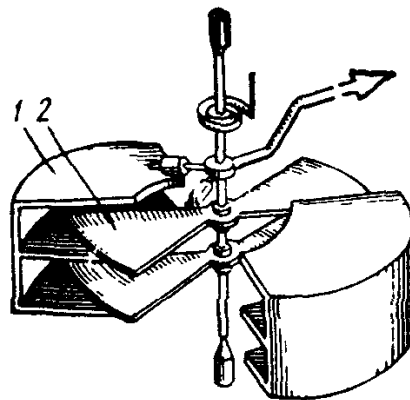


Рис 1.13. Электростатический измерительный механизм

$$M_{вр} = k q^2 = k C^2 U^2. \quad (1.19)$$

При синусоидальном напряжении  $u = U_m \sin \omega t$  подвижная часть механизма реагирует на среднее значение момента, равного  $M_{вр\text{ ср}} = k_1 U^2$ , где  $U$  — действующее значение напряжения.

Электростатические приборы, в которых используются электростатический механизм, применяют исключительно в качестве вольтметров для измерения постоянного и переменного напряжений. Из выражения (1.19) следует, что угол отклонения указателя электростатического прибора пропорционален квадрату напряжения, т.е. шкала является квадратичной. Часто подбором формы электродов (пластин) получают практически равномерную шкалу (в пределах  $10 \div 100\% U_{ном}$ ).

Электростатические вольтметры отличаются малым собственным потреблением энергии, широким частотным диапазоном (до 10 МГц), нечувствительностью к внешним магнитным полям и колебаниям температуры, их показания не зависят от формы кривой измеряемого напряжения

К недостаткам этих приборов следует отнести сравнительно низкую чувствительность — без предварительных усилителей сигналов их нижний предел измерения составляет 10 В

Эти приборы изолированы от внешних электрических полей электростатическими экранами.

Принцип действия прибора, возможность его работы в тех или иных условиях, возможные предельные погрешности прибора могут быть определены по условным обозначениям, нанесенным на шкалу прибора. Так, электроизмерительному прибору, шкала которого изображена на рис 1.14, можно дать следующую техническую характеристику: вольтметр для измерения переменного напряжения в пределах от 0 до 150 В, электромагнитной системы вертикального положения класса точности 1.0. Изоляция прибора испытана на напряжение 2 кВ.

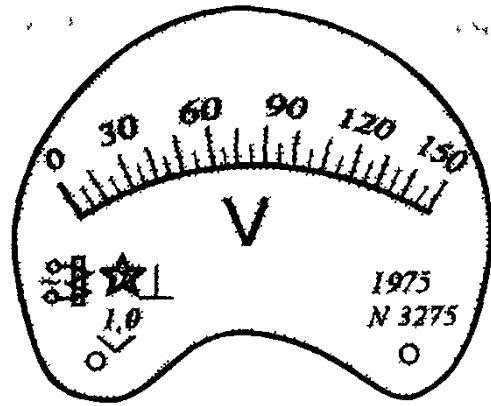


Рис 1 14 Шкала электроизмерительного прибора

**Задача 1.6.** Предел измерения многопредельного прибора равен 0,6 А. Положение стрелки прибора (рис. 1.15), включенного в цепь для измерения тока, соответствует 25 дел. при  $\alpha_{\text{макс}} = 30$  дел. (класс точности  $K=1,0$ ). Определить значение измеренного тока  $I_{\text{и}}$ , относительную погрешность измерения тока  $\delta_I$ . Записать результат измерения неизвестного тока  $I_{\text{в}}$  с учетом относительной погрешности измерения.

**Р е ш е н и е.** Цена деления шкалы

$$c_I = I_{\text{ном}} / \alpha_{\text{макс}} = 0,6 / 30 = 0,02 \text{ А/дел.}$$

Измеренное значение тока

$$I_{\text{и}} = c_I \alpha = 25 \cdot 0,02 = 0,5 \text{ А}$$

( $\alpha$  — число делений, на которое отклонилась стрелка).

Относительная погрешность измерения

$$\delta_I = KI_{\text{ном}} / I_{\text{и}} = 1 \cdot 0,6 / 0,5 = 1,2\%$$

**Ответ:** Результат измерений

$$I_{\text{в}} = I_{\text{и}} (1 \pm \delta_I / 100) = 0,5 (1 \pm 1,2 / 100) = 0,500 \pm 0,006 \text{ А.}$$

**Задача 1.7.** Для измерения мощности в цепи постоянного тока использован ваттметр с верхними пределами измерения: по току  $I_{\text{ном}} = 1 \text{ А}$ , по напряжению  $U_{\text{ном}} = 150 \text{ В}$ . Сопротивление последовательной цепи ваттметра  $R_A = 0,2 \text{ Ом}$ , сопротивление параллельной цепи ваттметра  $R_V = 5000 \text{ Ом}$ . По какой схеме (рис. 1.16) следует включить обмотки ваттметра, чтобы при токе в нагрузочном резисторе  $I = 1 \text{ А}$  и напряжении на нем  $U = 100 \text{ В}$  получить наименьшую возможную относительную погрешность результата измерения мощности?

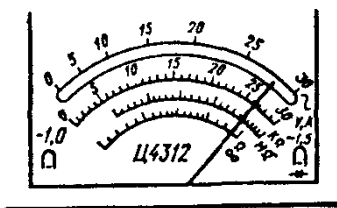


Рис. 1 15 К задаче 1 6

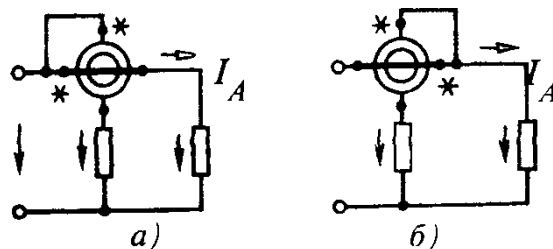


Рис 1 16 К задаче 1 7

Решение. При включении по схеме рис. 1.16, а мощность

$$P = U_{\text{н}} I = (U - U_A) I = UI + I^2 R_A = 100 \cdot 1 + 1^2 \cdot 0,2 = 100,2 \text{ Вт},$$

где  $U_A$  — падение напряжения в токовой цепи ваттметра.

При включении по схеме рис. 1.16, б мощность

$$P = UI + UI_V = 100 \cdot 1 + 100 \cdot 0,02 = 102 \text{ Вт}.$$

Принимая  $P_{\text{и}} = UI = 100 \cdot 1 = 100 \text{ Вт}$  за истинное значение, для относительной погрешности результата измерения мощности имеем:

при включении по схеме рис. 1.16, а

$$\delta = \frac{\Delta P}{P_{\text{и}}} 100 = \frac{100,2 - 100}{100} 100 = 0,2\%,$$

при включении по схеме рис. 1.16, б

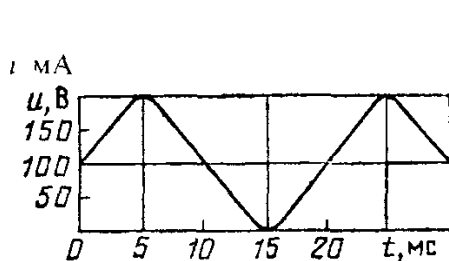
$$\delta = \frac{\Delta P}{P_{\text{и}}} 100 = \frac{102 - 100}{100} 100 = 2\%.$$

Ответ: Надо включать ваттметр по схеме рис. 1.16, а

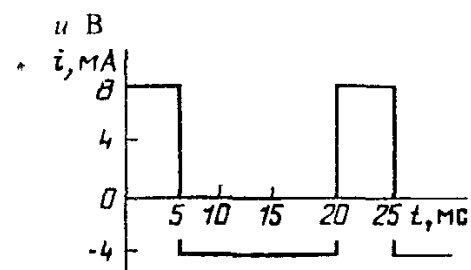
**Задача 1.8\*.** На рис. 1.17, 1.18 представлены электрические сигналы несинусоидальной формы. Определить результаты измерения напряжения и тока приборами магнитоэлектрической, электромагнитной и выпрямительной систем без учета погрешностей. Исходные данные и ответы приведены в табл. 1.3

Таблица 1.3

Система	Магнито- электрическая		Электро- магнитная		Выпрямительная		Выпрямительная	
	Сигнал		Сигнал		Сигнал		Сигнал	
	Рис. 1.17, а		Рис. 1.18, б		Рис. 1.17, б		Рис. 1.18, а	
Приборы	V	мА	V	мА	V	мА	V	А
Ответ	100 В	100 мА	6,1 В	6,1 мА	5,55 В	5,55 мА	2,78 В	2,78 А



а)



б)

Рис. 1.17 К задаче 1.8\*

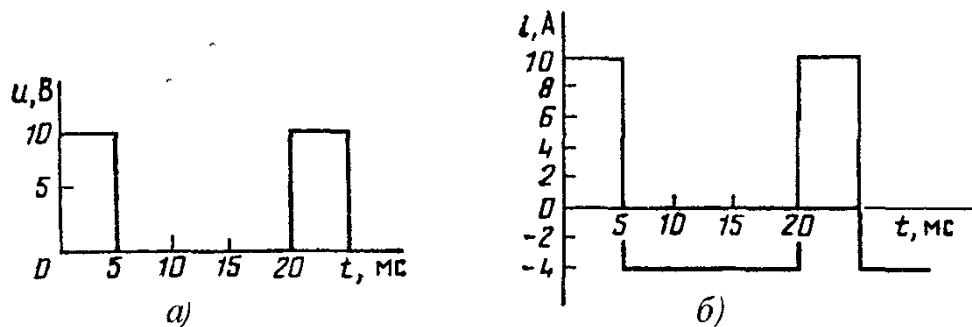


Рис. 1 18. К задаче 1.8\*

**Задача 1.9.** Электродинамический ваттметр Д5016/2 имеет два предела измерения по току ( $I_{\text{НОМ}} = 2,5; 5\text{А}$ ) и шесть — по напряжению ( $U_{\text{Н}} = 30; 75; 150; 300; 450; 600\text{В}$ ). Шкала ваттметра односторонняя с числом делений  $\alpha_{\text{макс}} = 150$ . Определить цену деления ваттметра  $C_W$ .

Ответ приведен в табл. 1.4

Т а б л и ц а 1.4.

$C_W = \frac{U_{\text{НОМ}} I_{\text{НОМ}}}{\alpha_{\text{макс}}}$	$I_{\text{НОМ}}, \text{А}$	2,5						5					
	$U_{\text{НОМ}}, \text{В}$	30	75	150	300	450	600	30	75	150	300	450	600
	$C_W, \text{Вт/дел}$	0,5	1,25	2,5	5	7,5	10	1,0	2,5	5	10	15	20

**Задача 1.10.** Определите входное сопротивление электростатического вольтметра при частотах 50, 1000, 5000, 10000, 50000 и 100000 Гц, если входная емкость его равна  $C_{\text{вх}} = 30\text{ пФ}$ .

Ответ приведен в табл. 1.5.

Т а б л и ц а 1.5

$f, \text{Гц}$	50	1000	5000	10000	50000	100000
$x_{\text{вх}}, \text{МОм}$	106	5,3	1,06	0,53	0,106	0,053

#### 1.4. ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

**Измерение постоянного и переменного токов.** Для измерения тока в каком-либо элементе электрической цепи последовательно с ним включают измеритель тока — амперметр (рис. 1.19).

При измерении малых постоянных токов (менее  $10^{-3}\text{ А}$ ) используются прямые и косвенные методы измерения. В первом случае ток измеряют приборами непосредственной оценки, например магнитоэлектрическими микроамперметрами. Для увеличения чувствительности применяют усилители постоянного тока.

Более точным, но и более сложным является косвенное измерение тока, при котором в измерительную цепь включают резистор с известным сопротивлением  $R_0$  и на нем измеряют падение напряжения  $U_0$  компенсационным методом. Искомый ток находят по формуле  $I = U_0/R_0$ .

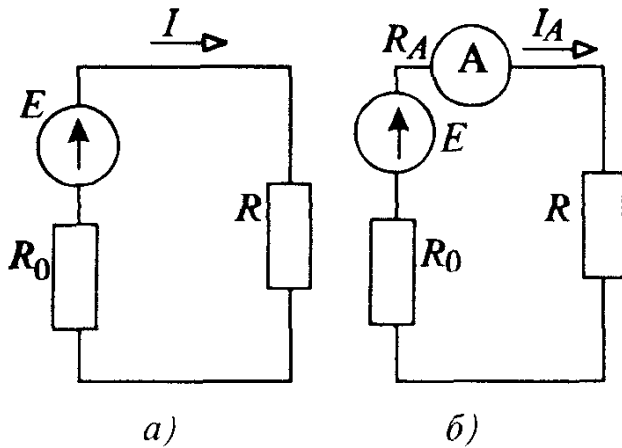


Рис 1 19 Измерение тока амперметром

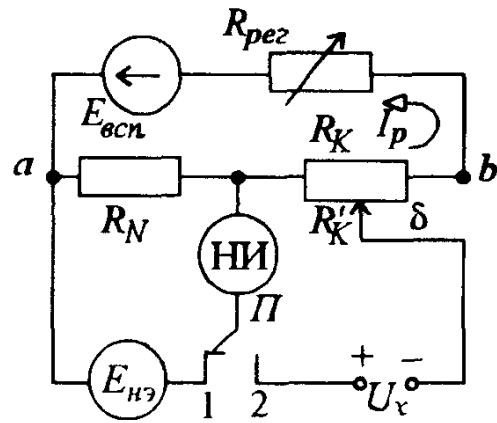


Рис 1 20 Измерение напряжения компенсационным методом

На рис. 1.20 показана принципиальная схема измерения напряжения  $U_x$  компенсационным методом. В верхнем контуре под действием ЭДС вспомогательного источника питания  $E_{всп}$  создается рабочий ток  $I_p$ . Его значение регулируется резистором  $R_{рег}$  и устанавливается с использованием нормального элемента  $E_{нэ}$ , ЭДС которого известна с высокой точностью. Регулировкой сопротивления резистора  $R_{рег}$  добиваются отсутствия тока в нуль-индикаторе НИ (переключатель П в положении 1). В этом случае справедливо равенство

$$I_p R_N = E_{нэ},$$

где  $R_N$  — сопротивление образцового резистора.

Поскольку ЭДС нормального элемента и значение сопротивления  $R_N$  известны с высокой точностью, то значение  $I_p = E_{нэ} / R_N$  получают также с высокой точностью. В положении 2 переключателя П измеряемое напряжение  $U_x$  сравнивается с компенсирующим напряжением  $U'_k$ , создаваемым током  $I_p$  на компенсирующем сопротивлении  $R'_k$ . При отсутствии тока в НИ напряжение  $U_x$  уравновешено напряжением  $U'_k$ , т.е.

$$U_x = U'_k = I_p R'_k = E_{нэ} \cdot R'_k / R_N. \quad (1.20)$$

Из этого выражения видно, что точность измерения  $U_x$  определяется точностью сравнения его с  $U'_k$ , т.е. чувствительностью НИ и неизменностью рабочего тока  $I_p$ , т.е. стабильностью  $E_{всп}$ . В свою очередь, точность  $U'_k$  зависит от точности изготовления резистора  $R'_k$ .

Выпускаемые промышленностью компенсаторы имеют следующие классы точности: 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5. Максимальное напряжение, измеряемое компенсатором непосредственно, составляет 2,12111 В.

Постоянные токи порядка  $10^{-3} — 10^2$  А измеряют, как правило, приборами непосредственной оценки — миллиамперметрами и ам-

перметрами магнитоэлектрической, электромагнитной и электродинамической систем, а также электронными аналоговыми и цифровыми приборами.

Для измерения больших постоянных токов (свыше 100 А) обычно применяют амперметры магнитоэлектрической системы с использованием шунтов, подключаемых параллельно измерительному механизму *ИМ* (рис. 1.21, *а*).

Сопротивление шунта подбирается из соотношения  $R_{ш} = R_{и} / (n - 1)$ , где  $R_{и}$  — сопротивление обмотки измерительного механизма;  $n = I / I_{и}$  — коэффициент шунтирования;  $I$  — измеряемый ток;  $I_{и}$  — допустимый ток измерительного механизма

При измерении переменных токов важно, какое значение тока измеряется действующее, амплитудное или среднее. Это вызвано тем, что все приборы градуируются в действующих значениях синусоидального тока, а реагируют подвижные части некоторых измерительных механизмов на среднее значение измеряемой величины.

Переменные токи до 100 мкА измеряют обычно цифровыми микроамперметрами. Токи свыше 100 мкА измеряют выпрямительными микроамперметрами. Для измерения переменных токов в диапазоне 10 мА — 100 А используют электромагнитные, электродинамические и выпрямительные приборы, работающие в частотном диапазоне до десятков килогерц, и термоэлектрические приборы в диапазоне частот до сотни мегагерц. Большие переменные токи измеряют теми же приборами, но с использованием измерительных трансформаторов тока *ТТ* (рис. 1.22, *а*). В этом случае для определения значения измеряемого тока  $I_x$  необходимо показание прибора  $I_A$  умножить на коэффициент трансформации  $k_I = I / I_A$  ( $k_I$  указывается в паспорте трансформатора). Зажимы  $L_1, L_2$  и  $Y_1, Y_2$  называются соответственно *входными* и *выходными* зажимами трансформатора тока.

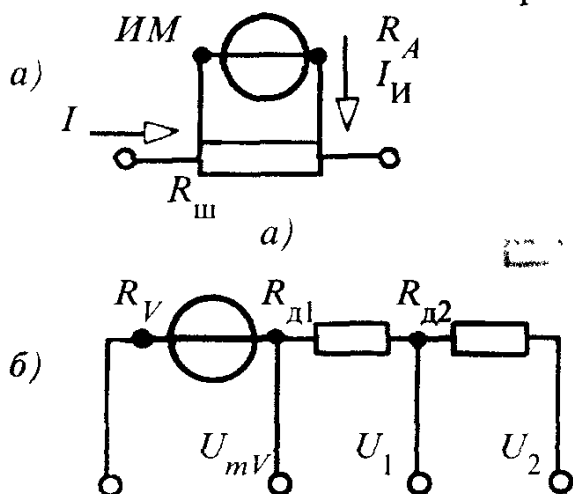


Рис 1 21 Измерение тока и напряжения с использованием шунта (*а*) и добавочных резисторов (*б*)

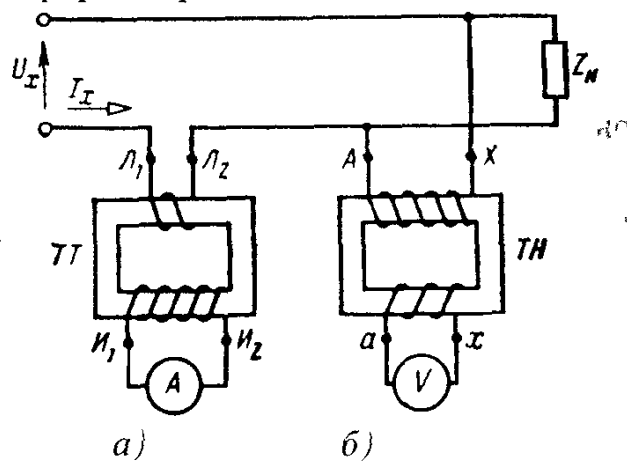


Рис 1 22 Измерение тока и напряжения с использованием измерительных трансформаторов

Измеряют переменные токи и косвенным способом. В этом случае последовательно в измерительную цепь включают образцовый резистор и измеряют падение напряжения на нем.

При измерении тока включение в измеряемую цепь амперметра с внутренним сопротивлением  $R_A$  или образцового резистора изменяет режим работы цепи. Вследствие этого появляется методическая погрешность измерения тока

$$\delta_I = - \frac{1}{1 + R_{вх\ A} / R_A}, \quad (1.21)$$

где  $R_{вх\ A}$  — входное относительно зажимов амперметра сопротивление цепи. Чем меньше сопротивление обмотки амперметра, тем меньше методическая погрешность измерения.

**Измерение постоянного и переменного напряжений.** При измерении ЭДС и напряжения на каком-либо участке электрической цепи включают измеритель параллельно этому участку (рис. 1.23). При измерениях постоянных напряжений в диапазоне 1 — 1000 мкВ используют цифровые микровольтметры и компенсаторы постоянного тока. Значения напряжений от десятков милливольт до сотен вольт измеряют приборами магнитоэлектрической, электромагнитной, электродинамической систем, электронными аналоговыми и цифровыми вольтметрами с использованием делителей напряжения и добавочных резисторов.

Схема включения вольтметра с добавочными резисторами  $R_d$  приведена на рис. 1.21, б. Сопротивление их определяется из условия  $R_{1,2} = R_V(m_{1,2} - 1)$ , где  $R_V$  — внутреннее сопротивление вольтметра;  $m_{1,2} = U_{1,2} / U_{mV}$  — масштабный коэффициент.

Для измерения постоянных напряжений до нескольких киловольт применяют в основном электростатические вольтметры, реже приборы других систем с делителями напряжения.

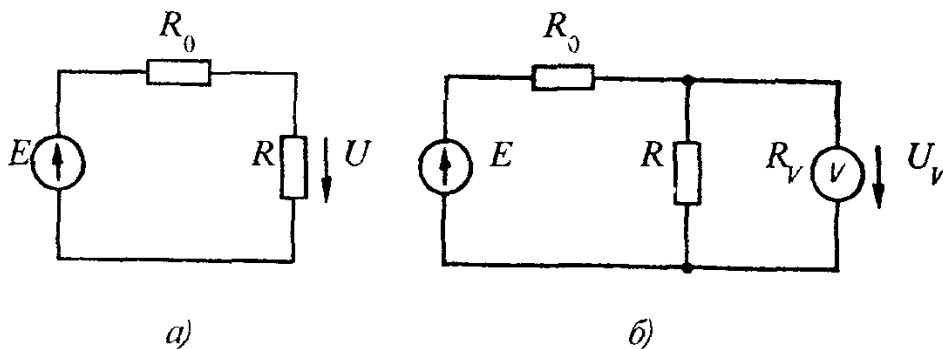


Рис. 1 23 Измерение напряжения вольтметром

Малые переменные напряжения (до единиц вольт) измеряют с помощью приборов выпрямительной системы, аналоговыми и цифровыми электронными вольтметрами. Для измерения переменных напряжений от единиц до сотен вольт в диапазоне частот до десятков килогерц используют приборы электромагнитной, электродинамической и выпрямительной систем. В диапазоне частот до десятков мегагерц напряжение измеряют приборами электростатической и термоэлектрической систем, цифровыми вольтметрами.

Большие значения переменных напряжений (свыше киловольта) измеряют теми же приборами, но с применением измерительных трансформаторов напряжения (см. рис. 1.22,б). Последние, кроме преобразования переменного напряжения, обеспечивают изоляцию вторичной цепи от первичной, находящейся под высоким напряжением.

При включении вольтметра с внутренним сопротивлением  $R_V$  к участку электрической цепи изменяется режим ее работы. В этом случае возникает методическая погрешность измерения напряжения

$$\delta_U = - \frac{1}{(1 + R_V / R_{вх\ V})}, \quad (1.22)$$

где  $R_{вх\ V}$  — входное относительно зажимов вольтметра сопротивление цепи.

Чем больше внутреннее сопротивление вольтметра, тем меньше погрешность измерения.

**Задача 1.11.** Рассчитать многопредельный шунт (рис.1.24,а) к измерительному механизму М342 на пределы измерения токов 5; 20; 30 А. Сопротивление цепи измерителя  $R_{и} = 2,5$  Ом. При включении любого предела измерения наибольшее падение напряжения на шунте должно быть равно 75 мВ.

**Решение.** Сопротивление шунта  $R_{ш} = R_{и} / (n-1)$ , где  $n = I / I_{и}$  — коэффициент шунтирования;  $I$  — измеряемый ток;  $I_{и}$  — ток в измерителе.

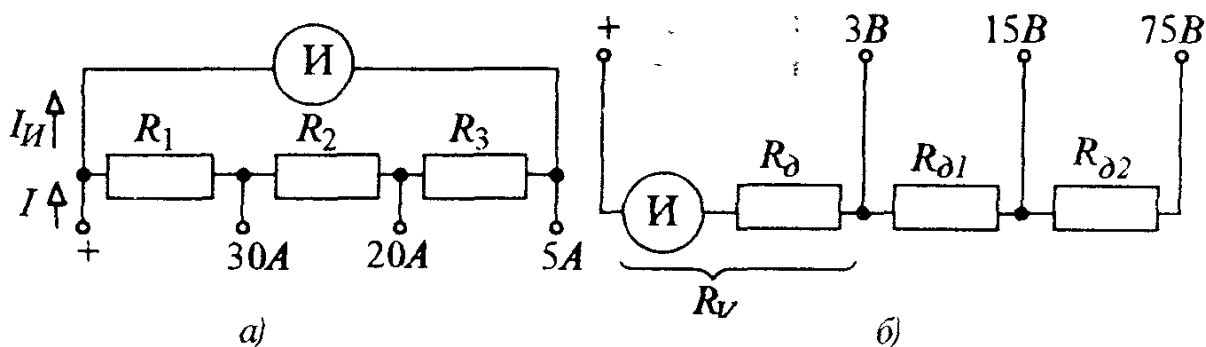


Рис. 1.24. К задачам 1.11 и 1.12



Ток в ветви измерителя  $I_{и} = U_{ш} / R_{и} = 0,075 / 2,5 = 0,03$  А.

Коэффициенты шунтирования и сопротивления шунта для заданных пределов измерения:

при токе 5А  $n = 5 / 0,03 = 167$ ,  $R_{ш} = R_1 + R_2 + R_3 = 2,5 / (167 - 1) = 0,015060$  Ом;

при токе 20 А  $n = 20 / 0,03 = 667$ ,  $R_{ш} - R_3 = R_1 + R_2 = (2,5 + R_3) / (667 - 1) =$   
 $= (0,015060 - R_3)$  Ом, откуда определяется  $R_3$ ;

при токе 30 А  $n = 30 / 0,03 = 1000$ ,  $R_{ш} - R_2 - R_3 = (2,5 + R_2 + R_3) / (1000 - 1) =$   
 $= (0,015060 - R_2 - R_3)$  Ом, откуда определяется  $R_2$ . Зная  $R_2$  и  $R_3$ , определяем  $R_1 = R_{ш} - R_2 - R_3$

Ответ  $R_1 = 0,002516$  Ом;  $R_2 = 0,001255$  Ом;  $R_3 = 0,011289$  Ом.

**Задача 1.12.** Вольтметр постоянного напряжения с пределом измерения  $U_{ном} = 3$  В имеет внутреннее сопротивление  $R_V = R_{и} + R_{д} = 400$  Ом. Определить сопротивления добавочных резисторов, которые нужно подключить к вольтметру, чтобы расширить пределы измерения до 15 и 75 В (см. рис. 1.24,б). Найти ток полного отклонения указателя.

Решение. Сопротивление добавочного резистора

$$R_{д} = R_V (m - 1),$$

где  $m = U / U_{ном}$  — коэффициент, определяемый отношением напряжений.

Ток в вольтметре при полном отклонении стрелки

$$I_V = U_{ном} / R_V = 3 / 400 = 7,5 \cdot 10^{-3}$$
 А.

Ответ: Сопротивления добавочных резисторов

$R_{д1} = 400(15/3 - 1) = 1600$  Ом;  $R_{д2} = 8000$  Ом,  $R_{д1} + R_{д2} = 400(75/3 - 1) =$   
 $= 9600$  Ом.

**Задача 1.13.** Определить цену деления вольтметра  $c_V$  и амперметра  $c_A$ , подключаемых к объекту измерения через измерительные трансформаторы напряжения и тока с заданными коэффициентами трансформации. Данные вольтметра, амперметра и ответы приведены в табл. 1.6.  $k_U = 60$ ,  $k_I = 10$ .

Таблица 1.6

Прибор	$U_{ном}, В$	$U_{ном}, дел$	Цена деления приборов $c_V = k_U U_{ном} / U_{ном дел}$ , $c_A = k_I I_{ном} / I_{ном дел}$ .
	$I_{ном}, А$	$I_{ном}, дел$	
Вольтметр	75	150	30
	150	150	60
	300	150	120
	600	150	240
Амперметр	2,5	100	0,25
	5,0	100	0,50
	7,5	100	0,75
	10,0	100	1,00

**Задача 1.14.** Определить сопротивление шунта  $R_{\text{ш}}$  и ток шунта  $I_{\text{ш}}$  к миллиамперметру, ток полного отклонения которого  $I_{\text{ном}} = 50 \text{ мА}$  и внутреннее сопротивление  $R_{\text{и}} = 1,5 \text{ Ом}$ . Требуется использовать прибор для измерения тока до  $I = 10 \text{ А}$ .

*Ответ:*  $R_{\text{ш}} = 0,00754 \text{ Ом}$ ;  $I_{\text{ш}} = 9,95 \text{ А}$ .

**Задача 1.15.** К вольтметру, сопротивление которого  $R_{\text{в}} = 30 \text{ кОм}$ , подключен резистор с сопротивлением  $R_{\text{д}} = 90 \text{ кОм}$ . При этом верхний предел измерения прибора составляет  $600 \text{ В}$ . Определите, какое напряжение можно измерять прибором без добавочного резистора  $R_{\text{д}}$ ?

*Ответ:*  $150 \text{ В}$ .

**Задача 1.16.** Для расширения верхнего предела измерения электростатического вольтметра, имеющего верхний предел измерения  $300 \text{ В}$  и  $C_{\text{вх}} = 30 \text{ пФ}$ , до  $3 \text{ кВ}$  используется емкостный делитель напряжения. Определите емкость  $C_1$ , если  $C_2 = 500 \text{ пФ}$ .

*Ответ:*  $4470 \text{ пФ}$ .

## 1.5. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ И ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Измерение мощности осуществляют с помощью прямого и косвенного методов. При прямом методе используют ваттметры, при косвенном — амперметры и вольтметры.

**Измерение мощности в цепях постоянного тока.** В цепях постоянного тока мощность измеряют методом амперметра — вольтметра. Измерив амперметром ток  $I$  и вольтметром напряжение  $U$  (рис. 1.25), вычисляют мощность приемника:

$$P = UI. \quad (1.23)$$

Для уменьшения погрешности из-за влияния внутренних сопротивлений приборов схему рис. 1.25,а следует использовать при малых значениях сопротивления  $R$ , а схему рис. 1.25,б — при больших.

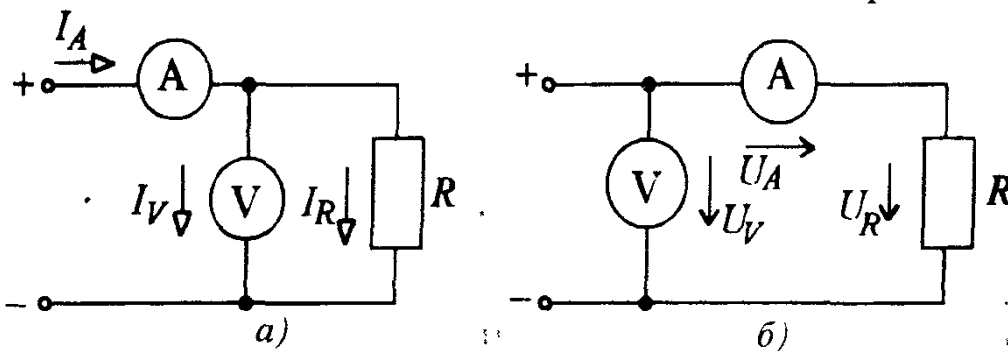


Рис.1.25. Измерение электрической мощности методом амперметра — вольтметра

214

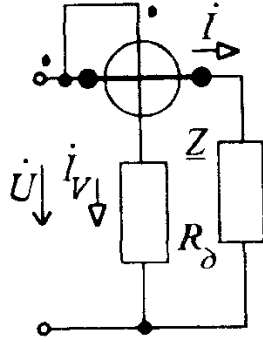


Рис 1 26 Измерение активной мощности в однофазных цепях

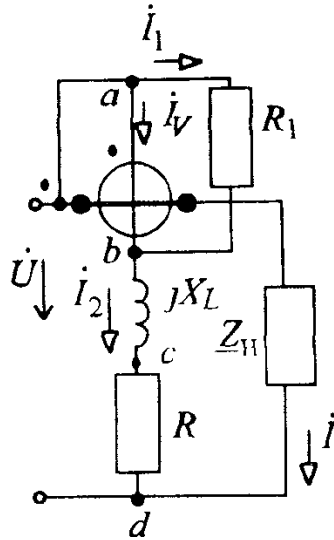
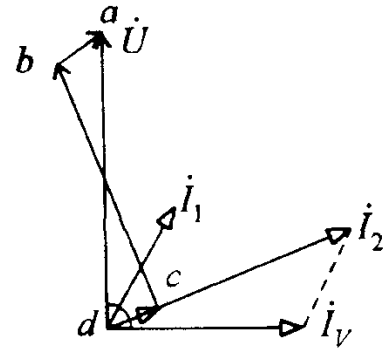


Рис 1 27 Измерение реактивной мощности в однофазных цепях



б)

**Измерение мощности в однофазных цепях синусоидального тока.** Полную мощность  $S$  приемника измеряют, как правило, методом амперметра-вольтметра:

$$S = UI, \quad (1.24)$$

где  $U$  и  $I$  — действующие значения напряжения и тока.

Активную  $P = UI \cos \varphi$  и реактивную  $Q = UI \sin \varphi$  мощности приемников измеряют с помощью ваттметров и варметров. В качестве ваттметров и варметров применяют электродинамические приборы.

Измерение активной мощности в однофазных цепях производят по схеме рис. 1.26. Токовую обмотку включают в цепь последовательно с приемником, т. е. в цепь тока  $I$ , а обмотку напряжения — параллельно приемнику  $Z$  на напряжение  $U$ . Угол отклонения указателя пропорционален активной мощности:

$$\alpha = k_1 UI \cos \varphi = kP \quad (1.25)$$

Измеренную ваттметром активную мощность вычисляют из выражения

$$P = c_W \alpha, \quad (1.26)$$

где  $c_W$  — цена деления шкалы ваттметра

Измерение реактивной мощности в однофазных цепях проводят с помощью реактивных ваттметров, называемых *варметрами*. В этих приборах схемным путем создается искусственный сдвиг фаз на  $90^\circ$  между напряжением  $U$  на приемнике и током в обмотке напряжения прибора  $I_V$ . На рис. 1.27 показаны электрическая схема и

векторная диаграмма токов и напряжений варметра. Из схемы рис. 1.27, а видно, что последовательно с параллельной обмоткой  $R_{WV}$  прибора и добавочным резистором  $R$  включена индуктивная катушка с сопротивлением  $X_L$ , а параллельно к этой обмотке (зажимы  $a$  и  $b$ ) подключен резистор с сопротивлением  $R_1$ . Тогда ток  $\dot{I}_V = \dot{I}_2 - \dot{I}_1$  при соответствующем подборе параметров  $X_L \ll (R_{WV} + R) = R_V$  оказывается сдвинутым по фазе относительно напряжения  $\dot{U}$  ровно на  $90^\circ$ , что видно на рис. 1.27, б. В результате этого вращающий момент получается пропорциональным  $\sin\varphi$ , где  $\varphi$  — угол сдвига фаз между напряжением и током приемника:

$$M_{\text{вр}} = c I I_V \cos(\hat{i} \wedge \dot{I}_V) = c I \frac{U}{R_V} \cos(90^\circ - \varphi) = c_1 U I \sin\varphi,$$

т.е. вращающий момент пропорционален реактивной мощности  $Q = UI \sin\varphi$ :

$$M_{\text{вр}} = c_1 Q.$$

Угол отклонения стрелки варметра (на основании равенства  $M_{\text{вр}} = M_{\text{пр}}$ ):

$$\alpha = c_2 Q \tag{1.27}$$

пропорционален реактивной мощности.

**Измерение мощности в трехфазных цепях синусоидального тока.** Полная мощность при симметричном приемнике может быть измерена методом амперметра — вольтметра и вычислена по формуле

$$S = \sqrt{3} UI, \tag{1.28}$$

где  $U$  и  $I$  — действующие линейные напряжение и ток.

При несимметричном приемнике полная мощность

$$|\underline{S}| = |\underline{S}_1| + |\underline{S}_2| + |\underline{S}_3|, \tag{1.29}$$

где  $\underline{S}_1, \underline{S}_2, \underline{S}_3$  — комплексные мощности фаз приемника.

Измерение активной и реактивной мощностей в трехфазных цепях проводят с помощью трех, двух или одного ваттметра, используя различные схемы их включения.

При измерении активной мощности в *четырёхпроводной цепи* включают три ваттметра (рис. 1.28). Активную мощность приемника определяют по сумме показаний трех ваттметров:

$$P = P_1 + P_2 + P_3.$$

При *симметричном приемнике* активную мощность приемника определяют с помощью *одного ваттметра*, измеряя активную мощность одной фазы  $P_\phi$  по схеме рис. 1.29. Активная мощность всего трехфазного

приемника равна при этом утроенному показанию ваттметра:  $P=3P_{\phi}$ . На рис. 1.29,а,б показано включение прибора непосредственно в одну из фаз приемника. В случае если нейтральная точка приемника недоступна или зажимы фаз приемника, включенного треугольником, не выведены, применяют схему рис. 1. 29,в, называемую схемой с искусственной нейтральной точкой. В этом случае дополнительно в две фазы включают резисторы с сопротивлением  $R=R_V$ .

Измерение активной мощности симметричного приемника в трехфазной цепи одним ваттметром применяют только при полной гарантии симметричности трехфазной системы.

Схему двух ваттметров широко применяют для измерения активной мощности симметричного или несимметричного приемника. Этот метод пригоден только для трехпроводных трехфазных цепей. Показания двух ваттметров при определенной схеме их включения позволяют определить активную мощность трехфазного приемника, включенного в цепь с симметричным источником напряжения питания. На рис. 1.30 показана одна из возможных схем включения ваттметров: здесь токовые катушки включены в линейные провода с токами  $I_A$  и  $I_C$ , а катушки напряжения — соответственно на линейные напряжения  $U_{AB}$  и  $U_{CB}$ .

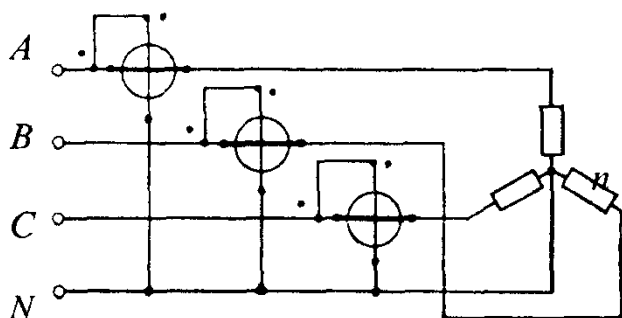


Рис 1 28 Измерение активной мощности в четырехпроводной трехфазной цепи

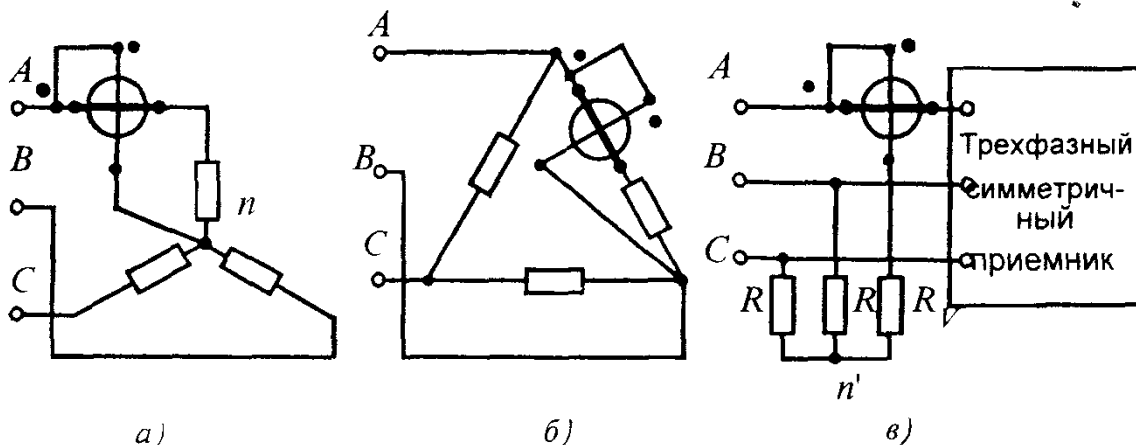


Рис 1 29 Измерение активной мощности при симметричном приемнике в трехфазной цепи

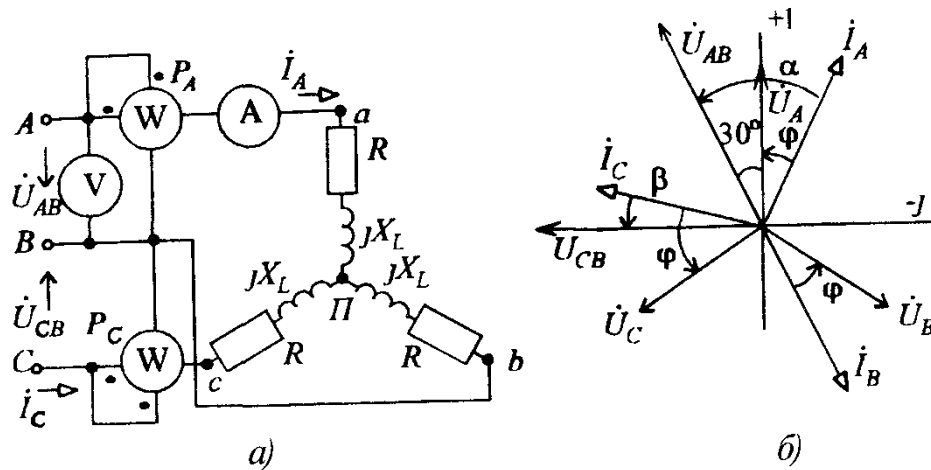


Рис. 1.30. Измерение активной мощности трехфазной цепи с помощью двух ваттметров

Докажем, что ваттметры в схеме рис. 1.30,а измеряют активную мощность трехфазного приемника. Мгновенная мощность трех фаз приемника соответствует выражению  $p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c$ . Заменяя значение тока  $i_b$  через два других тока  $i_b = -i_a - i_c$ , получаем  $p = u_a i_a + u_b (-i_a - i_c) + u_c i_c = (u_a - u_b) i_a + (u_c - u_b) i_c$  или для линейных токов и напряжений источника ( $u_{ab} = u_{AB}$ ,  $u_{cb} = u_{CB}$ ,  $i_a = i_A$ ,  $i_c = i_C$ ,  $p = u_{AB} i_A + u_{CB} i_C$ ).

Среднюю, т.е. активную мощность, выраженную через действующие напряжения и токи, определяют из выражения

$$P = U_{AB} I_A \cos(\hat{U}_{AB} \hat{I}_A) + U_{CB} I_C \cos(\hat{U}_{CB} \hat{I}_C). \quad (1.30)$$

Ввиду того, что косинусы углов в полученной формуле могут быть как положительными, так и отрицательными, в общем случае активная мощность приемника, измеренная по методу двух ваттметров, равна алгебраической сумме показаний.

На рис. 1.30,б приведена векторная диаграмма токов и напряжений для схемы рис. 1.30,а при симметричном активно-индуктивном приемнике, включенном звездой. Здесь  $\alpha$  — угол между векторами  $\hat{U}_{AB}$  и  $\hat{I}_A$ , а  $\beta$  — угол между векторами  $\hat{U}_{CB}$  и  $\hat{I}_C$ . При симметричном приемнике, как видно из векторной диаграммы, сумма показаний ваттметров равна

$$P = UI \cos \alpha + UI \cos \beta = UI \cos(\varphi + 30^\circ) + UI \cos(\varphi - 30^\circ)$$

или

$$P = \sqrt{3} UI \cos \varphi, \quad (1.31)$$

где  $\varphi$  — угол сдвига фаз между напряжением  $U_\phi$  и током  $I_\phi$ .

Возможны и другие схемы включения приборов для измерения активной мощности трехфазной цепи с помощью двух ваттметров (рис.1.31).

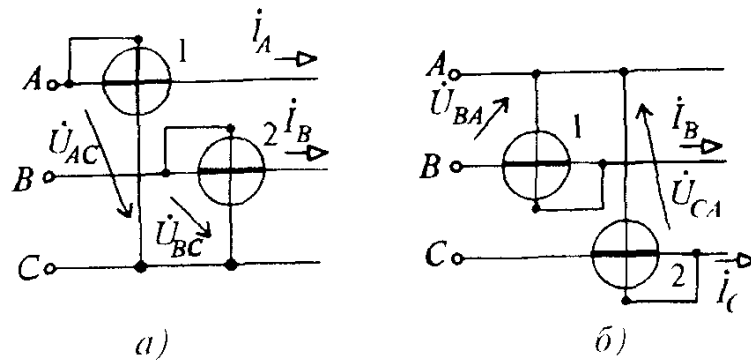


Рис 1.31 Электрические схемы включения ваттметров для измерения активной мощности трехфазной цепи

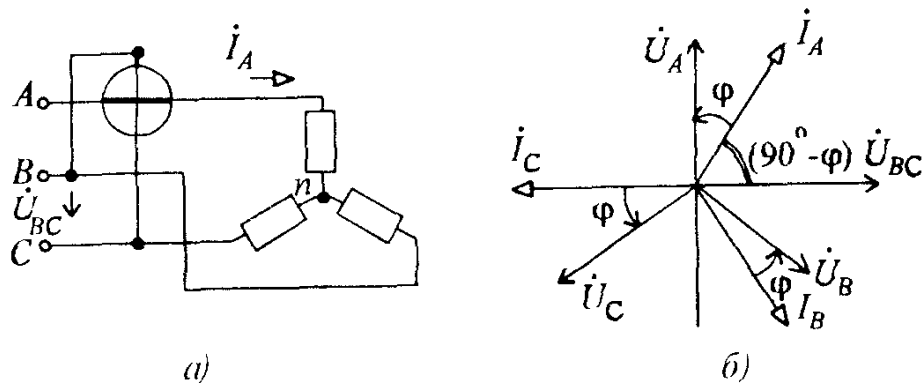


Рис 1.32 Схема включения ваттметра для измерения реактивной мощности трехфазной цепи (а) и векторная диаграмма (б) для этой схемы

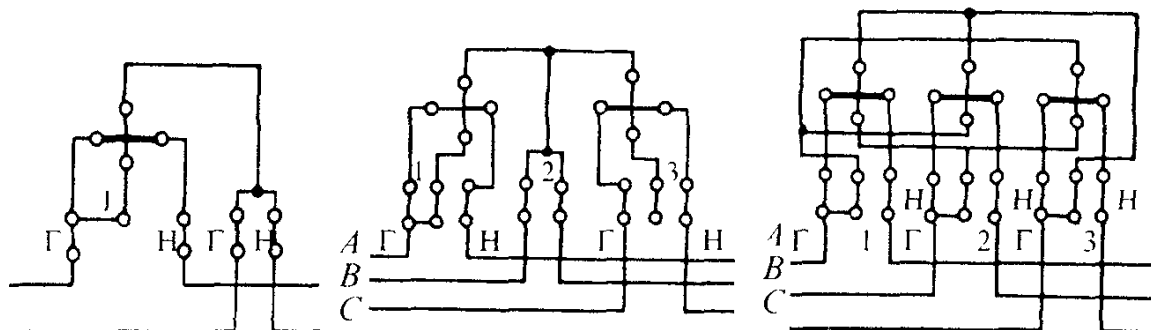


Рис 1.33 Схема включения однофазного счетчика энергии

Для измерения активной мощности в трехфазных трехпроводных цепях промышленных установок и на электростанциях широкое применение находят двухэлементные трехфазные электродинамические и ферродинамические ваттметры, которые содержат в одном корпусе два измерительных механизма и общую подвижную часть. Катушки обоих механизмов соединены между собой по схемам, соответствующим рассмотренному методу двух ваттметров. Показание двухэлементного ваттметра равно активной мощности трехфазного приемника.

Измерение реактивной мощности симметричного приемника, включенного в трехпроводную трехфазную цепь, можно осуществить одним ваттметром, включив его по схеме

рис. 1.32,а. Эта схема отличается от схемы рис. 1.29, применяемой для измерения активной мощности. Так, если токовая обмотка ваттметра включена в линейный провод с током  $I_A$ , то обмотка напряжения подключается к двум остальным проводам, т.е. на напряжение  $U_{BC}$  (на «чужое» напряжение).

Как видно из векторной диаграммы рис.1.32,б, показание ваттметра при такой схеме включения будет соответствовать выражению  $x_W = U_{BC} I_A \cos(\dot{U}_{BC} \wedge \dot{I}_A) = UI \cos(90^\circ - \varphi) = UI \sin\varphi$ . Чтобы определить реактивную мощность трехфазного приемника, равную  $Q = \sqrt{3} UI \sin\varphi$ , достаточно показание ваттметра умножить на  $\sqrt{3}$ :

$$Q = \sqrt{3} x_W, \quad (1.32)$$

где  $x_W$  — показание ваттметра.

**Учет производства и потребления электрической энергии.** Измерение энергии в одно- и трехфазных цепях переменного тока проводится с помощью электрических счетчиков — приборов индукционной системы. Вращающиеся элементы счетчиков для учета активной и реактивной энергии включаются по схемам включения ваттметров для измерения активной и реактивной мощности. Генераторные зажимы, токовых обмоток обозначают буквой  $G$ , а зажимы, к которым подключается нагрузочное устройство (потребитель), — буквой  $H$ .

Рассмотрим наиболее распространенные схемы включения счетчиков. На рис. 1.33,а изображена схема присоединения обмоток однофазного счетчика непосредственного включения для учета активной энергии. Из рисунка видно, что данная схема аналогична подключению ваттметра для измерения активной мощности в однофазных цепях (см. рис 1.26). (Учет реактивной энергии в однофазных цепях у нас в стране не производится). Включение вращающихся элементов двухэлементных счетчиков для учета активной энергии в трехфазных трехпроводных цепях (см. рис. 1.33, б, в) производится аналогично схемам включения двух ваттметров для измерения активной мощности (см.рис 1.30).

Для учета реактивной энергии в трехфазных цепях используют счетчики реактивной энергии типа СР4. Вращающиеся элементы таких счетчиков включаются по правилам включения ваттметров на «чужое» напряжение для измерения реактивной мощности (см.рис 1.32)

Для расширения пределов измерения счетчики реактивной энергии также могут включаться через трансформаторы тока и напряжения.

**Задача 1.17.** В схеме цепи рис.1.30 при симметричном приемнике (электрический двигатель) приборы показали:  $I_A = 4,4$  А,  $U_{AB} = 380$  В,  $P_A = 707$  Вт;  $P_C = 1665$  Вт. Определить активную мощность приемника,



измеренную ваттметрами. Определить параметры схемы замещения фазы приемника.

**Решение.** Активная мощность приемника, измеренная ваттметрами, равна сумме их показаний:

$$P_W = P_A + P_C = 2372 \text{ Вт.}$$

Определение параметров проводим следующим образом. Коэффициент мощности приемника  $\cos\varphi = P_W / \sqrt{3}UI = 0,82$  ( $\varphi = 35^\circ$ ). Полное сопротивление  $Z = \frac{U_\phi}{I} = \frac{380}{\sqrt{3} \cdot 4,4} = 50 \text{ Ом.}$

Активное сопротивление  $R = Z \cos\varphi = 41 \text{ Ом.}$

Реактивное сопротивление  $X_L = Z \sin\varphi = 28,7 \text{ Ом.}$

Таким образом, комплексное сопротивление фазы приемника

$$\underline{Z} = R + jX_L = 41 + j28,7 = 50 e^{j35^\circ} \text{ Ом.}$$

*Ответ*  $R=41 \text{ Ом; } X=28,7 \text{ Ом.}$

**Задача 1.18.** Определить среднюю мощность приемника по показаниям однофазного счетчика активной энергии СО-5У (рис.1.34). Паспортные данные счетчика:  $U_{\text{ном}} = 127 \text{ В, } I_{\text{ном}} = 10 \text{ А, } 1 \text{ кВт} \cdot \text{ч} = 1200$  оборотов диска. Диск счетчика совершил за 10 мин 200 оборотов.

**Решение.** Активная энергия, измеренная счетчиком,

$$W_{\text{сч}} = C_{\text{ном}} N = 3000 \cdot 200 = 600 \text{ кВт} \cdot \text{с.}$$

Здесь

$$C_{\text{ном}} = 3600 \cdot 1000 / 1200 = 3000 \text{ Вт} \cdot \text{с/об.}$$

*Ответ* Активная мощность приемника  $P = W_{\text{сч}} / t = 600 / (10 \cdot 60) = 1 \text{ кВт.}$

**Задача 1.19\*.** Определить активную мощность трехфазного симметричного приемника по показаниям двух ваттметров  $P_1$  и  $P_2$  с учетом погрешности, если измерения проводились прибором с  $P_{\text{ном}} = 500$  Вт и класса точности 1,0; 0,5; 1,5; 2,5.

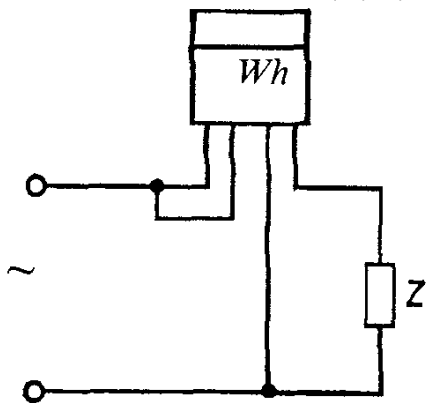


Рис.1.34. К задаче 1.18

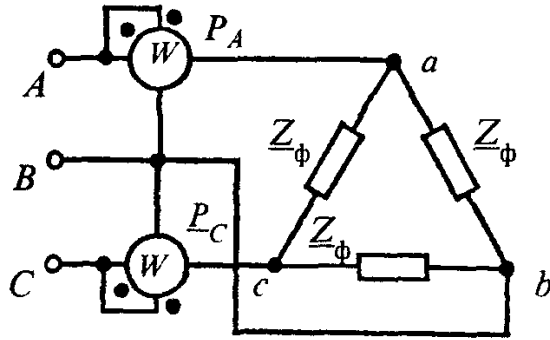


Рис.1 35. К задаче 1.20  
Т а б л и ц а 1.7

Класс точности	1,0		0,5		1,5		2,5	
$P_1, \text{Вт}$	235	427	100	95	450	245	450	350
$P_2, \text{Вт}$	85	-376	350	205	-150	-45	350	-50
$P_3, \text{Вт}$	320	51	450	300	300	200	800	300
$\delta, \%$	3,1	20	1,1	1,7	5	7,5	2,5	6,7

**Задача 1.20.** Определить показания ваттметров в схеме рис. 1.35, если  $Z_\phi = (6 - j8) \text{ Ом}$ ,  $U = 380 \text{ В}$ . Сравнить с активной мощностью приемника.

*Ответ:*  $P_A = 3,01 \text{ кВт}$ ;  $P_C = 23,00 \text{ кВт}$ ;  $P_W = P_A + P_C = 26 \text{ кВт}$ ;  $P_{пр} = 26 \text{ кВт}$ .

**Задача 1.21.** Для определения мощности участка цепи с активным сопротивлением были измерены: напряжение  $125 \text{ В}$  — измерительным прибором класса 1,5 с пределом измерения  $150 \text{ В}$ , а также сопротивление  $20 \text{ Ом}$  — измерительным мостом, погрешность измерения которым составляет  $\delta_R = \pm 0,2\%$ . Определить мощность, абсолютную и относительную погрешности.

*Ответ:*  $P = 781 \text{ Вт}$ ;  $\Delta = \pm 29,7 \text{ Вт}$ ;  $\delta = \pm 3,8\%$ .

**Задача 1.22.** Определить наибольшую возможную относительную погрешность при измерении электрической энергии ваттметром ( $K=0,5$ ;  $P_n = 750 \text{ Вт}$ ), если время  $2 \text{ мин}$  было измерено с максимальной погрешностью  $\Delta t_{\text{макс}} = \pm 2 \text{ с}$ , а показание ваттметра в течение указанного промежутка времени было  $200 \text{ Вт}$ .

*Ответ:*  $\delta = 3,6\%$ .

## 1.6. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Как известно, к параметрам электрических цепей относятся сопротивление  $R$ , емкость  $C$ , индуктивность  $L$ , взаимная индуктивность  $M$ . Для измерения значений этих величин используют разнообразные методы прямого и косвенного измерения.

**Измерение электрического сопротивления постоянному току.** Электрические сопротивления катушек, резисторов и других элементов постоянному току можно условно разделить на малые (до  $1 \text{ Ом}$ ), средние

(1 — 10<sup>7</sup> Ом) и большие (свыше 10 МОм). Для измерения малых сопротивлений применяют метод амперметра — вольтметра и двойные мосты постоянного тока. Наиболее часто в практике встречаются устройства, обладающие средними сопротивлениями, для измерения которых применяют метод амперметра — вольтметра, омметры, одинарные мосты (неавтоматические с ручным уравниванием и автоматические) и различные компенсационные методы. Для измерения больших сопротивлений используют мегаомметры и тераомметры.

Метод амперметра — вольтметра (см. рис. 1.25) является наиболее простым косвенным методом измерения малых и средних сопротивлений  $R$ . Схему рис. 1.25,а рекомендуется применять при измерении малых сопротивлений, так как в этом случае ток  $I_A \approx I_R$  ввиду того, что вольтметр, как правило, обладает большим сопротивлением и ток  $I_V \ll I_R$ . Схему рис. 1.25,б лучше применять при измерении средних сопротивлений, так как в этом случае напряжение  $U_1 \approx U_R$  ввиду того, что амперметр обладает малым сопротивлением и напряжением  $U_A \ll U_R$ . Измеренное сопротивление  $R_{изм}$  определяют по показаниям вольтметра  $U_V$  и амперметра  $I_A$  для обеих схем из соотношения

$$R_{изм} = U_V / I_A \quad (1.33)$$

Однако вследствие влияния внутренних сопротивлений приборов измерение методом амперметра — вольтметра сопряжено с методической погрешностью: сопротивление  $R_{изм}$ , вычисленное из (1.33), будет отлично от его фактического значения  $R_x$  [см.(1.21) и (1.22)].

При точных измерениях необходимо знать внутренние сопротивления приборов и вносить соответствующие поправки в результат измерения. Погрешность не превысит 1%, если для схемы рис. 1.25,а выбрать вольтметр с сопротивлением  $R_V > 100 R_x$  и для схемы рис. 1.25,б амперметр с сопротивлением  $R_A < 0,01 R_x$ .

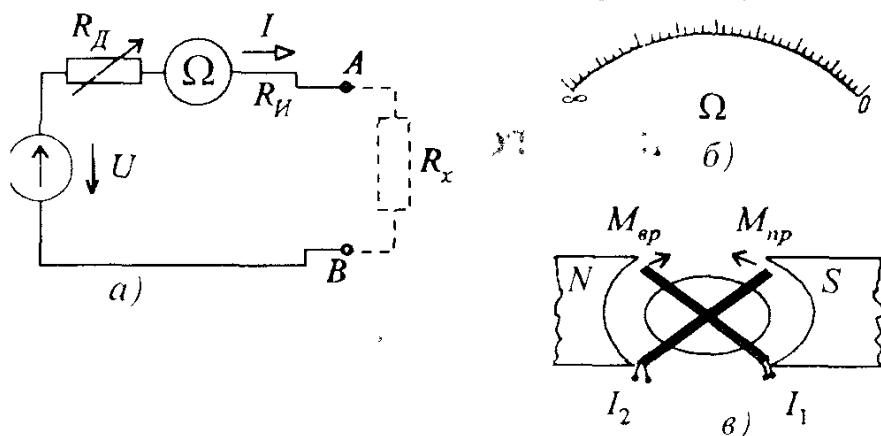


Рис 1.36 Электрическая схема (а) и ~~шкала~~ механизма (б) омметра, устройство магнитозлектрического логометра (в)

О м м е т р представляет собой прибор, предназначенный для прямого измерения сопротивления. На рис 1.36.а приведена схема одного из типов омметров. Он состоит из магнитоэлектрического измерительного механизма, шкала которого проградуирована в омах ( $\Omega$ ), источника питания с напряжением  $U$ , добавочного резистора  $R_d$  и имеет выходные зажимы АВ, к которым присоединяют объект с измеряемым сопротивлением  $R_x$ . Ток в цепи измерителя  $I = U/(R_d + R_{ин} + R_x)$ , (где  $R_d, R_{ин}, R_x$  — сопротивления добавочного резистора, измерителя и измеряемого объекта соответственно. Угол отклонения стрелки

$$\alpha = S_I I = S_I U \frac{1}{R_d + R_{ин} + R_x}, \quad (1.34)$$

где  $S_I$  — чувствительность измерителя по току.

При разомкнутых зажимах АВ ( $R_x = \infty$ ) угол отклонения  $\alpha = 0$ , при замкнутых зажимах АВ ( $R_x = 0$ ) угол отклонения  $\alpha$  максимальный, поэтому шкала у этого омметра обратная — нулевая отметка расположена не слева, как обычно, а справа (рис.1.36.б).

Омметры удобны в практике, но имеют большую погрешность (класс точности 2,5) из-за неравномерности шкалы и нестабильности напряжения источника питания (батарея гальванических элементов). Для устранения последнего недостатка в омметрах используют логометрический измерительный механизм.

Устройство магнитоэлектрического логометра показано на рис 1.36.в. Угол отклонения подвижной части логометра зависит от отношения двух токов  $I_1$  и  $I_2$ . Конструктивно его измерительный механизм отличается от рассмотренных магнитоэлектрических измерительных механизмов следующими особенностями: имеет две жестко скрепленные между собой подвижные рамки; не имеет устройства для создания противодействующего момента (пружинок); магнитное поле, создаваемое постоянным магнитом в воздушном зазоре, неравномерное. Токи в рамках  $I_1$  и  $I_2$  подводятся по безмоментным проводникам. В рамках создаются противоположно направленные моменты: один из них стремится повернуть рамку в одном направлении  $M_{вр} = c_1 I_1 B_1(\alpha)$ ; другой — в противоположном направлении  $M_{пр} = c_2 I_2 B_2(\alpha)$ . При равенстве этих моментов  $M_{вр} = M_{пр}$  или  $c_1 I_1 B_1(\alpha) = c_2 I_2 B_2(\alpha)$ , т.е.  $I_1/I_2 = c_2 B_2(\alpha)/c_1 B_1(\alpha)$  или  $\alpha = f(I_1/I_2)$

Угол поворота подвижной части логометра пропорционален отношению токов в рамках. В качестве примера ниже рассмотрен такой омметр, используемый для измерения больших сопротивлений

М е г а о м м е т р (рис.1.37) представляет собой омметр, предназначенный для измерения больших сопротивлений (до  $10^9$  Ом). Он состоит из логометрического измерительного механизма и небольшого генератора

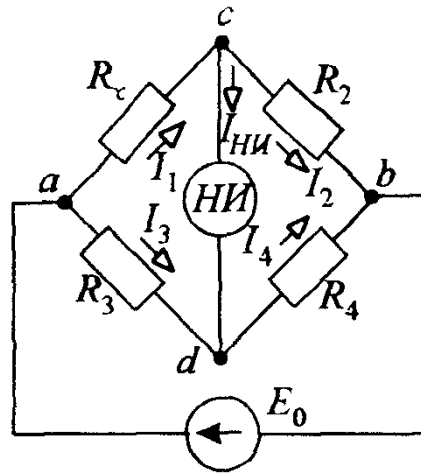
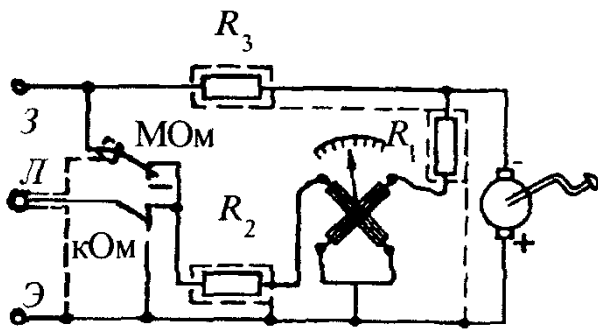


Рис 1.37 Электрическая схема мегаомметра      Рис 1.38. Электрическая схема измерительного моста

постоянного напряжения 500 и 1000 В, приводимого в действие рукой. Для устранения утечек тока отдельные элементы прибора экранированы, экраны присоединены к специальному зажиму Э (экран). Для измерения сопротивлений, превышающих  $10^9$  Ом, используют электронные приборы, называемые тераомметрами.

Рассмотрим мостовой метод измерения. Измерительное устройство, выполненное по мостовой схеме (рис. 1.38) и позволяющее измерять электрическое сопротивление методом сравнения, называют *измерительным мостом*. Разновидностями мостов постоянного тока являются одинарные (четырёхплечие) и двойные (шестиплечие) мосты как уравновешенные, так и неуравновешенные. Мосты выполняются с ручным и автоматическим уравновешиванием. Наиболее широкое применение имеют одинарные уравновешенные мосты.

На рис. 1.38 представлена электрическая схема *одинарного моста* постоянного тока, содержащая четыре плеча и две диагонали. В одно плечо моста включается объект с измеряемым сопротивлением  $R_x$ , а три других плеча образованы резисторами с сопротивлениями  $R_2, R_3$  и  $R_4$ . В одну диагональ моста (между узлами *a* и *b*) включается источник питания с ЭДС  $E_0$ , а в другую (узлы *c* и *d*) — нулевой индикатор *НИ*, играющий в цепи моста роль указателя равновесия моста. Когда потенциалы точек *c* и *d* моста равны между собой, ток в нулевом индикаторе  $I_{ни} = 0$ . Мост в этом режиме находится в состоянии равновесия, т.е. признаком равновесия моста является нулевое отклонение указателя *НИ*. При этом справедливы соотношения  $I_1 = I_2, I_3 = I_4, R_1 I_1 = R_3 I_3, R_2 I_2 = R_4 I_4$ . Разделив почленно два последних уравнения друг на друга и учтя равенства токов, получим

$$R_x / R_2 = R_2 / R_4$$

откуда получаем *уравнение равновесия моста*:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3, \quad (1.35)$$

Произведения сопротивлений элементов, включенных в противоположные плечи уравновешенного моста, равны друг другу.

Добившись равновесия моста путем регулирования сопротивлений резисторов в плечах, записывают их значения и вычисляют искомое значение сопротивления  $R_x$ :

$$R_x = R_2 R_3 / R_4, \quad (1.36)$$

Плечо  $R_2$  называют плечом сравнения, а плечи  $R_3$  и  $R_4$  — плечами отношения.

Одинарный мост служит для измерений только *средних* сопротивлений, малые и большие сопротивления измерять им не рекомендуется. Нижний предел (единицы ом) измерения моста ограничен влиянием сопротивлений соединительных проводов и переходных контактов, которые неизбежно включаются в плечо  $ac$  последовательно с измеряемым объектом  $R_x$ . Верхний предел (10 МОм) измерения моста ограничен шунтирующим действием токов утечки.

Для измерения малых сопротивлений служат двойные мосты, для измерения сопротивлений в диапазоне  $10^9$  —  $10^{16}$  Ом — специальные мосты.

Кроме мостов с ручным уравниванием, в измерениях применяют основанные на том же принципе *автоматические аналоговые или цифровые мосты*. Они позволяют непрерывно следить за изменениями измеряемого параметра и даже осуществлять его регулирование (см. § 8.1).

**Компенсационный метод** измерения позволяет измерять малые и средние сопротивления с наивысшей точностью. На рис.1.39 приведена схема измерительной цепи, включающая потенциометр постоянного тока (см. § 1.4), переключатель на две позиции, образцовый резистор  $R_0$ , источник питания  $E$  и объект с измеряемым сопротивлением  $R_x$ . Проводя измерения при двух положениях переключателя и одном и том же значении тока в элементах

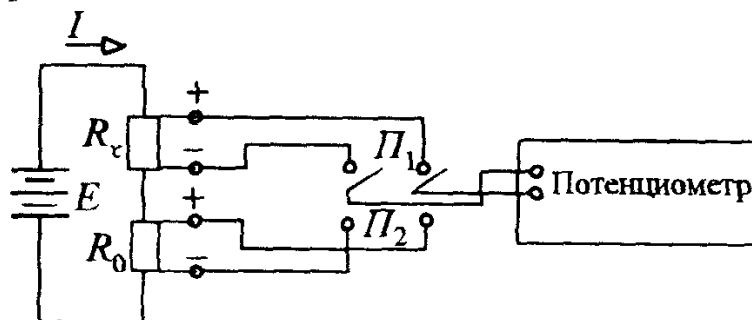


Рис 1 39 Электрическая схема измерения сопротивлений компенсационным методом

$R_0$  и  $R_x$  ( $I = \text{const}$ ), определяют  $U_{п1} = R_x I$  и  $U_{п2} = R_0 I$ . Искомое значение сопротивления вычисляют из выражения

$$R_x = R_0 U_{п1} / U_{п2}. \quad (1.37)$$

**Измерение индуктивности, взаимной индуктивности и емкости.** Для измерения индуктивности  $L$ , взаимной индуктивности  $M$  и емкости  $C$  применяют приборы непосредственной оценки и приборы сравнения. Индуктивность  $L$  катушки как пассивного двухполюсника определяют косвенным методом с помощью амперметра, вольтметра и ваттметра или резонансным методом. При более точных измерениях пользуются мостовым методом. Взаимную индуктивность  $M$  проще всего определить индукционным методом, ее можно измерить и с помощью моста. Емкость  $C$  измеряют методами непосредственной оценки или методами сравнения.

Рассмотрим некоторые из этих методов, наиболее распространенные на практике: сначала методы непосредственной оценки, а затем методы сравнения

**Метод амперметра — вольтметра — ваттметра** (рис. 1 40) удобен и доступен для практики при определении параметров пассивных двухполюсников переменного тока промышленной частоты.

Результаты измерений действующих значений тока  $I$ , напряжения  $U$  и активной мощности  $P$  позволяют вычислить полное сопротивление двухполюсника  $Z_x = U/I$ , активное сопротивление  $R_x = P/I^2$ , реактивное сопротивление  $X = \sqrt{Z_x^2 - R_x^2}$ . Если измеряемым объектом является индуктивная катушка, то искомая индуктивность

$$L = X_L / \omega .$$

**Резонансный метод** (рис. 1.41) позволяет измерить индуктивность катушки  $L$  более точно по сравнению с методом амперметра — вольтметра — ваттметра. Изменяя емкость конденсатора  $C$ , добиваются максимального значения тока в цепи, что соответ-

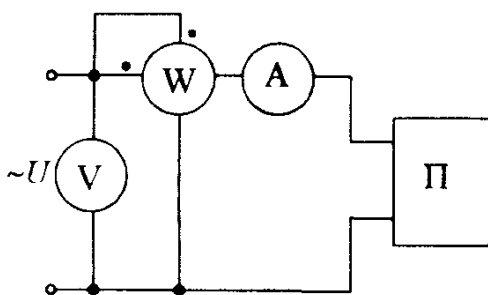


Рис 1 40 Схема измерения параметров пассивного двухполюсника методом амперметра — вольтметра — ваттметра

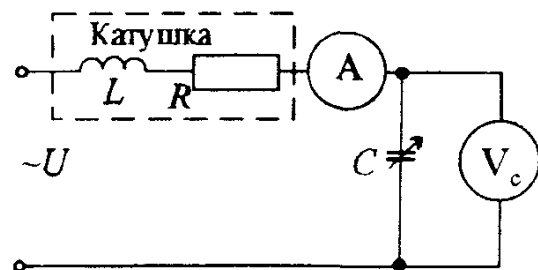


Рис 1 41 Схема измерения индуктивности катушки резонансным методом

ствует режиму резонанса напряжений (см. кн.1) Тогда искомая индуктивность

$$L = 1/\omega^2 C \quad (1.38)$$

Частота напряжения источника питания  $\omega$  должна быть известна

По схеме, аналогичной приведенной на рис 1 41, построен прибор, называемый куметром и предназначенный для определения добротности катушки:

$$Q = X_L/R = U_C/U, \quad (1.39)$$

где  $U_C$  — напряжение на конденсаторе в резонансном режиме;  $U$  — напряжение на входе прибора

Индукционный метод служит для косвенного измерения взаимной индуктивности  $M$  двух обмоток Для этого в схеме рис. 1.42 измеряют ток  $I_1$  в цепи первичной обмотки  $w_1$ , подключенной к источнику питания, и напряжение  $U_{2x}$  на зажимах разомкнутой вторичной обмотки  $w_2$  Сопротивление вольтметра должно быть выбрано достаточно большим, чтобы обеспечить режим, близкий к холостому ходу для вторичной обмотки, при котором напряжение  $U_{2x}$ , измеренное вольтметром, близко к значению ЭДС взаимной индукции  $E_M$ , наведенной на концах обмотки  $w_2$  магнитным потоком, созданным током  $I_1$  Взаимная индуктивность определяется выражением

$$M = U_{2x}/\omega I_1, \quad (1.40)$$

где  $\omega$  — частота напряжения источника питания

Фарадметр является прибором прямого действия, позволяющим непосредственно по шкале определить искомое значение емкости  $C_x$  В этом приборе используется электродинамический логометр.

Измерительный механизм фарадметра (рис 1 43) содержит неподвижную катушку 1 и две подвижные, жестко скрепленные катушки 2 и 3

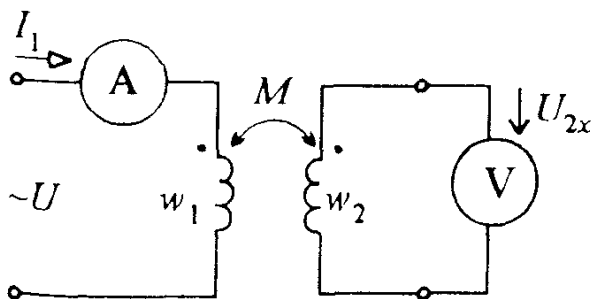


Рис 1 42 Схема измерения взаимной индуктивности индукционным методом

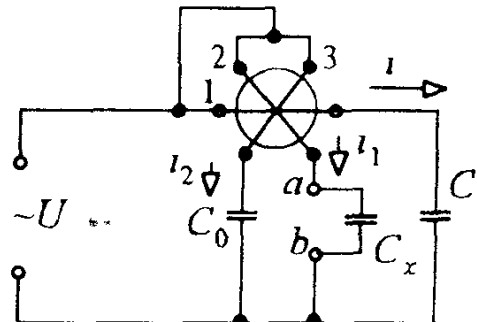


Рис 1 43 Электрическая схема фарадметра



В цепь неподвижной катушки включен конденсатор с известной емкостью  $C$ , а в цепь подвижной катушки  $3$  — образцовый конденсатор емкостью  $C_0$ . К выходным зажимам прибора  $a$  и  $b$ , т.е. в цепь подвижной катушки  $2$ , подключается измеряемый объект с емкостью  $C_x$ . При подключении прибора к источнику питания  $u$  в параллельных ветвях появляются токи  $i_1$  и  $i_2$ . Пренебрегая сопротивлениями подвижных катушек, получим, что действующие токи и соответственно отклонение  $\alpha$  подвижной части логометра равны:  $I_1 = U\omega C_x$ ,  $I_2 = U\omega C_0$ , а так как  $\alpha = f(I_1/I_2)$ , то

$$\alpha = f(C_x/C_0). \quad (1.41)$$

Шкалу фарадметра градуируют непосредственно в единицах емкости и при  $C_0 = \text{const}$  прибор показывает значение  $C_x$ .

Мостовой метод измерений как метод сравнения широко применяют в цепях переменного тока для точных измерений емкости  $C$ , индуктивности  $L$  и взаимной индуктивности  $M$ .

На рис. 1.44 приведена схема мостовой цепи, применяемой для определения параметров индуктивной катушки ( $R_1$  и  $L_1$ ). Здесь комплексные сопротивления плеч моста равны  $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$ ,  $Z_2 = R_2$ ,  $Z_3 = R_3$  и  $Z_4 = 1 / ( \frac{1}{R_4} + j\omega C_0 )$ . Подставляя эти значения в общее условие равновесия моста

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad (1.42)$$

и приравняв мнимые и действительные составляющие, получим

$$R_1 = R_2 R_3 / R_4 \text{ и } L_1 = C_0 R_2 R_3. \quad (1.43)$$

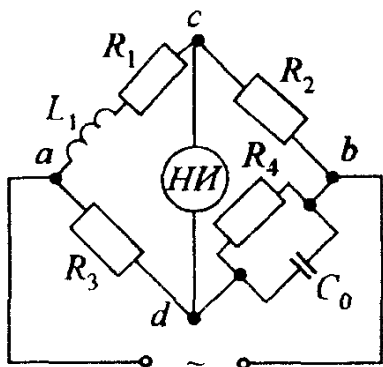


Рис.1.44 Электрическая схема мостового метода измерения параметров индуктивной катушки

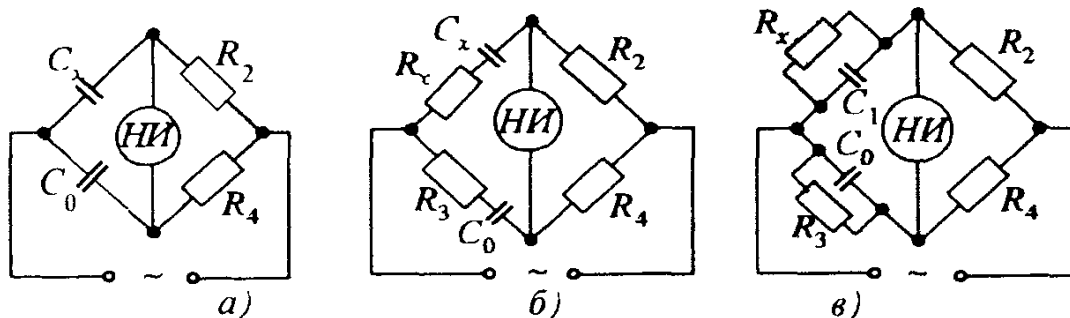


Рис 1.45 Электрические схемы мостового метода измерения емкости конденсатора:  $a$  — без потерь;  $b$  — с малыми потерями;  $v$  — с большими потерями

На рис. 1.45 приведены схемы электрических цепей мостов, применяемых для измерения емкости  $C_x$  конденсатора без потерь (рис. 1.45,а), с малыми потерями (рис. 1.45,б) и с большими потерями (рис. 1.45,в). Подставляя в общее условие равновесия моста конкретные значения указанных на схемах параметров элементов плеч, получим расчетное выражение для  $C_x$ , которое одинаково для всех трех схем рис.1.45:

$$C_x = C_0 R_4 / R_2. \quad (1.44)$$

Кроме определения емкости  $C_x$  конденсатора, мосты переменного тока позволяют определить сопротивление  $R_x$  эквивалентной схемы замещения. Например, для моста на рис. 1.45, б  $R_x = R_2 R_3 / R_4$ .

Как показывает теория мостов переменного тока, не всякое сочетание элементов в плечах моста приводит к его уравниванию.

Из условия равновесия  $\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3$  можно получить два уравнения, облегчающих выбор включения элементов в плечи моста. Выразим комплексное сопротивление первого плеча в показательной форме:  $\underline{Z}_1 = Z_1 e^{j\varphi_1}$ . Аналогично выражаем сопротивления остальных плеч, подставляем эти значения в условия равновесия и получаем два уравнения:

$$\begin{aligned} Z_1 Z_4 &= Z_2 Z_3, \\ \varphi_1 + \varphi_4 &= \varphi_2 + \varphi_3. \end{aligned} \quad (1.45)$$

Второе из этих уравнений позволяет правильно выбрать схему цепи моста. Так, для моста на рис. 1.45,а можно написать, что  $\varphi_1 = -\pi/2$ ,  $\varphi_4 = 0$ ,  $\varphi_3 = -\pi/2$ ,  $\varphi_2 = 0$ . Подставляя эти значения во второе уравнение (1.45), видим, что  $-\pi/2 + 0 = -\pi/2 + 0$ , т.е. условие равновесия выполняется.

А можно ли уравновесить мост, если в схеме рис. 1.45,а конденсатор  $C_0$  перенести в плечо с резистором  $R_4$ ? В этом случае  $\varphi_1 < 0$ ,  $\varphi_2 = 0$ ,  $\varphi_3 = 0$ ,  $\varphi_4 < 0$  и, подставляя это в (1.45), получим:  $\varphi_1 + \varphi_4 < 0 = \varphi_2 + \varphi_3$ , т.е. такой мост не может быть уравновешен.

**Задача 1.23.** Для определения параметров индуктивной катушки использован метод амперметра — вольтметра — ваттметра (рис. 1.40). Приборы показали: амперметр (Э3665/3,  $K_A = 1,5$ ,  $I_{\text{ном}} = 5\text{А}$ ) —  $I = 5\text{А}$ , вольтметр (Д128/1,  $K_V = 1,5$ ,  $U_{\text{ном}} = 75\text{В}$ ) —  $U = 60\text{В}$ , ваттметр (Д5004/1,  $K_W = 0,5$ ,  $I_{\text{ном}W} = 5\text{А}$ ,  $U_{\text{ном}W} = 150\text{В}$ ) —  $P = 75\text{Вт}$ . Найти погрешности определения активного сопротивления и коэффициента мощности  $\cos\varphi$  катушки без учета влияния сопротивления приборов.

**Решение.** Расчетное значение активного сопротивления катушки  $R' = P/I^2 = 75/25 = 3\text{Ом}$ .

Погрешность косвенного измерения сопротивления

$$\delta_R = \frac{\Delta R'}{R'} = \frac{\Delta P}{P} + 2 \frac{\Delta I}{I} = \frac{K_W}{100} \cdot \frac{I_{\text{НОМВ}} U_{\text{НОМВ}}}{P} + 2 \frac{K_A I_{\text{НОМ}}}{I} = 0,08 = 8\%.$$

Действительное значение активного сопротивления

$$R' = R' \pm \Delta R = 3(1 \pm 0,08) \text{ Ом.}$$

или

$$2,76 \text{ Ом} \leq R \leq 3,24 \text{ Ом.}$$

Расчетное значение коэффициента мощности

$$\cos \varphi' = P/U I = 75/(60 \cdot 5) = 0,25 \quad (\varphi' = 75^\circ 31').$$

Погрешность косвенного измерения коэффициента мощности

$$\begin{aligned} \delta_{\cos \varphi} &= \frac{\Delta P}{P} + \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I} = \frac{K_W}{100} \cdot \frac{I_{\text{НОМВ}} U_{\text{НОМВ}}}{P} + \frac{K_V U_{\text{НОМВ}}}{U} + \frac{K_A I_{\text{НОМ}}}{I} = \\ &= \frac{0,5}{100} \cdot \frac{150 \cdot 5}{75} + \frac{1,5}{100} \cdot \frac{75}{60} + \frac{1,5}{100} \cdot \frac{5}{5} = 0,084 = 8,4\%. \end{aligned}$$

Действительное значение коэффициента мощности

$$\cos \varphi = \cos \varphi' (1 \pm \delta_{\cos \varphi}) = 0,25(1 \pm 0,084).$$

$$\text{Ответ } \delta_R = 8\%, \delta_{\cos \varphi} = 8,4\%.$$

**Задача 1.24\*.** На рис.1.46 представлена схема уравновешенной мостовой цепи. Потери в конденсаторе  $C_1$  учитываются резистивным элементом  $R_1$ . Значения  $R_2, R_4, C_3, C_4$  и частоты напряжения питания моста приведены в табл.1.8. Определить  $R_1$  и  $C_1$ .

Т а б л и ц а 1 8

f, Гц	50				100			
$R_2$ , Ом	500	100	1000	100	100	1000	500	100
$R_4$ , Ом	100	1000	100	500	1000	100	500	100
$C_3$ , мкФ	0,1	0,05	0,1	0,05	0,05	0,1	0,1	0,05
$C_4$ , мкФ	0,05	0,1	0,05	0,1	0,1	0,05	0,1	0,05
$R_1$ , Ом	250	200	500	200	200	500	500	100
$C_1$ , мкФ	0,02	0,5	0,01	0,25	0,5	0,01	0,01	0,05

**Задача 1.25** На рис 1.47,а представлена схема уравновешенной мостовой цепи постоянного тока. Определить  $R_1$ , если известно, что  $R_2=100$  Ом,  $R_3=25$  Ом,  $R_4=50$  Ом.

Ответ 50 Ом.

**Задача 1.26.** На рис.1.47,б представлена схема уравновешенной мостовой цепи. Определить  $L_1$ , если известно, что  $L_2=100$  мГн,  $R_3=100$  Ом,  $R_4=50$  Ом.

Ответ: 200 мГн.

**Задача 1.27.** Мостовая цепь, схема которой изображена на рис. 1.47,в, уравновешена. Определить  $C_1$ , если известно, что  $C_2=1$  мкФ,  $R_2=1500$  Ом,  $R_3=3000$  Ом.

*Ответ* 0,5 мкФ.

**Задача 1.28.** Мостовая цепь, схема которой изображена на рис. 1.48,а, уравновешена. Определить  $R_1$  и  $L_1$ , если известно, что  $R_2=5$  Ом,  $L_2=0,1$  Гн,  $R_3=10$  Ом,  $R_4=20$  Ом.

*Ответ* 2,5 Ом; 0,05 Гн.

**Задача 1.29.** Мостовая цепь, схема которой изображена на рис. 1.48,б, уравновешена. Определить  $R_1$  и  $L_1$ , если известно, что  $R_2=100$  Ом,  $R_3=100$  Ом,  $C_4=1$  мкФ,  $R_4=1000$  Ом.

*Ответ.* 10 Ом; 0,01 Гн.

**Задача 1.30.** Мостовая цепь, схема которой изображена на рис. 1.48,в, уравновешена. Определить  $R_1$  и  $C_1$ , если известно, что  $R_2=100$  Ом,  $C_2=0,1$  мкФ,  $R_3=100$  Ом,  $R_4=200$  Ом.

*Ответ* 50 Ом; 0,2 мкФ.

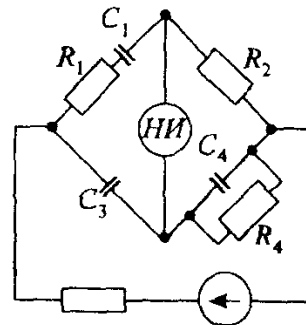


Рис 1 46 К задаче 1 24

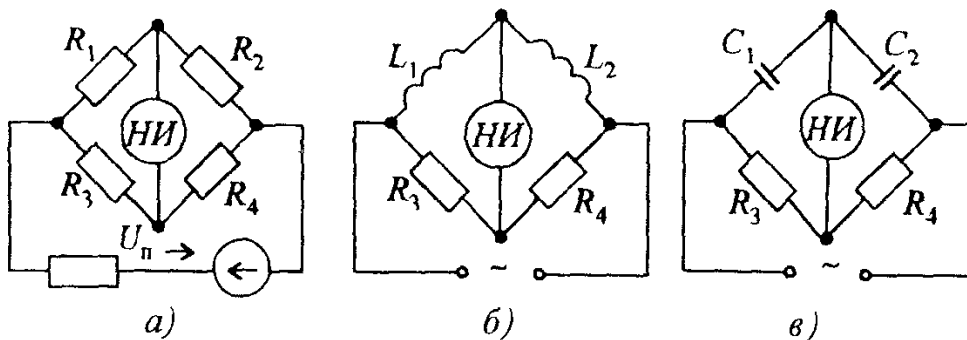


Рис 1 47 К задачам 1 25, 1 26, 1 27

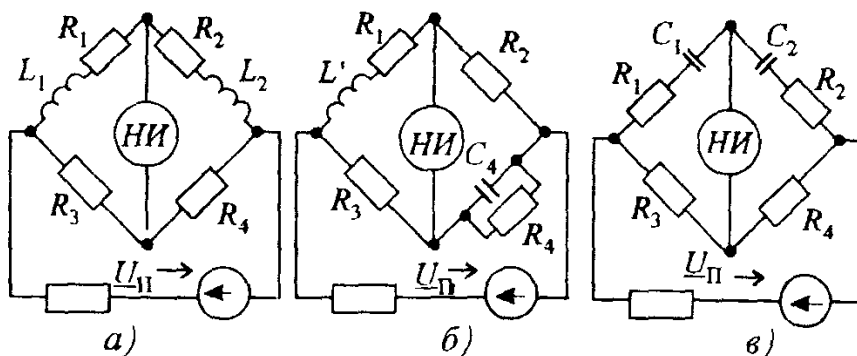


Рис.1 48. К задачам 1 28, 1.29, 1 30

## 1.7. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ И УГЛА СДВИГА ФАЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ ПРИБОРАМИ

**Измерение частоты.** В современных системах автоматического контроля и управления, в вычислительных устройствах, во многих областях науки и техники используют сигналы широкого спектра частот — от инфранизких до сверхвысоких. Поэтому измерение частоты является одной из важнейших задач измерительной техники. Измеряют частоту электрических сигналов методами непосредственной оценки и сравнения.

В области низких частот (до 2 кГц) для измерения частоты используются *электромагнитные частотомеры*. На рис. 1.49,а показана электрическая схема электромагнитного частотомера. Токи  $I_1$  и  $I_2$  в обмотках логометра (рис. 1.49,б) распределяются обратно пропорционально полным сопротивлениям ветвей. Параметры элементов  $R, L, C$  подобраны таким образом, чтобы при средней измеряемой частоте  $f_{\text{ср}}$  указатель прибора занимал соответствующее положение. При изменении частоты (отклонение от средней) изменяются соответственно токи  $I_1$  и  $I_2$  (рис. 1.49 в) а значит, изменяется общий вращающий момент подвижной части электромагнитного механизма. В результате происходит отклонение указателя на определенный угол. Эти приборы имеют нелинейную шкалу, небольшой предел измерения, погрешность на уровне 3%, большую потребляемую энергию. Промышленность выпускает электромагнитные частотомеры типа Э 393 и электродинамические типа Д 506.

**Измерение угла сдвига фаз.** Измерение угла сдвига фаз между двумя напряжениями проводится при исследовании различного рода четырехполюсников (трансформаторов, фильтров, усилителей и т.д.) в заданном диапазоне частот, а также при определении зависимости угла сдвига фаз от частоты. Угол сдвига фаз выражается в радианах или градусах и определяется методами непосредственной оценки и сравнения.

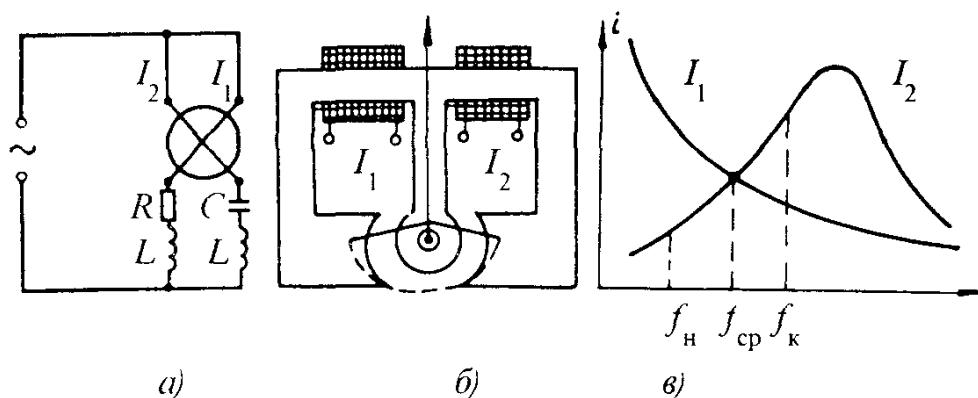


Рис 1.49 Электрическая схема (а), конструкция (б) и частотная характеристика(в) электромагнитного частотомера

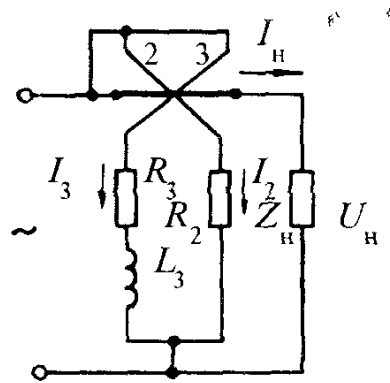


Рис.1.50. Электрическая схема электродинамического фазометра

Электрическая схема электродинамического фазометра приведена на рис.1.50. Прибор содержит неподвижную катушку 1 с током нагрузки  $I_1$  и две жестко скрепленные под углом  $60^\circ$  подвижные катушки 2 и 3 с токами  $I_2$  и  $I_3$ . Угол между плоскостями катушек 1 и 2 при нулевом положении указателя ( $\alpha = 0$ ) составляет  $150^\circ$ . Взаимодействие токов  $I_1$  и  $I_2$ ,  $I_1$  и  $I_3$  создает соответственно противоположно направленные вращающие моменты  $M_1$  и  $M_2$ . Противодействующий механический момент в приборе отсутствует. Поскольку  $I_2$  совпадает по фазе с напряжением  $U_n$ , то угол сдвига фаз между  $U$  и  $I_1$  равен углу сдвига фаз между  $I_2$  и  $I_1$ . Сдвиг фаз между  $U_n(I_2)$  и  $I_3$  делается равным  $60^\circ$  путем включения в цепь катушки 3 индуктивного элемента  $L_3$  и резистора  $R_3$ . В этом случае можно показать, что в установившемся равновесном режиме, когда  $M_1 = M_2$ , угол поворота подвижной части прибора  $\alpha$  равен сдвигу фаз между  $U_n$  и  $I_1$ . Прибор имеет линейную шкалу и не критичен к нестабильности напряжения на нагрузке ( $Z_n$ ). Недостатками такого типа приборов являются большое потребление энергии и зависимость показаний от частоты.

Отечественная промышленность выпускает электрические фазометры типа Д 578, приведенная погрешность которых находится на уровне  $+0,5\%$ .

**Вопрос 1.2.** Чем объясняется независимость показаний электродинамического фазометра от нестабильности напряжения на нагрузке.

*Варианты ответа*

- 1.2.1. Использованием логометрического измерительного механизма,
- 1.2.2. Подбором элементов  $R_2, R_3, L_3$ .

**Вопрос 1.3.** Чем объясняется узкий диапазон электромагнитной системы частотомера электромагнитной системы?

*Варианты ответа*

- 1.3.1. Нелинейной зависимостью  $I_1(f)$ ,
- 1.3.2. Нелинейными зависимостями  $I_1(f)$  и  $I_2(f)$ .

## 1.8. ПОНЯТИЯ ОБ ИЗМЕРЕНИИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ

**Общие сведения.** Выше были рассмотрены методы и средства измерения электрических величин. В практике при контроле различных производственных процессов часто приходится иметь дело с измерением неэлектрических величин — механических (сила, давление, скорость и др.), тепловых (температура, теплоемкость и др.), световых (освещенность, световой поток и др.) и т.д.

Для контроля неэлектрических величин в настоящее время широко применяются электрические методы и электроизмерительные приборы. Они позволяют получать данные с высокой степенью точности и в широком диапазоне изменения значений величин; определять характеристики объектов, находящихся на больших расстояниях и в труднодоступных местах; изучать быстро протекающие процессы; проводить обработку результатов измерения с помощью ЭВМ и др.

Для того чтобы измерить ту или иную неэлектрическую величину, ее нужно предварительно преобразовать в электрический сигнал. Такое преобразование осуществляется с помощью первичных преобразователей (ПП)

Упрощенная структурная схема устройства для измерения неэлектрической величины электрическим методом включает первичный преобразователь (ПП), электрическую измерительную цепь (ЭЦ), выходное устройство (ВУ). Измеряемая неэлектрическая величина  $x$  поступает на вход ПП, на выходе которого появляется электрический сигнал  $y(x)$ . Этот сигнал преобразуется в ЭЦ в другой электрический сигнал  $y'$  и воспринимается ВУ. Шкала выходного устройства  $\alpha(x)$  отградуирована непосредственно в значениях неэлектрической величины  $x$ .

Основные характеристики ПП, которые необходимо учитывать при их оценке и сравнении

1) постоянство во времени функции преобразования  $y(x)$ . При изменении ее необходимо повторять градуировку ПП, что крайне нежелательно.

2) вид функции преобразования. Наиболее желателен линейный характер зависимости  $y(x)$ .

3) погрешность и чувствительность. Основная погрешность ПП — это погрешность при нормальных условиях эксплуатации. Дополнительная погрешность обусловлена отклонением условий эксплуатации от нормальных.

4) обратное воздействие ПП на объект измерения. Например, при измерении температуры с помощью терморезистора ток терморезистора нагревает его и таким образом изменяет измеряемую температуру. Обратные воздействия учесть заранее трудно, поэтому необходимо стремиться

сделать их минимальными;

5) динамические свойства преобразователя. При изменении входной величины в ПП возникает переходной процесс, проявляющийся в виде инерции, т.е. запаздывания реакции ПП на изменение входной величины. Для уменьшения погрешности преобразования при измерении параметров быстро протекающих процессов требуется, чтобы запаздывание было минимальным.

Кроме приведенных, учитываются в некоторых случаях и другие показатели: влияние давления, влажности, вибрации, устойчивость к механическим, электрическим, термическим перегрузкам и т.д.

**Классификация первичных преобразователей.** По роду выходной величины ПП подразделяются на генераторные и параметрические. Если неэлектрическая величина преобразуется в ЭДС или ток, то преобразователи называют *генераторными*. Если любая неэлектрическая величина преобразуется в один из параметров электрической цепи  $R$ ,  $L$ ,  $C$ , то преобразователи называют *параметрическими*. К генераторным ПП относятся термоэлектрические, индукционные, пьезоэлектрические, гальванические и ряд электрохимических.

К параметрическим ПП относятся реостатные, терморезистивные, тензорезистивные, индуктивные, емкостные и др. Следует отметить, что одну и ту же неэлектрическую величину можно измерить с помощью различных ПП.

По принципу действия первичные преобразователи делятся на следующие группы:

**Резистивные первичные преобразователи.** Эти преобразователи подразделяются на *реостатные* и *тензочувствительные*. Работа их основана на изменении электрического сопротивления в зависимости от перемещения движка по электрическому проводнику (реостатные) или от механической деформации проводника или полупроводника (тензочувствительные). Применяются резистивные преобразователи для измерения перемещений, а также других величин, которые могут быть преобразованы в линейное или угловое перемещение (давление, усилие, вращающий момент, уровень жидкости, ускорение и т.д.). Примеры конструктивного исполнения такого вида преобразователей приведены на рис. 1.51, где через  $x$  обозначены входные неэлектрические, а через  $y$  — выходные электрические величины.

**Электромагнитные первичные преобразователи.** Эти преобразователи подразделяются на *индуктивные*, *взаимоиндуктивные*, *магнитоупругие* и *индукционные*

Индуктивные и взаимноиндуктивные ПП представляют собой катушку индуктивности или взаимной индуктивности, параметры которой изменя-



ются под воздействием измеряемой величины (зазор  $\delta$ , рис. 1.52) в соответствии с формулами

$$L = \frac{w_1^2 \mu_0 S}{\delta}; M = \frac{w_1 w_2 \mu_0 S}{\delta}, \quad (1.46)$$

где  $\mu_0$  — магнитная постоянная, равная  $4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/М.

*Магнитоупругие* ПП представляют собой разновидность индуктивных преобразователей с замкнутым магнитопроводом, а *индукционные* ПП — катушку, в которой наводится ЭДС при ее перемещении в постоянном магнитном поле (рис. 1.53). Электромагнитные ПП применяются для измерения скорости, линейного и углового перемещений и других величин, предварительно преобразованных в перемещение.

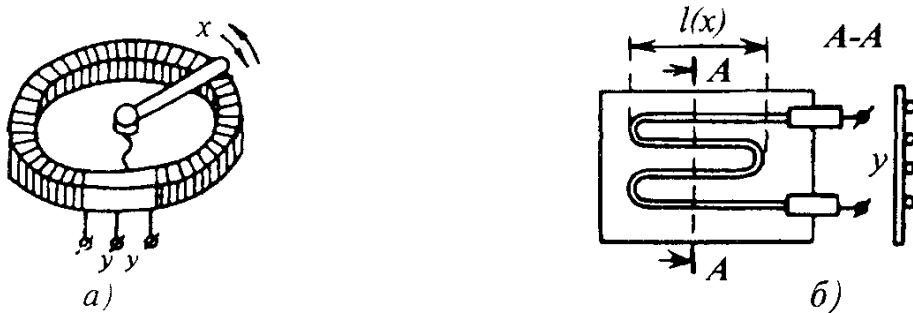


Рис 1 51 Конструктивное исполнение реостатного (а) и тензочувствительного (б) первичных преобразователей

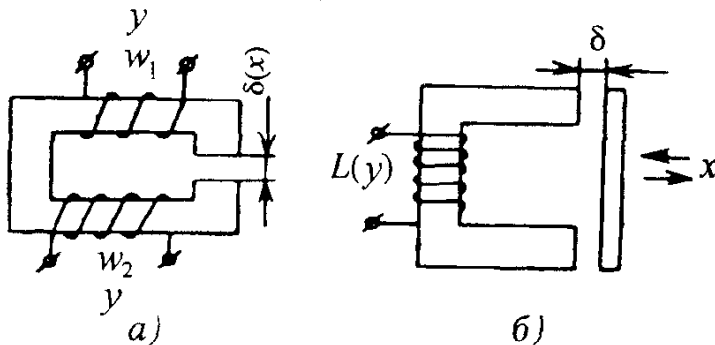


Рис 1 52 К пояснению работы взаимноиндуктивных (а) и индуктивных (б) первичных преобразователей

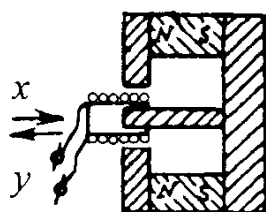


Рис 1 53 К пояснению работы индукционных преобразователей

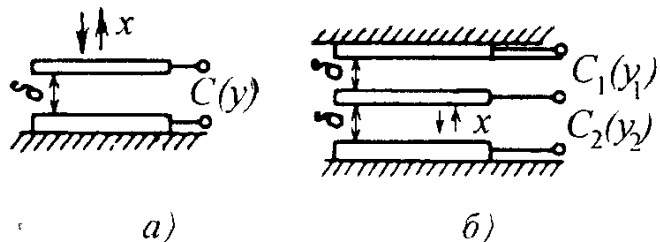


Рис 1 54 Конструкции емкостных преобразователей

Электростатические первичные преобразователи. Такого типа преобразователи подразделяются на *емкостные* и *пьезоэлектрические*. К *емкостным* преобразователям относятся такие, у которых емкость изменяется под действием измеряемой величины. Работа *пьезоэлектрических ПП* основана на возникновении ЭДС в некоторых кристаллах под действием механических сил. Конструктивное исполнение емкостных преобразователей показано на рис.1.54. Как известно, емкость между двумя параллельными проводящими пластинами (подвижной 1 и неподвижной 2) площадью  $S$  определяется формулой

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{\delta}, \quad (1.47)$$

где  $\epsilon_0$  — диэлектрическая постоянная ( $8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/М);  $\epsilon_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость среды между пластинами.

Функции преобразования емкостных ПП имеют вид

$$C=f(S), C=f(\delta), C=f(\epsilon_r). \quad (1.48)$$

Электростатические преобразователи используются при измерении силы, давления, влажности сыпучих веществ, перемещения и количества вещества.

Тепловые первичные преобразователи. Действие тепловых ПП основано на тепловых процессах (нагрев, охлаждение, теплообмен и др.). Они подразделяются на *терморезисторы* и *термоэлектрические преобразователи*

В *терморезисторах* используется зависимость сопротивления проводника или полупроводника от температуры. Так, у медного терморезистора уравнение преобразования имеет вид

$$R_{\Theta} = R_0(1 + \alpha\Theta), \quad (1.49)$$

где  $\alpha$  — температурный коэффициент электрического сопротивления меди ( $4,25 \cdot 10^{-3}$  1/°C);  $\Theta$  — температура;  $R_0$  — сопротивление при 0°C

Для платиновых терморезисторов уравнение имеет нелинейный характер:

$$R_{\Theta} = R_0(1 + A\Theta + B\Theta^2), \quad (1.50)$$

где  $A$  и  $B$  — постоянные коэффициенты.

Эти преобразователи имеют высокую стоимость, но хорошая воспроизводимость зависимости  $R=f(\Theta)$ , химическая стойкость и пластичность делают их незаменимыми в ряде случаев.

Существуют терморезисторы на основе полупроводниковых материалов, обладающих высокой чувствительностью, но плохой воспроизводимостью.

Терморезисторы вместе с измерительными устройствами представляют собой термометры сопротивления. Для измерения их сопротивления обычно применяют мостовые схемы (рис. 1.55).

В двухпроводной мостовой схеме (см. рис. 1.55,а) возникает погрешность от влияния сопротивления проводов линии связи, входящих в измерительное плечо моста, так как условие равновесия для нее имеет вид

$$(R_{\Theta} + 2 R_{л})R_3 = R_1 R_2 \text{ и } R_{\Theta} = R_1 R_2 / R_3 - 2 R_{л}, \quad (1.51)$$

где  $R_{л} = R_{л1} = R_{л2}$ .

Уменьшения этой погрешности добиваются с помощью трехпроводной схемы (см. рис. 1.55,б), для которой

$$(R_{\Theta} + R_{л1})R_3 = R_1(R_2 + R_{л2}), \quad R_{\Theta} = R_1 / R_3 (R_2 + R_{л2}) - R_{л1}, \quad (1.52)$$

т.е. происходит компенсация сопротивления  $R_1 R_2 / R_3$  сопротивлением  $R_{л1}$ .

Действие *термоэлектрических преобразователей* основано на возникновении ЭДС при нагреве или охлаждении спая двух разнородных проводников. Для измерения термоЭДС  $E_{\Theta}$  применяют электроизмерительный прибор (милливольтметр, компенсатор и др.). На рис. 1.56 показана простейшая схема включения прибора в цепь термопары. Точка 1 соединения концов термоэлектродов называется рабочим концом термопары, точки 2 — свободными концами. Для однозначности функции преобразования  $E_{\Theta} = f(\Theta)$  необходимо температуру свободных концов поддерживать одинаковой и неизменной.

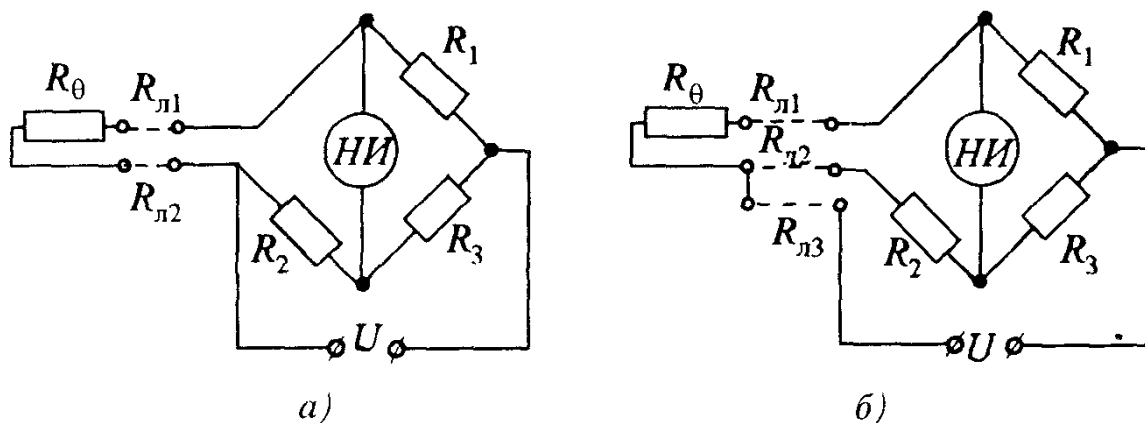


Рис 1.55. Электрические схемы включения терморезисторов: по двухпроводной (а) и трехпроводной (б) схемам

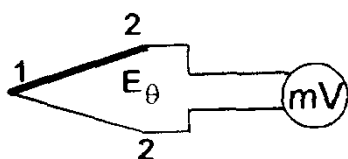


Рис.1.56. Схема включения термопары,

Тепловые первичные преобразователи применяют в основном для измерения температуры, а также скорости и расхода жидкости и газа, влажности, перемещения, размеров и даже химического состав газ-овых смесей.

Рассмотренные выше первичные преобразователи составляют далеко не полный перечень. Существуют электрохимические, ионизационные, фотоэлектрические ПП и др. Применяются они для измерения состава и концентрации растворов и газов, прозрачности жидкостных и газовых смесей, температуры и линейных размеров.

**Задача 1.31.** Для измерения температуры используется одинарный не-уравновешенный мост (рис.1.57,*а*) с измерительным преобразователем  $R_T$  (термометром сопротивления МПТШ-48) в плече. В качестве выходного прибора включен милливольтметр  $mV$  с внутренним сопротивлением  $R_{mV} = 100$  Ом. Источник питания имеет ЭДС  $E = 6$  В, сопротивления резисторов в двух плечах моста равны  $R_3 = 10$  Ом,  $R_4 = 100$  Ом. На рис. 1.57,*б* приведены характеристики термометров сопротивления с чув-ствительными элементами (терморезисторами) из различных металлов. Они выражают зависимость относительного изменения сопротивления элемента от температуры:  $R_T/R_{T_0}(\Theta)$ . В заданном случае используется платиновый элемент, у которого при  $\Theta = 0^\circ\text{C}$  сопротивление  $R_{T_0} = 100$  Ом.

Изменением сопротивления резистора  $R_2$  мост уравновешивается ( $I_{mV} = 0$ ) при температуре  $\Theta = 0^\circ\text{C}$ . При изменении температуры мост выходит из равновесия и милливольтметр показывает соответствующие напряжения  $U_{mV}$  небаланса моста. Определить значение сопротивле-ния  $R_2$ , при котором обеспечивается равновесие моста, а также ток  $I_T$  в терморезисторе для этого режима. Найти показания милливольт-метра при температурах  $-100$ ;  $+100$ ;  $+400$   $^\circ\text{C}$ .

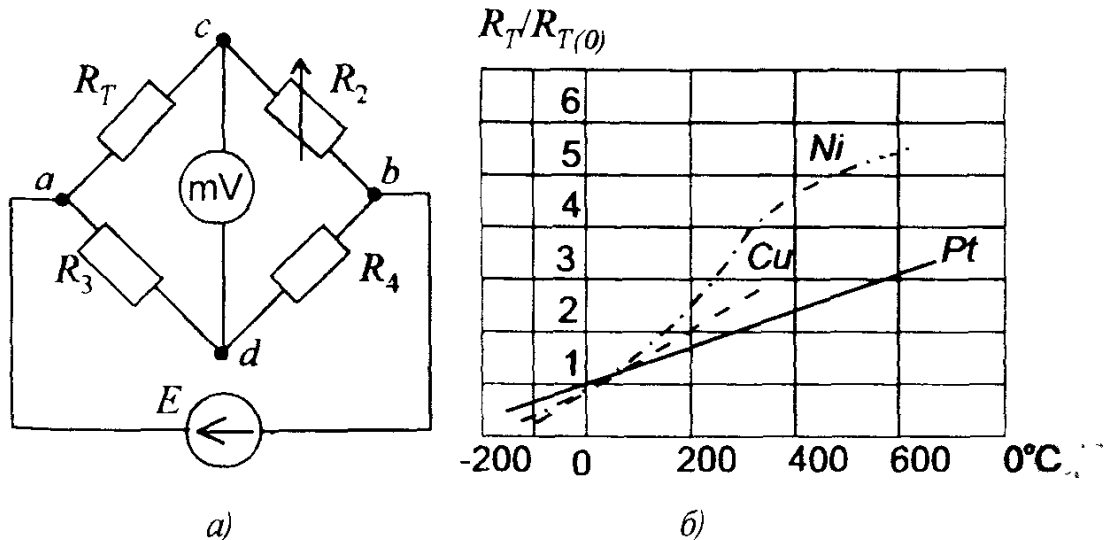


Рис 1 57 К задаче 1 31

**Решение** На основании условия равновесия моста  $R_{\tau 0} R_4 = R_2 R_3$  находим

$$R_2 = R_{\tau 0} R_4 / R_3 = \frac{100 \cdot 100}{10} = 10^3 \text{ Ом}$$

Для определения показаний милливольтметра при разных значениях температуры воспользуемся методом эквивалентного генератора, заменив  $R_x$  на  $R_T$ .

а) при  $\Theta = 0^\circ$   $R_{\tau 0} = 100 \text{ Ом}$ ,  $R_4 = 100 \text{ Ом}$ ,  $R_3 = 10 \text{ Ом}$ ,  $R_2 = 1000 \text{ Ом}$ ,  
 $I_T = E / (R_{\tau 0} + R_2) = 6 / (100 + 1000) = 0,00545 \text{ А}$ ,  $I_{mV} = 0$ ,  $R_1 / R_{\tau 0} = 1$ ,

б) при  $\Theta = -100^\circ$   $R_T = 0,7R_{\tau 0} = 70 \text{ Ом}$ ,

$$I_{2x} = E / (R_T + R_2) = 6 / (70 + 1000) = 0,0056 \text{ А},$$

$$I_{4x} = E / (R_3 + R_4) = 6 / 110 = 0,0545 \text{ А}, U_{cdx} = -0,15 \text{ В},$$

$$R_{\text{вх } cd} = 74,50 \text{ Ом},$$

$$I_{mV} = U_{cdx} / (R_{\text{вх } cd} + R_{mV}) = -0,000860 \text{ А}, U_{mV} = R_{mV} I_{mV} = -86,0 \text{ мВ}.$$

Аналогично рассчитываются и другие показания прибора. Результаты расчетов сведены в табл. 1.9

Таблица 1.9

$\Theta, ^\circ\text{C}$	0	-100	+100	+400
$R_T, \text{Ом}$	100	70	140	250
$U_{cdx}, \text{В}$	0	-0,15	0,19	0,65
$R_{\text{вх } cd}, \text{Ом}$	—	74,5	131,09	209,1
$I_{mV}, \text{мА}$	0	-0,860	0,822	2,1
$U_{mV}, \text{мВ}$	0	-86,0	82,2	210

**Задача 1.32** В схеме рис. 1.57,а включен термометр сопротивления типа ТСМ с медным чувствительным элементом. Построить шкалу выходного прибора (милливольтметра  $mV$ ), если температура измеряемой среды изменяется от  $-50$  до  $+200^\circ\text{C}$ , а  $R_{\tau 0} = 50 \text{ Ом}$ . Параметры плеч моста  $R_2 = 500 \text{ Ом}$ ,  $R_3 = 10 \text{ Ом}$ ,  $R_4 = 100 \text{ Ом}$ . ЭДС источника питания  $E = 5 \text{ В}$ ,  $R_{mV} = 100 \text{ Ом}$ ,  $U_{nmV} = 300 \text{ мВ}$ .

*Ответ* шкалу прибора можно построить на основании табл. 1.10

Таблица 1.10

$\Theta, ^\circ\text{C}$	0	-50	+50	+100	+150	+200
$U_{mV}$	0	-77,5	22,5	82,1	158	180

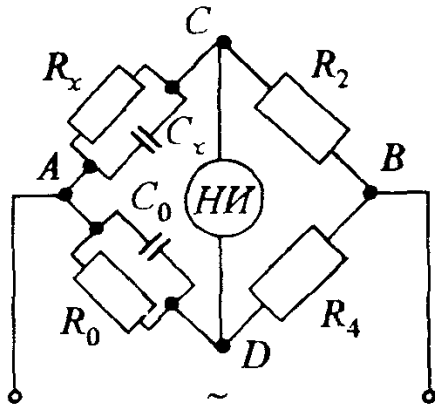


Рис 1 58 К задаче 1 33

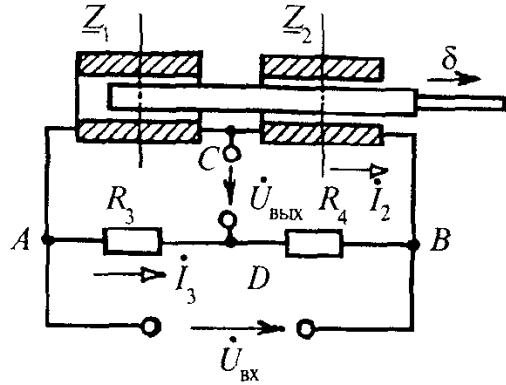


Рис 1 59 К задаче 1 34

**Задача 1.33.** Для измерения уровня жидкости в сосуде применены мост переменного тока и емкостный измерительный преобразователь  $C_x$ . Определить параметры  $R_x$  и  $C_x$  параллельной схемы замещения емкостного преобразователя, если в цепи на рис. 1.58 установлены следующие значения параметров уравновешенного моста:  $R_2=1000$  Ом,  $R_4=200$  Ом,  $R_0=100$  Ом,  $C_0=20$  мкФ.

*Ответ:*  $R_x = 500$  Ом,  $C_x = 4$  мкФ.

**У к а з а н и е** Сопротивления ветвей с параллельным соединением элементов вычисляются через проводимость, например, для плеча с образцовыми мерами  $C_0$  и  $R$ . Аналогично записывается выражение для плеча AC

**Задача 1.34.** На рис.1.59 представлена упрощенная схема цепи дифференциального мостового измерителя перемещений. В верхние два плеча включены близко расположенные одинаковые индуктивные катушки с общим плунжером (якорем). При равновесии моста он занимает симметричное положение по отношению к среднему сечению катушек. Тогда их полные сопротивления составляют  $Z=\sqrt{R^2+X_L^2}=200$  Ом. При перемещении плунжера вправо на некоторое расстояние  $\delta$  (см. рис. 1.59) сопротивления катушек изменились на  $\pm\Delta Z=5$  Ом. Активные сопротивления во всех плечах моста одинаковы, т.е.  $R_1=R_2=R_3=R_4=20$  Ом. Напряжение питания моста  $U_{BX}=10$  В. Определить значение напряжения на выходе моста  $U_{ВЫХ}(\delta)$

*Ответ*  $U_{ВЫХ} = 6,73$  В.

## КОММЕНТАРИИ К ПРАВИЛЬНЫМ ОТВЕТАМ НА ВОПРОСЫ ГЛ.1

1.1.1. Действительно, ваттметр — прибор, предназначенный для измерения мощности и градуирован в единицах измерения ее. Поэтому использование его относится к прямым измерениям и методу непосредственной оценки.

1.1.4. Приборы, включенные в цепь, измеряют ток и напряжение нагрузочного резистора, а мощность вычисляют как  $P=UI$ . Поэтому измерения являются косвенными, осуществляемыми по методу непосредственной оценки.

1.1.6. Сопротивление  $R_x$  и индуктивность  $L_x$  вычисляются с использованием формул

$$Z_x = U/I; R_x = P/I^2; X = \sqrt{Z_x^2 - R_x^2}; L_x = X/\omega.$$

Поэтому измерения являются косвенными, осуществляемыми по методу непосредственной оценки.

1.1.7. В данной схеме измеряемое напряжение  $U_x$  сравнивается с опорным (образцовой мерой). Поэтому измерения являются прямыми, осуществляемыми по методу сравнения.

1.1.10. Измеряемое сопротивление  $R_x$  вычисляется по формуле  $R_x = R_1 R_3 / R_2$ . Поэтому измерения являются косвенными, осуществляемыми по методу сравнения.

1.2.1. Электродинамический фазометр выполнен по логометрической схеме, достоинством которой является действие одного и того же напряжения на две подвижные катушки (см. § 1.6).

1.3.2. Токи  $I_1$  и  $I_2$  распределяются обратно пропорционально полным сопротивлениям ветвей (см. рис. 1.49). Параметры ветвей подобраны так, что при средней частоте диапазона токи равны и указатель показывает среднее значение частоты. Другим значениям  $f_x$  соответствуют свои значения токов  $I_1$  и  $I_2$  и углы отклонения подвижной части.

## Глава вторая

# ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

### 2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ И ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВАХ

Электроника — область науки и техники, изучающая физические явления в полупроводниковых и электровакуумных приборах, электрические характеристики и параметры этих приборов, а также свойства устройств и систем с их использованием.

Примерно до 50-х годов в устройствах электроники (усилителях, генераторах, выпрямителях и т.д.) в качестве основного элемента применяли электронные лампы, возможности которых были весьма ограничены большим потреблением энергии, значительными габаритами и массой, небольшим сроком службы, что в свою очередь сказывалось на характеристиках и надежности самих устройств. Это привело к разработке электронных приборов с другим принципом действия, которые по своим функциональным возможностям могли бы заменить электронные лампы. Ими стали экономичные и надежные полупроводниковые приборы, имеющие малую массу, высокий КПД и очень большой срок службы.

В настоящее время устройства с использованием электронных полупроводниковых приборов нашли исключительно широкое применение практически во всех областях науки и техники, электроэнергетике, медицине, быту. Они используются для автоматического управления различными объектами и технологическими процессами, в системах получения, передачи, обработки, хранения и использования информации, в бытовой радиоэлектронной аппаратуре и т.д.

Работа полупроводниковых приборов основана на использовании электрических свойств материалов, называемых полупроводниками.

По электропроводности полупроводники занимают промежуточное положение между *металлами* и *диэлектриками*. Удельное электрическое сопротивление полупроводников при комнатной температуре лежит в пределах  $10^{-3} — 10^{10}$  Ом см. В качестве полупроводниковых веществ используются *кремний*, *германий* (элементы IV группы периодической системы Менделеева), а также *селен*, *арсенид галлия*, *фосфид галлия* и др.

Электропроводность чистых однородных полупроводников при температуре, отличной от абсолютного нуля, обусловлена попарным образова-



нием (генерацией) свободных носителей заряда — *электронов и дырок*.

При сообщении полупроводнику определенной энергии один из электронов вырывается из узла связи кристаллической решетки и становится свободным, а освободившееся в узле решетки место приобретает положительный заряд, равный заряду электрона. Это вакантное для электронов место кристаллической решетки получило название *дырки*. Наряду с генерацией носителей заряда при их хаотичном движении происходит процесс *рекомбинации* — воссоединение (исчезновение) пары носителей заряда при встрече свободного электрона с дыркой. Устанавливается динамическое равновесие между количеством возникающих и исчезающих пар, и при неизменной температуре общее количество свободных носителей заряда остается постоянным.

При приложении к полупроводнику внешнего электрического поля движение свободных зарядов упорядочивается, электроны и дырки движутся во взаимно противоположных направлениях вдоль силовой линии электрического поля. Электропроводность чистого полупроводника называется *собственной*.

При обычных температурах количество свободных электронов и дырок в чистом полупроводнике невелико и составляет  $10^{16}$ — $10^{18}$  в  $1 \text{ см}^3$  вещества. Такой полупроводник по своим электрическим свойствам приближается к диэлектрикам.

Электрические свойства полупроводников существенно изменяются при введении в них определенных примесей. В качестве примесей используют элементы III и V групп периодической системы Менделеева. Введение, например, в кремний (элемент IV группы) в качестве примеси атомов мышьяка (элемент V группы) создает избыток свободных электронов за счет пятого валентного электрона на внешней оболочке атомов примеси. Удельное электрическое сопротивление такого полупроводника значительно уменьшается, в нем будет преобладать *электронная электропроводность*, а сам полупроводник называют полупроводником *n*-типа. Носители заряда, концентрация которых выше (в данном случае это электроны), называются *основными носителями*, а с меньшей концентрацией (дырки) — *неосновными*.

Введение атомов примеси элементов III группы (например, индия) создает *дырочную электропроводность*, в результате чего образуется полупроводник *p*-типа, здесь дырки — основные носители заряда, а электроны — неосновные. Примеси элементов V группы называют донорными, а примеси элементов III группы — акцепторными.

На практике важное значение имеет область на границе соприкосновения двух полупроводников *p*- и *n*-типа. Эта область называется *электронно-дырочным переходом*, или *p-n -переходом*. Такой *p-n*-переход получа-

ют введением в примесный полупроводник дополнительной примеси. Например, при введении донорной примеси в определенную часть полупроводника  $p$ -типа в нем образуется область полупроводника  $n$ -типа, граничащая с полупроводником  $p$ -типа.

На основе использования полупроводниковых материалов с различным типом электропроводности создают полупроводниковые диоды, транзисторы, тиристоры и другие приборы. В частности, из полупроводника, равномерно легированного примесями, изготавливают полупроводниковые резисторы. В зависимости от типа примесей и конструкции получают линейные резисторы, сопротивление которых остается практически постоянным в широком диапазоне напряжений и токов, либо резисторы, сопротивление которых зависит от таких управляющих параметров, как напряжение (варисторы), температура (терморезисторы), освещенность (фоторезисторы), механические деформации (тензорезисторы), магнитное поле (магниторезисторы) и др.

## 2.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним  $p$ - $n$ -переходом и двумя выводами.

В основе работы полупроводникового диода лежат электрические свойства  $p$ - $n$ -перехода, который создается технологически при изготовлении диода.

Рассмотрим схематически образование  $p$ - $n$ -перехода при соприкосновении двух полупроводников с различными типами электропроводности (рис. 2.1). До соприкосновения в обоих полупроводниках электроны, дырки и неподвижные ионы были распределены равномерно (см.рис. 2.1,а).

При соприкосновении полупроводников в пограничном слое происходит рекомбинация (воссоединение) электронов и дырок. Свободные электроны из зоны полупроводника  $n$ -типа занимают свободные уровни в валентной зоне полупроводника  $p$ -типа. В результате вблизи границы двух полупроводников образуется слой, лишенный подвижных носителей заряда и поэтому обладающий высоким электрическим сопротивлением, — так называемый запирающий слой (см.рис. 2.1.б), толщина  $l$  которого обычно не превышает нескольких микрометров.

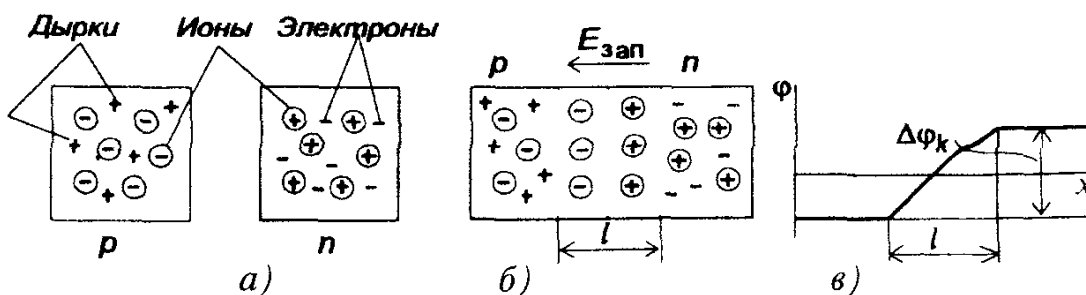


Рис.2.1 Образование  $p$ - $n$ -перехода

Расширению запирающего слоя препятствуют неподвижные ионы донорных и акцепторных примесей, которые образуют на границе полупроводников двойной электрический слой. Этот слой определяет контактную разность потенциалов (потенциальный барьер)  $\Delta\phi_k$  на границе полупроводников (см.рис.2.1,в). Возникшая разность потенциалов создает в запирающем слое электрическое поле, препятствующее как переходу электронов из полупроводника  $n$ -типа в полупроводник  $p$ -типа, так и переходу дырок из полупроводника  $p$ -типа в полупроводник  $n$ -типа. В то же время электроны могут свободно двигаться из полупроводника  $p$ -типа в полупроводник  $n$ -типа, точно так же как дырки из полупроводника  $n$ -типа в полупроводник  $p$ -типа. Таким образом, контактная разность потенциалов препятствует движению основных носителей заряда и не препятствует движению неосновных носителей заряда. Однако при движении через  $p$ - $n$ -переход неосновных носителей заряда (так называемый дрейфовый ток  $I_{др}$ , обусловленный градиентом электрического поля) происходит снижение контактной разности потенциалов  $\Delta\phi_k$ , что позволяет некоторой части основных носителей заряда, обладающих достаточной энергией, преодолеть потенциальный барьер, обусловленный контактной разностью потенциалов  $\Delta\phi_k$ . Появляется диффузионный ток  $I_{диф}$ , обусловленный градиентом концентрации, который направлен навстречу дрейфовому току  $I_{др}$ . Таким образом устанавливается динамическое равновесие, при котором  $I_{др} = I_{диф}$ .

Если к  $p$ - $n$ -переходу приложить внешнее напряжение, создающее электрическое поле  $E_{вн}$  в направлении, противоположном полю двойного электрического слоя (рис.2.2,а), то толщина запирающего слоя уменьшится и при напряжении 0,3 — 0,5 В запирающий слой исчезнет. Сопротивление  $p$ - $n$ -перехода существенно уменьшится и ток резко возрастет. Ток при этом называют *прямым*, а  $p$ - $n$ -переход — *открытым*, или *смещенным в прямом направлении*.

Если же к  $p$ - $n$ -переходу приложить внешнее напряжение, которое создает в запирающем слое электрическое поле напряженностью  $E_{вн}$ , совпадающее по направлению с полем неподвижных ионов напряженностью  $E_{зап}$  (рис.2.2,б), то это приведет лишь к расширению запирающего слоя, так как отведет от контактной зоны как положительные, так и отрицательные носители заряда (дырки и электроны).

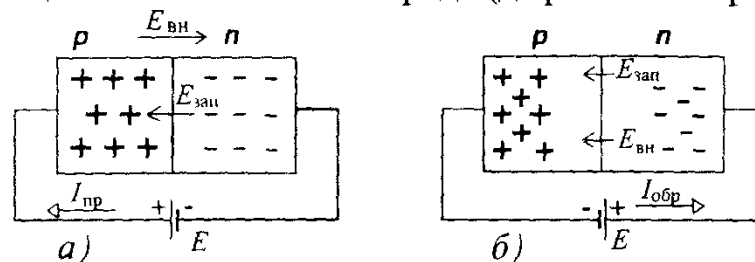


Рис.2.2 Электронно-дырочный переход во внешнем электрическом поле: а — к  $p$ - $n$ -переходу приложено прямое напряжение, б — к  $p$ - $n$ -переходу приложено обратное напряжение

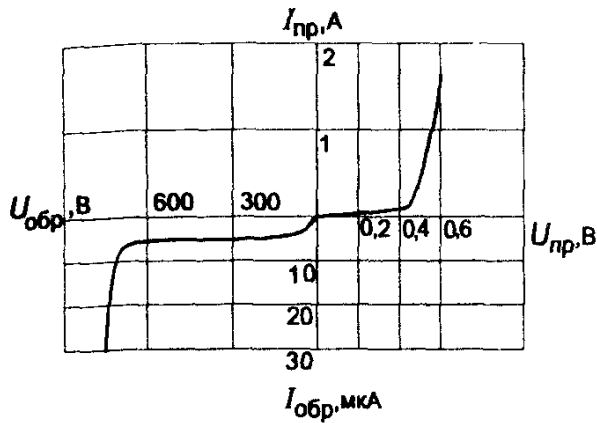


Рис.2.3. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода

При этом электрическое сопротивление  $p$ - $n$ -перехода велико и даже при относительно высоком напряжении ток, обусловленный движением неосновных носителей заряда через переход, незначителен. В этом случае ток называют *обратным*, а  $p$ - $n$ -переход — *закрытым*, или *смещенным в обратном направлении*.

На рис.2.3 показана вольт-амперная характеристика (ВАХ) полупроводникового диода. Видимый излом ВАХ в начале координат связан с различными масштабами токов и напряжений в первом и третьем квадрантах графика. При увеличении приложенного к диоду внешнего напряжения в прямом направлении  $U_{пр}$  после исчезновения запирающего слоя ток резко возрастает и определяется только сопротивлением полупроводника. Увеличение же обратного напряжения  $U_{обр}$  практически не влияет на обратный ток, который очень мал и обусловлен лишь движением неосновных носителей заряда. Однако при относительно высоких обратных напряжениях происходит пробой  $p$ - $n$ -перехода и обратный ток резко возрастает. Это связано с тем, что при движении через  $p$ - $n$ -переход под действием электрического поля неосновные носители заряда приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации атомов полупроводника. В переходе начинается лавинообразное размножение носителей заряда — электронов и дырок, что приводит к резкому увеличению обратного тока через  $p$ - $n$ -переход при почти неизменном обратном напряжении. Этот пробой называют лавинным.

Различают электрический и тепловой лавинный пробой. Для электрического пробоя характерна обратимость, заключающаяся в том, что первоначальные свойства  $p$ - $n$ -перехода полностью восстанавливаются, если снизить напряжение на диоде. Благодаря этому электрический пробой используют в качестве рабочего режима в полупроводниковых диодах. На рис.2.3 этот пробой характеризуется ниспадающей частью обратной ветви ВАХ полупроводникового диода.

Однако при недостаточном отводе тепла, вызванного относительно большим обратным током,  $p$ - $n$ -переход разогревается. В результате этого усиливается процесс генерации электронно-дырочных пар, что приводит

к дальнейшему увеличению тока и температуры и в итоге к необратимому разрушению *p-n*-перехода. Такой пробой называют тепловым, он может наступить как следствие электрического пробоя.

Закрытый *p-n*-переход обладает *электрической емкостью*, значение которой зависит от его площади и ширины, а также от диэлектрической проницаемости запирающего слоя. При увеличении обратного напряжения ширина *p-n*-перехода возрастает, и емкость *p-n*-перехода уменьшается.

Определенный интерес представляет переход на основе контакта металл — полупроводник (переход Шоттки)

При контакте специально подобранных металла и полупроводника, например *p*-типа, в отсутствие внешнего электрического поля свободные электроны металла переходят в полупроводник. В результате рекомбинации части электронов с дырками полупроводника в приграничном слое образуется электрическое поле, препятствующее дальнейшему переходу электронов. Обедненный основными носителями заряда (дырками) приконтактный слой полупроводника обладает повышенным удельным электрическим сопротивлением.

Приложение к переходу внешнего прямого напряжения (минусом к металлу) уменьшает напряженность электрического поля вблизи контакта и в результате перемещения электронов из металла в полупроводник возникает прямой электрический ток. Прямое напряжение такого перехода будет почти в 3 раза меньше прямого напряжения обычного *p-n*-перехода.

Приложенное обратное напряжение, напротив, увеличит напряженность электрического поля в переходе, и удельное электрическое сопротивление приконтактной области полупроводника значительно увеличится. В цепи будет существовать чрезвычайно малый (порядка  $10^{-8} \div 10^{-9}$  А) обратный ток, обусловленный движением неосновных носителей заряда полупроводника (электронов), концентрация которых очень мала. Время восстановления высокого сопротивления перехода при изменении полярности приложенного напряжения с прямого на обратное значительно меньше, чем для перехода на основе контакта двух полупроводников, и может достигать значений порядка долей наносекунд.

Перечисленные свойства перехода металл — полупроводник широко используются для создания быстродействующих и экономичных полупроводниковых приборов.

В зависимости от технологии изготовления полупроводниковые диоды подразделяются на точечные и плоскостные.

В *точечном полупроводниковом диоде* используется пластинка германия или кремния с электропроводностью *n*-типа толщиной 0,1 — 0,6 мм и площадью 0,5 — 1,5 мм<sup>2</sup>. В пластинку вплавляется заостренная игла из металла или сплава с содержанием необходимых примесей. В процессе сплавления в кристалле полупроводника в области контакта с иглой

образуется слой  $p$ -типа. Поскольку площадь контакта мала (порядка  $30 - 50 \text{ мкм}^2$ ) прямой ток ограничивается десятками миллиампер. Конструкция точечного полупроводникового диода показана на рис. 2.4. Типовые ВАХ точечного диода и условное графическое обозначение полупроводникового диода приведены на рис. 2.5. Возрастание тока диода при повышении температуры  $p$ - $n$ -перехода связано с увеличением количества свободных носителей заряда.

В плоскостных полупроводниковых диодах  $p$ - $n$ -переход образуется двумя полупроводниками с различными типами электропроводности, причем площадь перехода у полупроводников различных типов лежит в пределах от сотых долей квадратного микрометра (микроплоскостные диоды) до нескольких квадратных сантиметров (силовые диоды).

Типовые ВАХ плоскостного полупроводникового диода средней мощности приведены на рис. 2.6.

Благодаря большой площади  $p$ - $n$ -перехода прямой ток плоскостных диодов составляет от единиц до тысяч ампер. Обычно падение напряжения на диоде в прямом направлении не превышает 1 В, при этом плотность тока в полупроводнике достигает  $1 - 10 \text{ А/мм}^2$ , что вызывает некоторое повышение температуры полупроводника. Для сохранения работоспособности германиевого диода его температура не должна превышать  $85^\circ \text{ С}$ . Кремниевые диоды могут работать при температуре до  $150^\circ \text{ С}$ . Для уменьшения разогрева мощных диодов прямым током принимают специальные меры для их охлаждения: монтаж на радиаторах, обдув и т.д.

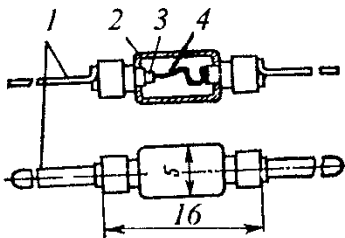


Рис. 2.4. Конструкция точечного диода: 1 — выводы; 2 — стеклянный корпус; 3 — кристалл полупроводника; 4 — металлическая игла

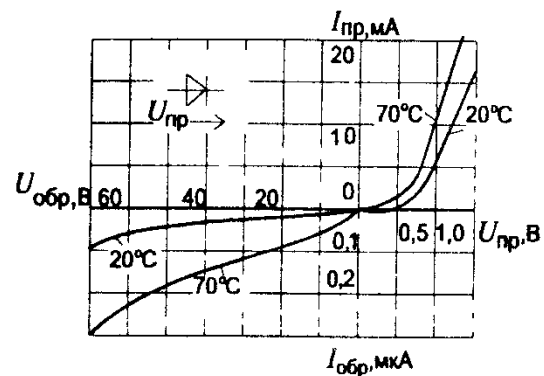


Рис. 2.5. Вольт-амперные характеристики точечного диода и условное графическое обозначение полупроводникового диода

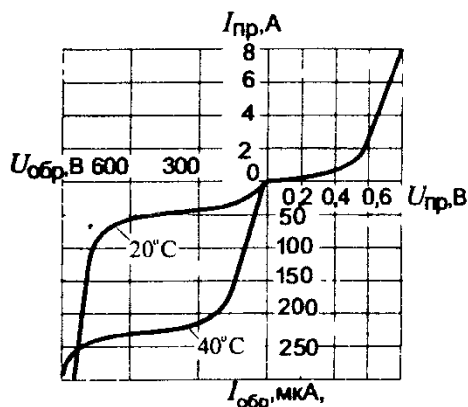


Рис. 2.6. Вольт-амперные характеристики плоскостного полупроводникового диода средней мощности

Большие обратные напряжения могут вызвать чрезмерный разогрев диода и разрушение *p-n*-перехода. Большинство диодов может надежно работать при обратных напряжениях, не превышающих 0,7 — 0,8 пробивного напряжения. Даже кратковременное повышение напряжения сверх пробивного, как правило, приводит к пробоем *p-n*-перехода и выходу из строя диода

**Выпрямительные диоды.** Это полупроводниковые диоды, предназначенные для выпрямления переменного тока. Как правило, это плоскостные диоды средней и большой мощности. Для работы в маломощных цепях (высокочастотные и импульсные цепи электронных устройств) используются точечные диоды.

Основными параметрами выпрямительных диодов являются: прямое напряжение  $U_{пр}$ , которое нормируется при определенном прямом токе  $I_{пр}$ ; максимально допустимый прямой ток диода  $I_{пр макс}$ ; максимально допустимое обратное напряжение диода  $U_{обр макс}$ ; обратный ток диода  $I_{обр}$ , который нормируется при определенном обратном напряжении. Сопоставление параметров различных выпрямительных диодов дано в табл. 2.1.

Т а б л и ц а 2.1. Значения параметров выпрямительных диодов

Тип диода	Максимально допустимый прямой ток $I_{пр макс}$ , А	Максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр макс}$ , В	Обратный ток $I_{обр}$ , мкА	Межэлектродная емкость, пФ
Низкочастотный маломощный	0,1 — 1,0	200 — 1000	1 — 200	—
Низкочастотный мощный	1 — 2000	200 — 4000	400 — 5000	—
Высокочастотный	0,01 — 0,5	10 — 100	0,1 — 50	0,3 — 15

Для получения более высокого обратного напряжения полупроводниковые диоды можно включать последовательно. Для последовательного включения подходящими являются диоды с идентичными характеристиками. В настоящее время выпускаются так называемые *диодные столбы*, в которых соединены последовательно от 5 до 50 диодов. Максимально допустимое обратное напряжение  $U_{обр макс}$  таких столбов лежит в пределах 2 — 40 кВ

Более сложные соединения диодов имеются в *силовых диодных сборках*. В них для увеличения прямого тока диоды соединяются параллельно, для увеличения обратного напряжения — последовательно и часто осуществляют соединения, облегчающие применение диодов в конкретных

выпрямительных устройствах. Так, выпрямительные мосты на кремниевых диодах специально предназначены для использования в однофазных и трехфазных мостовых выпрямителях.

Группы идентичных маломощных диодов часто выпускаются в виде *диодных матриц* и *диодных сборок*. В диодных матрицах диоды присоединены к одному общему выводу, что облегчает их использование в логических устройствах и дешифраторах, в диодных сборках применяются параллельное, последовательное, мостовое и другие соединения

**Полупроводниковые стабилитроны.** Стабилитроны, или опорные диоды предназначены для стабилизации напряжений. Рабочим участком ВАХ стабилитрона является участок обратной ее ветви, соответствующий области обратного пробоя *p-n*-перехода. При работе в этой области обратное напряжение на стабилитроне  $U_{ст}$  мало изменяется при относительно больших изменениях тока стабилитрона  $I_{ст}$ . ВАХ стабилитрона и его условное графическое обозначение показаны на рис.2.7. Поскольку ток стабилитрона ограничивается, электрический пробой не переходит в тепловой, разрушающий *p-n*-переход. Стабилитроны используют, например, в параметрических стабилизаторах напряжения.

Основными параметрами стабилитрона являются: напряжение на участке стабилизации  $U_{ст}$ ; динамическое сопротивление на участке стабилизации  $R_{д} = dU_{ст}/dI_{ст}$ ; минимальный ток стабилизации  $I_{ст мин}$ ; максимальный ток стабилизации  $I_{ст макс}$ ; температурный коэффициент напряжения на участке стабилизации

$$TKH = (dU_{ст}/dT) / 100.$$

Напряжение стабилизации современных стабилитронов лежит в пределах 3 — 180 В и зависит от толщины запирающего слоя *p-n*-перехода. Участок стабилизации расположен на ВАХ стабилитрона от  $I_{ст мин}$  до  $I_{ст макс}$ ;  $I_{ст мин} = 0,5 \div 50$  мА,  $I_{ст макс} = 10 \div 5000$  мА. Значение минимального тока  $I_{ст мин}$  ограничено нелинейным участком ВАХ стабилитрона, значение максимального тока  $I_{ст макс}$  — допустимой температурой полупроводника

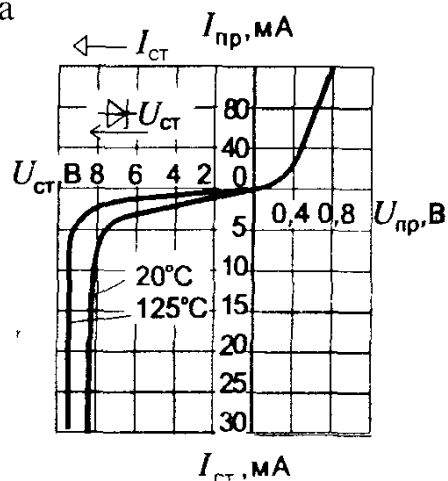


Рис 2.7 Вольт-амперная характеристика и условное графическое обозначение стабилитрона



На участке стабилизации  $R_d = \text{const}$ , для большинства стабилитронов  $R_d = 0,5 \div 200$  Ом. ТКН является важным параметром стабилитрона, показывающим на сколько процентов изменяется напряжение стабилизации при изменении температуры полупроводника на  $1^\circ \text{C}$ . Для большинства стабилитронов  $\text{ТКН} = (-0,05 \div +0,1)\% / ^\circ\text{C}$ . При этом отрицательным ТКН обладают стабилитроны с низким напряжением стабилизации ( $U_{\text{ст}} \leq 6,0$  В).

Путем последовательного соединения в процессе изготовления  $p$ - $n$ -переходов с различными по знаку ТКН удастся получить стабилитроны с очень низким ТКН. Так, у прецизионного стабилитрона КС191Ф  $\text{ТКН} = \pm 0,0005\% / ^\circ\text{C}$  в диапазоне температур от  $-60$  до  $+60^\circ \text{C}$ . Такие стабилитроны применяют в стабилизаторах напряжения, например, в автоматических потенциометрах, предназначенных для измерения постоянных напряжений и токов.

Стабилитроны допускают последовательное включение, при этом общее напряжение стабилизации равно сумме напряжений стабилитронов:

$$U_{\text{ст}} = U_{\text{ст}1} + U_{\text{ст}2} + U_{\text{ст}3} + \dots + U_{\text{ст}n}$$

Параллельное соединение стабилитронов недопустимо, так как из всех параллельно соединенных стабилитронов ток будет только в одном стабилитроне, имеющем наименьшее напряжение стабилизации.

**Варикапы.** Это полупроводниковые диоды, используемые в качестве емкостного элемента, управляемого электрическим напряжением. Емкость  $p$ - $n$ -перехода, включенного в обратном направлении, зависит от ширины перехода, а следовательно, от приложенного обратного напряжения.

В качестве полупроводникового материала для изготовления варикапов служит кремний. Зависимость емкости варикапа от обратного напряжения и его условное обозначение показаны на рис. 2.8.

Основными параметрами варикапа являются общая емкость  $C$ , которая фиксируется обычно при небольшом обратном напряжении  $U_{\text{обр}} = 2 \div 5$  В, и коэффициент перекрытия по емкости  $K_c = C_{\text{макс}} / C_{\text{мин}}$  при двух заданных значениях обратных напряжений. Для большинства выпускаемых варикапов  $C = 10 \div 500$  пФ и  $K_c = 5 \div 20$ .

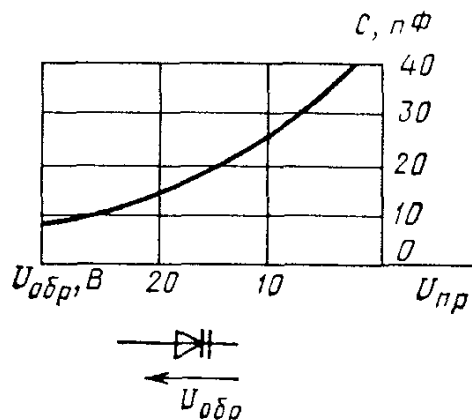


Рис. 2.8. Зависимость емкости от обратного напряжения и условное графическое обозначение варикапа

Варикапы применяют в системах дистанционного управления и автоматической подстройки частоты.

Кроме рассмотренных, существуют и другие типы диодов — импульсные, сверхвысокочастотные (СВЧ), туннельные диоды, а также стабисторы, магнитодиоды, тензодиоды и др. Диоды, в которых используется эффект взаимодействия оптического излучения с носителями заряда в запирающем слое  $p$ - $n$ -перехода (фотодиоды, светодиоды) будут рассмотрены в § 2.6 и 2.9.

**Вопрос 2.1.** Движению каких носителей заряда из  $p$ -полупроводника в  $n$ -полупроводник не препятствует двойной электрический слой на границе двух полупроводников?

*Варианты ответа:*

2.1.1. Дырок.

2.1.2. Электронов.

2.1.3. Положительных ионов.

### 2.3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

*Биполярным транзистором* называют полупроводниковый электропреобразовательный прибор, состоящий из трех областей с чередующимися типами электропроводности, пригодный для усиления электрической мощности.

В биполярных транзисторах ток определяется движением носителей заряда двух типов: *электронов* и *дырок* (отсюда их название — биполярные транзисторы). В биполярных транзисторах с помощью трехслойной полупроводниковой структуры из полупроводников различной электропроводности создаются два  $p$ - $n$ -перехода с чередующимися типами электропроводности. Таким образом, биполярные транзисторы по своей структуре могут быть подразделены на два типа:  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  (рис.2.9). Для изготовления транзисторов широко применяются два полупроводниковых материала: германий и кремний.

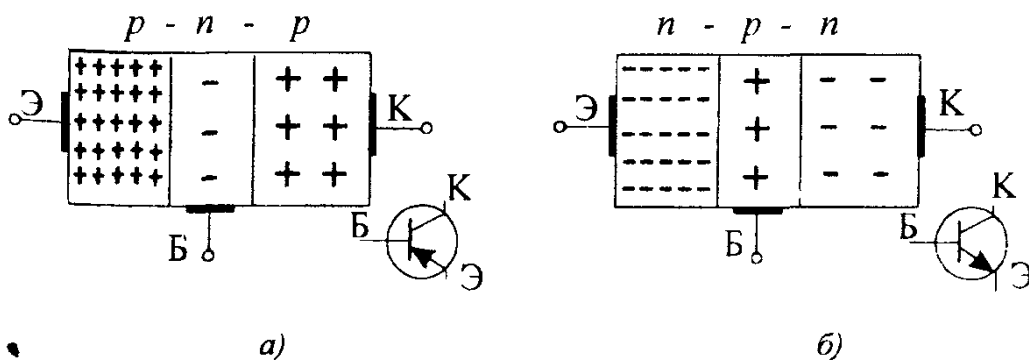


Рис.2.9. Структуры и условные графические обозначения биполярных транзисторов типов  $p$ - $n$ - $p$  (а) и  $n$ - $p$ - $n$  (б)

Один из крайних слоев с высокой концентрацией примесей, а следовательно, и основных носителей заряда называют *эмиттером*, он главным образом и создает ток транзистора. Другой крайний слой с несколько меньшей концентрацией основных носителей заряда называется *коллектором* и служит для приема носителей заряда, поступающих из эмиттера. Между эмиттером и коллектором находится *база* — тонкий слой полупроводника, обедненного носителями заряда, с помощью которого осуществляются необходимые смещения обоих *p-n*-переходов и через который существует сквозной ток от эмиттера к коллектору.

Электронно-дырочный переход между эмиттером и базой называют *эмиттерным переходом*, а между коллектором и базой — *коллекторным*. На рис. 2.10 показаны структура и конструкция малоомощного транзистора.

Рассмотрим работу транзистора типа *n-p-n*. Между коллектором и базой приложено относительно высокое обратное напряжение  $U_{КБ}$  (рис.2.11). При отсутствии эмиттерного тока  $I_{Э}$  небольшой обратный ток  $I_{К0}$  через закрытый коллекторный переход обусловлен движением только неосновных носителей заряда (для транзистора типа *n-p-n* это движение дырок из коллектора в базу и электронов из базы в коллектор). Ток  $I_{К0}$  не зависит от тока эмиттера, но существенно зависит от температуры и с ее повышением возрастает. Обратный коллекторный ток обычно составляет 10 — 100 мкА у германиевых и 0,1 — 10 мкА у кремниевых транзисторов.

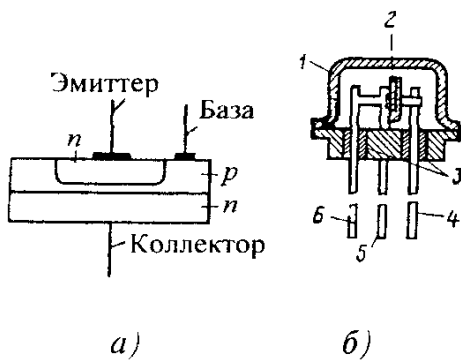


Рис. 2.10 Структура (а) и конструкция (б) малоомощного биполярного транзистора: 1 — металлический корпус, 2 — кристалл полупроводника, 3 — стеклянные изоляторы; 4,5,6 — выводы коллектора, базы и эмиттера соответственно

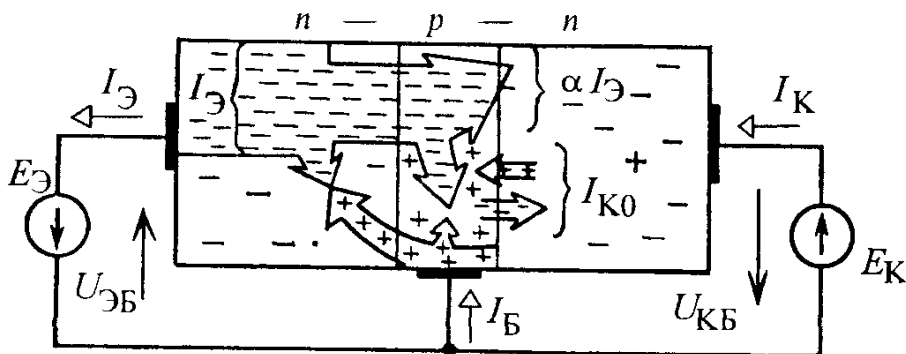


Рис.2.11 Движение носителей заряда в транзисторе типа *n-p-n*

При подаче на переход база-эмиттер прямого напряжения  $U_{ЭБ}$  от источника питания возникает эмиттерный ток  $I_{Э}$ , основные носители заряда — электроны преодолевают переход и попадают в базу. База выполнена из обедненного носителями заряда  $p$ -полупроводника и для нее электроны являются неосновными носителями заряда. Попавшие в область базы электроны частично рекомбинируют с дырками базы. Но поскольку толщина базы небольшая и концентрация дырок в базе низкая, рекомбинируют лишь немногие электроны, образуя базовый ток  $I_{Б}$ . Большинство же электронов, попав в ускоряющее электрическое поле вблизи коллекторного  $p$ - $n$ -перехода, втягиваются в коллектор, свободно проходя через закрытый  $p$ - $n$ -переход. Эта составляющая коллекторного тока мало зависит от напряжения на коллекторном  $p$ - $n$ -переходе, т.е. при наличии электрического поля все электроны, за исключением рекомбинировавших, попадают в коллектор. Очевидно, что ток коллектора всегда меньше тока эмиттера на значение тока базы и практически равен току эмиттера.

Связь между приращениями эмиттерного и коллекторного токов характеризуется коэффициентом передачи тока

$$\alpha = \left. \frac{\partial I_{К}}{\partial I_{Э}} \right|_{U_{КБ}=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Э}} \right|_{U_{КБ}=\text{const}}$$

Для современных биполярных транзисторов  $\alpha = 0,9 \div 0,995$ .

При  $I_{Э} \neq 0$  коллекторный ток транзистора

$$I_{К} \approx I_{К0} + \alpha I_{Э}$$

Таким образом, входным (управляющим) током является эмиттерный ток, а выходным — коллекторный.

Транзисторы типа  $p$ - $n$ - $p$  работают аналогично, только полярности внешних источников меняются на противоположные.

В зависимости от того, какой электрод транзистора используется в качестве общего вывода для входной и выходной цепей, различают три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК).

Рассмотренная на рис. 2.11 схема включения называется схемой с ОБ, на практике она используется редко. Наиболее распространенной является схема включения биполярного транзистора с общим эмиттером (рис 2.12, а). Для такой схемы входной контур проходит через переход база-эмиттер и в нем возникает ток базы

$$I_{Б} = I_{Э} - I_{К} \approx (1 - \alpha) I_{Э} - I_{К0} \ll I_{Э} \approx I_{К}$$

Малое значение тока базы во входном контуре и обусловило широкое применение схемы с общим эмиттером.

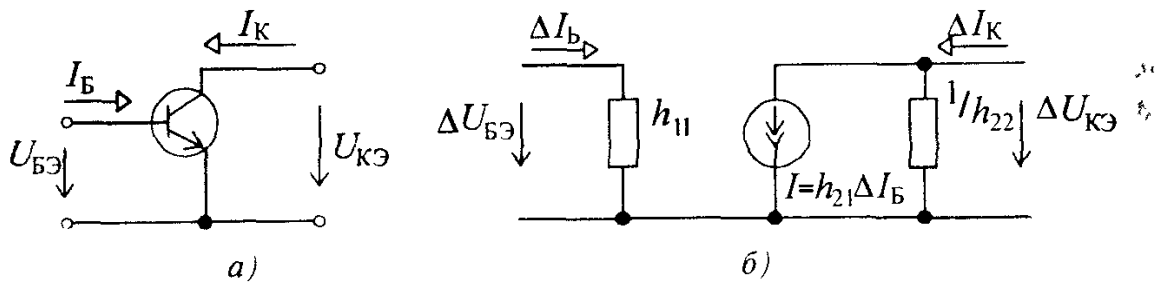


Рис 2 12 Включение транзистора типа *n-p-n* по схеме с общим эмиттером (а) и его упрощенная схема замещения (б)

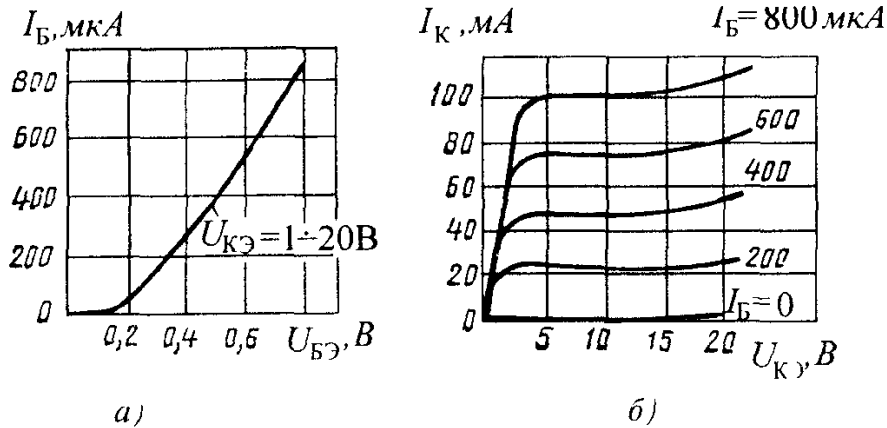


Рис 2 13 Входная (а) и выходные (б) вольт-амперные характеристики биполярного транзистора

Для анализа работы транзистора и для расчетов схем при больших сигналах часто используются ВАХ транзистора. На рис 2 13 показаны типовые ВАХ маломощного биполярного транзистора по схеме включения с ОЭ. Зависимость между током и напряжением во входной цепи транзистора  $I_B = f_1(U_{БЭ})$  называют входной или базовой характеристикой транзистора (см рис 2 13,а). Зависимость тока коллектора от напряжения между коллектором и эмиттером при фиксированных значениях тока базы  $I_K = f_2(U_{КЭ})|_{I_B = \text{const}}$  называют семейством выходных (коллекторных) ВАХ транзистора (см рис 2 13,б). Входная характеристика практически не зависит от напряжения  $U_{КЭ}$ , а выходные приблизительно равноудалены друг от друга и почти прямолинейны в широком диапазоне изменения напряжения  $U_{КЭ}$ .

Для аналитических расчетов малосигнальных устройств с биполярными транзисторами используются  $h$ -параметры транзистора. При малых изменениях сигналов транзистор можно считать линейным активным четырехполюсником, а его электрическое состояние описывается системой из двух линейных уравнений. На рис 2 12,б показана схема замещения транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Электрическое состояние транзистора характеризуют четыре величины, две из которых —  $I_B$  и  $U_{КЭ}$  — считаются независимыми, а две других —  $U_{БЭ}$  и  $I_K$  — могут быть

выражены через них. Тогда:

$$\Delta U_{БЭ} = h_{11Э} \Delta I_{Б} + h_{12Э} \Delta U_{КЭ} ,$$

$$\Delta I_{К} = h_{21Э} \Delta I_{Б} + h_{22Э} \Delta U_{КЭ} ,$$

где

$$h_{11Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}} \quad \text{при } U_{КЭ} = \text{const} \quad (\Delta U_{КЭ} = 0);$$

$$h_{12Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \quad \text{при } I_{Б} = \text{const} \quad (\Delta I_{Б} = 0);$$

$$h_{21Э} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} \quad \text{при } U_{КЭ} = \text{const} \quad (\Delta U_{КЭ} = 0);$$

$$h_{22Э} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta U_{КЭ}} \quad \text{при } I_{Б} = \text{const} \quad (\Delta I_{Б} = 0).$$

Параметры  $h$  могут быть легко определены по входной и выходным характеристикам транзистора с учетом приведенных выше зависимостей

Параметр  $h_{11Э}$  имеет размерность сопротивления, он представляет собой *входное сопротивление* биполярного транзистора. Параметр  $h_{12Э}$  — безразмерный коэффициент внутренней обратной связи по напряжению. Его значения лежат в пределах 0,002 — 0,0002 и в большинстве случаев им можно пренебречь, т.е. полагать равным нулю.

Параметр  $h_{21Э}$  — *коэффициент передачи тока*, характеризующий усилительные (по току) свойства транзистора при постоянном напряжении на коллекторе. Параметр  $h_{22Э}$  имеет размерность проводимости и характеризует *выходную проводимость* транзистора при постоянном токе базы.

$h$ -параметры транзистора позволяют достаточно просто создать его схему замещения, в которой присутствуют только резистивные элементы и управляемый источник тока.

Характеристики транзистора сильно зависят от температуры. С повышением температуры резко возрастает начальный коллекторный ток  $I_{К0}$  вследствие значительного увеличения количества неосновных носителей заряда в коллекторе и базе. В то же время несколько увеличивается и коэффициент  $h_{21Э}$  из-за увеличения подвижности носителей заряда  $h$ -параметры транзистора, особенно коэффициент передачи тока  $h_{21Э}$ , зависят от частоты переменного напряжения, при которой производят измерение приращений токов и напряжений  $\Delta I_{Б}$ ,  $\Delta I_{К}$ ,  $\Delta U_{БЭ}$ ,  $\Delta U_{КЭ}$ , так как на высоких частотах начинает сказываться конечное время, за которое носители заряда ( в транзисторе типа *n-p-n* это электроны) проходят расстояние от эмиттера до коллектора транзистора.

Частоту, на которой коэффициент передачи тока  $h_{21Э}$  уменьшается до единицы, называют *граничной частотой* коэффициента передачи тока  $f_{гр}$ . На практике часто используют частоту  $f_0$ , на которой параметр  $h_{21Э}$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза.

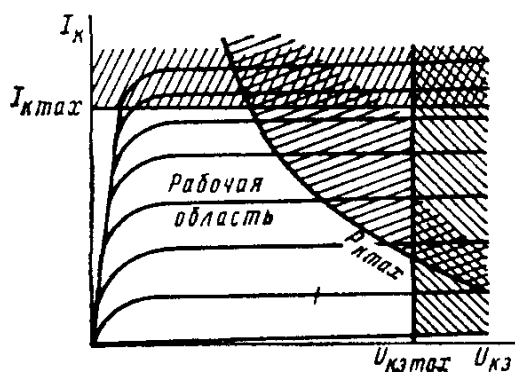


Рис 2 14 Рабочая область выходных ВАХ биполярного транзистора

Для предотвращения перегрева коллекторного  $p$ - $n$ -перехода необходимо, чтобы его мощность не превышала некоторого максимального значения

$$P_{к} = I_{к} U_{кэ} \leq P_{к \text{ макс}}$$

Таким образом, ограничивающей кривой на коллекторных характеристиках является зависимость  $I_{к} = P_{к \text{ макс}} / U_{кэ}$

В целях увеличения допустимой мощности коллектора  $P_{к \text{ макс}}$  в мощных транзисторах коллектор для улучшения теплоотвода соединяют с металлическим корпусом транзистора, а сам транзистор монтируют на специальном радиаторе

Ограничение по допустимой мощности коллектора не является единственным. Если между коллектором и эмиттером приложено слишком высокое напряжение, то может произойти электрический пробой коллекторного  $p$ - $n$ -перехода, поэтому необходимо, чтобы при работе транзистора коллекторное напряжение было меньше допустимого

$$U_{кэ} \leq U_{кэ \text{ макс}}$$

Существует аналогичное ограничение и по коллекторному току

$$I_{к} \leq I_{к \text{ макс}}$$

которое обусловлено допустимым нагревом эмиттерного перехода

Область, выделенная этими тремя ограничивающими линиями (рис 2 14), является *рабочей областью характеристик* транзистора

Из емкостей  $p$ - $n$ -переходов существенное значение имеет только емкость коллекторного перехода  $C_{кб}$

Диапазоны значений параметров отечественных биполярных транзисторов приведены в табл 2 2

Для повышения мощности  $P_{к \text{ макс}}$  выпускают мощные *транзисторные сборки*, в которых транзисторы соединены между собой одноименными выводами. Транзисторные сборки могут насчитывать несколько десятков мощных транзисторов и работать при токах до 500 А (в ключевом режиме). Для улучшения управляющих свойств транзисторныхборок (увеличения коэффициента  $h_{21}$ ) в них часто

Т а б л и ц а 2 2 Значения параметров биполярных транзисторов

Тип транзистора	$U_{КЭмакс}, В$	$P_{Кмакс}, Вт$	$I_{Кмакс}, А$	$f_{гр}, МГц$	$C_{КБ}, пФ$	$h_{21Э}$
Маломощный	10—80	0,01—0,3	0,01—0,4	1,0—8000	1—10	20—1000
Средней мощности	12—500	0,3—3,0	$\leq 10$	1,0—100	5—100	20—600
Большой мощности	20—1500	3,0—100	$\leq 50$	0,2—10	10—1000	20—200



вводят специальный усилитель на одном-двух транзисторах, включенных по так называемой схеме Дарлингтона, что позволяет повысить коэффициент передачи тока базы  $h_{21}$  до 300 000.

В отличие от мощных транзисторных сборок в маломощных транзисторы не соединены между собой и могут использоваться независимо.

Биполярные транзисторы являются полупроводниковыми усилительными приборами универсального назначения и широко применяются в различных типах усилителей, генераторов, в логических и импульсных устройствах.

**Вопрос 2.2.** Существует ли связь между входными и выходными ВАХ биполярного транзистора с одной стороны, а также прямой и обратной ветвями ВАХ полупроводникового диода с другой стороны?

*Варианты ответа*

2.2.1. Не существует.

2.2.2. Существует. Входная ВАХ транзистора аналогична обратной ветви, а выходная — прямой ветви ВАХ диода;

2.2.3. Существует. Входная ВАХ транзистора аналогична прямой ветви, а выходная — обратной ветви ВАХ диода.

## 2.4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

*Полевым транзистором* называют полупроводниковый электропреобразовательный прибор, ток которого управляется электрическим полем и который предназначен для усиления электрической мощности.

В полевых, или униполярных транзисторах в отличие от биполярных ток определяется движением только основных носителей заряда одного типа — электронов или дырок.

Носители заряда перемещаются по каналу от электрода, называемого *истоком* к электроду, называемому *стоком*. С помощью третьего электрода — *затвора* — создается поперечное направлению движения носителей заряда управляющее электрическое поле, позволяющее регулировать электрическую проводимость канала, а следовательно, и ток в канале.

Полевые транзисторы изготавливают из кремния и в зависимости от электропроводности исходного материала подразделяют на транзисторы с *p*-каналом и *n*-каналом.

По типу управления током канала полевые транзисторы подразделяются на два вида: с *управляющим p-n-переходом* и с *изолированным затвором*

Структура и схема включения полевого транзистора с *n*-каналом и управляющим *p-n*-переходом показаны на рис.2.15.

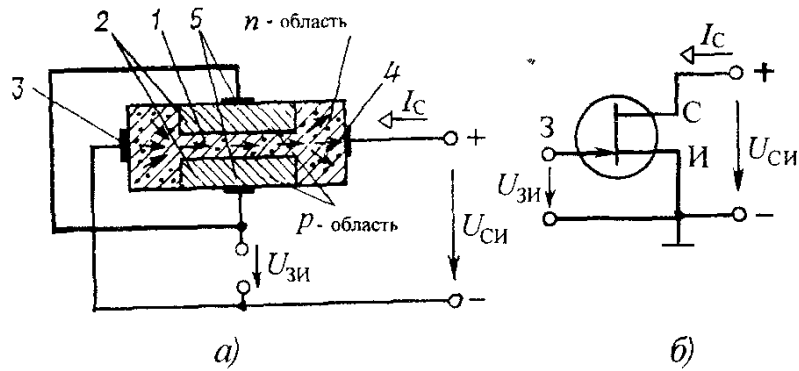


Рис 2 15 Структура (а) и схема включения (б) полевого транзистора с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода и каналом  $n$ -типа

1,2 — области канала и затвора соответственно, 3,4,5 — выводы истока, стока и затвора соответственно

В транзисторе с  $n$ -каналом основными носителями заряда в канале являются электроны, которые движутся вдоль канала от истока с низким потенциалом к стоку с более высоким потенциалом, образуя ток стока  $I_C$ . Между затвором и истоком приложено обратное напряжение, запирающее  $p$ - $n$ -переход, образованный  $n$ -областью канала и  $p$ -областью затвора. Таким образом, в полевом транзисторе с  $n$ -каналом полярности приложенных напряжений следующие:  $U_{СИ} > 0$ ,  $U_{ЗИ} \leq 0$ . В транзисторе с  $p$ -каналом основными носителями заряда являются дырки, которые движутся в направлении снижения потенциала, поэтому полярности приложенных напряжений должны быть иными:  $U_{СИ} < 0$ ,  $U_{ЗИ} \geq 0$ .

Рассмотрим более подробно работу полевого транзистора с  $n$ -каналом. Транзисторы с  $p$ -каналом работают аналогично.

На рис. 2.16 показано, как происходит изменение поперечного сечения канала при подаче напряжений между электродами транзистора. При подаче запирающего напряжения на  $p$ - $n$ -переход между затвором и каналом (см. рис. 2.16,а) на границах канала возникает равномерный слой, обедненный носителями заряда и обладающий высоким удельным сопротивлением. Это приводит к уменьшению ширины проводящего канала.

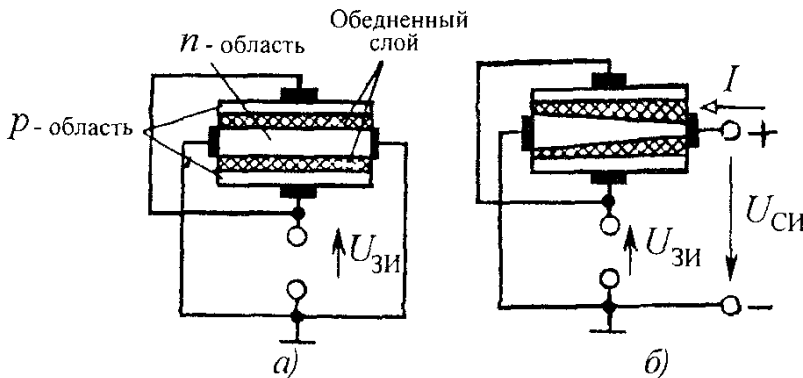


Рис.2.16. Ширина канала в полевом транзисторе при  $U_{СИ} = 0$  (а) и при  $U_{СИ} \neq 0$  (б)

Напряжение, приложенное между стоком и истоком (см. рис 2.16.б), приводит к появлению неравномерного обедненного слоя, так как разность потенциалов между затвором и каналом увеличивается в направлении от истока к стоку и наименьшая площадь поперечного сечения канала расположена вблизи стока. Толщина обедненного слоя, и следовательно, площадь поперечного сечения канала будут определяться действием двух этих напряжений. При этом минимальная площадь поперечного сечения канала определяется их суммой. Когда суммарное напряжение достигает напряжения запирания обедненные области смыкаются и электрическая проводимость канала резко падает.

ВАХ полевого транзистора приведены на рис. 2.17. Здесь зависимости тока стока  $I_C$  от напряжения  $U_{СИ}$  при постоянном напряжении на затворе  $U_{ЗИ}$  определяют выходные, или стоковые, характеристики полевого транзистора (см.рис. 2.17.а). На начальном участке характеристик,  $U_{СИ} + |U_{ЗИ}| < U_{зап}$  ток стока  $I_C$  возрастает с увеличением  $U_{СИ}$ . При повышении напряжения сток-исток до  $U_{СИ} = U_{зап} - |U_{ЗИ}|$  происходит перекрытие канала и дальнейший рост тока  $I_C$  прекращается (участок насыщения). Отрицательное напряжение  $U_{ЗИ}$  между затвором и истоком приводит к меньшим значениям напряжения  $U_{СИ}$  и тока  $I_C$ , при которых происходит перекрытие канала. Область насыщения справа от пунктирной линии является рабочей областью выходных характеристик полевого транзистора.

Дальнейшее увеличение напряжения  $U_{СИ}$  приводит к пробоем  $p-n$ -перехода между затвором и каналом и выводит транзистор из строя. По выходным характеристикам может быть построена передаточная характеристика  $I_C = f(U_{ЗИ})$  (см.рис. 2.17.б). На участке насыщения она практически не зависит от напряжения  $U_{СИ}$ . Входная характеристика полевого транзистора — зависимость тока утечки затвора  $I_3$  от напряжения затвор — исток — обычно не используется, так как при  $U_{ЗИ} \leq 0$   $p-n$ -переход между затвором и каналом закрыт и ток затвора очень мал ( $I_3 = 10^{-8} \div 10^{-9}$  А), поэтому во многих случаях им можно пренебречь.

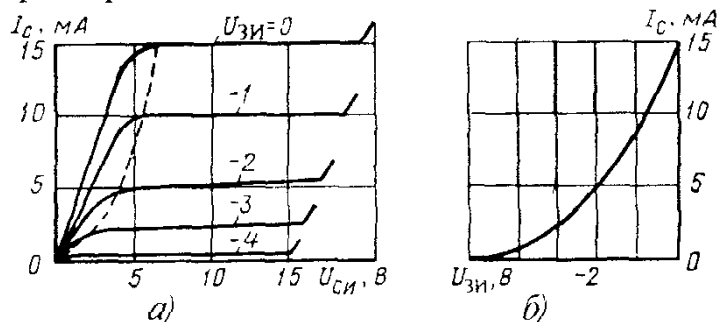


Рис 2.17 Выходные (а) и передаточная (б) вольт-амперные характеристики полевого транзистора

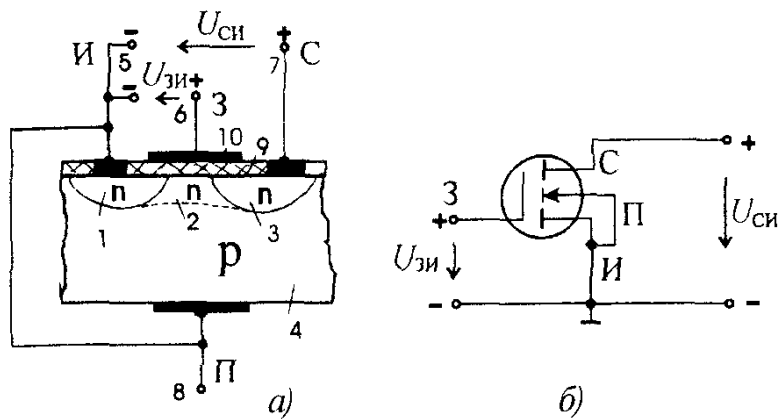


Рис 2.18 Структура (а) и схема включения (б) МДП -транзистора с индуцированным каналом *n*-типа.

1 — 4 — области истока, канала, стока и подложки соответственно, 5 — 8 — выходы истока, затвора, стока и подложки соответственно, 9 — диэлектрик, 10 — затвор

В настоящее время широкое распространение получили полевые транзисторы, в которых металлический затвор изолирован от полупроводника слоем диэлектрика. Такие транзисторы называют МДП-транзисторами (металл — диэлектрик — полупроводник), или МОП-транзисторами (металл — оксид — полупроводник). Их входное сопротивление достигает значения  $10^{15}$  Ом, т.е. ток затвора на несколько порядков ниже тока полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом.

Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа изображена на рис. 2.18,а. На подложке из полупроводника *p*-типа около истока и стока формируются области *n*-типа с повышенной концентрацией носителей заряда. На поверхности подложки располагается металлический затвор, изолированный от нее слоем диэлектрика. Между стоком и истоком приложено положительное напряжение  $U_{СИ}$ . Пока управляющее напряжение между затвором и истоком  $U_{ЗИ}$  отсутствует, ток стока равен нулю, так как цепь исток — подложка — сток представляет собой два включенных навстречу друг другу *p-n*-перехода. Если на затвор подать положительное напряжение, то под действием электрического поля электроны подложки будут перемещаться в направлении к затвору, а дырки — вглубь подложки. В поверхностном слое подложки между истоком и стоком образуется тонкий слой с повышенной концентрацией электронов. Кроме того, часть электронов диффундирует из областей истока и стока. В результате между истоком и стоком образуется (индуцируется) канал, по которому перемещаются носители заряда, и ток стока при этом становится отличным от нуля. Очевидно, что с повышением напряжения на затворе увеличивается электрическая проводимость канала, и следовательно, возрастает ток стока

На рис. 2.18,б изображены условное графическое обозначение и схема включения транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа, а на рис. 2.19 представлены его выходные и передаточная ВАХ, из которых видно, что управление осуществляется напряжением  $U_{зи}$  одной полярности.

Для транзисторов с каналом  $p$ -типа полярности напряжений внешних источников меняются на противоположные.

Разновидностью МДП-транзисторов является транзистор со *встроенным* каналом, который создается технологически в поверхностном слое подложки. Это тонкий слой полупроводника, соединяющий исток со стоком и одинакового с ними типа электропроводности. В таком транзисторе при наличии между стоком и истоком напряжения  $U_{си}$  и при нулевом напряжении на затворе ток стока будет отличен от нуля. При увеличении в сторону положительных (для канала  $n$ -типа) значений напряжения между затвором и истоком электрическая проводимость канала за счет обогащения носителями заряда будет увеличиваться, а ток стока — возрастать. Отрицательное напряжение между затвором и истоком будет вызывать сужение канала (обеднение носителями), ток стока будет уменьшаться, а при достижении напряжением некоторого порогового значения — прекратится. Таким образом транзистор со встроенным каналом управляется разнополярными напряжениями. Вольт-амперные характеристики и условное графическое обозначение МДП-транзистора со встроенным каналом представлены на рис. 2.20

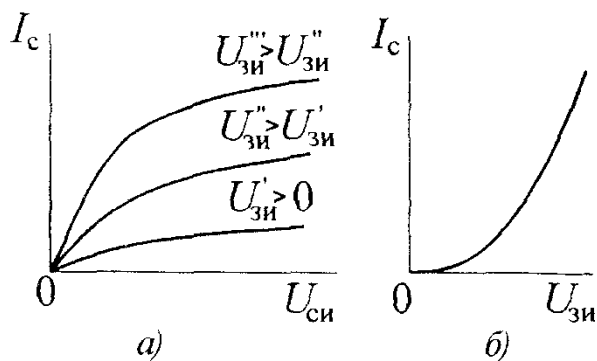


Рис 2.19 Выходные (а) и передаточная (б) ВАХ МДП-транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа

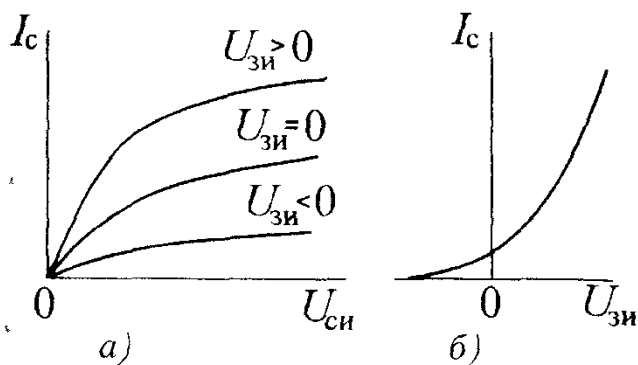
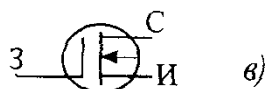


Рис 2.20 Выходные (а) и передаточная (б) ВАХ и условное графическое обозначение (в) МДП-транзистора с встроенным каналом  $n$ -типа



ВАХ полевых транзисторов с изолированным затвором в основном аналогичны характеристикам полевых транзисторов с управляющим  $p-n$ -переходом

Основными параметрами полевых транзисторов являются крутизна характеристики передачи

$$S = \frac{dI_C}{dI_{3И}} \text{ при } U_{СИ} = \text{const}$$

и дифференциальное (внутреннее) сопротивление стока (канала) на участке насыщения

$$R_i = \frac{dU_{СИ}}{dI_C} \text{ при } U_{3И} = \text{const.}$$

В качестве предельно допустимых параметров нормируются. максимально допустимые напряжения  $U_{СИ\text{макс}}$  и  $U_{3И\text{макс}}$ ; максимально допустимая мощность стока  $P_{С\text{макс}}$ ; максимально допустимый ток стока  $I_{С\text{макс}}$ . Значения параметров полевых транзисторов приведены в табл. 2.3

Т а б л и ц а 2.3. Значения параметров полевых транзисторов

Тип транзистора	$S, \text{мА/В}$	$R_i, \text{МОм}$	$U_{СИ\text{макс}}, \text{В}$	$P_{С\text{макс}}, \text{Вт}$	$I_{С\text{макс}}, \text{мА}$	$I_3, \text{А}$
С управляющим $p-n$ -переходом	1–20	0,1–0,5	5–100	0,1–10	10–1000	$10^{-8}$ – $10^{-9}$
С изолированным затвором	0,5–50	0,1–0,5	5–1000	0,01–50	0,1–5000	$10^{-10}$ – $10^{-15}$

Межэлектродные емкости полевых транзисторов между затвором и стоком  $C_{3С}$ , а также затвором и истоком  $C_{3И}$ , обычно не превышают 1 — 20 пФ.

Полевые транзисторы с коротким каналом (длиной 1 — 3 мкм) являются высокочастотными приборами и могут работать на частотах до нескольких десятков гигагерц

**Вопрос 2.3.** Как соотносятся между собой потенциалы истока и затвора полевого транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом и каналом  $p$ -типа?

*Варианты ответа*

- 2 3 1. Потенциал затвора должен быть выше или равен потенциалу истока.
- 2 3.2. Потенциал затвора должен быть ниже или равен потенциалу истока.
- 2 3 3. Потенциал затвора может быть как выше, так и ниже потенциала истока.

## 2.5. ТИРИСТОРЫ

Тиристором называют полупроводниковый прибор с тремя (или более)  $p$ - $n$ -переходами, вольт-амперная характеристика которого имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением и который используется для коммутаций в электрических цепях.

Простейшим тиристором с двумя выводами является *диодный тиристор* (динистор). *Триодный тиристор* (тринистор) имеет дополнительно третий (управляющий) электрод. Как диодный, так и триодный тиристоры имеют четырехслойную структуру с тремя  $p$ - $n$ -переходами (рис. 2.21, а).

Крайние области  $p_1$  и  $n_2$  называются *анодом* и *катодом* соответственно, с одной из средних областей  $p_2$  или  $n_1$  соединен управляющий электрод.  $\Pi_1, \Pi_2, \Pi_3$  — переходы между  $p$ - и  $n$ -областями. Источник  $E$  внешнего питающего напряжения подключен к аноду положительным относительно катода полюсом. Если ток  $I_y$  через управляющий электрод триодного тиристора равен нулю, его работа не отличается от работы диодного. В отдельных случаях бывает удобно представить тиристор двухтранзисторной схемой замещения с использованием транзисторов с различным типом электропроводности —  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  (см рис. 2.21, б). Как видно из рис. 2.21, переход  $\Pi_2$  является общим коллекторным переходом обоих транзисторов в схеме замещения, а переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  — эмиттерными переходами.

Рассмотрим работу тиристора при  $I_y = 0$ . При подключении источника  $E$  эмиттерные переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  смещаются в прямом направлении, а коллекторный —  $\Pi_2$  — в обратном. Поскольку сопротивления открытых  $p$ - $n$ -переходов незначительны, все напряжение источника практически приложено к закрытому переходу  $\Pi_2$ . Ток тиристора в этом режиме весьма мал и напряжение на нагрузочном резисторе  $R$  практически равно нулю.

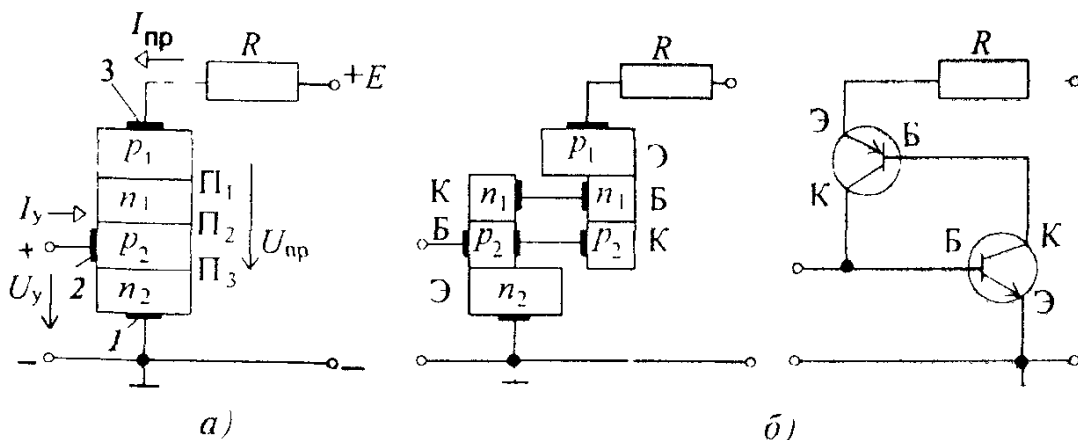


Рис 2.21 Структура (а) и двухтранзисторная схема замещения (б) триодного тиристора 1 — 3 — выводы катода, управляющего электрода и анода соответственно

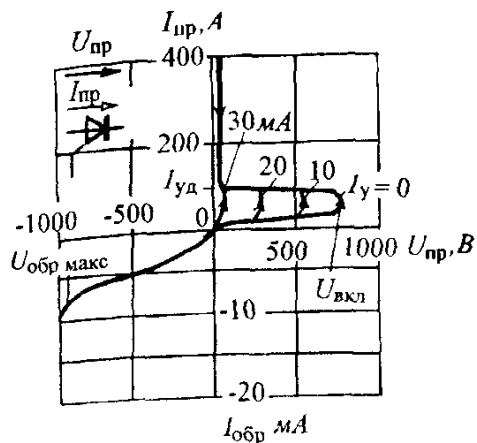


Рис 2.22 Вольт-амперные характеристики и условное графическое обозначение триодного тиристора

При повышении прямого напряжения  $U_{пр}$  (что достигается увеличением ЭДС источника питания  $E$ ) ток тиристора увеличивается незначительно до тех пор, пока напряжение  $U_{пр}$  не приблизится к некоторому критическому значению напряжения пробоя, равному напряжению включения  $U_{вкл}$  (рис.2 22)

При дальнейшем повышении напряжения  $U_{пр}$  под влиянием нарастающего электрического поля в переходе  $\Pi_2$  происходит резкое увеличение количества носителей заряда, образовавшихся в результате ударной ионизации при столкновении носителей заряда с атомами. В результате ток в переходе быстро нарастает, так как электроны из слоя  $n_2$  и дырки из слоя  $p_1$  устремляются в слои  $p_2$  и  $n_1$  и насыщают их неосновными носителями заряда. Увеличение количества носителей заряда за счет действия внутренней положительной обратной связи носит лавинообразный характер, в результате чего электрическая проводимость  $p$ - $n$ -перехода  $\Pi_2$  резко возрастает.

После включения тиристора напряжение на нем снижается до значения порядка 0,5 — 1 В. При дальнейшем увеличении ЭДС источника  $E$  или уменьшения сопротивления резистора  $R$  ток в приборе нарастает в соответствии с вертикальным участком ВАХ (рис.2 22). Минимальный прямой ток, при котором тиристор остается во включенном состоянии называется током удержания  $I_{уд}$ . При уменьшении прямого тока до значения  $I_{пр} < I_{уд}$  (нисходящая ветвь ВАХ на рис 2 22) высокое сопротивление перехода восстанавливается и происходит выключение тиристора. Время восстановления сопротивления  $p$ - $n$ -перехода обычно составляет 10 — 100 мкс.

Напряжение  $U_{вкл}$ , при котором начинается лавинообразное нарастание тока, может быть снижено дополнительным введением неосновных носителей заряда в любой из слоев, прилегающих к переходу  $\Pi_2$ . Эти добавочные носители заряда увеличивают число актов ионизации в  $p$ - $n$ -переходе  $\Pi_2$ , в связи с чем напряжение включения  $U_{вкл}$  уменьшается.

Добавочные носители заряда в триодном тиристоре, представленном на рис 2.21, вводятся в слой  $p_2$  вспомогательной цепью, питаемой от



независимого источника напряжения. В какой мере снижается напряжение включения при росте тока управления, показывает семейство кривых на рис. 2.22. Там же приведено условное графическое обозначение триодного тиристора.

Будучи переведенным в открытое (включенное) состояние, тиристор не выключается даже при уменьшении управляющего тока  $I_y$  до нуля. Выключить тиристор можно либо снижением внешнего напряжения до некоторого минимального значения, при котором ток становится меньше тока удержания, либо подачей в цепь управляющего электрода отрицательного импульса тока, значение которого, впрочем, соизмеримо со значением коммутируемого прямого тока  $I_{пр}$ .

Важным параметром триодного тиристора является *отпирающий ток управления*  $I_{y\text{вкл}}$  — ток управляющего электрода, который обеспечивает переключение тиристора в открытое состояние. Значение этого тока достигает нескольких сотен миллиампер.

Из рис. 2.22 видно, что при подаче на тиристор обратного напряжения в нем возникает небольшой ток, так как в этом случае закрыты переходы  $P_1$  и  $P_3$ . Во избежание пробоя тиристора в обратном направлении (который выводит тиристор из строя из-за теплового пробоя перехода) необходимо, чтобы обратное напряжение было меньше  $U_{обр\text{ макс}}$ .

В симметричных диодных и триодных тиристорах обратная ветвь ВАХ совпадает с прямой. Это достигается встречно-параллельным включением двух одинаковых четырехслойных структур или применением специальных пятислойных структур с четырьмя  $p$ - $n$ -переходами.

В настоящее время выпускаются тиристоры на токи до 3000 А и напряжения включения до 6000 В.

Тиристоры как управляемые переключатели, обладающие выпрямительными свойствами, нашли широкое применение в управляемых выпрямителях, инверторах, коммутационной аппаратуре.

Основные недостатки тиристоров — неполная управляемость (тиристор не выключается после снятия сигнала управления) и относительно низкое быстродействие (десятки микросекунд).

Наряду с тиристорами в качестве переключающих элементов используются биполярные и полевые транзисторы, которые являются полностью управляемыми элементами.

Биполярный транзистор способен выдерживать большие токи при малом сопротивлении в режиме насыщения. К недостаткам его следует отнести невысокие значения допустимых обратных напряжений (менее 1000 В) и большие значения тока управления транзистора при насыщении.

Полевые МДП-транзисторы используют для переключения токов до 100 А при напряжении до 500 В. МДП-транзисторы управляются напряжением, подаваемым на изолированный затвор, причем для не очень высоких частот переключения мощность управляющей цепи чрезвычайно мала из-за высокого входного сопротивления транзистора. МДП-транзистор является одним из самых быстродействующих приборов, время переключения его составляет единицы наносекунд.

Сравнительно недавно был создан новый и весьма перспективный управляемый переключающий прибор, получивший название биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT — insulated gate bipolar transistor). Этот прибор сочетает в себе достоинства биполярных и полевых МДП-транзисторов и способен коммутировать значительные токи при высоком быстродействии, малой мощности управляющей цепи и высоких значениях обратных напряжений. Полупроводниковая структура прибора похожа на тиристорную (см. рис. 2.21), но со свойствами управляемого усилителя. Ток управления задается МДП-транзистором, который в свою очередь управляется напряжением. Вся полупроводниковая часть прибора выполнена в одном кристалле полупроводника. Прибор позволяет коммутировать токи до 400 А при напряжениях до 1600 В, а его быстродействие составляет десятые доли микросекунды.

**Вопрос 2.4.** Как влияет на характеристики триодного тиристора увеличение тока через управляющий переход?

*Варианты ответа:*

2.4.1. Напряжение выключения тиристора увеличивается.

2.4.2. Напряжение включения тиристора уменьшается.

2.4.3. Напряжение включения тиристора увеличивается.

## 2.6. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

*Фотоэлектрическими приборами* называют преобразователи энергии оптического излучения в электрическую энергию.

К оптическим относят ультрафиолетовое, видимое и инфракрасное излучения с длиной волны от десятков нанометров до десятых долей миллиметра. Как известно, видимое излучение лежит в диапазоне длин волн 0,38 — 0,76 мкм.

Работа полупроводниковых фотоэлектрических приборов основана на так называемом *внутреннем фотоэффекте* — ионизации квантами света атомов кристаллической решетки, в результате чего изменяется концентрация свободных носителей заряда, а следовательно, и электрические свойства вещества. В металлах внутренний фотоэффект не наблюдается.

**Фоторезисторы.** Фоторезистором называют полупроводниковый прибор с двумя выводами, электрической проводимостью которого можно управлять с помощью оптического излучения.

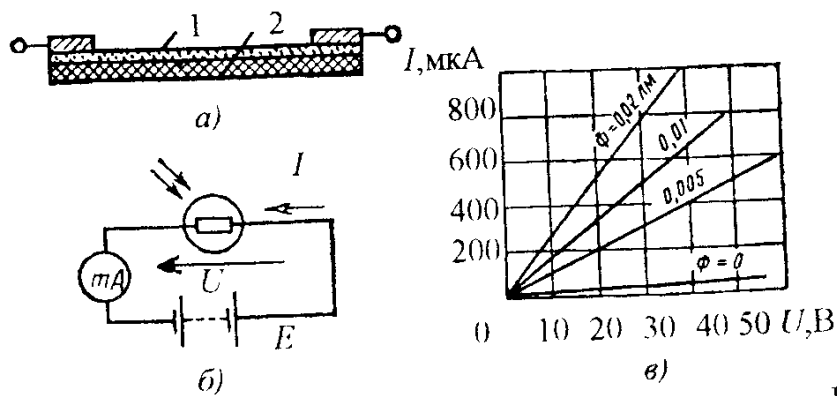


Рис 2.23. Устройство (а), схема включения (б) фоторезистора и его ВАХ (в) при различных освещенностях

Устройство фоторезистора показано на рис.2.23.а. Пластина или пленка полупроводникового материала 1 закреплена на подложке 2 из непроводящего материала — стекла, керамики или кварца. Световой поток падает на фотоактивный материал через защищенное слоем прозрачного лака специальное отверстие — окно.

Если к неосвещенному фоторезистору подключить источник питания  $E$  (см.рис. 2.23,б), то в электрической цепи появится небольшой ток, называемый *темновым током*, обусловленный наличием в неосвещенном полупроводнике некоторого количества свободных носителей заряда

При освещении фоторезистора ток в цепи существенно возрастает за счет увеличения концентрации свободных носителей заряда. Типичные ВАХ фоторезистора для различных световых потоков  $\Phi$  изображены на рис.2.23,в.

Фототок (разность токов при наличии и отсутствии освещения) зависит также от спектрального состава светового потока. Спектральные свойства фоторезисторов принято характеризовать длиной волны  $\lambda_{\text{макс}}$  соответствующей максимуму чувствительности, и порогом фотоэффекта, равным длине волны  $\lambda_0$ , при которой чувствительность составляет 1% максимальной.

Фоторезисторы обладают значительной инерционностью, обусловленной временем генерации и рекомбинации электронов и дырок, происходящих при изменении освещенности фоторезистора. Максимальная частота модуляции светового потока, при которой могут работать фоторезисторы, достигает значения порядка  $10^5$  Гц.

Темновое сопротивление неосвещенных фоторезисторов различных типов имеет широкий диапазон от  $10^2$  до  $10^9$  Ом. Значение рабочего напряжения фоторезистора, которое зависит от его размеров, т.е. от расстояния между электродами, выбирают в пределах от нескольких единиц вольт до 100 В

Достоинства фоторезисторов высокая чувствительность, возможность

использования в инфракрасной области спектра излучения, небольшие габариты и применимость для работы как в цепях постоянного, так и переменного токов.

**Фотодиоды.** Фотодиодом называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор с двумя выводами, имеющий один  $p$ - $n$ -переход.

Структура фотодиода не отличается от структуры обычного диода. На границе  $p$ - и  $n$ -областей образуется лишенный подвижных носителей заряда запирающий слой, электрическое поле которого, обусловленное контактной разностью потенциалов, препятствует движению основных носителей заряда. При освещении фотодиода (световой поток направляется перпендикулярно плоскости  $p$ - $n$ -перехода) в результате ионизации фотонами в  $p$ - и  $n$ -областях образуются электронно-дырочные пары, которые диффундируют к  $p$ - $n$ -переходу (разность концентраций). Под действием электрического поля  $p$ - $n$ -перехода пары разделяются и носители заряда перебрасываются в области, где они становятся основными (рис.2.24), т.е. неосновные носители заряда  $n$ -области — дырки — переходят в  $p$ -область, а электроны  $p$ -области переходят в  $n$ -область. Это приводит к созданию на выводах фотодиода при разомкнутой внешней цепи разности потенциалов, называемой фото-ЭДС, предельно возможное значение которой равно контактной разности потенциалов, составляющей десятые доли вольта. Так, например, у селеновых и кремниевых фотодиодов фото-ЭДС достигает 0,5 — 0,6 В, у фотодиодов из арсенида галлия — 0,87 В.

Если замкнуть зажимы освещенного фотодиода через резистор, то в электрической цепи появится ток, значение которого зависит от фото-ЭДС и сопротивления резистора.

Фотодиоды могут работать в одном из двух режимов — без внешнего источника электрической энергии (режим *фотогенератора*) либо с внешним источником электрической энергии (режим *фотопреобразователя*).

Схема включения и ВАХ фотодиода в фотогенераторном режиме для различных освещенностей показаны на рис.2.25. В этом режиме световая энергия непосредственно преобразуется в электрическую. Из рис.2.25 видно, что при  $R_H=0$  ток короткого замыкания  $I_K$  фотодиода будет максимальным, а при размыкании нагрузочного резистора максимальным будет напряжение холостого хода  $U_x$  фотодиода.

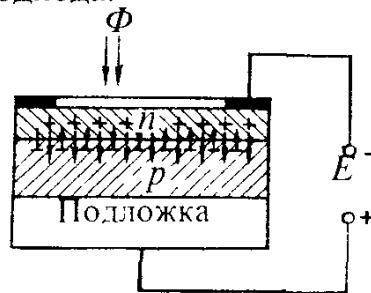


Рис.2.24. Устройство фотодиода

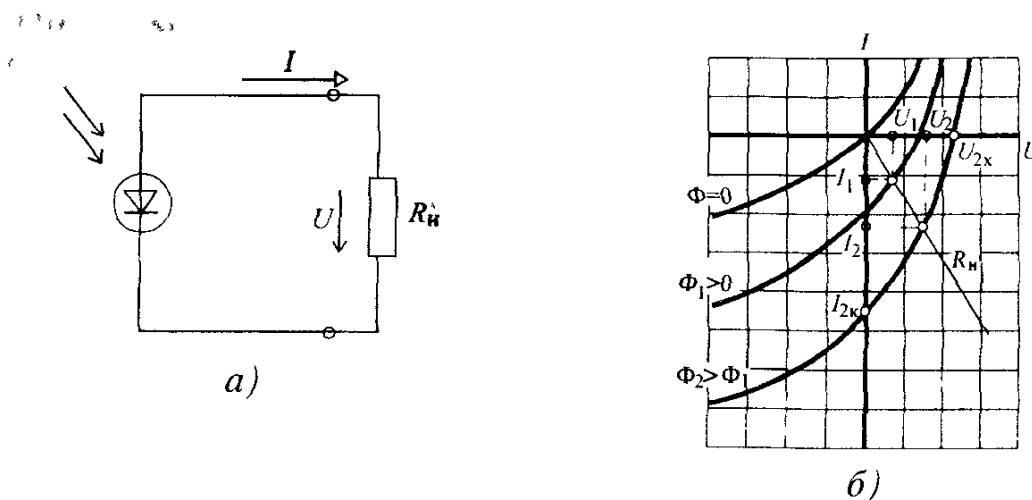


Рис.2.25. Схема включения (а) и ВАХ (б) фотодиода в фотогенераторном режиме

Фотодиоды, работающие в режиме фотогенератора, часто применяют в качестве источников питания, преобразующих энергию солнечного излучения в электрическую. Они называются солнечными элементами и входят в состав солнечных батарей, используемых на космических кораблях. КПД кремниевых солнечных элементов составляет около 20%, а у пленочных солнечных элементов он может иметь значительно большее значение. Важными техническими параметрами солнечных батарей являются отношения их выходной мощности к массе и площади, занимаемой солнечной батареей. Эти параметры достигают значений 200 Вт/кг и 1 кВт/м<sup>2</sup> соответственно.

При работе фотодиода в фотопреобразовательном режиме источник питания  $E$  включается в цепь в запирающем направлении (рис.2.26,а). Используются обратные ветви ВАХ фотодиода при различных освещенностях (рис. 2.26,б) Ток и напряжение на нагрузочном резисторе  $R_n$  могут быть определены графически по точкам пересечения ВАХ фотодиода и линии нагрузки, соответствующей сопротивлению резистора  $R_n$ . При отсутствии освещенности фотодиод работает в режиме обычного диода.

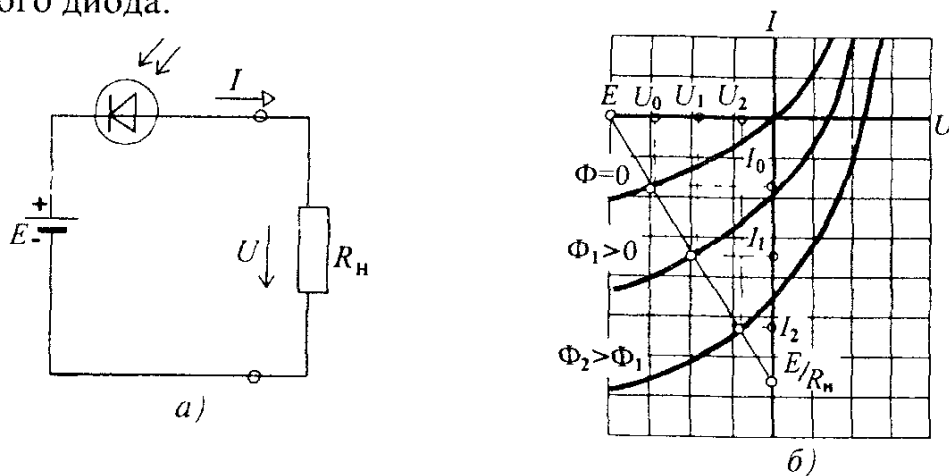


Рис 2 26 Схема включения (а) и ВАХ (б) фотодиода в фотопреобразовательном режиме

Темновой ток у германиевых фотодиодов равен 10 — 30 мкА, у кремниевых — 1 — 3 мкА.

Спектральные характеристики фотодиодов зависят от материалов, используемых для их изготовления. Селеновые фотодиоды имеют спектральную характеристику, близкую по форме к спектральной зависимости чувствительности человеческого глаза, поэтому их широко применяют в фото- и кинотехнике. Германиевые и кремниевые фотодиоды чувствительны как в видимой, так и в инфракрасной части спектра излучения.

По сравнению с фоторезисторами фотодиоды являются более быстродействующими, но имеют меньшую чувствительность.

Частотные характеристики зависят от материалов фотодиода. В настоящее время созданы высокочастотные (быстродействующие) фотодиоды на основе германия и арсенида галлия, которые могут работать при частотах модуляции светового потока в несколько сотен мегагерц.

Существенным недостатком фотодиодов является зависимость значений их параметров от температуры, при этом следует иметь в виду, что кремниевые фотодиоды более стабильны.

Если в фотодиодах использовать обратимый электрический пробой, сопровождающийся лавинным умножением носителей заряда, как в полупроводниковых стабилитронах, то фототок, а, следовательно, и чувствительность значительно возрастут. Чувствительность лавинных фотодиодов может быть на несколько порядков больше, чем у обычных фотодиодов (у германиевых — в 200 — 300 раз, у кремниевых — в  $10^4$  —  $10^6$  раз). Лавинные фотодиоды являются быстродействующими фотоэлектрическими приборами, их частотный диапазон может достигать 10 ГГц. Недостатком лавинных фотодиодов является более высокий уровень шумов по сравнению с обычными фотодиодами.

Лавинные фотодиоды можно применять для обнаружения световых сигналов и счета световых импульсов в релейных устройствах автоматики.

**Фототранзисторы.** Фототранзистором называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор с двумя *p-n*-переходами. Устройство и схема включения показаны на рис. 2.27, а и б. Обычно используют лишь два вывода — коллекторный и эмиттерный. Базовый вывод иногда используют для обеспечения режима по постоянному току и для температурной стабилизации рабочей точки. Световой поток, направленный на базовую область, генерирует в ней электронно-дырочные пары, которые диффундируют к коллекторному *p-n*-переходу. Под действием электрического поля коллекторного *p-n*-перехода пары разделяются. Дырки (для транзистора типа *n-p-n*) втягиваются в коллектор, а электроны накапливаются в базе, смещая эмиттерный переход в прямом направлении. В результате

увеличивается количество инжектированных из эмиттера в базу дырок. Лишь незначительная часть их рекомбинирует с электронами базы, а основная — диффундирует к коллекторному  $p-n$ -переходу. Под влиянием электрического поля внешнего источника дырки втягиваются в коллектор, увеличивая его ток. Таким образом, влияние светового потока на коллекторный ток фототранзистора сходно с влиянием тока базы на ток коллектора обычного транзистора. ВАХ фототранзистора изображены на рис.2.27, в. Они подобны выходным характеристикам обычного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, но параметром у них является не ток базы, а световой поток  $\Phi$ . Являясь фактически усилителем тока базы, фототранзистор обладает гораздо более высокой чувствительностью по сравнению с фотодиодом, однако из-за относительно большой емкости эмиттерного  $p-n$ -перехода фототранзисторы существенно более инерционны, рабочая частота их не превышает нескольких десятков килогерц.

Кроме биполярных существуют полевые фототранзисторы, чувствительность которых в 1,5 — 2 раза выше, чем у биполярных. Инерционность полевых фототранзисторов приближается к инерционности фотодиодов, поскольку  $p-n$ -переход затвор — канал, на который направлен управляющий световой поток, фактически представляет собой фотодиод. Рабочая частота полевых фототранзисторов достигает значений в несколько десятков мегагерц.

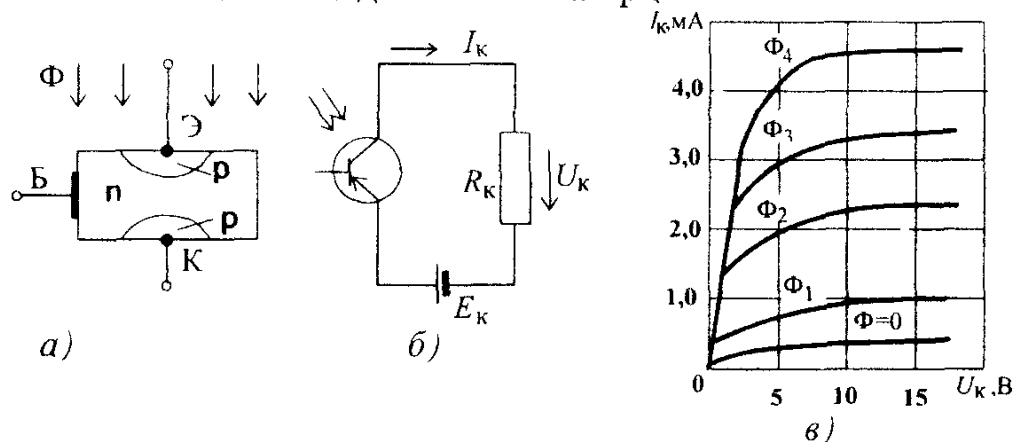


Рис 2.27 Устройство (а), схема включения (б) и ВАХ (в) фототранзистора

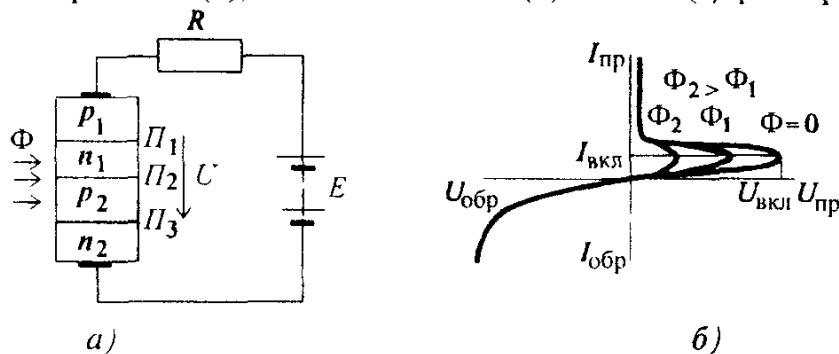


Рис 2.28 Схема включения (а) и ВАХ (б) фототиристора при различных освещенностях

**Фототиристоры.** Фототиристором называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор с тремя чередующимися  $p-n$ -переходами, имеющий участок вольт-амперной характеристики, соответствующий отрицательному дифференциальному сопротивлению и используемый в качестве управляемого ключа для переключения токов. Структура, схемы включения, а также ВАХ фототиристора (рис 2.28) и обычного тиристора (см. рис 2.21 и 2.22) идентичны. Отличие заключается в том, что напряжение включения  $U_{вкл}$  фототиристора регулируется не управляющим током, а управляющим световым потоком, воздействующим на области  $n_1$  и  $p_2$  фототиристора.

В отсутствии освещения работа фототиристора не отличается от работы обычного тиристора ВАХ фототиристора при световом потоке  $\Phi=0$  (рис. 2 28, б) соответствует ВАХ тиристора при управляющем токе  $I_y=0$ . Если напряжение, подведенное к фототиристор, не превышает напряжения  $U_{вкл}$ , при котором происходит резкое увеличение тока тиристора за счет лавинного умножения носителей заряда, то ток фототиристора, обусловленный движением неосновных носителей заряда через переход  $\Pi_2$ , имеет очень небольшое значение и представляет собой темновой ток

При освещении фототиристора возникают новые свободные носители заряда, которые увеличивают его ток.

Составляющая тока, обусловленная процессами, вызванными освещением полупроводниковых слоев, представляет собой фототок фототиристора. При увеличении светового потока  $\Phi$  напряжение  $U_{вкл}$  уменьшается (см рис 2 28).

Фототиристоры обладают высокой чувствительностью. Инерционность фототиристора определяется *временем выключения*  $\tau_{выкл}$  в течение которого (после отключения напряжения питания) заряды в базе рассасываются и прибор переходит из открытого состояния в закрытое. Это время составляет десятки микросекунд. Следовательно, фототиристоры могут работать при частотах модуляции светового потока порядка нескольких десятков килогерц. Сопротивление фототиристов лежит в пределах от десятых долей ома в открытом состоянии до десятков килоом в закрытом

**Вопрос 2.5.** Будет ли в цепи, состоящей из последовательно соединенных фотодиода и источника ЭДС, существовать ток и, если будет, то будет ли он зависеть от освещенности фотодиода?

*Варианты ответа.*

2.5.1. Ток будет существовать и работа фотодиода в этом случае не отличается от работы фоторезистора.

2.5.2 При включении фотодиода в прямом направлении ток будет зависеть от освещенности, если же фотодиод включен в обратном направлении, то тока в цепи не будет

2.5.3. При включении фотодиода в обратном направлении в цепи будет существовать ток и он будет зависеть от освещенности



## 2.7. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

*Интегральная микросхема (ИМС)* представляет собой сложное микроэлектронное изделие в миниатюрном корпусе с электрическими выводами, включающее в себя множество простейших элементов (транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов), электрически соединенных между собой по заданной схеме, и реализующее определенную функцию преобразования электрических сигналов. Отдельные элементы микросхемы не имеют внешних выводов и не могут рассматриваться как самостоятельные изделия, однако в состав микросхем могут включаться компоненты, имеющие самостоятельное конструктивное оформление — навесные бескорпусные транзисторы, другие микросхемы, дроссели и т.д.

Создание и непрерывное совершенствование технологии интегральных микросхем связано с быстрым развитием информационной и вычислительной техники и значительным в связи с этим усложнением электрических и электронных схем приборов и устройств. Применение ИМС как самостоятельных функциональных узлов кардинальным образом решает проблемы уменьшения габаритов, снижения потребляемой энергии, повышения надежности и быстродействия приборов и устройств и в особенности электронных вычислительных машин.

Важными характеристиками интегральных микросхем в числе прочих являются *степень интеграции* и *плотность упаковки*. Степень интеграции характеризует количество элементов в микросхеме. ИМС первой степени интеграции имеют до 10 элементов, второй — до  $10^2$  элементов и т.д. Под плотностью упаковки понимают количество элементов и компонентов в  $1 \text{ см}^3$  объема микросхемы. В современных полупроводниковых ИМС степень интеграции достигает шести, а плотность упаковки принципиально может быть доведена до  $10^5 \text{ эл/см}^3$  и выше, линейные размеры отдельных элементов могут быть менее 1 мкм. Площадь полупроводникового кристалла обычной микросхемы составляет в зависимости от сложности 0,3 — 6  $\text{мм}^2$ . Площадь кристалла микросхем, применяемых в ЭВМ, может достигать 40  $\text{мм}^2$  и выше. Дальнейшее увеличение площади кристалла нецелесообразно в связи с возрастающей вероятностью наличия в кристаллической решетке дефектов, делающих непригодной всю микро-схему.

По технологии изготовления различают *гибридные* и *полупроводниковые* интегральные микросхемы. В гибридных микросхемах используется так называемая *пленочная технология*, пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, дроссели) и проводники выполняют в них в виде проводящих пленок, а в качестве активных элементов используют навесные транзисторы, диоды и т.д. В полупроводниковых ИМС все активные и пассивные элементы выполнены в объеме и на поверхности кристалла полупро-

водника. В отдельных случаях при производстве микросхем используют совмещение обеих технологий.

Производство интегральных микросхем — сложный процесс, состоящий из ряда многократно повторяющихся, детально разработанных технологических операций, некоторые из которых рассмотрены ниже

*Окисление* пластины кремния производят при температуре порядка  $1000^\circ\text{C}$  в среде влажного кислорода до образования на ее поверхности пленки диоксида кремния  $\text{SiO}_2$  толщиной от 0,1 до 2 мкм. Эта пленка является хорошим диэлектриком, защищает пластину от воздействия внешней среды и является непроницаемой для атомов примесей.

*Фотолитография* используется для избирательной защиты отдельных участков пластины при последующей обработке. На поверхность пластины наносят фоточувствительный слой, который засвечивают через фотошаблон с прозрачными и непрозрачными участками в соответствии с рисунком требуемой конфигурации. После проявления и специальной обработки фотослоя отдельные его участки в зависимости от засветки растворяются, а другие задубливаются. Таким образом обеспечивается локальный доступ к поверхности пластины. Разрешающая способность фотолитографии около 2 мкм. Электроннолучевая литография (электролитография), использующая для засветки электронный луч, позволяет создавать рисунки с минимальным размером элементов до 0,1 мкм.

*Травление* — растворение плавиковой кислотой пленки  $\text{SiO}_2$  на незащищенных участках полупроводниковой пластины, в результате в защитной окисной пленке образуются «окна», открывающие доступ к поверхности самого кристалла.

*Диффузия* применяется для формирования *p*- и *n*-областей на заданных участках полупроводника. Для этого при температуре порядка  $1200^\circ\text{C}$  пластину помещают в атмосферу газа с атомами примесей, которые диффундируют в полупроводник через окна в пленке  $\text{SiO}_2$ . Изменяя тип и концентрацию примесей получают заданную многослойную *p-n*-структуру в толще полупроводника. Количество введенных примесей сильно зависит от точности поддержания заданной температуры и плохо контролируется. Более сложная технологически двухэтапная диффузия позволяет более точно дозировать количество введенных примесей и, кроме того, в конце процесса обрабатываемый участок оказывается покрытым защитной окисной пленкой  $\text{SiO}_2$ .

*Ионное легирование* состоит в облучении полупроводниковой пластины ускоренными до определенной скорости ионами примесей. Этот процесс достаточно хорошо контролируется

*Эпитаксия* — процесс ориентированного наращивания путем осаждения при высокой температуре слоя полупроводника на поверхности полу-

проводниковой пластины. При этом осаждаемый полупроводник является как бы продолжением пластины, повторяя ее структуру (монокристаллическую или поликристаллическую). Введение в осаждаемую фазу примесей позволяет получить эпитаксиальный слой с заданной электропроводностью при равномерном распределении примесей в объеме слоя.

*Напыление* применяется для создания контактных площадок и проводников, производится в вакууме путем осаждения паров соответствующих материалов на поверхность через маску с прорезями заданной конфигурации.

**Гибридные интегральные микросхемы.** В качестве подложки для микросхемы используется пластина размерами от  $10 \times 10$  мм до  $60 \times 60$  мм и толщиной  $0,3 - 1,5$  мм из керамики, стекла или другого изоляционного материала. Методом напыления через маски или нанесением специальных паст формируют пленочные резисторы, конденсаторы, дроссели, проводники и контактные площадки. Активные элементы — бескорпусные диоды, транзисторы, полупроводниковые микросхемы, а также пассивные элементы, которые не могут быть выполнены в виде пленок, являются навесными и подсоединяются к контактным площадкам пайкой или микросваркой.

*Пленочные резисторы* получают методом напыления на подложку хрома, никрома или других материалов. Сопротивление резистора зависит от типа, материала, толщины напыляемого слоя, геометрических размеров и конфигурации проводящей дорожки. На рис. 2 29 показана конфигурация резистора с малым (а) и большим (б) сопротивлениями. Этот метод дает возможность получать резисторы сопротивлением от долей ома до десятков килоом. Применение металлодиэлектрических смесей дает возможность доводить сопротивление резисторов до десятков мегаом. Площади пленочных резисторов составляют  $0,1 - 0,2$  мм<sup>2</sup>.

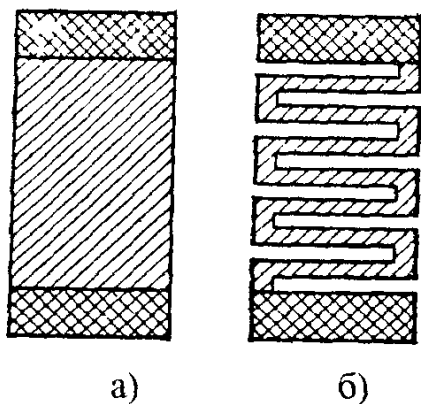


Рис 2 29 Конфигурация резисторов в гибридной микросхеме с малым (а) и большим (б) сопротивлениями

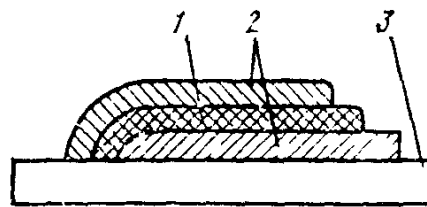


Рис 2 30 Конструкция конденсатора в гибридной микросхеме 1 — диэлектрик, 2 — обкладки, 3 — подложка

Пленочные конденсаторы представляют собой структуру, состоящую из двух металлических пленок, разделенных пленкой диэлектрика, толщиной порядка 0,05 мкм (рис 2 30) Площадь конденсатора в зависимости от значения емкости составляет от 0,1 мм<sup>2</sup> до 1 см<sup>2</sup> Емкость пленочных конденсаторов может достигать десятков тысяч пикофард

Индуктивные катушки изготавливают в виде пленочных спиралей с малым шагом, но из-за их малой индуктивности (до 10 мГн) используются крайне редко

Проводники выполняются в виде пленочных дорожек толщиной 0,5 — 1 мкм и шириной 0,1 — 0,2 мм из металлов с высокой удельной электрической проводимостью (алюминия, меди, золота)

Навесные элементы приклеиваются к подложке, а их гибкие электрические выводы припаиваются или привариваются к контактным площадкам Широкое распространение получили активные компоненты с шариковыми выводами, которыми они устанавливаются на контактные площадки и соединяются с ними ультразвуковой сваркой (рис 2 31) Внешний вид гибридной микросхемы без корпуса показан на рис 2 32 Готовая микросхема помещается в защитный металлический или пластмассовый корпус с выводами для подсоединения к внешним электрическим цепям Общий вид одного из типов гибридных микросхем в металлоглазном корпусе показан на рис 2 33

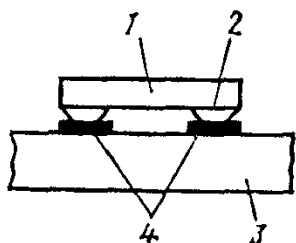


Рис 2 31 Крепление навесных компонентов в гибридной микросхеме 1 — навесной компонент, 2 — шариковые выводы, 3 — подложка, 4 — контакты гибридной микросхемы

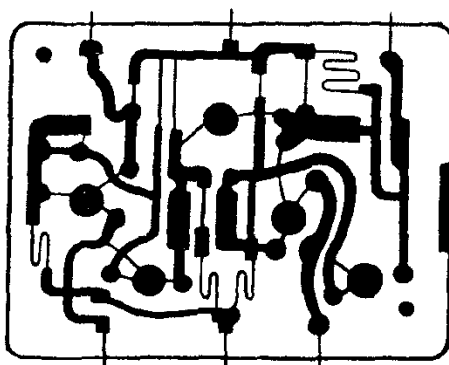


Рис 2 32 Общий вид монтажа гибридной микросхемы

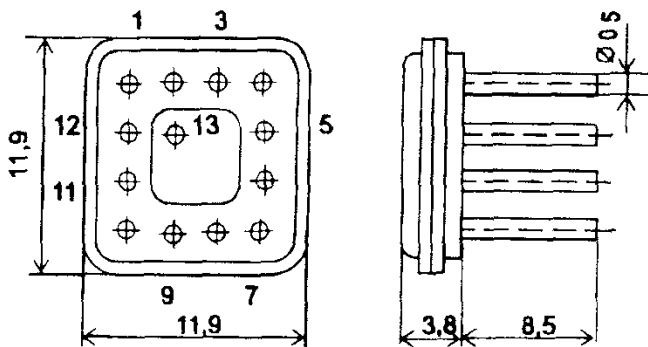


Рис 2 33 Гибридная микросхема в корпусе

**Полупроводниковые интегральные микросхемы.** В качестве исходного полупроводника используется, как правило, монокристаллический кремний с электропроводностью *n*- или *p*- типа. В соответствии с разработанным рисунком расположения элементов микросхемы в определенных областях кристалла методом эпитаксии или диффузии осуществляется введение атомов примесей. Изменяя тип примесей и их концентрацию создают в этих областях структуры из одного и более послойно расположенных *p-n*-переходов. В дальнейшем эти области используются в качестве транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов. Изоляция между элементами осуществляется либо с помощью пленки  $\text{SiO}_2$ , либо смещенными в обратном направлении *p-n*-переходами. Необходимые электрические соединения выполняются напылением в вакууме тонкого слоя алюминия

*Биполярные транзисторы* в полупроводниковой микросхеме представляют собой трехслойную структуру *n-p-n*- или *p-n-p*-типа. Из униполярных (полевых) транзисторов предпочтение отдается МДП-транзисторам с изолирующей пленкой  $\text{SiO}_2$  между затвором и каналом. В качестве диодов часто используются биполярные транзисторы в диодном включении, при котором базовый вывод транзистора соединяется с коллектором или эмиттером.

*Резисторами* в полупроводниковых ИМС служат участки полупроводника, легированного примесями методом диффузии. Значения сопротивлений таких резисторов зависят от размеров и формы участка, от режима диффузии и не превышают нескольких десятков килоом. В качестве высокоомных резисторов сопротивлением до нескольких сотен килоом могут быть использованы входные сопротивления эмиттерных повторителей (биполярные транзисторы в специальном включении).

В качестве *конденсаторов* используются обратно-смещенные *p-n*-переходы. Из-за малой площади *p-n*-перехода емкость таких конденсаторов обычно не выше нескольких сотен пикофард. *Индуктивные элементы* в полупроводниковых ИМС практически не используются из-за большой трудности их изготовления

Все одноименные элементы транзисторов выполняются одновременно в едином технологическом цикле. Резисторы и конденсаторы формируются одновременно с формированием отдельных областей транзисторов.

При изготовлении полупроводниковых микросхем многократно в определенной последовательности выполняются описанные выше технологические операции — окисление, травление, эпитаксия и т.д. Избирательная защита отдельных участков пластины обеспечивается с помощью фотолитографии и использованием соответствующих масок.

На рис. 2.34 показана последовательность получения изолированных областей *n*-кремния. Вначале на пластину исходного *n*-кремния методом

фотолитографии наносят защитную маску и проводят избирательное травление исходного кристалла (рис. 2.34,а). Затем после смывания маски осуществляют окисление поверхности кристалла кремния, на котором образуется изоляционный слой (рис. 2.34,б).

На поверхность, защищенную слоем  $\text{SiO}_2$ , напыляют или выращивают в процессе эпитаксии слой поликристаллического кремния (рис. 2.34,в). Наконец, после повторного травления исходного кристалла кремния образуются изолированные области кремния *n*-типа (рис. 2.34,г). В этих изолированных областях — "карманах" — с помощью диффузии примесей (акцепторных и затем донорных) создаются участки с электропроводностью *p*- и *n*-типов (рис. 2.35), которые образуют требуемые элементы микросхемы.

Соединение микросхемы с внешними выводами осуществляют золотыми или алюминиевыми проводниками диаметром около 10 мкм. Такие проводники присоединяют к золотым или алюминиевым пленкам методом термокомпрессии и приваривают к внешним выводам микросхемы. Общий вид микросхем без корпуса показан на рис. 2.36.

Полупроводниковые интегральные микросхемы в сборе помещают в металлический или пластмассовый корпус. Изготовление сразу большого количества микросхем в едином технологическом цикле позволяет существенно усложнять их схему и увеличивать количество активных и пассивных элементов практически без повышения трудоемкости изготовления.

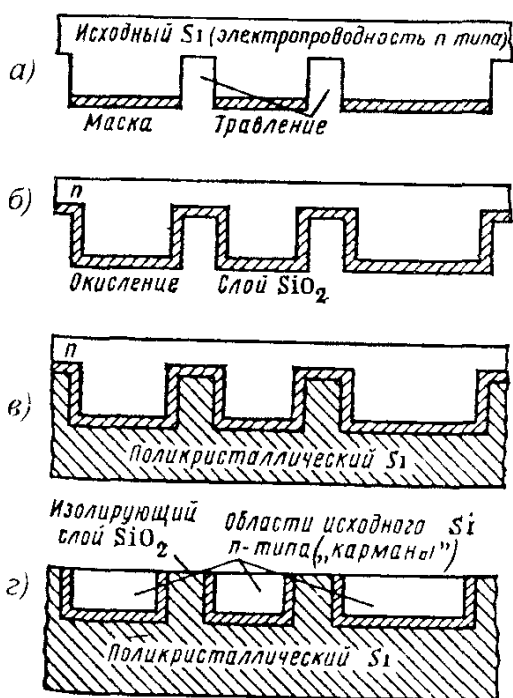


Рис 2.34 Этапы изготовления изолированных областей («карманов») в кремниевой пластине

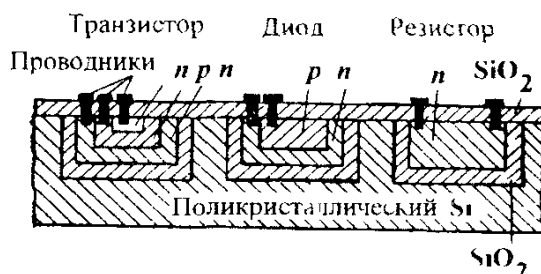


Рис 2.35 Структура полупроводниковой микросхемы

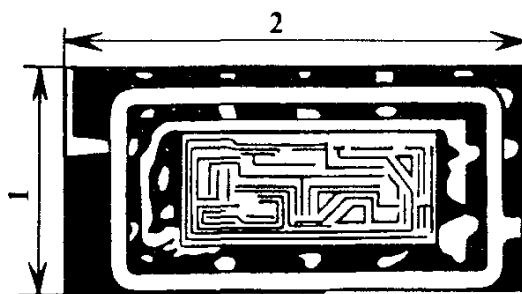


Рис 2.36 Общий вид кристалла в полупроводниковой микросхеме

Технологически достаточно сложно получить на одном кристалле транзисторы разных типов, поэтому, применяя соответствующие технологии, полупроводниковые микросхемы изготавливают либо на биполярных, либо на полевых транзисторах.

Конструкция полупроводниковых ИМС на основе МДП-транзисторов существенно проще, чем на основе биполярных. Изготовленные на одной подложке, МДП-транзисторы полностью изолированы друг от друга и не требуют специальной изоляции, что значительно повышает плотность расположения элементов на кристалле.

В настоящее время наибольшее распространение получила *планарно-эпитаксиальная технология* изготовления микросхем с межэлементной изоляцией на основе обратнo-смещенных *p-n*-переходов. Такая технология позволяет изготавливать на одной пластине полупроводникового материала несколько сотен интегральных микросхем одновременно.

Из-за сложности и высокой стоимости разработки и производства полупроводниковых ИМС, их производство рентабельно лишь при выпуске больших партий этих изделий. Небольшие партии микросхем выгоднее производить с применением гибридной технологии, которая к тому же является более гибкой с точки зрения оперативного изменения топологии схемы и параметров ее элементов.

Увеличение сложности ИМС приводит к тому, что микросхемы становятся функционально более специализированными и потребность в них уменьшается. Попыткой преодоления такого противоречия явилось создание программируемых ИМС, называемых микропроцессорами. Это, по существу, стандартный конструктивный элемент, но с гораздо большими возможностями.

По своему функциональному назначению интегральные микросхемы подразделяются на *линейно-импульсные* и *логические*

К *линейно-импульсным микросхемам* относят микросхемы, которые обеспечивают примерно пропорциональную зависимость между входными и выходными сигналами. Входным сигналом чаще всего является входное напряжение, реже входной ток, выходным сигналом — выходное напряжение. Простейшим примером линейно-импульсной микросхемы является широкополосный усилитель постоянного тока.

*Логические интегральные микросхемы*, как правило, представляют собой устройства с несколькими входами и выходами. В них как входные, так и выходные напряжения могут принимать лишь определенные значения, при этом выходное напряжение зависит от наличия или отсутствия напряжений на различных входах устройства.

Полупроводниковые интегральные микросхемы обладают довольно высокой надежностью, среднее время безотказной работы может дости-

гать  $10^8$  ч. Большие интегральные схемы (БИС), содержащие до нескольких десятков-сотен тысяч элементов, имеют массу, не превышающую нескольких грамм. При этом большая ее часть приходится на корпус, выводы и подложку, а не на активные полупроводниковые элементы. Плотность активных элементов в самой БИС достигает 50 000 элемент/см<sup>3</sup>.

Важным преимуществом интегральных микросхем являются их малые массогабаритные параметры. В гибридных ИМС плотность упаковки достигает нескольких сотен элементов в 1 см<sup>3</sup> объема при степени интеграции 2. В полупроводниковых микросхемах плотность упаковки составляет десятки тысяч элементов в 1 см<sup>3</sup> объема при шестой степени интеграции, а к концу века ожидается увеличение степени интеграции до семи.

Достоинством интегральных микросхем является также их высокая экономичность. Мощность энергопотребления даже больших интегральных схем обычно не более 100 — 200 мВт. Существуют микросхемы, у которых этот показатель не превышает 10 — 100 мкВт.

Полупроводниковые интегральные микросхемы обладают высоким быстродействием, что позволяет создать высокочастотные усилители до нескольких гигагерц и быстродействующие логические микросхемы с временем задержки менее 0,1 нс. Применение в новейших микросхемах арсенида галлия вместо кремния, а также электронно-оптических элементов позволит еще во много раз увеличить их быстродействие.

**Вопрос 2.6.** Что представляет собой резистор в полупроводниковой микросхеме?

*Варианты ответа:*

2.6.1. Нанесенную между контактными площадками пленку из материала с высоким удельным сопротивлением.

2.6.2. Это миниатюрный навесной резистор, приваренный к контактными площадкам.

2.6.3. Участок легированного полупроводника с двумя выводами.

## 2.8. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

*Оптоэлектроника* использует оптические и электронные явления в веществах и их взаимные связи для передачи, обработки и хранения информации. Элементной базой оптоэлектроники являются оптоэлектронные приборы — оптроны.

*Оптроном* называется устройство, состоящее из связанных между собой оптически (посредством светового луча) светоизлучателя и фотоприемника и служащее для управления и для передачи информации.

Оптрон представляет собой единую конструкцию, состоящую из источника и приемника излучения, связанных между собой оптическим каналом. Структурная схема оптрона приведена на рис. 2.37.



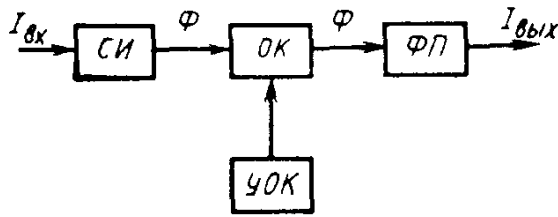


Рис 2 37 Структурная схема оптрона

Входной сигнал, например электрический ток  $I_{вх}$ , преобразуется в светоизлучателе *СИ* в световой поток  $\Phi$ , энергия которого пропорциональна входному сигналу. По оптическому каналу *ОК* световой поток направляется в фотоприемник *ФП*, где преобразуется в пропорциональное световому потоку значение выходного электрического тока  $I_{вых}$ . С помощью устройства управления оптическим каналом *УОК* можно управлять световым потоком путем изменения физических свойств самого оптического канала.

Таким образом, в оптронах осуществляется двойное преобразование энергии: электрической в световую и световой снова в электрическую. Это придает оптронам ряд совершенно новых свойств и позволяет на их основе создавать электронные устройства с исключительно своеобразными параметрами и характеристиками. Так, применение оптронов позволяет осуществить почти идеальную электрическую развязку между элементами устройства (сопротивление до  $10^{16}$  Ом, проходная емкость до  $10^{-4}$  пФ). Кроме того, могут быть эффективно использованы такие свойства оптронов, как однонаправленность информации, отсутствие обратной связи с выхода на вход, высокая помехозащищенность, широкая полоса пропускания (от нуля до сотен и даже тысяч мегагерц), совместимость с другими (полупроводниковыми) приборами. Это дает возможность использовать оптроны для модулирования сигналов, измерения в высоковольтных цепях, согласования низкочастотных цепей с высокочастотными и низкоомных с высокоомными.

К недостаткам оптронов следует отнести зависимость их параметров от температуры, низкие КПД и коэффициент передачи.

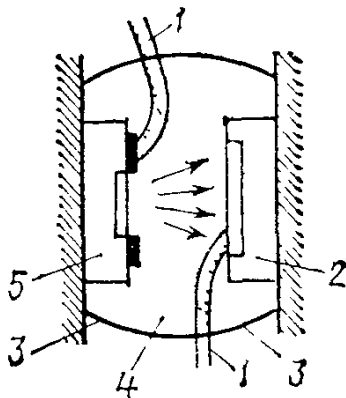


Рис 2 38 Устройство оптрона 1 — выводы, 2 — фотоприемник, 3 — корпус, 4 — оптическая среда, 5 — светодиод

Устройство оптрона показано на рис 2.38. В качестве излучателей в оптронах используют обычно светодиоды на основе арсенида-фосфида галлия GaAsP или алюминий-арсенида галлия GaAlAs, характеризующиеся большой яркостью, высоким быстродействием и длительным сроком службы. Кроме того, они хорошо согласуются по спектральным характеристикам с фотоприемниками на основе кремния. Более подробно светодиоды и их свойства будут рассмотрены в § 2.9. В качестве фотоприемников могут использоваться фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры, работа которых рассмотрена в § 2.6

Фотодиоды и фототранзисторы как приемники излучения получили в оптронах наибольшее распространение, поскольку по своим характеристикам и параметрам они могут работать совместно с интегральными микросхемами. Фототиристоры широко применяются в оптронах в качестве ключевых усилителей мощности, управляемых световым излучением

Передача светового излучения в оптронах осуществляется через оптический канал, роль которого могут играть различные среды. Назначение оптического канала — передача максимальной световой энергии от излучателя к приемнику. Передающей средой могут быть воздух, различные иммерсионные среды, а также оптические световоды длиной 1 м и более. Световолоконные оптические линии связи позволяют довести пробивное напряжение изоляции между входом и выходом оптрона до 150 кВ, что дает возможность применять оптроны для измерений в высоковольтных цепях

Входными параметрами оптронов являются: номинальный входной ток светодиода в прямом направлении  $I_{вх ном}$  и падение напряжения на нем в прямом направлении  $U_{вх}$  при номинальном значении входного тока; входная емкость  $C_{вх}$  в заданном режиме, максимально допустимый входной ток  $I_{вх макс}$ ; максимально допустимое обратное напряжение на входе  $U_{вх обр макс}$

Выходными параметрами оптронов являются: максимально допустимое обратное напряжение  $U_{вых обр макс}$ , прикладываемое к выходу; максимально допустимый выходной ток  $I_{вых макс}$ , выходная емкость  $C_{вых}$ ; световое  $R_{св}$  и темновое  $R_{т}$  выходные сопротивления (для фоторезисторных оптронов).

Из передаточных параметров исходными являются коэффициент передачи тока  $K_I = (I_{вых}/I_{вх})100$ , либо дифференциальный коэффициент передачи тока  $K_{Iд} = (dI_{вых}/dI_{вх})100$ , выраженные в процентах

Быстродействие оптрона оценивают при подаче на его вход прямоугольного импульса по времени задержки  $t_{зд}$  от момента подачи импульса до момента достижения выходным током значения  $0,1 I_{вых обр макс}$ , а также по времени нарастания  $t_{нар}$  выходного тока от 0,1 до 0,9 его максимального значения. Суммарное время задержки и нарастания называют временем

включения  $t_{\text{вкл}}$ . Быстродействие фотоприемника характеризуется его частотными свойствами, т.е. такой частотой синусоидально модулированного светового потока, при которой чувствительность фотоприемника вследствие инерционности уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз. Значения основных параметров некоторых типов оптронов приведены в табл. П 2 6

Приведем краткое описание некоторых типов наиболее распространенных промышленных оптронов

**Фотодиодный оптрон.** Условное графическое обозначение его приведено на рис. 2 39, а. В качестве излучателя используется светодиод на основе арсенида галлия

В качестве фотоприемников в диодных оптронах используются кремниевые фотодиоды, которые хорошо согласуются по спектральным характеристикам и быстродействию с арсенид-галлиевыми светодиодами.

Коэффициент передачи тока диодного оптрона мал ( $K_f = 1,0 \div 1,5\%$ ), однако диодные оптроны являются самыми быстродействующими

Как элемент электрической цепи фотоприемник диодного оптрона может работать в двух режимах: фотопреобразователя с внешним источником питания и фотогенератора без внешнего источника питания. Эти режимы рассмотрены в § 2.6

Если учесть зависимость светового потока светодиода оптрона от тока  $I_{\text{вх}}$  через светодиод, то можно найти зависимость тока  $I_{\text{н}}$  нагрузочного резистора  $R_{\text{н}}$  или напряжения  $U_{\text{н}}$  на нем от входного тока оптрона, т.е.  $I_{\text{н}} = f(I_{\text{вх}})$  или  $U_{\text{н}} = \varphi(I_{\text{вх}})$

Надо учитывать, что для передачи максимальной энергии требуется согласование нагрузочного резистора с выходным сопротивлением оптрона.

**Фототранзисторный оптрон** (рис. 2 39, б). По сравнению с фотодиодным оптроном в качестве фотоприемника в нем используется кремниевый фототранзистор. Являясь усилителем базового тока, фототранзистор имеет существенно более высокую чувствительность, чем фотодиод, поэтому ко-

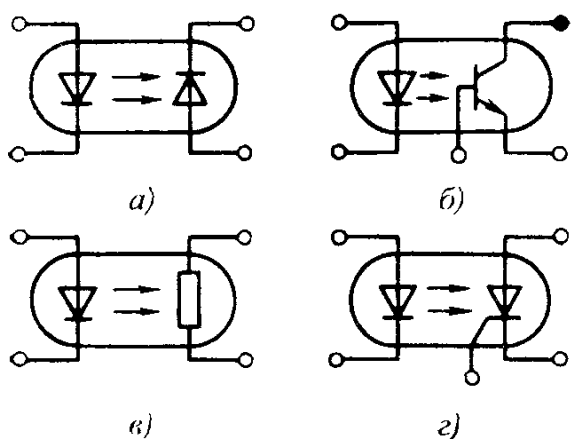


Рис 2 39 Условные графические обозначения оптронов: фотодиодного (а), фототранзисторного (б), фоторезисторного (в), фототиристорного (г)

эфициент передачи тока фототранзисторного оптрона  $K_T=50 \div 100$  %, а оптрона с составным фототранзистором — до 800% и более.

Недостатком фототранзисторов является то, что они по сравнению с фотодиодами гораздо более инерционны и имеют быстроедействие  $10^{-4} — 10^{-5}$ с.

**Фоторезисторный оптрон** (рис.2.39,в).В качестве фотоприемника в оптронах иногда используют фоторезисторы на основе селенида или сульфида кадмия (CdSe,CdS), а в качестве излучателя — спектрально согласующиеся с ними светодиоды на основе фосфида или арсенида-фосфида галлия (GaP, GaAsP). Быстроедействие фоторезисторных оптронов целиком определяется быстроедействием фотоприемника, которое составляет 100—200 мкс.

**Фототиристорный оптрон** (рис. 2.39,г) включает в себя фототиристор в качестве фотоприемника. Быстроедействие фототиристорного оптрона определяется временем выключения фототиристора, в течение которого прибор переходит из открытого состояния в закрытое, оно составляет десятки микросекунд.

В зависимости от типа фотоприемника оптроны могут применяться в электронных устройствах для переключения, преобразования, согласования, модуляции и т.д. Они могут использоваться также в качестве малогабаритных импульсных трансформаторов, реле для коммутации напряжений и токов, в автогенераторах, цепях обратной связи и т.д.

Оптроны с открытым оптическим каналом служат в качестве различных датчиков (перемещения, «края объекта» и др.). В устройствах передачи информации часто применяют оптоэлектронные интегральные микросхемы, в которых в одном корпусе объединены оптроны и интегральная микросхема. Фотоприемник такой микросхемы может быть изготовлен в том же кристалле кремния, что и транзисторная микросхема, как одно целое.

Оптоэлектронные устройства с управляемым световодом можно использовать в качестве логических ячеек преобразователей частоты, в устройствах переключения индикаторов, индикаторах вида жидкости, устройствах измерения малых перемещений, сенсорных устройствах оцувствления роботов и т.д. Эти устройства обладают высоким быстроедействием, помехозащищенностью, возможностью применения в агрессивных и взрывоопасных средах.

В последнее время при изготовлении оптоэлектронных устройств источник и приемник излучения оказывается возможным удалять из зоны измерения (от объекта контроля) на десятки метров с помощью элементов волоконной оптики — волоконных световодов (жгутов из

нитей стекловолокна)

Оптоэлектронные устройства широко применяют в вычислительной технике, автоматике, контрольно-измерительных устройствах. В дальнейшем применение этих устройств будет расширяться по мере улучшения их характеристик: надежности, долговечности и температурной стабильности.

**Вопрос 2.7** В чем преимущества фототранзисторного оптрона по сравнению с фотодиодным?

*Варианты ответа.*

2.7.1 В быстродействии

2.7.2 В наличии гальванической развязки между входом и выходом оптрона.

2.7.3 В большем коэффициенте передачи тока.

## **2.9. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ И ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИЕ ИНДИКАТОРЫ**

*Индикаторы* служат выходными устройствами электронных приборов и устройств для визуального графического отображения информации, представляемой в форме цифр, букв, знаков, геометрических фигур, мнемонических (удобных для распознавания и запоминания) схем, диаграмм, графиков и т.п.

Информация в электронных системах представляется электрическими сигналами (напряжением, током). Индикаторные приборы преобразуют эти сигналы в видимую форму. Индикаторы подразделяются на *активные*, в которых электрический сигнал преобразуется в световое излучение, и *пассивные*, в которых под воздействием электрического сигнала локально изменяются оптические свойства среды, в результате чего создается контрастное относительно общего фона индикатора изображение, видимое лишь при наличии внешнего светового потока.

По способу формирования видимого изображения наибольшее распространение получили *матричные* и *сегментные* индикаторные приборы. В матричных индикаторах изображение формируется из отдельных светящихся или контрастных точечных элементов. В сегментных индикаторах изображение составляется из отдельных элементов — полосок.

**Полупроводниковые индикаторы.** Этот тип индикаторов относится к активным и выполняется на основе светоизлучающих диодов — светодиодов.

*Светодиодом* называется полупроводниковый диод, генерирующий управляемое видимое или невидимое излучение в результате действия

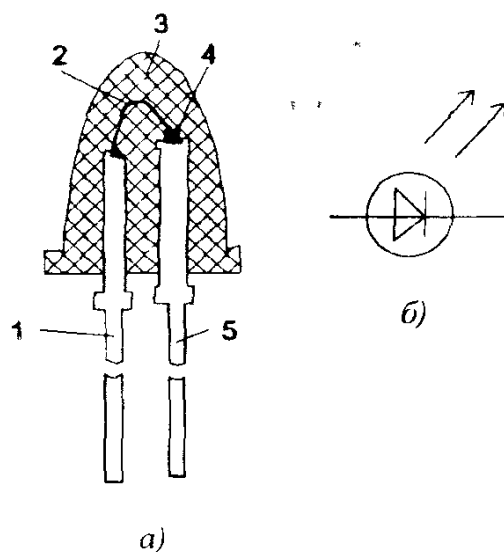
электрического тока  $p$ - $n$ -перехода

Световое излучение в светодиоде возникает при подаче на  $p$ - $n$ -переход напряжения в прямом направлении. В процессе рекомбинации неосновных носителей заряда в области  $p$ - $n$ -перехода возможно образование квантов света — фотонов, что при определенных условиях приводит к возникновению в плоскости  $p$ - $n$ -перехода излучения, близкого к монохроматическому, т.е. одной частоты, или одной длины волны.

Яркость излучения светодиода зависит от количества инжектированных носителей заряда, т.е. от прямого тока через  $p$ - $n$ -переход. В относительно широких пределах яркость свечения пропорциональна току через светодиод. Желаемый спектральный состав излучения получают введением в полупроводник соответствующих легирующих примесей. Выпускают светодиоды с красным, зеленым и желтым цветом излучения. Конструкция светодиода типа АЛ307, а также его условное графическое обозначение показаны на рис. 2.40. Излучающий кристалл установлен на верхней части одного из выводов и контактирует с ним своей  $p$ -областью, а  $n$ -область в верхней части кристалла тонким проводником соединена с другим выводом. Верхняя часть конструкции залита рассеивающим свет прозрачным полимерным компаундом, подкрашенным под цвет излучения. Для получения остронаправленного излучения кристалл заключают в непрозрачный корпус со специальным окном-линзой. Существуют также бескорпусные конструкции светодиодов.

ВАХ светодиода аналогична ВАХ кремниевого диода. На рабочем участке прямой ветви дифференциальное сопротивление светодиода не превышает нескольких ом, поэтому питание прибора должно осущес-

Рис. 2.40 Устройство светодиода типа АЛ307 (а) и условное графическое обозначение светодиодов на схемах (б)  
1, 5 — выводы, 2 — соединительный проводник, 3 — прозрачный корпус, 4 — кристалл



твляться от источника с высоким внутренним сопротивлением. Простейшая схема питания светодиода с ограничительным резистором показана на рис.2.41. Следует иметь в виду, что светодиод может быть легко пробит и выведен из строя даже небольшим (порядка 3 — 8 В) напряжением.

Отдельные светодиоды применяются в основном как индикаторы включения, наличия напряжения в блоке, изменения режима работы устройства, аварийной ситуации и т.п. Из отдельных светодиодов можно формировать матрицы для отображения крупноразмерной буквенно-цифровой информации, в частности — в информационных табло типа «бегущая строка».

Представляют интерес светодиоды с *управляемым цветом свечения*. На одном кристалле выполнены два *p-n*-перехода с красным и зеленым цветом излучения (рис.2.42). При совместной работе в зависимости от соотношения токов через переходы цвет результирующего излучения может плавно меняться, принимая желтый или оранжевый оттенок. Такие диоды могут применяться в многоцветной буквенно-цифровой индикации, в цветоаналоговых сигнализаторах.

*Матричные индикаторы* являются универсальными и могут представлять любую буквенно-цифровую и знаковую информацию. На рис.2.43 изображен 36-элементный полупроводниковый матричный индикатор типа АЛС340А с размерами матричного поля 9х6,2 мм. Каждый из

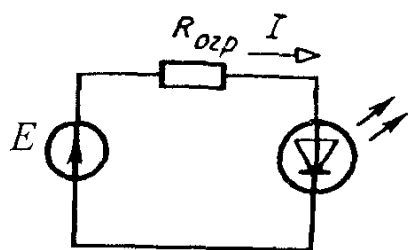


Рис.2.41 Электрическая схема питания светодиода

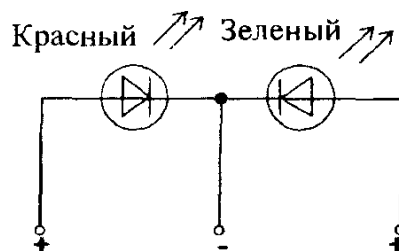


Рис.2.42. Принципиальная электрическая схема включения двухцветного светодиода

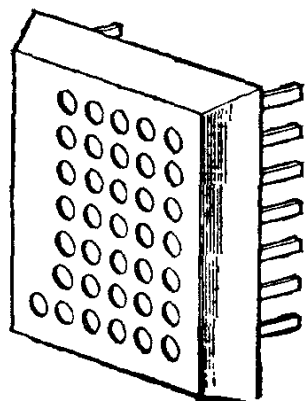


Рис.2.43. Знаковый матричный полупроводниковый индикатор АЛС340А

светящихся элементов матрицы является дискретным светодиодом. При подаче напряжения на соответствующие выводы прибора высвечиваются отдельные элементы матрицы, синтезирующие видимое изображение цифры, буквы, знака. Такие индикаторы используются в измерительной аппаратуре, вычислительной технике, электронных часах.

*Сегментные индикаторы* применяются в основном для представления цифровой информации. Из семи сегментов-полосок при высвечивании их в определенном сочетании можно получить все цифры от 0 до 9, а также некоторые буквы. Схема расположения сегментов и электрическая схема индикатора показаны на рис.2.44. Каждый сегмент является светодиодом. Поскольку размеры излучающей части кристалла малы (порядка  $0,3 \times 0,3$  мм) для повышения светоотдачи сегмента применяют отражающие рефлекторы и конические линзы из цветного прозрачного компаунда. Сегментные индикаторы могут быть одноразрядными и многоразрядными и применяются в измерительной аппаратуре, микрокалькуляторах, наручных часах, различных приборах. Цифровая информация в приборах представляется электрическими сигналами, как правило, в двоичном коде. Для управления индикаторами разработаны интегральные микросхемы дешифраторов, преобразующие двоичный код в семисегментный.

Определенный интерес представляют *шкальные индикаторы* для отображения непрерывно изменяющейся аналоговой информации. Общий вид шкального десятисегментного индикатора типа КИПТ03 и его электрическая схема показана на рис.2.45. Шкальные индикаторы являются аналогами щитовых измерительных приборов. Светящиеся шкалы могут использоваться в радиоаппаратуре для индикации пикового уровня сигналов, на транспорте в приборных щитках для индикации уровня горючего в баке, скорости движения, температуры и т.п.

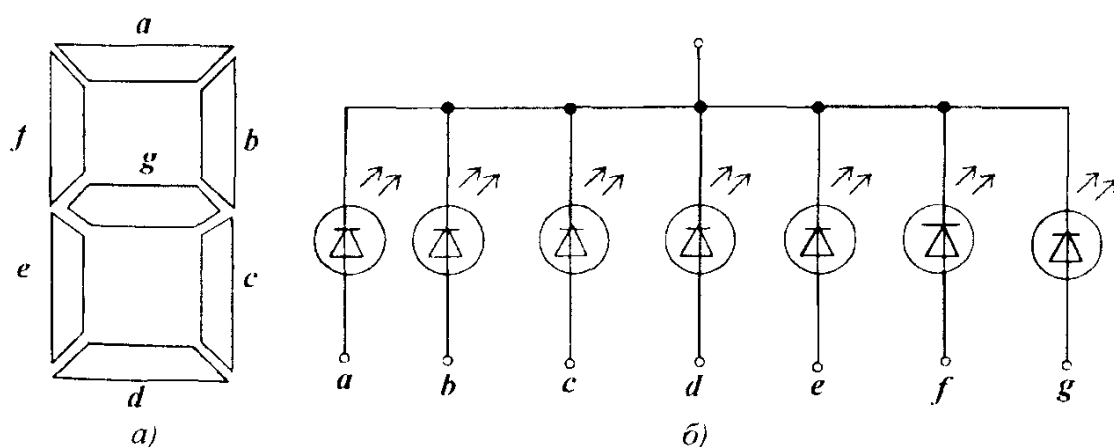


Рис 2.44 Схема расположения сегментов в семисегментном полупроводниковом индикаторе (а) и его электрическая схема (б)



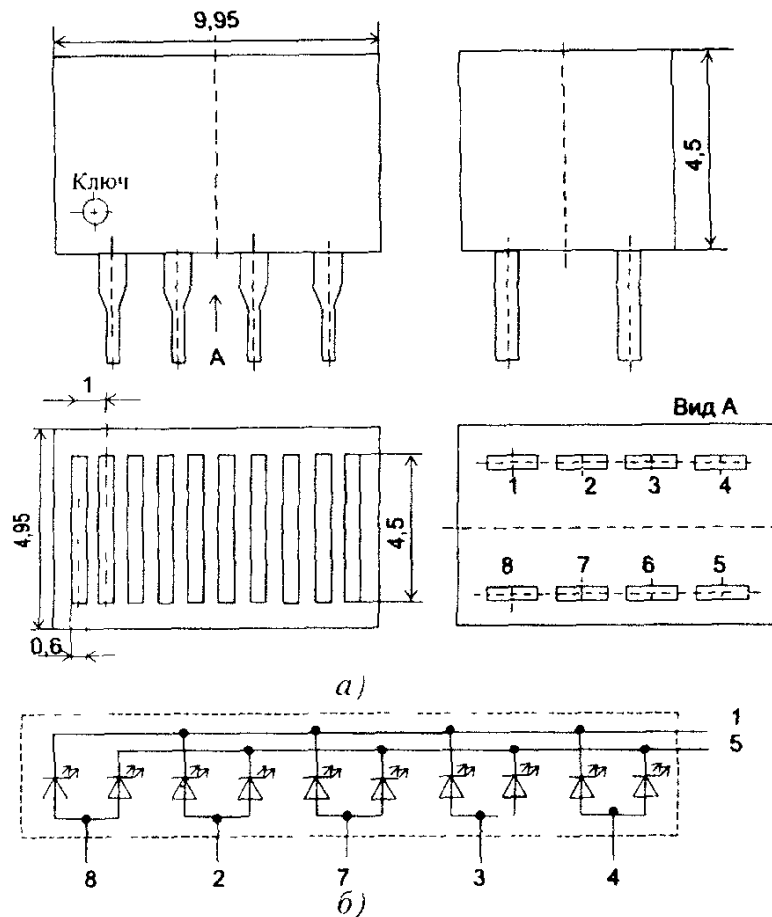


Рис.2.45. Общий вид (а) и электрическая схема (б) шкального десятиsegmentного полупроводникового индикатора типа КИПТ03

Светодиодные индикаторы обладают большим сроком службы ( $10^5$  ч и более), высокой яркостью излучения, стабильными характеристиками, малой инерционностью, низкими (2 — 6 В) рабочими напряжениями, что позволяет легко сопрягать их с другими полупроводниковыми приборами. Основным недостатком является относительно высокая мощность потребления энергии (до 1 Вт на один segmentный светодиод), что связано с необходимостью обеспечения большой плотности тока через *p-n*-переход.

**Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ).** Этот вид индикаторов относится к *пассивным* и требует внешнего освещения. Принцип действия основан на возникновении электрооптических эффектов в жидкокристаллических веществах. Жидкими кристаллами называются вещества со свойствами жидкостей и имеющие подобно кристаллам упорядоченную молекулярную структуру. Тонкий слой (десятки микрон) такого вещества прозрачен. Однако под воздействием внешнего электрического поля упорядоченная структура вещества нарушается и слой жидкости в зоне действия электрического поля становится непрозрачным. После исчезновения электрического поля первоначальная структура жидкости и ее прозрачность восстанавливаются. В отраженном или прсходящем свете возбужденный участок контрастирует на общем фоне поля индикатора.

Устройство ЖКИ, работающего на отраженном свете, показано на рис. 2.46,а. Между стеклянными пластинами, внутренняя поверхность которых покрыта электропроводящими слоями (электродами), находится слой жидкокристаллического вещества толщиной 10 — 20 мкм. Один электрод обычно делают прозрачным, а другой — хорошо отражающим свет. Вся конструкция герметизируется. Под воздействием переменного напряжения 10 — 20 В, приложенного между электродами, уменьшается его прозрачность. Если прозрачные электроды выполнить в виде сегментов, то подавая напряжение между отражающим электродом и соответствующим сегментом, можно получить темные знаки на светлом фоне.

Промышленность выпускает ЖКИ сегментного типа, позволяющие синтезировать цифры от 0 до 9, буквы и другие знаки и имеющие от 1 до 23 знакомест (рис.2.46,б).

ЖКИ находят широкое применение в часах, микрокалькуляторах, измерительных приборах, на основе ЖКИ выполняются экраны дисплеев портативных ЭВМ.

Вообще ЖКИ не являются в общепринятом смысле полупроводниковыми приборами, так как ЖК — вещество-диэлектрик. Однако по своим характеристикам, низковольтному (3 — 20 В) управлению и малой мощности энергопотребления ( $5 — 10 \text{ мкВт/см}^2$ ) ЖКИ очень удачно совмещаются с микросхемами, выполненными по МОП-технологии. Кроме того, ЖКИ относительно недороги, стойки к ударам и вибрациям, хорошо воспроизводят изображение, имеют удобную плоскую форму конструкции, причем толщина индикатора может быть менее 1 мм.

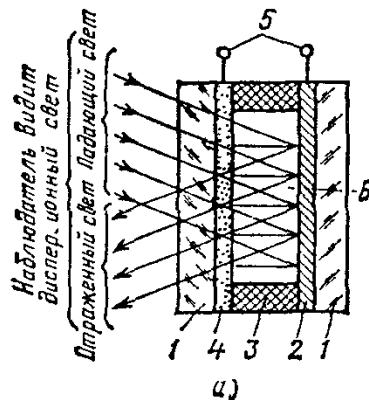
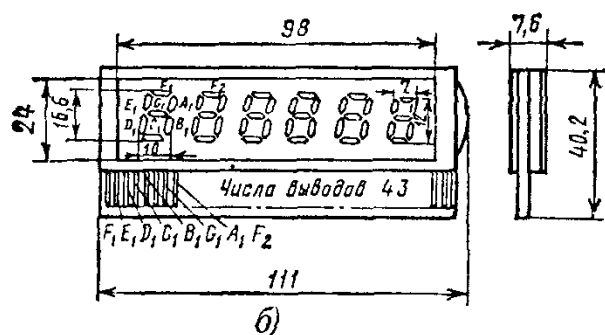


Рис.2.46. Устройство (а) и вид цифрового шестиразрядного сегментного ЖК-индикатора (б), работающего на отражение: 1 — стеклянная пластина; 2 — отражающий электрод; 3 — изоляционная прокладка; 4 — прозрачный электрод; 5 — выводы; б — слой жидкокристаллического вещества



К недостаткам обычных ЖКИ следует отнести сильную зависимость параметров от температуры, довольно узкий диапазон рабочих температур (+10 — +50°C), малое быстродействие (десятки миллисекунд), необходимость во внешнем источнике света. При работе в условиях низкой освещенности приходится подсвечивать экран миниатюрными лампами накаливания.

Исследования и разработки последних лет показали, что ЖКИ являются необычайно перспективным типом индикаторов. Уже созданы индикаторы, работающие при температурах от -40 °С и почти до +100 °С. Для подсветки применяют флюоресцентно-активные вещества. Источником света является расположенная за экраном люминисцентная пластина, а ЖКИ выступает в роли оптического затвора. Устройство может передавать изображение в цвете.

Существуют аналоговые ЖКИ с плавным перемещением отсчетного окна по длине индикатора в соответствии со значением измеряемой величины.

На основе матричных ЖКИ при использовании поляроидных пленок, красок-люминофоров, микросветофильтров создаются цветные экраны дисплеев и миниатюрных телевизоров, которые по качеству изображения и цветности приближаются к электронно-лучевым трубкам.

**Вопрос 2.8.** Для чего в цепь питания светодиода от источника ЭДС включают резистор?

*Варианты ответа:*

2.8.1. Для установления рабочего тока светодиода.

2.8.2. Для получения нужного цвета излучения светодиода.

2.8.3. Для установления рабочего напряжения светодиода

## **2.10. СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ**

Современные отечественные полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы обозначают кодом, состоящим из букв русского алфавита и цифр.

Первый элемент обозначения *полупроводниковых приборов* (буква или цифра) определяет исходный полупроводниковый материал: Г или 1 — германий; К или 2 — кремний; А или 3 — соединения галлия; И или 4 — соединения индия.

Второй элемент (буква) определяет подкласс прибора: Т — биполярные транзисторы; П — полевые транзисторы; Д — диоды выпрямительные; Ц — выпрямительные столбы и блоки; А — диоды сверхвысоко-частотные; И — диоды туннельные; В — варикапы; С — стабилитроны; Н — тиристоры диодные; У — тиристоры триодные; Л — светоизлучающие приборы; О — оптоэлектронные пары.

Третий элемент (цифра) обозначает один из характерных признаков

прибора (назначение, принцип действия и др.). Например, цифра третьего элемента маркировки транзисторов указывает на его мощностные и частотные свойства. Маломощные транзисторы (с мощностью рассеяния до 0,3 Вт) обозначены цифрами 1 (низкочастотные, до 3 МГц), 2 (среднечастотные, до 30 МГц) и 3 (высоко- и сверхвысокочастотные, свыше 30 МГц). Аналогично цифрами 4, 5, и 6 подразделены по частоте транзисторы средней мощности (от 0,3 до 1,5 Вт), а цифрами 7, 8 и 9 — мощные транзисторы (свыше 1,5 Вт). При обозначении оптопар вместо цифр используют буквы: Р — резисторные оптопары; Д — диодные; У — тиристорные; Т — транзисторные.

Четвертый элемент (двухзначное или трехзначное число) обозначает порядковый номер разработки прибора в данной серии.

Пятый элемент (буква) указывает на классификацию по параметрам (коэффициент передачи тока, напряжение стабилизации и др.).

В соответствии с указанной системой маркировки обозначение ГТ308В принадлежит германиевому (Г) транзистору (Т), высокочастотному, малой мощности (3), номер разработки 08, с коэффициентом передачи тока базы 50 — 120 (В); обозначение КД202Р соответствует кремниевому (К) выпрямительному диоду (Д) средней мощности (2), номер разработки 02, с максимально допустимым обратным напряжением 600 В (Р).

В обозначении *полупроводниковых фотоэлектрических приборов* первый элемент (две буквы) означает группу приборов: ФР — фоторезисторы, ФД — фотоприемники с *p-n*-переходом без усиления (фотодиоды).

Второй элемент (буквы) означает материал, из которого изготовлен прибор: ГО — германий; ГБ — германий, легированный бором; ГЗ — германий, легированный золотом; К — кремний; КГ — кремний, легированный галлием; РГ — арсенид галлия и т.д.

Третий элемент (трехзначное число) является порядковым номером разработки прибора.

Четвертый элемент (буква) означает подгруппу полупроводниковых фотоэлектрических приборов: У — фототранзисторы униполярные; Б — фототранзисторы биполярные; Л — фотодиоды лавинные; Т — фототиристоры и т.д.

Пример обозначения: ФДГЗ-001К — фотодиод из германия, легированного золотом, координатный, номер разработки 001.

Обозначения *жидкокристаллических индикаторов* состоят из четырех элементов: первый элемент — сочетание ИЖК (индикатор жидкокристаллический); второй элемент — буква (Ц — цифровой, С — символьный); третий элемент — число, означающее номер типа; четвертый элемент (после дефиса) — дробь, числитель которой указывает число разрядов индикатора, а знаменатель — высоту знака в миллиметрах, например ИЖКЦ4-6/17 — шестиразрядный индикатор, цифровой, с высо-

той знака 17 мм.

Обозначение *интегральных микросхем* (ИМС) состоит из четырех элементов.

Первый элемент (цифра) обозначает группу ИМС: 1,5,7 — полупроводниковые; 2,4,6,8 — гибридные; 3 — прочие (например, пленочные).

Второй элемент (двух- или трехзначное число) означает номер разработки.

Третий элемент (две буквы) определяет подгруппу и вид ИМС по функциональному назначению: ЛИ — логический элемент И; ТД — триггер динамический; ИР — цифровой регистр и т.д.

Четвертый элемент — порядковый номер ИМС в серии по функциональному признаку.

Различные буквы (например, К, КР) перед условным обозначением некоторых серий микросхем определяют характерные их особенности. Для бескорпусных микросхем перед обозначением добавляют букву Б.

В качестве примера приведем условные обозначения полупроводниковой и гибридной ИМС. Так, микросхемы К140УД14А означает: К — микросхема для электронных устройств широкого применения, 1 — полупроводниковая, 40 — порядковый номер серии (серия 140), УД — операционный усилитель, 14 — порядковый номер операционного усилителя в серии 140, А — с коэффициентом усиления определенного значения. Шифр микросхемы 284КН1 означает: 2 — гибридная, 84 — порядковый номер серии (серия 284), КН — коммутаторы, 1 — порядковый номер коммутатора в серии 284.

## КОММЕНТАРИИ К ПРАВИЛЬНЫМ ОТВЕТАМ НА ВОПРОСЫ ГЛ. 2

2.1.2 Двойной электрический слой на границе раздела двух полупроводников возникает при рекомбинации свободных носителей заряда — электронов  $n$ -полупроводника и дырок  $p$ -полупроводника, при этом потенциал полупроводника  $n$ -типа становится выше потенциала полупроводника  $p$ -типа. Неосновные носители заряда  $p$ -полупроводника — электроны — могут беспрепятственно перемещаться в  $n$ -полупроводник, так же как и дырки  $n$ -полупроводника в  $p$ -полупроводник. Дырки полупроводника  $p$ -типа являются для него основными носителями заряда и их движению в полупроводник  $n$ -типа препятствует электрическое поле на границе раздела полупроводников. Ионы в примесных полупроводниках (как положительные, так и отрицательные), являются неподвижными носителями заряда и перемещаться не могут.

2.2.3. Входная характеристика биполярного транзистора, включенного, например, по схеме с общим эмиттером, представляет собой ВАХ  $p$ - $n$ -перехода между базой и эмиттером, к которому приложено напряже-

ние в прямом направлении. Эта характеристика аналогична прямой ветви ВАХ полупроводникового диода. Выходная характеристика транзистора при отсутствии тока базы представляет собой ВАХ  $p-n$ -перехода между коллектором и базой, к которому приложено напряжение в обратном направлении. Следовательно, эта характеристика аналогична обратной ветви ВАХ диода.

2.3.1. В униполярном транзисторе с управляющим  $p-n$ -переходом и  $p$ -каналом ток стока определяется движением основных носителей заряда — дырок — от истока, имеющего более высокий потенциал к стоку с меньшим потенциалом. К  $p-n$ -переходу затвор — исток должно быть приложено запирающее этот переход напряжение в обратном направлении. Таким образом для нормальной работы транзистора данного типа потенциал затвора должен быть не ниже потенциала истока.

2.4.2. Включение тиристора при достижении на нем определенного значения прямого напряжения объясняется лавинообразным увеличением количества носителей заряда в результате ударной ионизации под влиянием нарастающего электрического поля. Ток через управляющий электрод способствует введению дополнительных носителей заряда и уменьшает таким образом значение прямого напряжения, при котором происходит переход тиристора в проводящее состояние. Выключение тиристора осуществляется снижением напряжения на нем до некоторого минимального значения, которое не зависит от тока через управляющий электрод.

2.5.3. Режим работы фотодиода с внешним источником ЭДС называется фотопреобразовательным. Фотодиод при этом подключается к источнику в обратном направлении. При отсутствии освещения фотодиод работает как обычный диод, включенный в обратном направлении, т.е. в цепи будет существовать небольшой ток, определяемый движением через запирающий слой неосновных носителей заряда. При освещении фотодиода, под воздействием на  $p-n$ -переход светового потока происходит освобождение неосновных носителей заряда вблизи запирающего слоя и ток через фотодиод увеличится, причем увеличение тока будет связано с увеличением светового потока. При подключении фотодиода к источнику в прямом направлении запирающий слой исчезает, ток будет определяться лишь собственным сопротивлением полупроводника и не будет зависеть от освещенности фотодиода. Фоторезистор отличается от фотодиода отсутствием  $p-n$ -перехода, ток через него не зависит от полярности приложенного напряжения и определяется проводимостью фоторезистора, которая повышается с увеличением светового потока.

2.6.3. Навесные и пленочные пассивные элементы (за исключением пленочных проводников) в полупроводниковых интегральных микросхе-

мах не применяются. В качестве резисторов используют участки легированного полупроводника, а также биполярные транзисторы в специальном включении.

2.7.3 Фототранзистор, в отличие от фотодиода, является усилителем базового тока, возникающего при попадании на базу светового излучения. Однако из-за относительно большой емкости эмиттерного перехода фототранзистор по быстродействию значительно уступает фотодиоду. Гальваническая развязка между входом и выходом существует в любых типах оптронов, в этом одно из преимуществ оптронов перед обычными полупроводниковыми приборами.

2.8.1. ВАХ светодиода не отличается от ВАХ обычного полупроводникового диода. Светодиод включается в цепь источника в прямом направлении и рабочим участком его ВАХ является ее прямая ветвь. Как известно, напряжение на включенном в прямом направлении диоде мало зависит от тока через него, поэтому добавочный резистор служит для ограничения рабочего тока через светодиод. Цвет излучения светодиода зависит лишь от типа введенных в полупроводник примесей.

## Глава третья

# ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

При решении многих инженерных задач, например при измерении электрических и неэлектрических величин, контроле и автоматизации технологических процессов, возникает необходимость в усилении электрических сигналов. Для этой цели служат электронные усилители, т.е. устройства, предназначенные для усиления напряжения, тока и мощности. В современных усилителях, широко применяемых в промышленной электронике, используются транзисторы (биполярные и полевые) и интегральные микросхемы.

Простейшим электронным усилителем является усилительный каскад (рис.3.1.), содержащий нелинейный управляемый элемент УЭ (транзистор), резистор  $R$  и источник электрической энергии  $E$ . Усилительный каскад имеет входную цепь, к которой подводится входное напряжение  $u_{вх}$  (усиливаемый сигнал), и выходную цепь для получения выходного напряжения  $u_{вых}$  (усиленный сигнал). Усиленный сигнал имеет значительно большую мощность по сравнению с входным сигналом. Увеличение мощности сигнала происходит за счет источника электрической энергии  $E$ . Процесс усиления осуществляется посредством изменения тока УЭ, а следовательно, и тока в выходной цепи, под воздействием входного напряжения. Выходное напряжение снимается с УЭ или резистора  $R$ . Таким образом, усиление основано на преобразовании электрической энергии источника постоянной ЭДС  $E$  в энергию выходного сигнала за счет изменения сопротивления УЭ по закону, задаваемому входным сигналом.

Усилительные свойства усилителя зависят от степени влияния входного сигнала на ток управляемого элемента. Чем больше это влияние, тем больше будет падение напряжения от тока УЭ на резисторе, а значит, и выходное напряжение, которое зависит также от сопротивления резистора  $R$ .

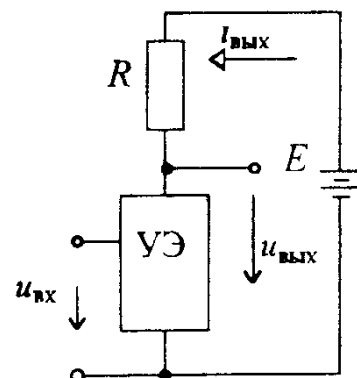


Рис 3.1 Структурная схема усилительного каскада



Основными параметрами усилительного каскада являются коэффициент усиления по напряжению  $K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ , коэффициент усиления по току

$K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$  и коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}}} = K_U K_I \quad (3.1)$$

В некоторых усилительных каскадах один из двух коэффициентов усиления может быть меньше единицы, т.е.  $K_U < 1$  или  $K_I < 1$ . Но в любом случае коэффициент усиления по мощности  $K_P \gg 1$ .

В зависимости от того, какой параметр входного сигнала (напряжение, ток или мощность) требуется увеличить с помощью усилительного каскада, различают усилительные каскады напряжения, тока и мощности. Усилительный каскад напряжения имеет коэффициент усиления  $K_U$ , как правило, равный нескольким десяткам. В инженерной практике очень часто бывает необходимо получить значительно больший коэффициент усиления по напряжению, достигающий многих тысяч и даже миллионов. Для решения такой задачи используют многокаскадные усилители, в которых каждый последующий каскад подключен к выходу предыдущего (рис. 3.2).

Коэффициент усиления по напряжению многокаскадного усилителя

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ } n}}{U_{\text{ВХ } 1}} \quad (3.2)$$

При выполнении условий  $u_{\text{ВЫХ } 1} = u_{\text{ВХ } 2}$ ,  $u_{\text{ВЫХ } 2} = u_{\text{ВХ } 3}$ , ...,  $u_{\text{ВЫХ } (n-1)} = u_{\text{ВХ } n}$  он равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ } n}}{U_{\text{ВХ } 1}} = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n \quad (3.2a)$$

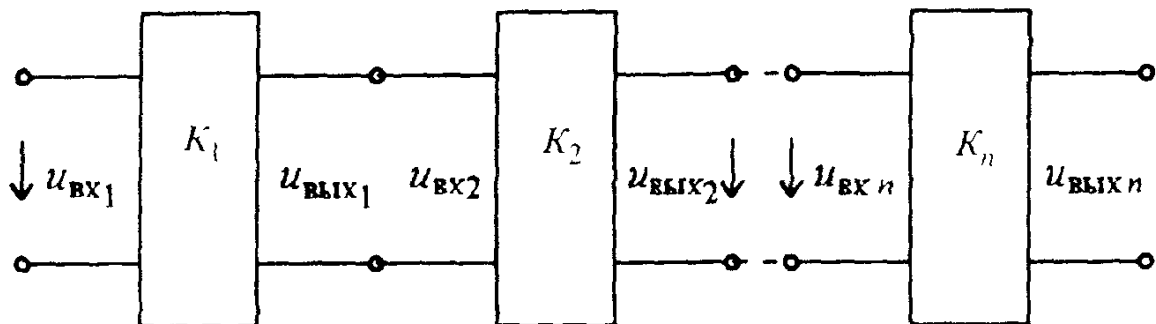


Рис. 3.2 Структурная схема многокаскадного усилителя

Усилители тока применяют в тех случаях, когда в нагрузочном устройстве, обладающем, как правило, малым сопротивлением (реле, индикатор тока), требуется получить значительный ток.

Усилителями мощности обычно являются выходные каскады многокаскадных усилителей. Они работают в режимах, обеспечивающих получение максимально возможной мощности нагрузочного устройства.

В зависимости от диапазона частот входных сигналов, для усиления которых предназначены усилители, последние подразделяют на несколько видов. Для усиления медленно изменяющихся сигналов используют усилители постоянного тока (УПТ), для усиления сигналов в диапазоне от десятков герц до десятков килогерц — усилители низкой частоты (УНЧ), для усиления сигналов в диапазоне частот от сотен килогерц до десятков и сотен мегагерц — усилители высокой частоты (УВЧ). Для усиления импульсных сигналов, имеющих спектр частот от десятков герц до сотен мегагерц, применяют импульсные усилители, которые называют также широкополосными (ШПУ). При необходимости усиления сигналов в узком диапазоне частот применяют узкополосные, или избирательные, усилители.

Способы соединения (связи) каскадов зависят от вида многокаскадного усилителя. Так, в усилителях постоянного тока вход последующего каскада подсоединяют к выходу предыдущего каскада непосредственно или с помощью резисторов. Такие усилители называют усилителями с непосредственной или резистивной связью

В усилителях переменного напряжения (УНЧ, УВЧ и ШПУ) для связи каскадов чаще всего используют конденсаторы и резисторы. Такие усилители называют усилителями с резистивно-емкостными связями.

Конденсаторы в усилителях переменного напряжения служат для отделения переменной составляющей напряжения (выходного) от постоянной составляющей напряжения на нелинейном управляемом элементе, возникающей от постоянной составляющей тока, создаваемой источником постоянной ЭДС  $E$ .

По способу включения усилительного элемента различают три основных типа усилительных каскадов как на биполярных, так и на полевых транзисторах. Характерной особенностью каждого из них является то, что один электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей.

**Вопрос 3.1.** Можно ли считать усилителем повышающий трансформатор?

*Варианты ответа*

3.1.1. Можно.

3.1.2. Нельзя.

### 3.2. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Одним из наиболее распространенных усилительных каскадов на биполярных транзисторах является каскад с общим эмиттером (каскад ОЭ). В этом каскаде эмиттер является общим электродом для входной и выходной цепей, а резистор  $R_K$  (рис. 3.3), с помощью которого создается выходное напряжение, включается в коллекторную цепь транзистора. Полярность источника электрической энергии (источника питания) с ЭДС  $E_K$  по отношению к коллекторной цепи зависит от типа транзистора  $VT$ . На рис. 3.3 полярность источника  $E_K$  соответствует усилительному каскаду с транзистором типа  $n-p-n$ . Для усилительного каскада с транзистором типа  $p-n-p$  полярность источника  $E_K$  должна быть противоположной. Напряжение источника современных усилительных каскадов на биполярных транзисторах составляет обычно 10 - 30 В.

Для коллекторной цепи усилительного каскада в соответствии со вторым законом Кирхгофа можно записать следующее уравнение электрического состояния:

$$E_K = U_K + R_K I_K, \quad (3.3)$$

т.е. сумма падения напряжения на резисторе  $R_K$  и коллекторного напряжения  $U_K$  транзистора всегда равна постоянному значению ЭДС источника питания.

Вольт-амперная характеристика  $I_K = f(U_{R_K})$  коллекторного резистора  $R_K$  является линейной, а ВАХ  $I_K = \varphi(U_K)$  транзистора, как показано в гл.2, представляют собой нелинейные коллекторные характеристики транзистора, включенного по схеме ОЭ (см.рис.2.12).

Расчет такой нелинейной цепи, т.е. определение  $I_K$ ,  $U_{R_K}$  и  $U_K$  для различных значений токов базы  $I_B$  и сопротивлений резистора  $R_K$ , можно осуществить графически. Для этого на семействе коллекторных характе-

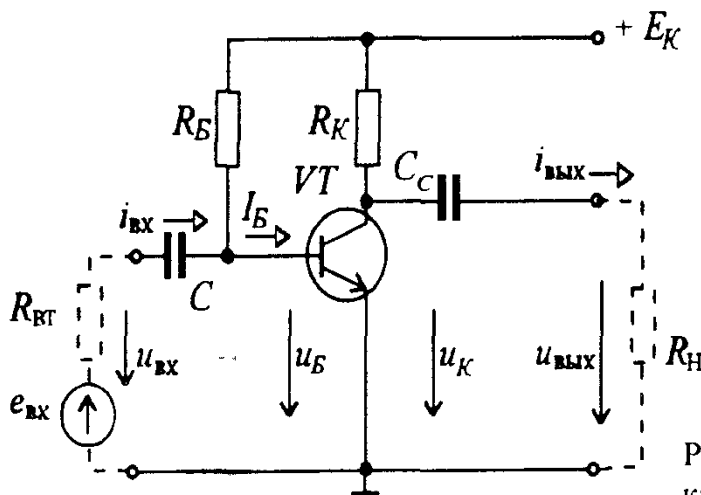


Рис.3.3. Схема усилительного каскада с общим эмиттером

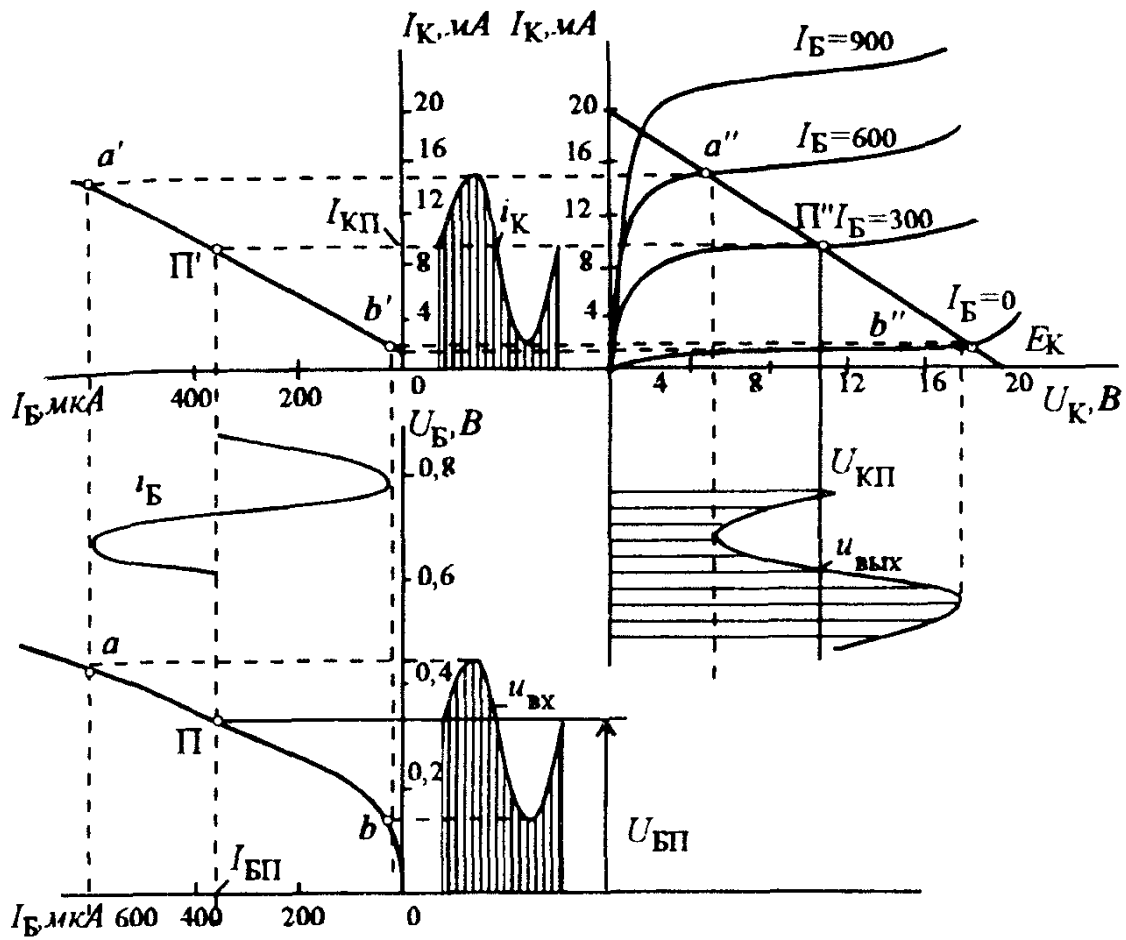


Рис.3.4. Входная и коллекторные характеристики биполярного транзистора, а также переходная характеристика усилительного каскада при  $E_K=20$  В и  $R_K=1$  кОм

ристик (рис. 3.4.) необходимо провести из точки  $E_K$  на оси абсцисс прямую линию, удовлетворяющую уравнению

$$U_K = E_K - R_K I_K \quad (3.3a)$$

Эту прямую можно провести под углом  $\alpha = \text{arctg } R_K m_I / m_U$ , где  $m_I$  — масштаб по оси ординат, а  $m_U$  — масштаб по оси абсцисс. Однако удобнее строить ее по двум точкам:  $U_K = E_K$  при  $I_K = 0$  на оси абсцисс и  $I_K = E_K / R_K$  при  $U_K = 0$  на оси ординат. Построенную таким образом прямую линию часто называют линией нагрузки. Точки пересечения ее с коллекторными характеристиками дают графическое решение уравнения (3.3a) для данного сопротивления  $R_K$  и различных значений тока базы  $I_B$ . По этим точкам можно определить коллекторный ток  $I_K$ , одинаковый для транзистора и резистора  $R_K$ , а также напряжения  $U_K$  и  $U_{R_K}$ . Поскольку входные характеристики для различных значений  $U_K$  отличаются незначительно, в качестве входной принимают обычно усредненную входную характеристику (см.рис.3.4).

Анализ работы усилительного каскада удобно проводить с помощью

переходной характеристики  $I_K = f(I_B)$ , которую строят по точкам пересечения линии нагрузки с коллекторными характеристиками.

На рис 3.4 помимо коллекторных (выходных) характеристик приведена входная характеристика, повернутая на  $90^\circ$ , и дано построение переходной характеристики. На рис. 3.4 можно отметить линейные участки  $ab$  и  $a'b'$  соответственно на входной и переходной характеристиках. Им соответствует участок  $a''b''$  на линии нагрузки.

Сопротивление резистора  $R_K$  выбирают, исходя из требуемого усиления входных сигналов, но при этом надо, чтобы линия нагрузки проходила левее или ниже допустимых значений  $U_{K\max}$ ,  $I_{K\max}$  и  $P_{K\max}$  (см.рис 2.14) и обеспечивала достаточно протяженный линейный участок переходной характеристики. При выполнении этих условий транзистор работает в области допустимых значений напряжения, тока и мощности и может усиливать без искажений сигналы в необходимом диапазоне изменения значений их параметров. Сопротивления коллекторных резисторов  $R_K$  усилительных каскадов с общим эмиттером обычно имеют значения порядка нескольких сотен ом или единиц килоом

Резистор  $R_B$ , включенный в цепь базы, обеспечивает требуемую работу транзистора в *режиме покоя*, т.е. в отсутствие входного сигнала. Благодаря этому резистору можно получить оптимальное значение тока базы  $I_{Bп}$  и напряжения между базой и эмиттером  $U_{Bп}$ , соответствующие середине линейных участков входной и переходной характеристик. Эта *рабочая точка* (точка  $\Pi$  и  $\Pi'$  на рис 3.4) соответствует  $I_{Bп}$  и  $U_{Bп}$ . Для обеспечения указанного режима сопротивление резистора следует определять по формуле

$$R_B = \frac{E_K - U_{Bп}}{I_{Bп}}. \quad (3.4)$$

Конденсатор  $C$  (см рис.3.3) служит для включения источника переменной входной ЭДС  $e_{вх}$  с внутренним сопротивлением  $R_{вт}$  в цепь базы. В отсутствие этого конденсатора в цепи источника входного сигнала создавался бы постоянный ток от источника питания  $E_K$ , который мог бы вызвать падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала, изменяющее режим работы транзистора и приводящее к нагреву источника сигнала. Конденсатор связи  $C_c$  на выходе усилительного каскада обеспечивает выделение из коллекторного напряжения переменной составляющей, которая может подаваться на нагрузочное устройство с сопротивлением  $R_H$ .

При подаче на вход усилительного каскада переменного напряжения  $u_{вх}$  (см.рис.3.4) ток базы будет изменяться в соответствии с входной характеристикой, т.е. кроме постоянной составляющей  $I_{Bп}$  он будет иметь переменную составляющую  $i_B$ . Одновременно с этим в транзисторе будут изменяться эмиттерные и коллекторные токи. График переменной со-

ставляющей коллекторного тока  $i_K$  можно построить с помощью переходной характеристики, зная изменения тока базы  $i_B$ . Переноса изменения тока  $i_K$  на линию нагрузки, можно проследить за изменениями коллекторного напряжения и падения напряжения на коллекторном резисторе  $R_K$ . Переменная составляющая коллекторного напряжения представляет собой выходное напряжение усилительного каскада, которое численно равно и противоположно по фазе переменной составляющей падения напряжения на резисторе  $R_K$ , т.е.  $u_{\text{вых}} = -R_K i_K$ . Для входного напряжения справедливо соотношение

$$u_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} i_{\text{вх}},$$

где  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление усилительного каскада, примерно равное входному сопротивлению транзистора, а  $i_{\text{вх}} \approx i_B$ . Благодаря тому, что коллекторный ток во много раз превышает ток базы, а сопротивление  $R_K$ , как правило, больше  $R_{\text{вх}}$ , выходное напряжение усилительного каскада с общим эмиттером получается во много раз больше входного напряжения. Если изменения входного напряжения, тока базы  $i_B$  и тока коллектора  $i_K$  укладываются в линейные участки входной и переходной характеристик, то форма выходного напряжения будет соответствовать форме входного напряжения. В частности, при подаче на вход усилительного каскада синусоидального напряжения выходное напряжение будет также синусоидальным

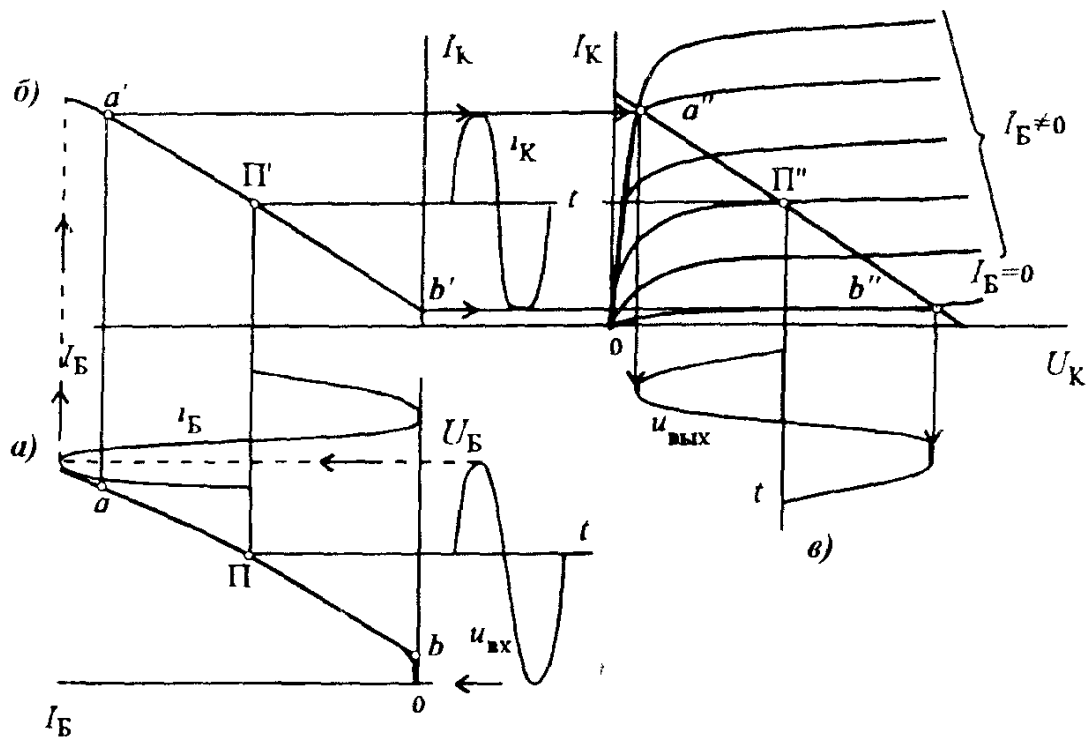


Рис 3.5. Временные зависимости тока базы (а), тока коллектора (б) и выходного напряжения (в) при большом входном напряжении

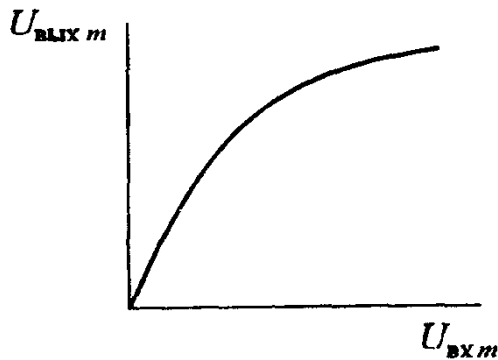


Рис 3.6 Амплитудная характеристика усилительного каскада

При больших входных напряжениях переменные составляющие токов выходят за пределы линейных участков входной и переходной характеристик, в результате чего форма кривой выходного напряжения претерпевает значительные искажения. Эти *искажения*, обусловленные нелинейностью указанных характеристик, называют *нелинейными*. На рис.3.5,а — в показаны временные зависимости тока базы  $i_B$ , тока коллектора  $i_K$  и выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$  усилительного каскада при большом входном напряжении. Видно, что при больших входных напряжениях рост выходного напряжения замедляется, т.е. коэффициент усиления уменьшается. Для оценки диапазона изменения входных напряжений, усиливаемых без искажений, используют *амплитудную характеристику*, представляющую собой зависимость амплитудного значения выходного напряжения от амплитудного значения входного напряжения (рис.3.6).

При работе усилительного каскада в режиме, соответствующем линейным участкам характеристик, т.е. в отсутствие искажений, коэффициент усиления и другие параметры усилителя (входное и выходное сопротивление) можно рассчитать аналитически с помощью  $h$ -параметров транзистора. С этой целью используют схему замещения усилительного каскада с общим эмиттером (рис.3.7,а) для переменных составляющих токов и напряжений. Основой этой схемы является схема замещения транзистора (обведена пунктиром). В схеме замещения усилительного каскада не учтены конденсаторы и источник питания, так как переменные составляющие напряжения на них принимают равными нулю. Поэтому резистивный элемент  $R_K$  включен между коллектором и эмиттером транзистора, т.е. между точками К и Э. Резистивный элемент  $R_B$  показан пунктиром, так как его обычно не учитывают вследствие того, что сопротивление резистора  $R_B$  значительно больше входного сопротивления  $h_{11}$  транзистора.

Для определения коэффициента усиления рассмотрим уравнения для входной и выходной цепей усилительного каскада с общим эмиттером, составленные на основе схемы замещения рис.3.7,а:

$$u_{\text{вх}} = \frac{h_{11} R_B}{h_{11} + R_B} i_{\text{вх}}, \quad (3.5)$$

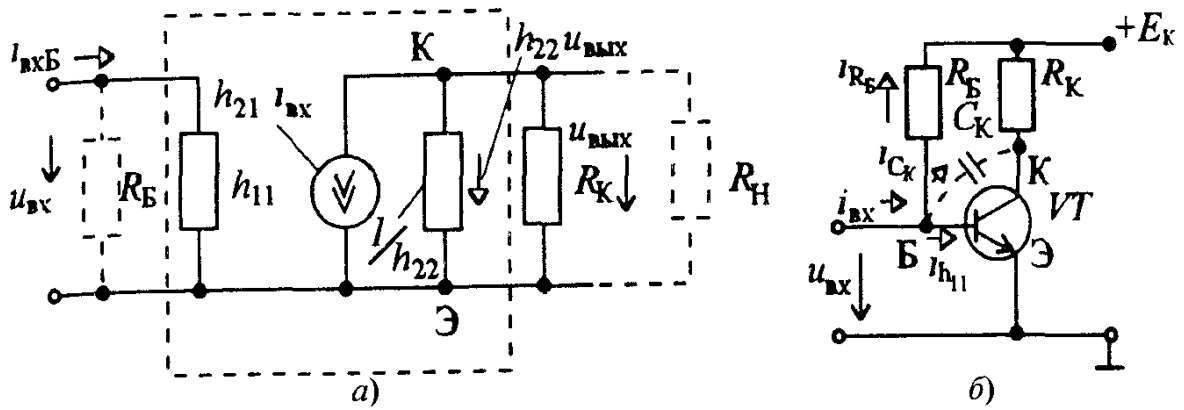


Рис 3.7 Схема замещения усилительного каскада с общим эмиттером (а), схема этого каскада для определения входного сопротивления (б)

$$h_{21} i_B + h_{22} u_{\text{ВЫХ}} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_K} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_H} = 0. \quad (3.6)$$

Считая  $R_B \gg h_{11}$ ,  $i_{\text{ВХ}} \approx i_B$  и  $R_H \gg R_K$ , можно записать эти уравнения в виде

$$u_{\text{ВХ}} \approx h_{11} i_{\text{ВХ}}, \quad (3.5a)$$

$$h_{21} i_{\text{ВХ}} + h_{22} u_{\text{ВЫХ}} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_K} = 0. \quad (3.6a)$$

Решая совместно эти уравнения, получим

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{u_{\text{ВХ}}}{h_{11}} \frac{h_{21}}{h_{22} + 1/R_K}. \quad (3.7)$$

Знак «минус» в выражении (3.7) означает, что выходное напряжение находится в противофазе с входным. Поэтому в дальнейшем направление  $u_{\text{ВЫХ}}$  на схемах рассматриваемого усилительного каскада изменено на противоположное.

С помощью выражения (3.7) нетрудно получить формулу для коэффициента усиления по напряжению ненагруженного усилительного каскада с общим эмиттером ( $R_H \gg R_K$ ):

$$\underline{K}_{U_x} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{h_{21} R_K}{h_{11} (1 + h_{22} R_K)} = -K_{U_x}. \quad (3.8)$$

Так как  $h_{22} = 10^{-5} \div 10^{-6}$  См, а  $R_K = 10^3 \div 10^4$  Ом, то  $h_{22} R_K \ll 1$ .

Поэтому

$$K_{U_x} \approx \frac{h_{21} R_K}{h_{11}}. \quad (3.9)$$



Это выражение показывает, что коэффициент усиления по напряжению рассматриваемого усилительного каскада пропорционален коэффициенту усиления по току  $h_{21}$  транзистора и отношению сопротивления коллекторного резистора  $R_K$  и входного сопротивления  $h_{11}$  транзистора. По схеме замещения рис.3.7,*а* легко можно найти входное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером на низких частотах:

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}} \approx h_{11} . \quad (3.10)$$

При определении входного сопротивления на высоких частотах необходимо учитывать емкость  $C_K$  коллекторного  $p$ - $n$ -перехода (см. рис. 3.7,*б*) Сопротивление емкостного элемента, включенного между коллектором и базой, на высоких частотах становится сравнительно небольшим. Ток через него, замыкающийся через резистор  $R_K$  и источник питания  $E_K$ , соизмерим с током  $i_{h_{11}}$ , обусловленным входным сопротивлением транзистора. С учетом этого входной ток

$$I_{\text{вх}} = I_{R_B} + I_{h_{11}} + \dot{I}_{C_K} , \quad (3.11)$$

где  $I_{R_B} = U_{\text{вх}} / R_B$ ,  $I_{h_{11}} = \dot{U}_{\text{вх}} / h_{11}$ .

Ток, обусловленный емкостью  $C_K$  коллекторного  $p$ - $n$ -перехода (см.рис.3.7,*б*):

$$\dot{I}_{C_K} = \frac{\dot{\phi}_B - \dot{\phi}_K}{1/j\omega C_K} = [(\dot{\phi}_B - \dot{\phi}_Э) - (\dot{\phi}_K - \dot{\phi}_Э)] j\omega C_K = (\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{вых}}) j\omega C_K. \quad (3.12)$$

Так как в соответствии с выражением (3.8) выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = -K_{U_x} U_{\text{вх}}$ , то

$$\dot{I}_{C_K} = U_{\text{вх}} (1 + K_{U_x}) j\omega C_K. \quad (3.12a)$$

Используя выражения для токов, можно получить формулу для входного сопротивления усилительного каскада с общим эмиттером:

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} = \frac{1}{1/R_B + 1/h_{11} + (1 + K_{U_x}) j\omega C_K} = \frac{1}{\frac{R_B + h_{11}}{R_B h_{11}} + j\omega C_{\text{вх}}} , \quad (3.10a)$$

где  $C_{\text{вх}} = (1 + K_{U_x}) C_K$  — входная емкость усилительного каскада с общим эмиттером.

Как видно из схемы замещения рис.3.7,*а*, выходное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером определяется выражением

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_K \cdot 1/h_{22}}{R_K + 1/h_{22}} = \frac{R_K}{1 + h_{22} R_K} \approx R_K . \quad (3.13)$$

Входное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером обычно имеет значение порядка нескольких сотен ом. Выходное сопротивление обычно больше входного. Низкое входное и высокое выходное сопротивление создают значительные трудности при работе усилительного каскада с высокоомным источником усиливаемой ЭДС (см. рис. 3.3) и низкоомным нагрузочным устройством. В этом случае входное напряжение усилительного каскада может быть значительно меньше ЭДС  $e_{вх}$ , так как на входе усиливаемого каскада образуется делитель напряжения  $R_{вт}, R_{вх}$  с небольшим значением  $R_{вх}$ :

$$u_{вх} = e_{вх} \frac{R_{вх}}{R_{вт} + R_{вх}} \quad (3.14)$$

Если сопротивление  $R_{н}$  нагрузочного устройства, включенного по переменной составляющей напряжения параллельно коллекторному резистору  $R_{к}$ , значительно меньше сопротивления  $R_{к}$ , то коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада существенно снижается:  $K_U \approx h_{21} R_{н} / h_{11}$ . Указанные обстоятельства необходимо учитывать при использовании усилительных каскадов с общим эмиттером. Следует отметить, что эти усилительные каскады усиливают не только напряжение, но также ток и мощность.

**Задача 3.1.** На рис. 3.8,а приведена схема усилительного каскада с общим эмиттером на транзисторе ГТ322А. Рассчитать сопротивление резистора  $R_{б}$ , при котором рабочая точка в режиме покоя усилителя будет находиться на середине линейных участков входной и переходной характеристик, если  $E_{к} = 10$  В и  $R_{к} = 1$  кОм. Определить коэффициенты усиления по напряжению  $K_U$ , по току  $K_I$ , по мощности  $K_P$ , а также входное  $R_{вх}$  и выходное  $R_{вых}$  сопротивления усилительного каскада. Входная и выходные характеристики транзистора ГТ322А приведены на рис. 3.9. Значения его  $h$ -параметров:  $h_{11} = 330$  Ом,  $h_{21} = 56$ ,  $h_{22} = 6,25 \cdot 10^{-5}$  См.

**Решение.** На семействе выходных характеристик  $I_{к} (U_{к})$  транзистора ГТ322А (см. рис. 3.9,б) проводим линию нагрузки, соответствующую  $R_{к} = 1$  кОм, с помощью которой можно построить переходную характеристику. Линейный участок этой характеристики соответствует диапазону  $0 \leq I_{б} \leq 200$  мкА. Входная характеристика (см. рис. 3.9,а) линейна при  $I_{б} \geq 80$  мкА. Таким образом, обе характеристики линейны при  $80 \leq I_{б} \leq 200$  мкА. Поэтому рабочую точку выбираем примерно в середине линейного участка при  $I_{бп} = 150$  мкА, что соответствует  $U_{кп} = 3,0$  В и  $U_{бп} = 340$  мВ.

Для выбранного тока  $I_{бп} = 150$  мкА сопротивление

$$R_{б} = \frac{E_{к} - U_{бп}}{I_{бп}} = 64,4 \text{ кОм.}$$

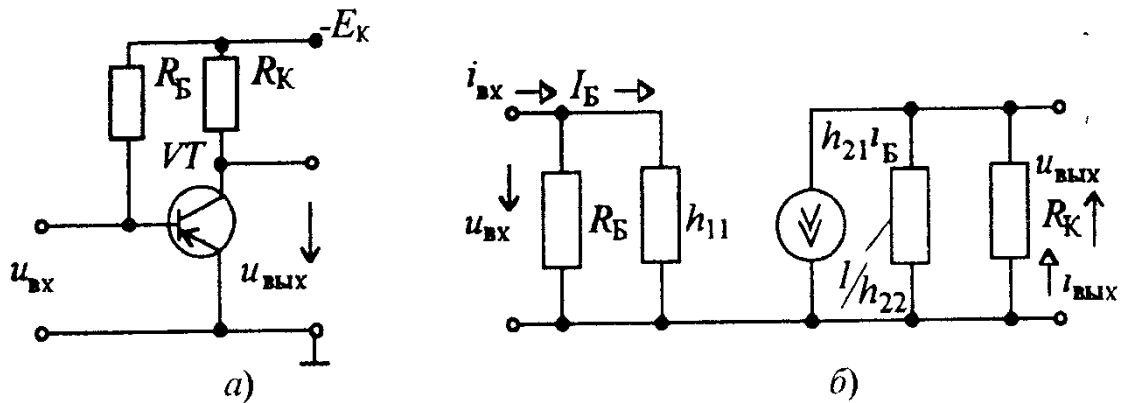


Рис 3.8 Схема усилительного каскада с общим эмиттером (а) и его схема замещения (б)

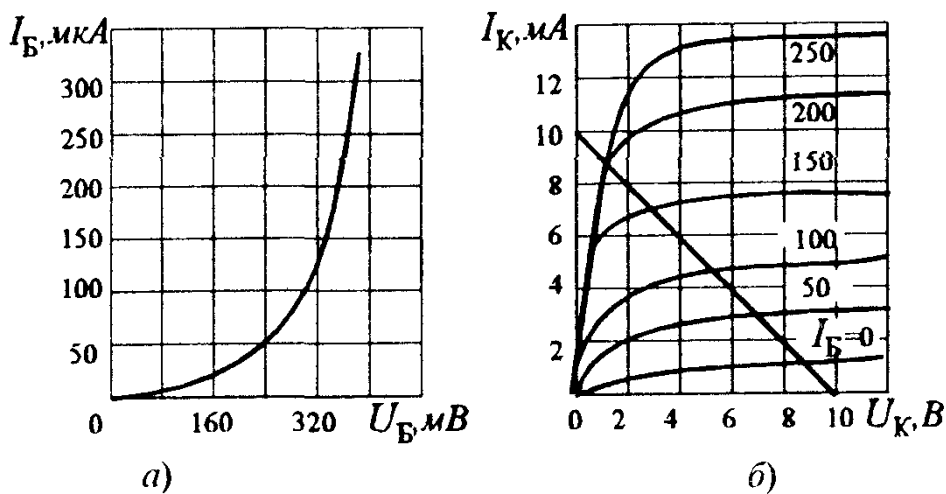


Рис 3.9 Входная (а) и выходные (б) характеристики транзистора ГТ322А

По схеме замещения усилительного каскада (см.рис 3.8,б) можно легко рассчитать значения сопротивлений и коэффициентов усиления:

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{Б}} h_{11}}{R_{\text{Б}} + h_{11}} \approx 330 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{К}} 1/h_{22}}{R_{\text{К}} + 1/h_{22}} = \frac{R_{\text{К}}}{1+h_{22} R_{\text{К}}} \approx 1 \text{ кОм};$$

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{h_{21} I_{\text{К}} R_{\text{вых}}}{h_{11} I_{\text{Б}}} = \frac{h_{21} R_{\text{К}}}{h_{11} (1+h_{22} R_{\text{К}})} \approx 160;$$

$$K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}} R_{\text{Б}} h_{11}}{U_{\text{вх}} (R_{\text{Б}} + h_{11}) R_{\text{К}}} = \frac{h_{21} R_{\text{Б}}}{(R_{\text{Б}} + h_{11})(1+h_{22} R_{\text{К}})} \approx 52,5,$$

$$K_P = K_U K_I \approx 8400.$$

**Задача 3.2.\*** Определить коэффициент усиления по напряжению<sup>10</sup>  $K_U$  ненагруженных ( $R_{\text{н}} \approx \infty$ ) усилительных каскадов на различных биполярных транзисторах (БПТ) с общим эмиттером, если  $R_{\text{К}} = 1 \text{ кОм}$  а  $h$ -параметры биполярных транзисторов (БПТ) равны:

Параметр	ГТ328Б	КТ348Б	КТ373Б	КТ342А
$h_{11}$ , Ом	2600	1600	6300	3600
$h_{21}$	100	60	250	150
$h_{22}$ , См	$2 \cdot 10^{-4}$	$10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-4}$
$K_U$	?	?	?	?

Ответы приведены в таблице:

БПТ	ГТ328Б	КТ348Б	КТ373Б	КТ342А
$K_U$	32	37	38	35

**Задача 3.3.** В усилительном каскаде с общим эмиттером на транзисторе КТ3107А коллекторный резистор имеет сопротивление  $R_K = 3 \text{ кОм}$ , а ЭДС  $E_K = 15 \text{ В}$  (см. рис. 3.8,а). Определить сопротивление резистора  $R_B$  и значения  $K_U, K_I, K_P, R_{\text{вх}}, R_{\text{вых}}$ , воспользовавшись значениями  $h$ -параметров транзистора КТ3107А:  $h_{11} = 1300 \text{ Ом}$ ;  $h_{21} = 100$ ;  $h_{22} = 10^{-4} \text{ См}$ . Входная и выходные характеристики транзистора КТ3107А приведены на рис. 3.10.

Ответ:  $R_B = 100 \text{ кОм}$ ;  $K_U = 177$ ;  $K_I = 76$ ;  $K_P = 13\,450$ ;  $R_{\text{вх}} = 1300 \text{ Ом}$ ;  $R_{\text{вых}} = 2307 \text{ Ом}$ .

**Задача 3.4.** Определить доступный коэффициент усиления  $K_{U_{\text{дост}}} = U_{\text{вых}}/E_{\text{вх}}$  усилительного каскада на транзисторе типа  $n-p-n$  с общим эмиттером (рис.3.11), если  $R_{\text{вт}} = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_B = 5 \text{ кОм}$ ,  $R_K = 3 \text{ кОм}$ ,  $h_{11} = 1 \text{ кОм}$ ,  $h_{21} = 20$ ,  $h_{22} = 50 \cdot 10^{-6} \text{ См}$  и  $h_{12} = 0$ .

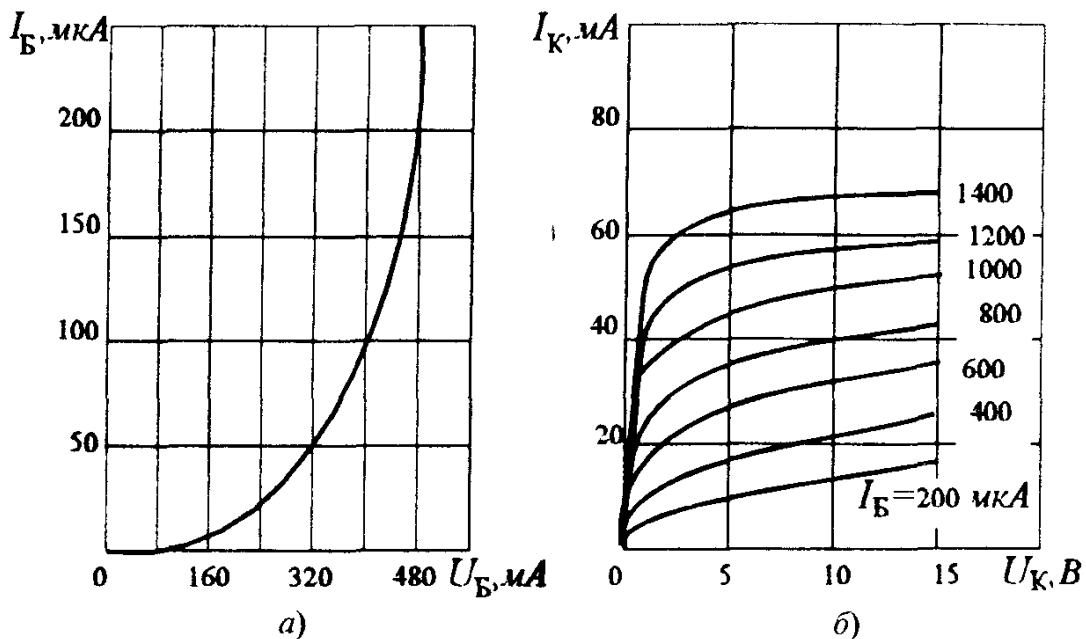


Рис 3.10. Входная и выходные характеристики транзистора КТ3107А

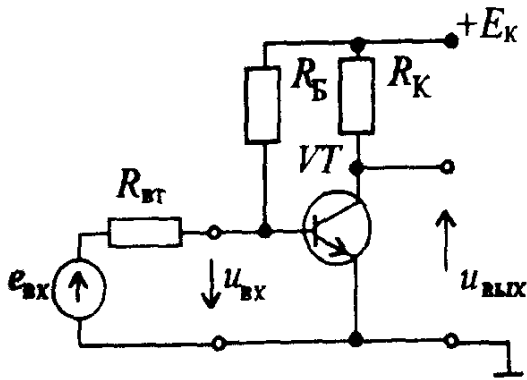


Рис 3 11 Усилительный каскад с общим эмиттером (к задаче 3 4)

Р е ш е н и е. Доступный коэффициент усиления, учитывающий влияние внутреннего сопротивления  $R_{ВТ}$  источника усиливаемого сигнала, определяются по формуле

$$K_{U\text{дост}} = K_U \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{ВТ}} = 23,7,$$

$$\text{где } R_{ВХ} = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}} = 835 \text{ Ом}; \quad K_U = \frac{h_{21} R_K}{h_{11} (1 + h_{22} R_K)} = 52.$$

**Задача 3.5.** В усилительном каскаде с общим эмиттером (рис 3 11) используется биполярный транзистор, имеющий следующие значения параметров  $h_{11} = 900 \text{ Ом}$ ,  $h_{21} = 50$ ,  $h_{22} = 16 \cdot 10^{-5} \text{ См}$ . Определить выходное напряжение и выходное сопротивление этого каскада, если ЭДС источника входного сигнала  $E_{ВХ} = 8 \text{ мВ}$ , его внутреннее сопротивление  $R_{ВТ} = 300 \text{ Ом}$ , сопротивление  $R_K = 3 \text{ кОм}$ , а  $R_B \gg h_{11}$ .

Р е ш е н и е Входное напряжение

$$U_{ВХ} = \frac{E_{ВХ} h_{11}}{R_{ВТ} + h_{11}} = \frac{8 \cdot 900}{1200} = 6 \text{ мВ}.$$

Выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} = K_U U_{ВХ} = \frac{h_{21} R_K U_{ВХ}}{h_{11} (1 + h_{22} R_K)} = 112,6 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 0,675 \text{ В}.$$

Выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ} = R_K / (1 + h_{22} R_K) = 3000 / (1 + 16 \cdot 10^{-5} \cdot 3 \cdot 10^3) = 2027 \text{ Ом}$$

### 3.3. ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Существенным недостатком биполярных транзисторов является зависимость их параметров от температуры. При повышении температуры транзистора увеличивается коллекторный ток за счет возрастания числа неосновных носителей заряда в полупроводнике. Это приводит к изменению коллекторных характеристик транзистора, что вызывает смещение рабочей точки и возможность выхода ее за пределы линейного участка переходной характеристики.

Для уменьшения влияния температуры на работу усилительного каскада с общим эмиттером в цепь эмиттера включают резистор  $R_Э$ , шунтированный конденсатором  $C_Э$  (рис. 3.12). В цепь базы для создания начального напряжения смещения  $U_{БЭ}$  между базой и эмиттером применен делитель  $R'_Б, R''_Б$ . Напряжение  $U_{БЭ}$  зависит от сопротивлений резисторов

$$U_{БЭ} = \frac{E_K R'_Б}{R'_Б + R''_Б} - R_Э I_Э. \quad (3.15)$$

При наличии резистора  $R_Э$  увеличение эмиттерного тока  $I_Э = I_Б + I_К$  из-за повышения температуры приводит к возрастанию падения напряжения на резисторе  $R_Э$ . Это вызывает снижение потенциала базы по отношению к потенциалу эмиттера [см. формулу (3.15)], а следовательно, уменьшение токов  $I_Э$  и  $I_К$ . Ясно, что уменьшение коллекторного тока под действием резистора  $R_Э$  не может полностью компенсировать рост его за счет повышения температуры, но влияние температуры на ток  $I_К$  при этом во много раз снижается.

Введение резистора  $R_Э$  при отсутствии конденсатора изменяет работу усилительного каскада не только в режиме покоя, но и при наличии входного напряжения. Переменная составляющая эмиттерного тока создает на резисторе падение напряжения  $u_Э = R_Э i_Э$ , которое уменьшает усиливаемое напряжение, подводимое к транзистору

$$u_{БЭ} = u_{вх} - R_Э i_Э. \quad (3.16)$$

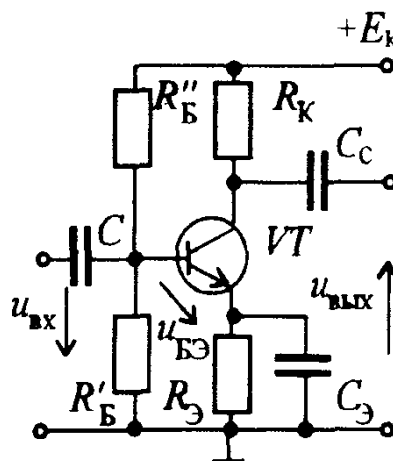


Рис. 3.12 Усилительный каскад с эмиттерной температурной стабилизацией

Коэффициент усиления усилительного каскада при этом будет уменьшаться. Явление уменьшения усиливаемого напряжения называется *отрицательной обратной связью*. Под *обратной связью* понимают передачу части выходного сигнала усилителя на его вход. Если эта передача снижает усиливаемое напряжение, то обратную связь называют отрицательной. Для ослабления отрицательной обратной связи параллельно резистору включают конденсатор  $C_Э$ . Емкость конденсатора  $C_Э$  выбирают таким образом, чтобы для самой низкой частоты усиливаемого напряжения его сопротивление было много меньше  $R_Э$  (обычно  $X_{CЭ} = 0,1 R_Э$ ). При этом падение напряжения на участке  $R_Э, C_Э$  от переменной составляющей  $i_Э$  будет незначительным, поэтому усиливаемое напряжение практически равно входному напряжению  $u_{БЭ} \approx u_{вх}$ .

**Задача 3.6.** Определить емкость конденсатора  $C_Э$  усилительного каскада с температурной стабилизацией (рис. 3.12), если известно, что  $R_Э = 3$  кОм, а самая низкая частота усиливаемого напряжения  $f_H = 50$  Гц.  
*Ответ:*  $C_Э \approx 10$  мкФ.

### 3.4. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ

Схема усилительного каскада с общим коллектором (каскад ОК) приведена на рис. 3.13. В этом каскаде основной резистор, с которого снимается выходное напряжение, включен в эмиттерную цепь, а коллектор по переменной составляющей тока и напряжения соединен непосредственно с общей точкой усилителя, так как падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника коллекторного напряжения от переменной составляющей тока незначительно. Таким образом, можно считать, что входное напряжение подается между базой и коллектором через конденсатор  $C$ , а выходное напряжение, равное падению напряжения на резисторе  $R_Э$  от переменной составляющей эмиттерного тока, снимается между эмиттером и коллектором через конденсатор связи  $C_c$ , т.е. коллектор является общим электродом для входа и выхода.

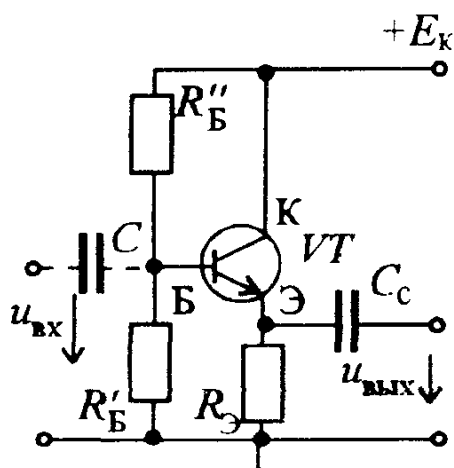


Рис 3.13 Схема усилительного каскада с общим коллектором

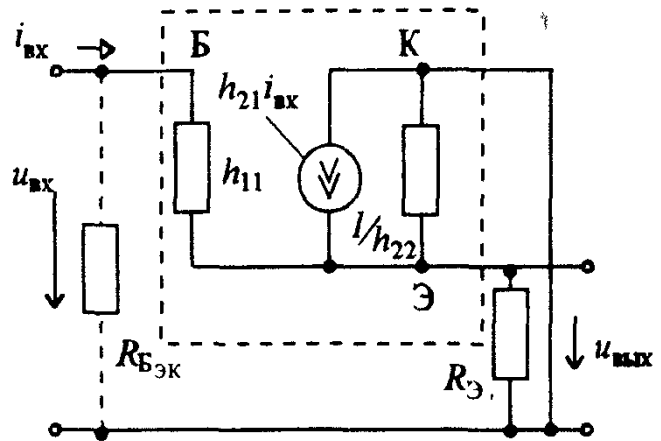


Рис.3.14 Схема замещения усилительного каскада с общим коллектором

В режиме покоя, т.е. при  $u_{вх} = 0$ , между базой и эмиттером создается начальное напряжение смещения, определяемое формулой (3.15). Его значение выбирают таким, чтобы рабочая точка в режиме покоя находилась примерно посередине линейного (рабочего) участка входной характеристики.

При наличии переменного входного напряжения  $u_{вх}$  появляется переменная составляющая эмиттерного тока  $i_{Э}$ , которая создает на резисторе  $R_{Э}$  выходное напряжение  $u_{вых} = R_{Э} i_{Э}$ .

Для определения основных параметров усилительного каскада с общим коллектором рассмотрим его схему замещения, в которой использована схема замещения транзистора (на рис. 3.14 обведена пунктиром). Резисторы базовой цепи  $R'_Б$  и  $R''_Б$  учтены резистивным элементом с сопротивлением

$$R_{Бэк} = \frac{R'_Б R''_Б}{R'_Б + R''_Б}.$$

Для ненагруженного усилительного каскада с общим коллектором можно составить следующие уравнения:

по первому закону Кирхгофа для узла Э

$$i_{вх} + h_{21} i_{вх} - h_{22} u_{вых} - u_{вых}/R_{Э} = 0, \quad (3.17)$$

по второму закону Кирхгофа для контура, проходящего через входную и выходную цепи,

$$u_{вх} = h_{11} i_{вх} + u_{вых}. \quad (3.18)$$

Выражая ток  $i_{вх}$  из уравнения (3.18)

$$i_{вх} = \frac{u_{вх} - u_{вых}}{h_{11}} \quad (3.19)$$

и подставляя это соотношение в (3.17), получим **связь между выходным**



и входным напряжением усилительного каскада с общим коллектором

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{u_{\text{ВХ}} (1/h_{11} + h_{21}/h_{11})}{1/h_{11} + h_{21}/h_{11} + 1/R_{\text{Э}} + h_{22}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{1 + h_{11} \frac{1 + h_{22} R_{\text{Э}}}{(1 + h_{21}) R_{\text{Э}}}} \quad (3.20)$$

Из полученного выражения видно, что выходное напряжение всегда меньше входного, т.е. коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада с общим коллектором

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{1 + h_{11} \frac{1 + h_{22} R_{\text{Э}}}{(1 + h_{21}) R_{\text{Э}}}} \quad (3.21)$$

меньше единицы, поэтому его правильнее называть коэффициентом передачи напряжения. Учитывая, что  $h_{22} = 10^{-5} \div 10^{-6}$  См, а  $R_{\text{Э}} = 10^2 \div 10^4$  Ом и, следовательно,  $h_{22} R_{\text{Э}} \ll 1$ , формулу для коэффициента передачи напряжения приближенно можно записать в виде

$$K_U \approx \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{(1 + h_{21}) R_{\text{Э}}}} \quad (3.21a)$$

Поскольку значения  $h_{11}$  и  $R_{\text{Э}}$  имеют одинаковый порядок, а  $h_{21} \gg 1$ , коэффициент  $K_U$  мало отличается от единицы. Действительно, в усилительных каскадах с общим коллектором  $K_U = 0,9 \div 0,99$ . Из схемы этого каскада видно, что выходное напряжение практически совпадает по фазе с входным. Поскольку выходное напряжение усилительных каскадов с общим коллектором мало отличается от входного численно и по фазе, их часто называют эмиттерными повторителями. Выражение для входного сопротивления эмиттерного повторителя можно получить, используя формулу (3.19)

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВХ}} h_{11}}{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{h_{11}}{1 - K_U} \quad (3.22)$$

Так как значение  $K_U$  близко к единице, входное сопротивление эмиттерного повторителя много больше входного сопротивления  $h_{11}$  транзистора и достигает нескольких десятков и сотен килоом.

При таких значениях входного сопротивления приходится учитывать сопротивления  $R'_{\text{Б}}$  и  $R''_{\text{Б}}$  базовой цепи, которые на схеме замещения (рис. 3.14) представлены эквивалентным сопротивлением  $R_{\text{Бэк}}$ , которое в усилителях ОЭ не учитывается.

Таким образом, результирующее входное сопротивление эмиттерного повторителя  $R_{\text{ВХ рез}} = \frac{R_{\text{ВХ}} R_{\text{Б эк}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{Б эк}}}$

Можно показать, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя (вывод не приводится ввиду его громоздкости) равно

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}} \quad (3.23)$$

и имеет значение порядка нескольких единиц или десятков ом.

Таким образом, эмиттерный повторитель обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями. Следовательно, его коэффициент усиления по току может быть очень высоким. Эмиттерный повторитель обычно применяют для согласования высокоомного источника усиливаемого напряжения с низкоомным нагрузочным устройством. В усилительных каскадах с общим коллектором температурная стабилизация обеспечивается основным резистором  $R_{\text{Э}}$ , включенным в эмиттерную цепь.

В заключение отметим, что усилительные каскады с общей базой в промышленной электронике практически не применяются.

**Задача 3.7.** Определить коэффициенты усиления по напряжению  $K_U$  и по току  $K_I$ , входное  $R_{\text{ВХ}}$  и выходное  $R_{\text{ВЫХ}}$  сопротивления усилительного каскада с общим коллектором (рис. 3.13) на транзисторе ГТ322А, у которого  $h_{11}=330$  Ом,  $h_{21}=56$ ,  $h_{22}=6,25 \cdot 10^{-5}$  См, если сопротивление резистора  $R_{\text{Э}}=1$  кОм.

**Решение.** Используя формулы для коэффициентов усиления по напряжению и по току, входного и выходного сопротивлений усилительного каскада с общим коллектором, получим:

$$K_U = \frac{1}{1 + h_{11} \frac{1 + h_{22} R_{\text{Э}}}{(1 + h_{21}) R_{\text{Э}}}} = 0,994; \quad K_I = K_U \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Э}}} = 54,7;$$

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{h_{11}}{1 - K_U} = 55 \text{ кОм}; \quad R_{\text{ВЫХ}} = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}} = 5,8 \text{ Ом}.$$

**Задача 3.8.** Найти значения  $K_U$ ,  $K_I$ ,  $R_{\text{ВХ}}$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$  эмиттерного повторителя на транзисторе КТ3107А, у которого  $h_{11}=1300$  Ом,  $h_{21}=100$ ,  $h_{22}=10^{-4}$  См, если сопротивление резистора  $R_{\text{Э}}=2$  кОм.

**Ответ:**  $K_U=0,992$ ;  $K_I=80,6$ ;  $R_{\text{ВХ}}=162,5$  кОм;  $R_{\text{ВЫХ}}=13$  Ом.

### 3.5. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В настоящее время широкое распространение получили усилительные каскады на полевых транзисторах, так как они обладают существенно бóльшим входным сопротивлением по сравнению с усилительными каскадами на биполярных транзисторах. Наиболее часто используют усилительный каскад с общим истоком, схема которого приведена на рис. 3.15. В этом каскаде резистор  $R_C$ , с помощью которого осуществляется усиление, включен в цепь стока. В цепь истока полевого транзистора  $VT$  включен резистор  $R_{И}$ , создающий необходимое падение напряжения в режиме покоя  $U_{30}$ , являющееся напряжением смещения между затвором и истоком.

Резистор  $R_3$  в цепи затвора обеспечивает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей точки усилительного каскада. Следовательно, потенциал затвора ниже потенциала истока на падение напряжения на резисторе  $R_{И}$  от постоянной составляющей тока  $I_{И0}$ . Таким образом, потенциал затвора является отрицательным относительно потенциала истока.

Входное напряжение подается на резистор  $R_3$  через разделительный конденсатор  $C$ . При подаче переменного входного напряжения в канале полевого транзистора появляются переменные составляющие тока истока  $i_{И}$  и тока стока  $i_C$ , причем  $i_{И} \approx i_C$ . За счет падения напряжения на резисторе  $R_{И}$  от переменной составляющей тока  $i_{И}$  переменная составляющая напряжения между затвором и истоком, усиливаемая полевым транзистором, может быть значительно меньше входного напряжения:

$$u_3 = u_{вх} - R_{И}i_{И} \quad (3.24)$$

Это явление, называемое отрицательной обратной связью, приводит к уменьшению коэффициента усиления усилительного каскада. Для его устранения параллельно резистору  $R_{И}$  включают конденсатор  $C_{И}$ , сопротивление которого на самой низкой частоте усиливаемого напряжения должно быть во много раз (обычно в 10 раз) меньше сопротивления резистора

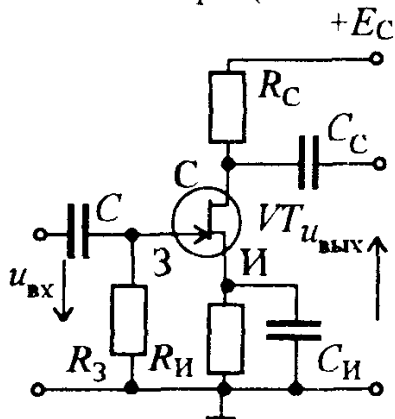


Рис 3.15. Схема усилительного каскада с общим истоком

$R_{И}$ . При этом условии падение напряжения от тока истока на цепочке  $R_{И}$ ,  $C_{И}$ , называемой звеном автоматического смещения, очень небольшое, так что по переменной составляющей тока исток можно считать соединенным с общей точкой усилительного каскада. Поэтому этот каскад называют усилительным каскадом с общим истоком.

Выходное напряжение снимается через конденсатор связи  $C_C$  между стоком и общей точкой каскада, т.е. оно равно переменной составляющей напряжения между стоком и истоком. Рабочая точка в режиме покоя обычно соответствует середине линейного участка переходной характеристики, так как при этом нелинейные искажения усиливаемого напряжения минимальны. Выбрав положение рабочей точки и определив для нее значения напряжения смещения  $U_{30}$  и тока стока  $I_{C0}$ , находят сопротивление резистора звена автоматического смещения:

$$R_{И} = \frac{|U_{30}|}{I_{C0}}. \quad (3.25)$$

Емкость конденсатора звена автоматического смещения рассчитывают обычно по формуле

$$C_{И} = \frac{10}{2\pi f_{н} R_{И}}, \quad (3.26)$$

где  $f_{н}$  — наименьшая частота усиливаемого напряжения.

При подаче на вход усилительного каскада переменного напряжения появляется переменная составляющая тока стока  $i_C$ . Изменение этого тока приводит к изменению напряжения  $U_C$  между стоком и истоком; его переменная составляющая  $u_C$ , численно равная и противоположная по фазе падению напряжения на резисторе  $R_C$ , является выходным напряжением усилительного каскада:

$$u_{\text{вых}} = -R_C i_C. \quad (3.27)$$

Видно, что выходное напряжение противофазно входному, причем оно значительно больше входного напряжения, так как напряжение в цепи стока значительно больше, чем в цепи затвора.

Коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада с общим истоком

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = S \frac{R_i R_C}{R_i + R_C} \approx S R_C, \quad (3.28)$$

где  $S$  — крутизна, а  $R_i$  — внутреннее (выходное) сопротивление полевого транзистора.

Входное сопротивление полевых транзисторов, т.е. сопротивление между затвором и истоком, имеет значение порядка  $10^8$  Ом, поэтому

входное сопротивление рассматриваемого усилительного каскада определяется сопротивлением резистора  $R_3$ , который подключен параллельно входным зажимам полевого транзистора:

$$R_{\text{вх}} \approx R_3 = 10^5 \div 10^6 \text{ Ом.}$$

Выходное сопротивление современных полевых транзисторов, т.е. сопротивление между стоком и истоком, имеет значение порядка  $10^4 - 10^5 \text{ Ом}$ , поэтому выходное сопротивление усилительного каскада на полевом транзисторе определяется сопротивлением резистора  $R_C$ :  $R_{\text{вых}} \approx R_C = 10^3 \div 10^4 \text{ Ом}$ , т.е.  $R_{\text{вых}} \ll R_{\text{вх}}$ , что является важным преимуществом усилительных каскадов на полевых транзисторах.

Помимо усилительных каскадов с общим истоком в устройствах промышленной электроники применяют усилительные каскады с общим стоком (рис. 3.16). В этом каскаде нагрузочный резистор  $R_{\text{И}}$  включен в цепь истока, а сток по переменным составляющим тока и напряжения соединен с общей точкой усилителя. Выходное напряжение, равное переменной составляющей падения напряжения на резисторе  $R_{\text{И}}$ , снимается через конденсатор связи  $C_C$ . Усилительный каскад на полевом транзисторе с общим стоком аналогичен по своим свойствам эмиттерному повторителю. Он обладает большим входным сопротивлением и коэффициентом усиления по току, малым выходным сопротивлением. Его часто называют истоковым повторителем.

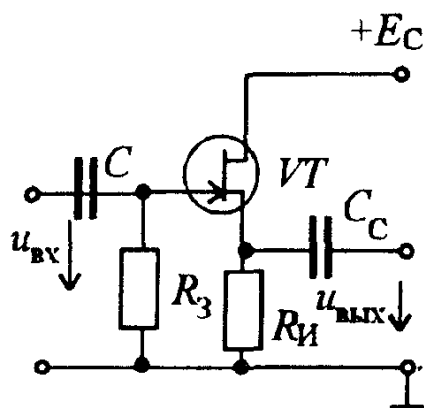


Рис 3.16. Схема усилительного каскада с общим стоком

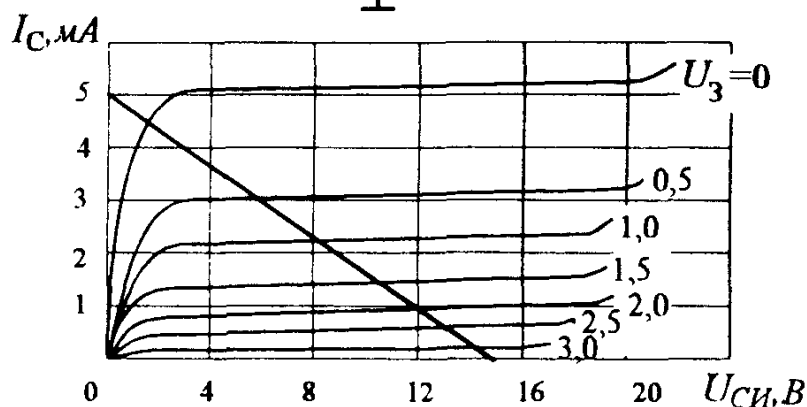


Рис 3.17 Выходные характеристики полевого транзистора КП303Г

**Задача 3.9.** Определить параметры элементов звена автоматического смещения усилительного каскада с общим истоком на полевом транзисторе КП303Г, выходные характеристики  $I_C(U_{СИ})$  которого приведены на рис. 3.17, если известно, что  $R_C = 3$  кОм,  $E_C = 15$  В, а напряжение смещения затвора  $U_{30} = -1,0$  В. Частота усиливаемого напряжения  $f = 50$  Гц.

**Решение.** Проводим линию нагрузки на выходных характеристиках транзистора КП303Г по двум точкам: на оси абсцисс  $U_{СИ} = E_C = 15$  В и на оси ординат  $I_C = E_C / R_C = 5$  мА. Находим значение  $I_{C0} \approx 2,2$  мА для  $U_{30} = -1,0$  В. Отсюда  $R_{И} = |U_{30}| / I_{C0} = 455$  Ом. Емкость конденсатора  $C_{И} = 10 / \omega R_{И} = 10 / 2\pi 50 \cdot 455 \approx 70$  мкФ.

**Задача 3.10.** Рассчитать коэффициент усиления  $K_U$  усилительного каскада с общим истоком на полевом транзисторе КП303Г при  $R_C = 8$  кОм, если крутизна характеристики  $S = dI_C / dU_3 = 4,0$  мА/В.

*Ответ*  $K_U = 32$ .

### 3.6. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

В зависимости от положения рабочей точки в режиме покоя на характеристиках транзисторов, а также от значения усиливаемого напряжения различают три основных режима работы усилительных каскадов, или классов усиления: А, В, и С. Основными характеристиками этих режимов являются нелинейные искажения и КПД.

**Режим А.** Режим А характеризуется тем, что рабочую точку  $P$  в режиме покоя выбирают на линейном участке (обычно посередине) входной и переходной характеристик транзистора. На рис. 3.18 для режима А показано положение рабочей точки на переходной характеристике, линии нагрузки и выходных характеристиках транзистора. Значение входного напряжения в режиме А должно быть таким, чтобы работа усилительного каскада происходила на линейном участке характеристики. В этом случае нелинейные искажения усиливаемого напряжения будут минимальными, т.е. при подаче на вход усилительного каскада гармонического напряжения форма выходного напряжения будет практически синусоидальной. Благодаря этому режим А широко применяют в усилителях напряжения. Однако он имеет и существенный недостаток — очень низкий КПД усилителя.

КПД усилителя определяется отношением выходной мощности к мощности потребления усилителем энергии от источника питания. Выходная

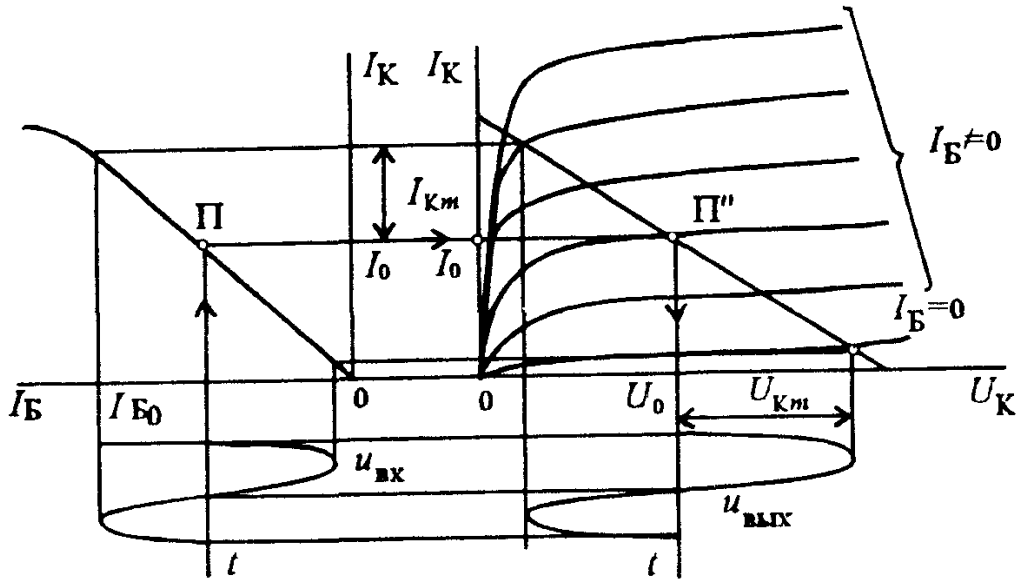


Рис.3.18. Работа усилительного каскада в режиме А

мощность, создаваемая усилительным каскадом на транзисторе в режиме А,

$$P_{\text{ВЫХ}} = 0,5 U_{Kм} I_{Kм}, \quad (3.29)$$

где  $U_{Kм}$ ,  $I_{Kм}$  — соответственно амплитуды коллекторных напряжения и тока.

Потребляемая усилителем энергия частично преобразуется в выходную энергию, а частично переходит в теплоту, выделяемую в элементах усилительного каскада. Мощность энергопотребления равна произведению постоянных составляющих коллекторных напряжения и тока транзистора:

$$P_0 = U_0 I_0 \quad (3.30)$$

Таким образом, КПД усилительного каскада

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0} = 0,5 \frac{U_{Kм} I_{Kм}}{U_0 I_0}. \quad (3.31)$$

**Режим В.** Режим В характеризуется тем, что рабочую точку  $\Pi$  выбирают в начале переходной характеристики (рис. 3.19). Эта точка называется точкой отсечки. В режиме В переменные составляющие тока и напряжения транзистора возникают лишь в положительные полупериоды входного напряжения. Выходное напряжение усилительного каскада при синусоидальном входном напряжении имеет форму полусинусоиды, т.е. нелинейные искажения очень большие. Режим В используют, как правило, только в двухтактных усилителях мощности.

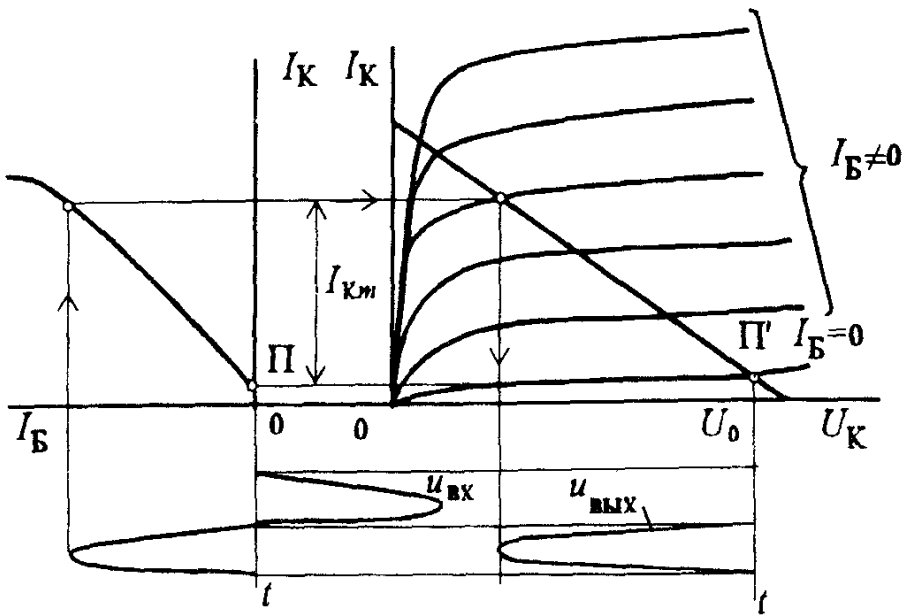


Рис. 3.19. Работа усилительного каскада в режиме В

Режим В характеризуется значительно более высоким КПД усилителя по сравнению с режимом А, так как ток покоя в этом случае практически равен нулю, а постоянная составляющая тока при наличии входного напряжения имеет сравнительно небольшое значение. КПД усилителя, работающего в режиме В, может достигать 0,8.

Иногда используют режим работы усилительного каскада, промежуточный между режимами А и В. Его называют режимом АВ. Рабочая точка покоя при этом должна находиться в интервале между положениями рабочей точки в режимах А и В. В этом случае КПД усилителя больше, чем в режиме А, а нелинейные искажения меньше, чем в режиме В.

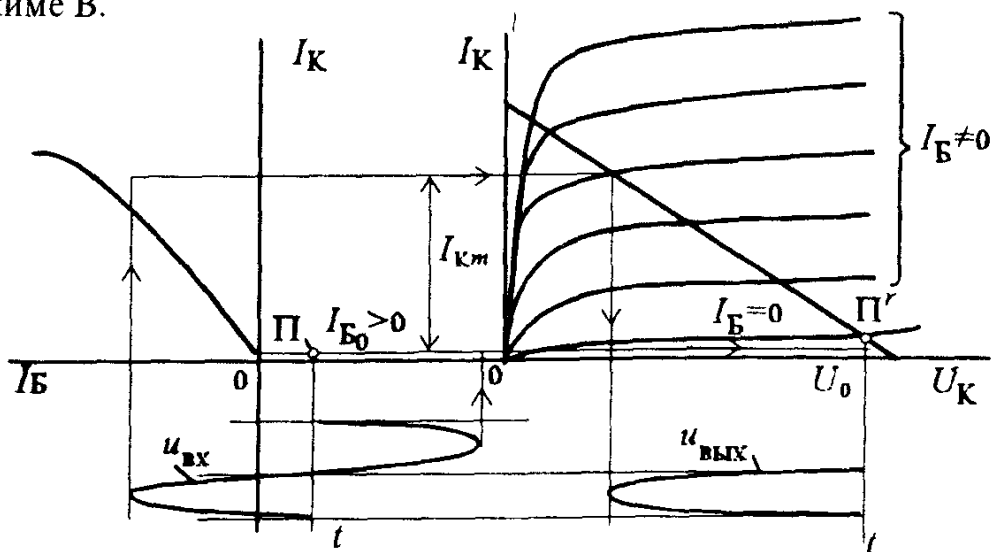


Рис.3.20. Работа усилительного каскада в режиме С



**Режим С.** Режим С характеризуется тем, что рабочую точку  $P$  выбирают за точкой отсечки и ток в транзисторе возникает только в течение некоторой части положительного полупериода входного напряжения (рис. 3.20). Этот режим сопровождается большими искажениями усиливаемого напряжения, но КПД устройства может быть очень высоким и приближаться к единице. Режим С применяют в избирательных усилителях и автогенераторах, которые благодаря наличию колебательных контуров или других частотно-зависимых устройств выделяют лишь основную гармонику из несинусоидального напряжения, возникающего вследствие больших нелинейных искажений.

**Вопрос 3.2.** В каком диапазоне лежат обычно значения КПД усилительного каскада, работающего в режиме А?

*Варианты ответа:*

3.2.1.  $\eta < 0,25$ .

3.2.2.  $0,25 < \eta < 0,5$ .

3.2.3.  $0,5 < \eta < 0,8$ .

### 3.7. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Рассмотренные в предыдущих параграфах усилительные каскады на биполярных и полевых транзисторах используются, как правило, или для усиления напряжения (усилительные каскады с общим эмиттером и с общим истоком), или для усиления тока (усилительные каскады с общим коллектором и с общим стоком). Хотя каждый из этих усилительных каскадов обеспечивает получение на выходе сигналов, мощность которых значительно превышает мощность входных сигналов, но критерием оптимальности для них обычно бывает получение не максимального коэффициента усиления по мощности  $K_P$ , а получение  $K_{U_{\max}}$  или  $K_{I_{\max}}$ .

Однако в промышленной электронике очень часто возникает необходимость получения в нагрузочном устройстве максимальной мощности усиленного сигнала. Усилительные каскады, обеспечивающие выполнение этого условия, т.е. получения  $K_{P_{\max}}$ , называют усилителями мощности.

Получение требуемой мощности в нагрузочном устройстве обеспечивается прежде всего выбором соответствующего транзистора. При выбранном транзисторе и заданном источнике усиливаемого сигнала получение максимальной мощности в нагрузочном устройстве возможно лишь тогда, когда его сопротивление равно выходному сопротивлению усилительного каскада, т.е. при равенстве сопротивлений генерирующего и приемного устройств.

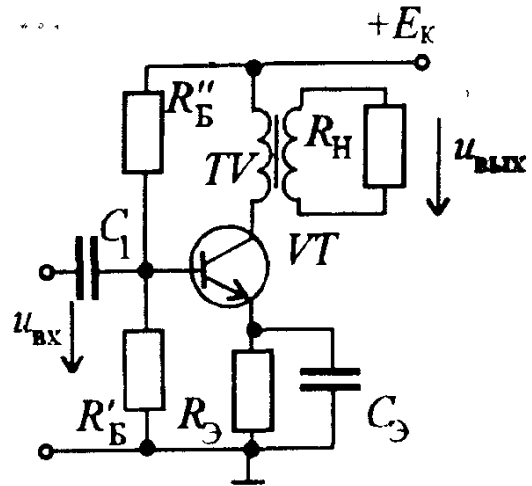


Рис.3.21. Схема однотактного усилителя мощности

Выходное сопротивление усилительных каскадов с общим эмиттером и общим истоком составляет обычно сотни ом и единицы килоом, а сопротивление нагрузочных устройств часто оказывается в несколько раз меньше. Для согласования сопротивлений нагрузочного устройства с выходным сопротивлением усилителя мощности служат понижающие трансформаторы (рис. 3.21), у которых приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление нагрузочного резистора:

$$R'_H = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_H, \quad (3.32)$$

где  $w_1, w_2$ — числа витков соответственно первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Таким образом, при определенном коэффициенте трансформации трансформатора  $n=w_1/w_2$  можно добиться равенства  $R_{\text{ВЫХ}}=R'_H$ , т.е. выполнения условия получения максимальной мощности в нагрузочном устройстве. Из (3.32) видно, что это условие будет выполняться при

$$n=w_1/w_2 = \sqrt{R_{\text{ВЫХ}}/R_H}. \quad (3.33)$$

Для усилителей мощности важное практическое значение имеет коэффициент полезного действия, который существенно зависит от режима работы транзистора. Поэтому в усилителях мощности часто используют режим В, обеспечивающий более высокий КПД по сравнению с режимом А. Но в режиме В, как было показано, возникают значительные нелинейные искажения. Для их уменьшения служат специальные двухтактные усилители мощности.

Двухтактный усилитель мощности (рис. 3.22) состоит из двух симметричных плеч. Транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$ , которые подбирают с максимально близкими характеристиками, работают в одинаковом режиме

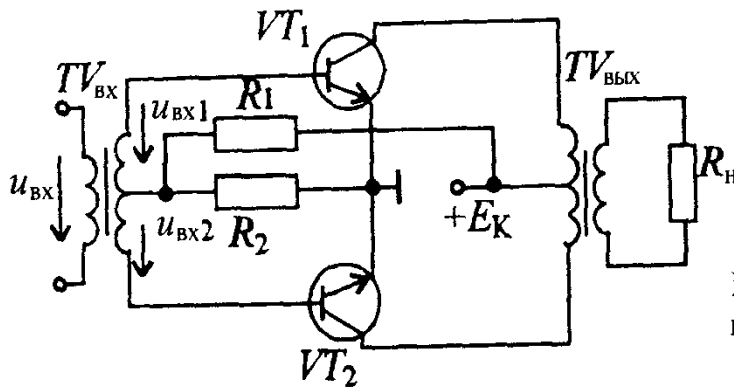


Рис.3.22. Схема двухтактного усилителя мощности

Единственным отличием в работе плеч усилителя является противофазность токов и напряжений в цепях баз транзисторов и обусловленная этим противофазность переменных токов и напряжений в коллекторных цепях.

Назначение элементов двухтактного усилителя аналогично назначению соответствующих элементов однотактного усилителя с учетом того, что они обслуживают два транзистора. Входной трансформатор  $TV_{ВХ}$  обеспечивает получение двух одинаковых по модулю, но противоположных по фазе напряжений  $u_{ВХ1}$  и  $u_{ВХ2}$ . Выходной трансформатор  $TV_{ВЫХ}$  суммирует переменные выходные токи и напряжения транзисторов. Ко вторичной обмотке трансформатора  $TV_{ВЫХ}$  подключено нагрузочное устройство с сопротивлением  $R_Н$ .

Особенно ощутимы преимущества двухтактных усилителей при использовании режима В. В режиме В каждый из трансформаторов открыт и участвует в формировании выходного напряжения только в течение одного полупериода. Транзисторы работают как бы поочередно, образуя синусоидальное выходное напряжение из двух полусинусоид.

Преимущества двухтактных усилителей мощности — меньшие нелинейные искажения, возможность получения высокого КПД при использовании режима В.

Вместе с тем двухтактным усилителям мощности присущи недостатки, обусловленные усложнением их схемы и конструкции. К ним следует отнести необходимость в двух идентичных транзисторах и выходном трансформаторе с выводом средней точки первичной обмотки, наличие двух противофазных входных напряжений, для чего также требуется трансформатор с выводом средней точки или специальное устройство

**Бестрансформаторные усилители мощности.** Бестрансформаторный усилитель мощности (рис. 3.23), являющийся двухтактным усилителем, собирают из транзисторов разных типов  $VT_1$ —типа *p-n-p* и  $VT_2$ —типа *n-p-n*. Транзисторы обычно включают по схеме с общим коллектором, так как это обеспечивает минимальное выходное сопротивление, что особенно важно при работе усилителя на низкоомное нагрузочное

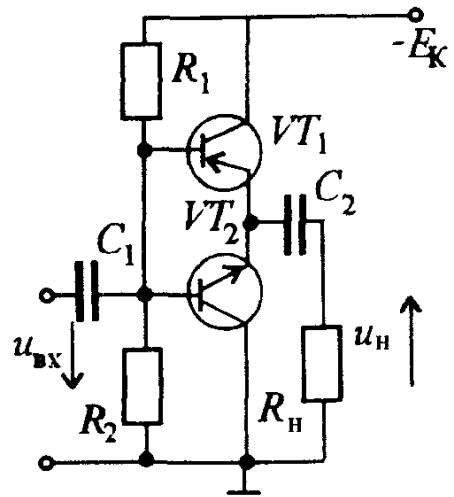


Рис. 3.23. Схема бестрансформаторного усилителя мощности

устройство. Независимо от схемы включения транзисторы должны быть подобраны по возможности одинаковыми.

Конденсатор  $C_1$  разделяет по постоянному току источник усиленного сигнала и входную цепь усилителя мощности, а конденсатор  $C_2$  —нагрузочное устройство и эмиттерные цепи транзисторов.

На базы транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  воздействует одно и то же переменное напряжение  $u_{вх}$ . Однако в силу различной структуры транзисторов токи в их цепях противофазны. Нагрузочное устройство с сопротивлением  $R_н$  подключено к общей точке транзисторов, поэтому переменные токи в нем имеют одно и то же направление, а результирующий ток в два раза превышает переменный ток одного транзистора.

Бестрансформаторный усилитель мощности, как правило, работает в режиме В. Основное преимущество бестрансформаторного усилителя мощности — отсутствие входного и выходного трансформаторов. Недостаток — трудность подбора одинаковых транзисторов типа  $p-n-p$  и  $n-p-n$ .

**Задача 3.11.** Однотактный усилитель мощности на транзисторе КТ821 работает в режиме А на нагрузочный резистор сопротивлением  $R_н=20$  Ом (рис. 3.21). Пользуясь семейством выходных характеристик

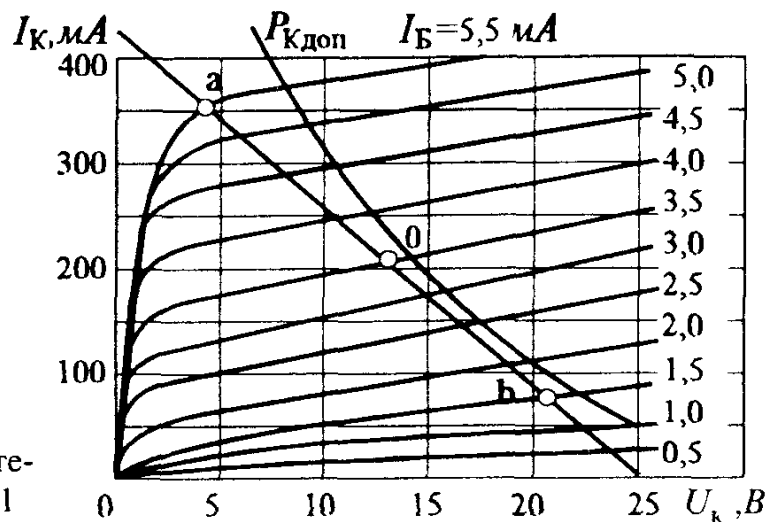


Рис.3 24.Выходные характеристики транзистора КТ821

$I_K(U_K)$  транзистора КТ821 (рис. 3.24), на которых изображена также кривая допустимой мощности, определить выходную мощность  $P_H$  и коэффициент трансформации  $n$  выходного трансформатора, обеспечивающий коэффициент усиления по мощности, близкий к максимальному при минимальных нелинейных искажениях, если  $E_K = 12,5$  В.

**Решение.** На семействе выходных характеристик при  $U_K = 12,5$  В выбираем рабочую точку  $O$  на кривой, соответствующей  $I_B = 3,5$  мА. Через эту точку проводим линию нагрузки таким образом, чтобы точка  $a$ , расположенная на кривой  $I_B = 5,5$  мА, и точка  $b$ , расположенная на кривой  $I_B = 1,5$  мА, находились на одинаковом расстоянии от точки  $O$ . С помощью линии нагрузки определяем

сопротивление

$$R'_H = \frac{U_{Kb} - U_{Ka}}{I_{Ka} - I_{Kb}} = 63 \text{ Ом};$$

выходную мощность

$$P_H = \frac{2U_m \cdot 2I_m}{8} = 0,6 \text{ Вт};$$

коэффициент трансформации

$$n = w_1/w_2 = \sqrt{R'_H/R_H} = 1,77.$$

**Задача 3.12.** Как изменится выходная мощность  $P_H$  усилителя мощности задачи 3.11, если коэффициент трансформации уменьшится до 1,25?

**Ответ**  $P_H = 0,3$  Вт.

**Задача 3.13.** Определить коэффициент трансформации  $n$  выходного трансформатора одноконтурного усилителя мощности, если известно, что сопротивление нагрузочного резистора составляет 25 Ом, а приведенное сопротивление  $R'_H = 625$  Ом.

**Ответ**  $n = 5$

**Задача 3.14.** Определить мощность источника питания двухконтурного транзисторного усилителя мощности, работающего в режиме класса В, если  $E_K = 20$  В. Амплитуда коллекторного тока транзистора  $I_{Km} = 31,4$  мА.

**Ответ**  $P_0 = 0,4$  Вт

**Задача 3.15** В бестрансформаторном усилителе мощности использована пара транзисторов  $p-n-p$  и  $n-p-n$ -типов КТ814А — КТ815А, у которых  $h_{11} = (0,3 — 0,8)$  кОм,  $h_{21} = 40–70$ . Сопротивление нагрузочного резистора  $R_H = 80$  Ом. Определить выходную мощность  $P_H$ , если  $U_{вх} = 2$  В.

Р е ш е н и е. Используя среднее значение  $h_{21}=55$ , найдем значение коэффициента передачи по напряжению  $K_U$  каждого из двух усилительных каскадов с общим коллектором, составляющих бестрансформаторный усилитель мощности

$$K_U = \frac{1}{1 + \frac{h_{11}}{(1+h_{21})R_H}} = 0,89.$$

Выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = K_U U_{\text{вх}} = 1,78 \text{ В}$ ;

ток через  $R_H$ :  $I_H = U_{\text{вых}} / R_H = 22,3 \text{ мА}$ ;

мощность  $P_H = U_{\text{вых}} I_H = 0,04 \text{ Вт}$ .

### 3.8. УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ С РЕЗИСТИВНО-ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

Усилительные каскады с общим эмиттером и общим истоком, являющиеся основой усилителей напряжения, имеют коэффициент усиления  $K_U$ , равный, как правило, нескольким десяткам. Однако для многих устройств промышленной электроники требуются усилители со значительно большими коэффициентами усиления по напряжению. В этих случаях часто используют многокаскадные усилители с резистивно-емкостной связью. На рис. 3.25 приведена схема двухкаскадного усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью на биполярных транзисторах типа *n-p-n*. Усилитель состоит из двух усилительных каскадов с общим эмиттером, соединенных между собой через конденсатор связи  $C_{c1}$ , который не пропускает постоянную составляющую коллекторного напряжения транзистора  $VT_1$  в базовую цепь транзистора  $VT_2$ . Конденсатор связи  $C_{c2}$  не пропускает постоянную составляющую коллекторного напряжения транзистора  $VT_2$  на нагрузочное устройство усилителя, которое подключают к этому конденсатору

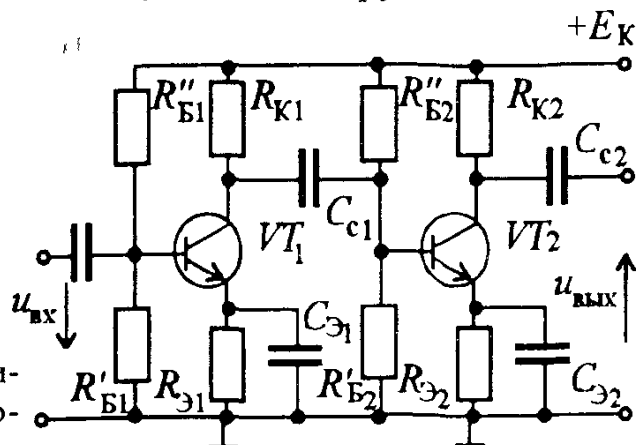


Рис 3.25. Схема двухкаскадного усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью на биполярных транзисторах

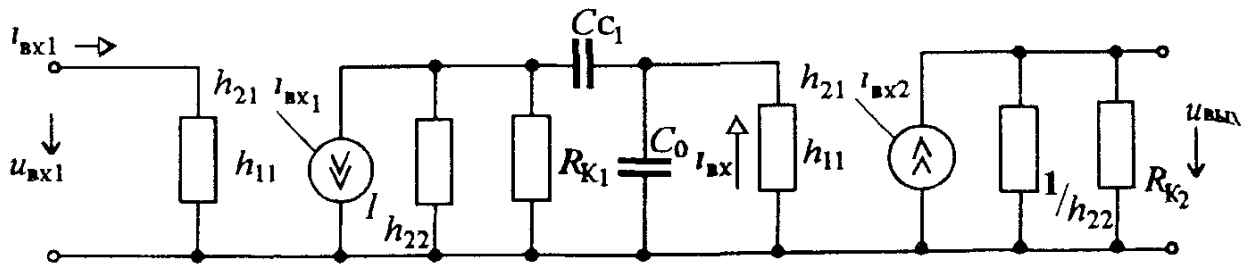


Рис 3 26 Схема замещения транзисторного двухкаскадного усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью

В каждом усилительном каскаде применена температурная стабилизация, обеспечиваемая элементами  $R_{Э}$  и  $C_{Э}$ . На рис. 3.26 приведена схема замещения транзисторного двухкаскадного усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью без нагрузочного устройства, поэтому на схеме не показан конденсатор связи  $C_{c2}$ . Емкостный элемент  $C_0$  учитывает входную емкость  $C_{ВХ}$  второго каскада (3.10а) и емкость монтажа  $C_M$

$$C_0 = C_{ВХ} + C_M = (1 + K_{U2}) C_{K2} + C_M, \quad (3.34)$$

где  $K_{U2}$  — коэффициент усиления по напряжению второго каскада;  $C_{K2}$  — емкость коллекторного перехода второго транзистора.

Для определения коэффициента усиления заменим усилительный каскад эквивалентным генератором (рис. 3 27) с ЭДС, равной выходному напряжению ненагруженного усилительного каскада  $u_{ВЫХ \text{ н}} = K_{Ux} u_{ВХ}$ , и внутренним сопротивлением, равным выходному сопротивлению усилительного каскада с общим эмиттером, т.е.  $R_{ВТ} = R_{ВЫХ}$ .

Как было показано в § 3.2, коэффициент усиления по напряжению ненагруженного усилительного каскада с общим эмиттером

$$K_{Ux} = \frac{h_{21} R_K}{h_{11}(1 + h_{21} R_K)}$$

На эквивалентной схеме усилительного каскада (см. рис. 3.27)  $R_{ВХ}$  представляет собой входное сопротивление следующего каскада.

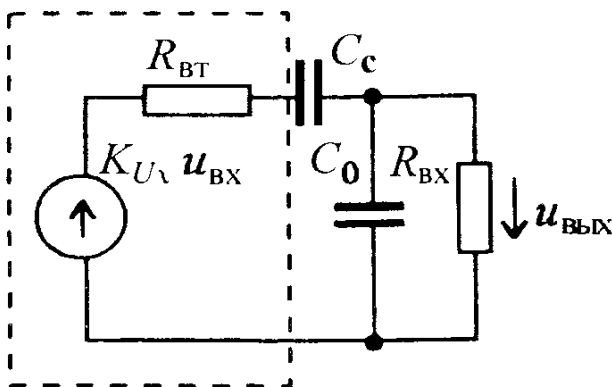


Рис 3.27. Эквивалентная схема усилительного каскада с резистивно-емкостной связью

Как видно из рис. 3.27, выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\underline{K}_{U\chi} \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВХ}} (1/j\omega C_0)}{R_{\text{ВХ}} + 1/(j\omega C_0)}}{R_{\text{ВТ}} + 1/j\omega C_c + \frac{R_{\text{ВХ}} 1/(j\omega C_0)}{R_{\text{ВХ}} + 1/(j\omega C_0)}} = \frac{\underline{K}_{U\chi} \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВХ}}}{1 + j\omega C_0 R_{\text{ВХ}}}}{R_{\text{ВТ}} + 1/j\omega C_c + \frac{R_{\text{ВХ}}}{1 + j\omega C_0 R_{\text{ВХ}}}} \quad (3.35)$$

или после несложных преобразований

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\underline{K}_{U\chi} \dot{U}_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВТ}} + j\omega C_0 R_{\text{ВТ}} R_{\text{ВХ}} + 1/(j\omega C_c) + C_0 R_{\text{ВХ}}/C_c + R_{\text{ВХ}}} \quad (3.35a)$$

Так как в усилителях емкость  $C_0$  во много раз меньше емкости  $C_c$ , то в формуле (3.35a) членом  $C_0 R_{\text{ВХ}}/C_c$  по сравнению с  $R_{\text{ВХ}}$  можно пренебречь. С учетом этого выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\underline{K}_{U\chi} \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВТ}}}}{1 + j\omega C_0 \frac{R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВТ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВТ}}} + \frac{1}{j\omega C_c (R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВТ}})}} \quad (3.35b)$$

Учитывая, что  $R_{\text{ВТ}} = R_{\text{ВЫХ}}$ , выражение для коэффициента усиления по напряжению каскада усилителя с резистивно-емкостной связью можно записать в виде

$$\underline{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\underline{K}_{U\chi} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}}}{1 + j(\omega\tau_{\text{В}} - \frac{1}{\omega\tau_{\text{Н}}})}, \quad (3.36)$$

где  $\tau_{\text{В}} = C_0 \frac{R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}}$ ,  $\tau_{\text{Н}} = C_c (R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}})$  } — соответственно постоянные времени усилительного каскада на верхних и нижних частотах.

Из (3.36) нетрудно получить модуль коэффициента усиления по напряжению усилительного каскада

$$K_U = \frac{K_{U\chi} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{В}} - \frac{1}{\omega\tau_{\text{Н}}})^2}} \quad (3.37)$$

и аргумент, представляющий собой угол сдвига фаз между выходным и входным напряжениями:

$$\varphi = \arctg (1/\omega\tau_{\text{Н}} - \omega\tau_{\text{В}}). \quad (3.38)$$

Из полученных выражений видно, что коэффициент усиления каскада зависит от частоты. Наибольшие значения коэффициент усиления имеет в



области средних частот, для которой  $[\omega\tau_B - 1/\omega\tau_H] \ll 1$ . В этой области частот емкости  $C_c$  и  $C_0$ , входящие в выражения для постоянных времени  $\tau_B$  и  $\tau_H$ , не оказывают влияния на коэффициент усиления. Максимальное значение  $K_0 = K_{Ux} \frac{R_{Bx}}{R_{Bx} + R_{Выx}}$  коэффициент усиления имеет на частоте

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_B \tau_H}}, \quad (3.39)$$

которая называется квазирезонансной частотой усилителя.

В области нижних частот  $1/\omega_H \tau_H \gg \omega_H \tau_B$ , поэтому для определения коэффициента усиления  $K_H$  можно воспользоваться формулой

$$K_H \approx \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_H}\right)^2}}. \quad (3.37a)$$

Из этой формулы видно, что на коэффициент усиления сильное влияние оказывает емкость конденсатора связи  $C_c$ , входящая в выражение для постоянной времени  $\tau_H$ . С уменьшением частоты сопротивление конденсатора связи  $x_{C_c} = 1/\omega C_c$  возрастает, падение напряжения на нем увеличивается, выходное напряжение уменьшается, что приводит к снижению коэффициента усиления  $K_H$ .

В области верхних частот  $\omega_B \tau_B \gg 1/\omega_B \tau_H$  и коэффициент усиления выражается формулой

$$K_B \approx \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}}. \quad (3.37b)$$

Это означает, что на коэффициент усиления оказывает влияние емкость, входящая в выражение для постоянной времени  $\tau_B$ . Сопротивление  $x_{C_0} = 1/(\omega C_0)$  емкостного элемента  $C_0$  на нижних частотах много больше  $R_{Bx}$ , поэтому оно не влияет на значение выходного напряжения. На верхних частотах сопротивление  $x_{C_0}$  становится соизмеримым с  $R_{Bx}$ . С ростом частоты сопротивление  $x_{C_0}$  уменьшается, шунтирует сопротивление  $R_{Bx}$ , поэтому выходное напряжение, а следовательно, и коэффициент усиления  $K_B$  снижаются. Конденсатор связи  $C_c$  на верхних частотах не оказывает влияния на коэффициент усиления, так как его сопротивление  $x_{C_c}$  мало.

Для оценки свойств усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью на разных частотах пользуются амплитудно-частотными  $K_U = f_1(\omega)$  и фазо-частотными  $\varphi = f_2(\omega)$  характеристиками. Эти характеристики для усилителя с резистивно-емкостной связью приведены на рис. 3.28, а, б.

При очень низких частотах ( $\omega_H \rightarrow 0$ ) коэффициент усиления усилителя  $K_H \rightarrow 0$ , так как сопротивление конденсатора связи  $x_{C_c} = 1/\omega_H C_c \rightarrow \infty$ .

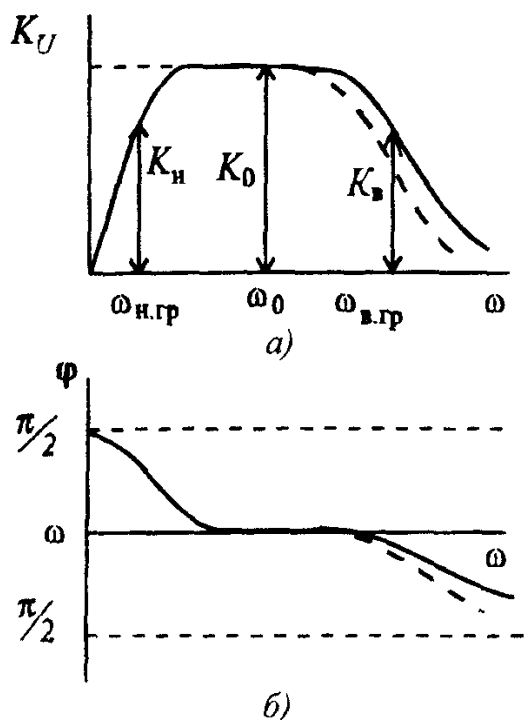


Рис.3.28. Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью

При очень высоких частотах ( $\omega_v \rightarrow \infty$ ) коэффициент усиления  $K_v \rightarrow 0$ , так как сопротивление емкостного элемента  $x_{C_0} = 1/\omega_v C_0 \rightarrow 0$ .

Снижение коэффициента усиления в области нижних и верхних частот (см.рис.3.28,а) называют *частотными искажениями*. Это название обусловлено тем, что при усилении несинусоидального напряжения отдельные составляющие его усиливаются по-разному из-за неравномерной частотной характеристики, вследствие чего форма кривой усиливаемого напряжения искажается.

Частотные искажения оценивают коэффициентами частотных искажений, которые равны:

на нижних частотах

$$M_H = \frac{K_0}{K_H} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_H}\right)^2}, \quad (3.40)$$

на верхних частотах

$$M_V = \frac{K_0}{K_V} = \sqrt{1 + (\omega_V \tau_V)^2}. \quad (3.41)$$

Обычно для усилителей напряжения с резистивно-емкостной связью допустимый коэффициент частотных искажений лежит в пределах 1,05 — 1,4. Очень часто допустимое значение частотных искажений принимают равным  $\sqrt{2}$ . Это соответствует частотам, при которых  $1/\omega_H \tau_H$  и  $\omega_V \tau_V$  становятся равными единице. Частоты  $\omega_{H гр}$  и  $\omega_{V гр}$ , соответствующие допустимым значениям коэффициента частотных искажений, называют *нижней и верхней граничными частотами*, а диапазон частот, в

котором коэффициенты частотных искажений не превышают допустимых значений, т.е.  $\Delta f = f_{в гр} - f_{н гр}$  — *полосой пропускания усилителя*.

Фазо-частотная характеристика усилителя (см.рис. 3.28,б) показывает, что в области нижних частот выходное напряжение опережает по фазе входное, а в области верхних частот отстает от него. В предельных случаях при  $\omega \rightarrow 0$  и  $\omega \rightarrow \infty$  угол сдвига фаз стремится соответственно к  $\pi/2$  и  $-\pi/2$ .

Рассмотренные выражения справедливы при неизменных параметрах транзистора.

Однако коэффициент передачи тока  $\beta = h_{21}$  на высоких частотах уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз на некоторой предельной частоте  $f_\beta$ . Это не сказывается на частотных характеристиках усилителя, если в пределах полосы пропускания значение  $h_{21}$  остается постоянным, т.е. если предельная частота  $f_\beta$  значительно больше верхней граничной частоты усилителя  $f_{в гр}$ .

При соизмеримых значениях  $f_\beta$  и  $f_{в гр}$  на высоких частотах увеличиваются спад коэффициента усиления и угол сдвига фаз между выходным и входным напряжениями (пунктирные кривые на рис. 3.28). Это необходимо учитывать при выборе типа транзистора и определении полосы пропускания. При  $f_\beta \ll f_{в гр}$  полоса пропускания на высоких частотах ограничена предельной частотой  $f_\beta$  транзистора и не зависит от параметров элементов усилителя.

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя в идеальном случае равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$\underline{K} = \underline{K}_1 \cdot \underline{K}_2 \cdot \dots \cdot \underline{K}_n = K_1 e^{j\varphi_1} \cdot K_2 e^{j\varphi_2} \cdot \dots \cdot K_n e^{j\varphi_n} \quad (3.42)$$

Отсюда следует, что коэффициент частотных искажений и углы сдвига фаз между выходным и входным напряжениями многокаскадного усилителя возрастают с увеличением количества каскадов:

$$M = M_1 \cdot M_2 \cdot \dots \cdot M_n, \quad (3.43)$$

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n. \quad (3.44)$$

Следовательно, полоса пропускания усилителя с увеличением количества каскадов уменьшается.

В последнее время многокаскадные усилители переменного напряжения с резистивно-емкостной связью часто выполняют на интегральных микросхемах. Например, интегральные микросхемы серии К123 позволяют создавать многокаскадные усилители низкой частоты с полосой пропускания 220 Гц — 100 кГц и коэффициентом усиления 30 — 500.

Следует иметь в виду, что в интегральных микросхемах отсутствуют конденсаторы связи, входные и выходные разделительные конденсаторы, так как конденсаторы большой емкости трудно выполнять в интеграль-

ном исполнении, поэтому помимо входных и выходных выводов, выводов для подключения источников питания микросхемы снабжают выводами для подключения конденсаторов связи.

**Задача 3.16.** Определить коэффициент усиления  $K_0$  на средних частотах первого усилительного каскада двухкаскадного усилителя с резистивно-емкостной связью (см. рис. 3.25), верхнюю и нижнюю граничные частоты, на которых коэффициент усиления равен  $K_0/\sqrt{2}$ , если известно, что  $K_{U\chi} = 176$ ,  $R_{\text{ВЫХ1}} = 1$  кОм, емкость конденсатора связи  $C_{c1} = 2$  мкФ, емкость  $C_{02} = 0,01$  мкФ, входное сопротивление второго каскада  $R_{\text{ВХ2}} = 320$  Ом.

**Решение.** Используя формулы для коэффициента усиления на средних частотах, верхней и нижней граничной частот, получим:

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{U\chi} R_{\text{ВХ2}}}{R_{\text{ВЫХ1}} + R_{\text{ВХ2}}} = 42,7;$$

$$f_{\text{В}} = \frac{1}{2\pi C_{02} \frac{R_{\text{ВЫХ1}} R_{\text{ВХ2}}}{R_{\text{ВЫХ1}} + R_{\text{ВХ2}}}} \approx 65,6 \text{ кГц}; \quad f_{\text{Н}} = \frac{1}{2\pi C_{c1} (R_{\text{ВЫХ1}} + R_{\text{ВХ2}})} \approx 60 \text{ Гц}.$$

**Задача 3.17\*.** Как изменятся верхняя и нижняя граничные частоты первого усилительного каскада усилителя, рассмотренного в задаче 3.16, если: а) емкость  $C_{c1}$  уменьшить в 4 раза; б)  $C_{c1}$  увеличить в 2 раза; в) емкость  $C_{02}$  увеличить в 4 раза; г)  $C_{02}$  уменьшить в 2 раза?

*Ответы* приведены в таблице

Варианты	а	б	в	г
$f_{\text{В.гр}}, \text{кГц}$	65,6	65,6	16,4	131,2
$f_{\text{Н.гр}}, \text{Гц}$	240	30	60	60

**Задача 3.18.** Определить коэффициент частотных искажений  $M_{\text{Н}}$ , если на нижней граничной частоте коэффициент усиления составляет 25, а на средней частоте — 30.

*Ответ:*  $M_{\text{Н}} = 1,2$ .

**Задача 3.19.** Определить коэффициент усиления усилителя  $K_0$  на средних частотах, если на высшей частоте полосы пропускания коэффициент усиления  $K_{\text{В}} = 40$ , а коэффициент частотных искажений  $M_{\text{В}} = 1,1$

*Ответ:*  $K_0 = 44$ .

**Задача 3.20.** Определить частоту, на которой коэффициент усиления будет иметь максимальное значение, если известно, что постоянная времени в области верхних частот  $\tau_{\text{В}} = 0,3$  мкс, а в области нижних частот  $\tau_{\text{Н}} = 6$  мс.

**Решение.** Значение средней частоты, на которой коэффициент усиления максимален, определяем с помощью формулы (3.39)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\tau_B \tau_H}} = 3,75 \text{ кГц.}$$

### 3.9. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

Обратной связью в усилителях называют подачу части (или всего) выходного сигнала усилителя на его вход.

На рис. 3.29 изображена структурная схема усилителя с обратной связью. Обратные связи в усилителях обычно создают специально. Однако они иногда возникают самопроизвольно. Самопроизвольные обратные связи называют паразитными.

Если при наличии обратной связи входное напряжение  $u_{вх}$  складывается с напряжением обратной связи  $u_{ос}$ , в результате чего на усилитель передается увеличенное напряжение  $u_1$ , то такую обратную связь называют положительной.

Если после введения обратной связи напряжение  $u_1$  на входе и  $u_{вых}$  на выходе усилителя уменьшаются, что вызывается вычитанием напряжения обратной связи из входного напряжения  $u_{вх}$ , то такую обратную связь называют отрицательной.

Все обратные связи делятся на обратные связи по напряжению и по току. В обратной связи по напряжению  $u_{ос} = \beta u_{вых}$ , где  $\beta$  — коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи. В обратной связи по току  $u_{ос} = R_{ос} i_{вых}$ , где  $R_{ос}$  — взаимное сопротивление выходной цепи и цепи обратной связи. Кроме того, все обратные связи по виду входных цепей усилителей подразделяют на последовательные, при которых цепи обратной связи включают последовательно с входными цепями усилителя, и параллельные, когда цепь обратной связи включают параллельно входным цепям усилителя.

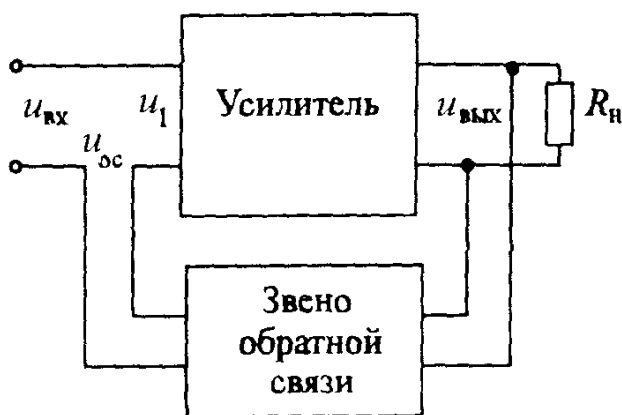


Рис 3.29 Схема усилителя с обратной связью

Рассмотрим влияние отрицательной обратной связи по напряжению на коэффициент усиления усилителя. При отрицательной последовательной обратной связи по напряжению для входной цепи усилителя (см.рис.3.29) можно составить уравнение

$$u_1 = u_{вх} - u_{о с} \quad (3.42)$$

С учетом равенства  $u_{о с} = \beta u_{вых}$  выражение (3.42) можно переписать в виде

$$u_{вх} = u_{о с} + u_1 = \beta u_{вых} + u_1 \quad (3.43)$$

Очевидно, для усилителя без обратной связи  $u_{вх} = u_1$ , поэтому коэффициент усиления усилителя без обратной связи

$$K = U_{вых} / U_1 \quad (3.44)$$

Учитывая (3.44), запишем выражение для коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью:

$$K_{о с} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_{вых}}{U_1 + \beta U_{вых}} \quad (3.45)$$

Разделив в последнем выражении числитель и знаменатель на  $U_1$ , получим

$$K_{о с} = \frac{K}{1 + \beta K} \quad (3.46)$$

Из этой формулы следует, что введение отрицательной обратной связи уменьшает коэффициент усиления усилителя в  $(1 + \beta K)$  раз.

Аналогично можно показать, что коэффициент усиления усилителя с положительной обратной связью

$$K_{о с} = \frac{K}{1 - \beta K} \quad (3.47)$$

Как видно из выражения (3.47), введение положительной обратной связи повышает коэффициент усиления усилителя. Однако положительная обратная связь в электронных усилителях практически не применяется, так как при этом, как будет показано далее, стабильность коэффициента усиления значительно ухудшается

Несмотря на снижение коэффициента усиления, отрицательную обратную связь в усилителях применяют очень часто. В результате введения отрицательной обратной связи существенно улучшаются свойства усилителя.

а) повышается стабильность коэффициента усиления усилителя при изменениях параметров транзисторов;

- б) снижается уровень нелинейных искажений;
- в) увеличивается входное и уменьшается выходное сопротивление усилителя;
- г) расширяется полоса пропускания усилителя.

Для оценки стабильности коэффициента усиления усилителя с обратной связью следует определить его относительное изменение

$$\delta K_{oc} = \frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}}$$

Приращение  $\Delta K_{oc}$  для усилителя с отрицательной обратной связью

$$\Delta K_{oc} = \frac{dK_{oc}}{dK} \Delta K = \frac{d\left(\frac{K}{1+\beta K}\right)}{dK} \Delta K = \frac{\Delta K}{(1+\beta K)^2} \quad (3.48)$$

Относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью

$$\delta K_{oc} = \frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}} = \frac{\frac{\Delta K}{1+\beta K}}{\frac{K}{1+\beta K}} \quad (3.49)$$

Отсюда видно, что всякое изменение коэффициента усиления ослабляется действием отрицательной обратной связи в  $(1+\beta K)$  раз.

Отрицательная обратная связь ослабляет влияние всех изменений коэффициента усиления  $K$ , в том числе связанных с неравномерностью частотной характеристики. Поэтому в таком усилителе с обратной связью расширяется полоса пропускания как в сторону низких, так и в сторону высоких частот, уменьшаются частотные искажения.

Если значение  $\beta K$  много больше единицы, что представляет собой глубокую отрицательную обратную связь, то

$$K_{oc} = \frac{K}{1+\beta K} \approx \frac{1}{\beta} \quad (3.50)$$

Это выражение свидетельствует о том, что при глубокой отрицательной обратной связи коэффициент усиления усилителя  $K_{oc}$  не зависит от коэффициента усиления  $K$ , т.е. не зависит от причин, вызывающих изменение коэффициента усиления.

Аналогично можно показать, что в случае положительной обратной связи стабильность коэффициента усиления ухудшается:

$$\delta K_{oc} = \frac{\frac{\Delta K}{1-\beta K}}{\frac{K}{1-\beta K}} \quad (3.51)$$

Отрицательная обратная связь уменьшает возникающие в усилителе нелинейные искажения. Это можно объяснить следующим образом. В усилителе без обратной связи при большом входном напряжении за счет нелинейных искажений в выходном напряжении помимо основной гармоники появляются высшие гармонические составляющие, наличие которых искажает форму выходного напряжения. При введении отрицательной обратной связи высшие гармонические составляющие через звено обратной связи подаются на вход усилителя и усиленными появляются на его выходе. Усиленные высшие гармоники вычитаются из выходного напряжения усилителя, так как благодаря действию отрицательной обратной связи они будут поступать в противофазе с высшими гармоническими составляющими, появляющимися вследствие нелинейных искажений усилителя. Таким образом, содержание гармоник при том же значении выходного напряжения уменьшится, а следовательно, искажения усиливаемого напряжения в усилителе с отрицательной обратной связью будут меньше.

Введение последовательной обратной связи по напряжению увеличивает входное сопротивление. Входное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью можно определить, если составить уравнение, исходя из выражения (3.43) и учитывая, что  $u_1 = R_{\text{вх}} I_{\text{вх}}$ , а  $u_{\text{вх}} = R_{\text{вх.о.с}} I_{\text{вх}}$ . Принимая также во внимание, что  $u_{\text{вых}} = K u_1$ , уравнение (3.43) можно записать в виде

$$R_{\text{вх.о.с}} I_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} (1 + \beta K) I_{\text{вх}}, \quad (3.52)$$

где  $R_{\text{вх.о.с}}$  — входное сопротивление усилителя с обратной связью;  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление усилителя без обратной связи;  $I_{\text{вх}}$  — входной ток усилителя.

Таким образом, входное сопротивление усилителя за счет введения отрицательной обратной связи увеличивается в  $(1 + \beta K)$  раз.

$$R_{\text{вх.о.с}} = R_{\text{вх}} (1 + \beta K). \quad (3.53)$$

Нетрудно получить выражение для выходного сопротивления усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению

$$R_{\text{вых.о.с}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + \beta K}, \quad (3.54)$$

из которого видно, что введение отрицательной обратной связи уменьшает выходное сопротивление усилителя в  $(1 + \beta K)$  раз.

На рис. 3.30 показана схема усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по току. Как видно,  $u_{\text{о.с}} = R_{\text{о.с}} I_{\text{вых}}$ . Такая обратная связь возникает только при наличии выходного тока, т.е. при работе усилителя на нагрузочное устройство.



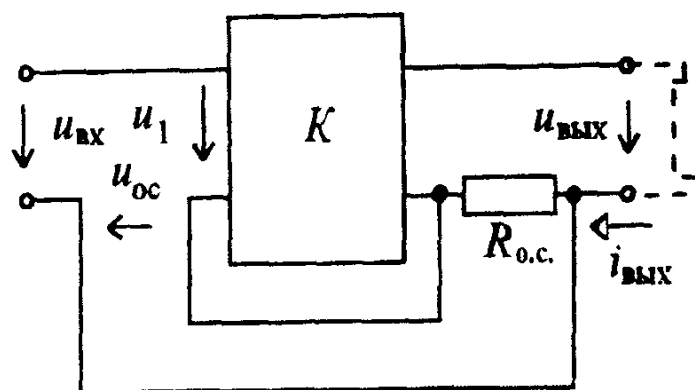


Рис 3.30. Схема усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по току

Последовательная отрицательная обратная связь по току увеличивает и входное и выходное сопротивления усилителя и не изменяет его коэффициента усиления по напряжению в режиме холостого хода  $K_{Ux}$ , но за счет увеличения выходного сопротивления уменьшает выходной ток.

До сих пор рассматривались обратные связи, создаваемые в усилителях специально. Ниже будут рассмотрены паразитные обратные связи, которые возникают в усилителе самопроизвольно и очень часто существенно ухудшают его работу.

Существует несколько видов паразитных обратных связей:

- 1) паразитная связь между каскадами через цепи питания;
- 2) емкостная (электростатическая) связь, обусловленная паразитными емкостями между выходом и входом усилителя;
- 3) магнитная связь, появляющаяся при близком расположении входных и выходных трансформаторов усилителя.

Если в усилителе имеется слабая положительная обратная связь, то ухудшение его работы проявляется в увеличении частотных и нелинейных искажений. Когда же в усилителе появляются сильная паразитная положительная обратная связь ( $\beta K \approx 1$ ), он может самовозбудиться, так как в соответствии с (3.47) при  $\beta K \rightarrow 1$ :  $1 - \beta K \rightarrow 0$  и  $K_{о.с.} \rightarrow \infty$ , т.е. в отсутствие входного напряжения, на выходе усилителя может появиться переменное выходное напряжение.

Наиболее серьезной паразитной обратной связью является связь между каскадами через цепи питания. Такая связь обычно имеется в многокаскадном усилителе, питающемся от одного источника питания. В этом случае токи всех каскадов усилителя замыкаются через источник питания. Мощные оконечные каскады создают на внутреннем сопротивлении источника питания заметное падение напряжения от переменной состав-

ляющей тока. Это переменное напряжение попадает в цепи питания первых каскадов усилителя, образуя нежелательные паразитные обратные связи. Для устранения такого вида обратных связей применяют развязывающие Г-образные RC-фильтры, как при сглаживании пульсаций напряжения в выпрямителе. Иногда первые каскады даже питают от отдельного выпрямителя.

Емкостные и индуктивные (магнитные) обратные связи возникают из-за нерационального монтажа, когда в многокаскадном усилителе выходные цепи усилителя расположены вблизи от его входных цепей, что приводит к возникновению заметной емкости и взаимной индуктивности между элементами входной и выходной цепей. Такие виды обратной связи устраняют в основном рациональным монтажом и экранированием первых каскадов усилителя. Для этого индуктивные катушки, трансформаторы, соединительные провода и выходные цепи помещают в специальные экраны.

В заключение отметим, что устранять паразитные обратные связи довольно сложно, это требует большого практического опыта

**Задача 3.21.** Усилитель с коэффициентом усиления  $K=100$  охвачен отрицательной обратной связью. Определить коэффициент усиления усилителя с обратной связью  $K_{oc}$ , если коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta = 0,01$ .

*Ответ:*  $K_{oc} = 50$ .

**Задача 3.22.** Какое напряжение необходимо подать на вход усилителя, охваченного отрицательной обратной связью с  $\beta = 0,02$ , для того, чтобы на выходе усилителя получить  $U_{вых} = 2$  В, если  $K=25$ ?

*Ответ:*  $U_{вх} = 0,12$  В.

**Задача 3.23.** Изменение коэффициента усиления усилителя с  $K=1000$  составляет  $\pm 10\%$ . Определить коэффициент передачи  $\beta$  цепи обратной связи, которую необходимо подключить, чтобы изменение коэффициента усиления не превышало  $\pm 2\%$ , а также значение  $K_{oc}$  после подключения цепи отрицательной обратной связи.

*Ответ:*  $\beta = 0,004$ ;  $K_{oc} = 200$ .

**Задача 3.24.** Усилитель с коэффициентом усиления  $K=150$  охвачен отрицательной обратной связью. Определить коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta$ , при котором стабильность коэффициента усиления увеличится в 10 раз по сравнению со стабильностью при отсутствии обратной связи. Определить коэффициент усиления усилителя  $K_{oc}$ .

*Ответ:*  $\beta = 0,06$ ;  $K_{oc} = 15$ .

### 3.10. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В промышленной электронике, особенно при контроле и измерении многих неэлектрических величин, возникает необходимость усиления сигналов очень низких частот — порядка долей герц. Для этого требуются усилители, имеющие равномерную амплитудно-частотную характеристику до самых низких частот. Такие усилители называют усилителями постоянного тока (УПТ). В многокаскадных УПТ для связи между каскадами не могут быть использованы реактивные элементы связи (конденсаторы, трансформаторы), поэтому для этой цели, как правило, служат резисторы.

В усилителях постоянного тока возникают специфические трудности, связанные с отделением полезного сигнала от постоянных составляющих напряжений и тока, необходимых для работы транзисторов, используемых в усилителях.

Как и в усилителях с резистивно-емкостной связью, характеристики усилителей постоянного тока должны отвечать ряду требований:

- 1) в отсутствие входного сигнала должен отсутствовать выходной сигнал;
- 2) при изменении знака входного сигнала должен изменять знак и выходной сигнал;
- 3) напряжение на нагрузочном устройстве должно быть пропорционально входному напряжению.

Второе и третье требования в УПТ, так же как и в других усилителях, выполняются при работе усилителя в режиме А. Для выполнения первого условия необходимо отделить полезный выходной сигнал от постоянных составляющих тока и напряжения транзистора.

В усилителях постоянного тока отделение постоянных составляющих напряжения, как правило, производится компенсационным методом.

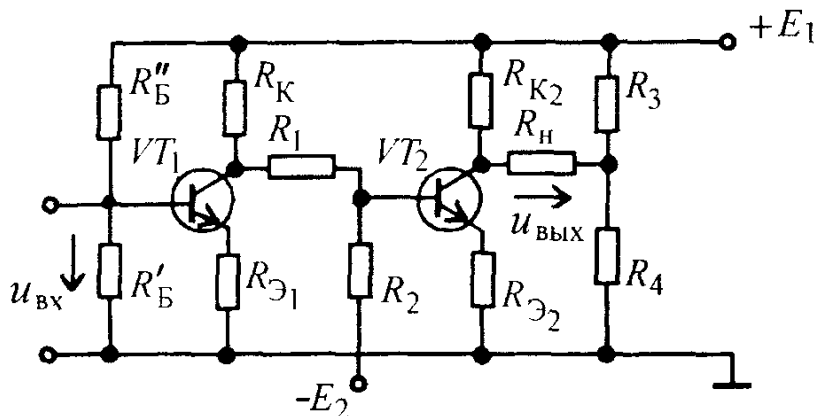


Рис 3 31 Схема двухкаскадного УПТ на биполярных транзисторах

На рис.3.31 приведена схема двухкаскадного УПТ на биполярных транзисторах типа *n-p-n*. Каждый каскад является усилительным каскадом с общим эмиттером. В эмиттерные цепи усилителя включены резисторы  $R_{Э1}$  и  $R_{Э2}$ , которые обеспечивают температурную стабилизацию УПТ. Эти резисторы, как отмечалось в § 3.3, создают отрицательную обратную связь. Устранить ее или существенно уменьшить путем включения параллельно резисторам конденсаторов в УПТ невозможно, так как на очень низких частотах емкости этих конденсаторов должны быть очень большими, а конденсаторы слишком громоздкими. Поэтому в УПТ отрицательная обратная связь не ослабляется, что приводит к уменьшению коэффициента усиления УПТ, но при этом обеспечивается, как отмечалось в § 3.9, улучшение ряда свойств усилителя: повышение стабильности коэффициента усиления, снижение нелинейных и частотных искажений, увеличение входного сопротивления и др.

Компенсация постоянной составляющей коллекторного напряжения первого усилительного каскада осуществляется с помощью второго источника питания —  $E_2$ , создающего отрицательное напряжение относительно общей точки усилителя. Значения  $E_2$  и сопротивлений резисторов делителя  $R_1$  и  $R_2$  выбирают такими, чтобы в режиме покоя ( $U_{вх}=0$ ) напряжение между базой и эмиттером второго транзистора  $U_{БЭ} \approx 0,5$  В. Компенсация постоянной составляющей коллекторного напряжения второго усилительного каскада осуществляется с помощью делителя, состоящего из резисторов  $R_3$  и  $R_4$  (см.рис.3.31). Чтобы ток делителя  $R_1, R_2$  не нарушал режима работы транзистора, его обычно выбирают значительно меньше тока коллектора:

$$I = (0,02 \div 0,1)I_K. \quad (3.55)$$

Это осуществляется выбором значений сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ .

При подаче входного напряжения  $u_{вх}$  изменяются токи базы транзисторов, что приводит к изменению их коллекторных токов. При этом изменяются потенциалы коллекторов, в том числе и  $\varphi_{К2}$ , а следовательно, и  $u_{вых}$ .

**Дрейф в УПТ.** Усилители постоянного тока имеют специфический недостаток, затрудняющий усиление очень малых постоянных напряжений и токов. В УПТ существует так называемый дрейф нуля, который определяет нижний предел усиливаемых напряжений. Дрейф нуля заключается в том, что с течением времени изменяются токи транзисторов и напряжения на их электродах. При этом нарушается компенсация постоянной составляющей напряжения и на выходе усилителя появляется напряжение в отсутствие входного сигнала. Поскольку УПТ должен усили-

вать напряжения вплоть до самых низких частот, всякое изменение постоянных составляющих напряжения  $U_{К0}$ ,  $U_{Б0}$  из-за нестабильности источников питания, старения транзисторов, изменения температуры окружающей среды и т.д. принципиально не отличается от полезного сигнала.

Дрейф нуля УПТ легко можно наблюдать в следующем опыте. Вход усилителя постоянного тока замыкают накоротко (рис.3.32), а на выходе включают милливольтметр. С течением времени при отсутствии входного напряжения из-за нестабильности значений  $U_{К0}$ ,  $U_{Б0}$  и неточной их компенсации появляется выходное напряжение, примерная временная зависимость которого показана на рис.3.33. Это напряжение, деленное на коэффициент усиления усилителя, называют дрейфом нуля, приведенным ко входу усилителя:

$$U_{др} = U_{вых} / K \text{ при } u_{вх} = 0. \quad (3.56)$$

В дальнейшем под напряжением дрейфа будем понимать напряжение дрейфа, приведенное ко входу усилителя.

Усилитель постоянного тока может правильно воспроизводить на выходе только те сигналы, которые значительно превышают напряжение дрейфа, т.е. при  $U_{вх} \gg U_{др}$ . Поэтому при проектировании чувствительного усилителя приходится принимать специальные меры к снижению дрейфа нуля.

Как видно из рис.3.33, выходное напряжение состоит как бы из двух составляющих, монотонно изменяющегося напряжения (показано штриховой линией) и переменной составляющей.

В транзисторных усилителях главной причиной дрейфа является температурная нестабильность транзисторов.

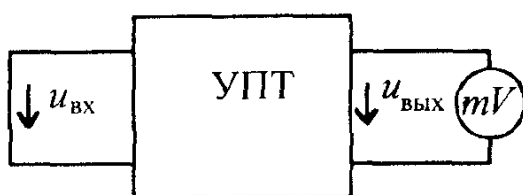


Рис.3.32. Схема измерения напряжения дрейфа УПТ

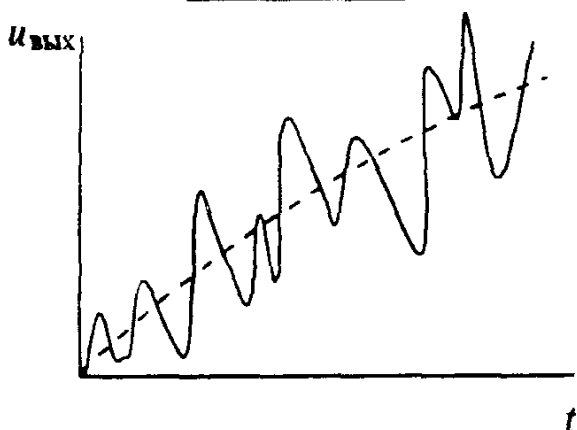


Рис.3.33. Дрейф нуля УПТ

Для борьбы с дрейфом нуля принимают ряд мер:

- 1) стабилизацию напряжения источников питания;
- 2) стабилизацию температурного режима;
- 3) использование дифференциальных (балансных) схем УПТ

Рассмотрим, как осуществляется и насколько позволяет снизить дрейф каждая из указанных мер.

При стабилизации напряжения источников питания с погрешностью  $\pm 0,01\%$ , температурной стабилизации с погрешностью  $\pm 1^\circ\text{C}$  удастся снизить дрейф усилителя до  $U_{др} = 5 \div 20$  мВ при работе в температурном диапазоне от  $-50$  до  $+50$   $^\circ\text{C}$ .

**Дифференциальный УПТ.** Кроме стабилизации питающих напряжений для уменьшения дрейфа УПТ принимают специальные схемы усилителей, так называемые дифференциальные (балансные) УПТ. Они построены по принципу четырехплечего моста.

В дифференциальном усилителе (рис.3.34,а) сопротивления резисторов  $R_{K1}$ ,  $R_{K2}$  в коллекторных цепях транзисторов выбирают равными, режимы обоих транзисторов устанавливают одинаковыми. В таких усилителях подбирают пары транзисторов со строго идентичными характеристиками.

На стабильность электрических режимов существенное влияние оказывает сопротивление резистора  $R_1$ , который стабилизирует ток транзисторов (см.рис 3.34.а). Чтобы можно было использовать резистор с большим сопротивлением  $R_1$ , увеличивают напряжение источника питания, а в интегральных микросхемах часто вместо резистора  $R_1$  применяют стабилизатор постоянного тока, который выполняют на 2 — 4 транзисторах.

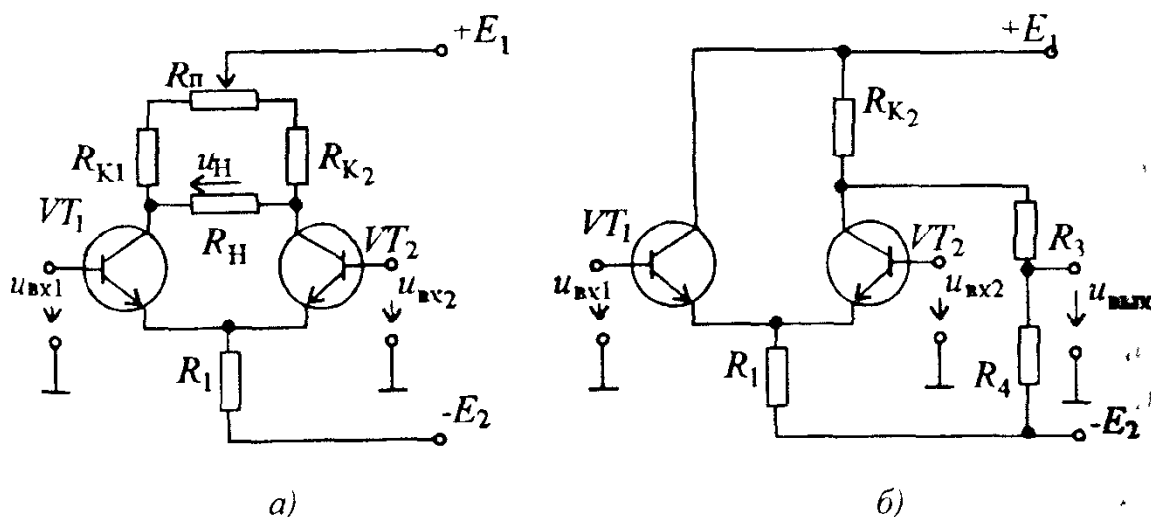


Рис 3.34 Схемы симметричного (а) и несимметричного (б) дифференциальных усилительных каскадов

Переменный резистор  $R_{\Pi}$  (см рис.3.34,а) служит для балансировки каскада или, как говорят, для установки нуля. Это необходимо в связи с тем, что не удастся подобрать два абсолютно идентичных транзистора и резисторы с равными сопротивлениями  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$ . При изменении положения движка потенциометра  $R_{\Pi}$  изменяются сопротивления резисторов, включенных в коллекторные цепи транзисторов, и, следовательно, потенциалы на коллекторах. Перемещением движка потенциометра  $R_{\Pi}$  добиваются нулевого тока в нагрузочном резисторе  $R_{\text{н}}$  в отсутствие входного сигнала

При изменении ЭДС источника коллекторного питания  $E_1$  или смещения  $E_2$  изменяются токи обоих транзисторов и потенциалы их коллекторов. Если транзисторы идентичны и сопротивления резисторов  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$  в точности равны, то тока в резисторе  $R_{\text{н}}$  за счет изменения ЭДС  $E_1, E_2$  не будет. Если транзисторы не совсем идентичны, то появится ток в нагрузочном резисторе, однако он будет значительно меньше, чем в обычном, небалансном УПТ.

Изменения характеристик транзисторов вследствие изменения температуры окружающей среды практически также не будут вызывать изменения тока в нагрузочном устройстве

В то же время при подаче входного напряжения на базу транзистора  $VT_1$  изменяется его коллекторный ток и напряжение на его коллекторе, что вызовет появление напряжения на нагрузочном резисторе  $R_{\text{н}}$ .

При тщательном подборе транзисторов и резисторов, при стабилизации напряжений источников питания напряжение дрейфа удастся снизить до  $1 - 20$  мкВ/°С или при работе в температурном диапазоне от  $-50$  до  $+50$ °С составит  $0,1 - 2$  мВ, т.е. в сравнении с небалансным УПТ он может быть уменьшен в  $20 - 100$  раз.

Выражение для коэффициента усиления дифференциального каскада аналогично выражению для коэффициента усиления обычного однокаскадного усилителя с коллекторной нагрузкой и определяется формулой

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{R_K}{1+h_{22}R_K}, \quad (3.57)$$

так как напряжением обратной связи, возникающим на резисторе  $R_{\text{п}}$ , можно пренебречь

Это напряжение одновременно воздействует на эмиттеры транзисторов  $VT_1, VT_2$ , вызывая одинаковые изменения потенциалов их коллекторов. Таким образом, результирующее напряжение на выходе усилителя остается неизменным. Нетрудно видеть, что выходное напряжение в усилителе (см.рис 3.34,а) совпадает по фазе с входным напряжением  $u_{\text{вх1}}$

(неинвертирующий вход) и противофазно напряжению  $u_{\text{вх}2}$  (инвертирующий вход). Тогда можно записать

$$u_{\text{вых}} = K_U(u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}). \quad (3.58)$$

Входное сопротивление усилителя по каждому из входов

$$R_{\text{вх}} = 2h_{11}, \quad (3.59)$$

выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} = \frac{2R_K}{1+h_{22}R_K}. \quad (3.60)$$

На рис.3.34,б приведена схема несимметричного дифференциального усилителя, в котором коллекторный резистор включен в коллекторную цепь транзистора  $VT_2$ . Такой усилительный каскад обладает несколько большим дрейфом и применяется только в тех случаях, когда необходимо получить выходное напряжение относительно общего зажима. Для компенсации постоянной составляющей коллекторного напряжения в усилителе применен делитель  $R_3, R_4$ .

По таким схемам можно выполнять усилители и на полевых транзисторах.

**Вопрос 3.3.** Из приведенных на рис.3.35 амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) укажите АЧХ усилителя постоянного тока, если АЧХ усилителя с резистивно-емкостной связью изображена кривой 4.

*Варианты ответа:*

3.3.1. Кривая 1.

3.3.2. Кривая 2.

3.3.3. Кривая 3.

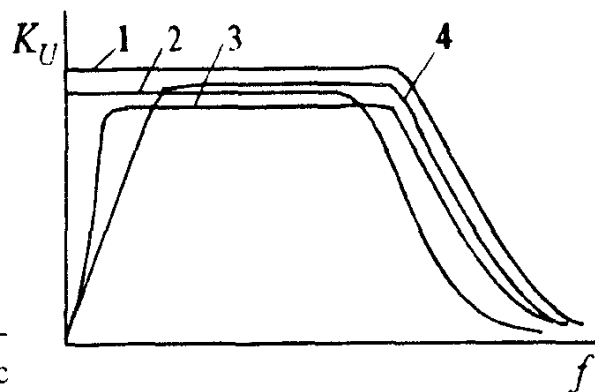


Рис 3 35 Амплитудно-частотные характеристики УПТ и усилителей с резистивно-емкостной связью



### 3.11. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционным усилителем (ОУ) называют дифференциальный усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления, предназначенный для выполнения различных операций над электрическими сигналами при работе в схемах с отрицательной обратной связью. Обычно операционный усилитель имеет 3 — 4 дифференциальных балансных каскадов, в качестве выходного каскада обычно используется бестрансформаторный усилитель мощности. Коэффициент усиления ОУ достигает  $10^6$ . Операционные усилители изготавливаются в виде интегральных микросхем различных серий, например, серии К140. ОУ имеет два входа: неинвертирующий (Н) и инвертирующий (И). Их названия связаны с тем, что в первом случае входное напряжение находится в фазе с выходным, а во втором случае — в противофазе.

Условное графическое обозначение ОУ приведено на рис. 3.36. Значки «▷ ∞» символизируют наличие очень большого коэффициента усиления у операционного усилителя. Для питания ОУ обычно используют два разнополярных источника питания  $+E_{п1}$  и  $-E_{п2}$ . Основными характеристиками ОУ являются амплитудные (передаточные) характеристики.

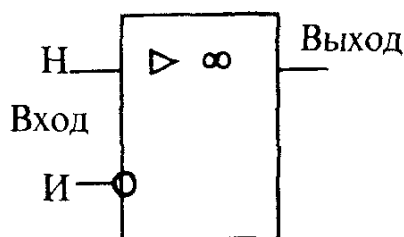


Рис 3.36. Условное графическое обозначение операционного усилителя

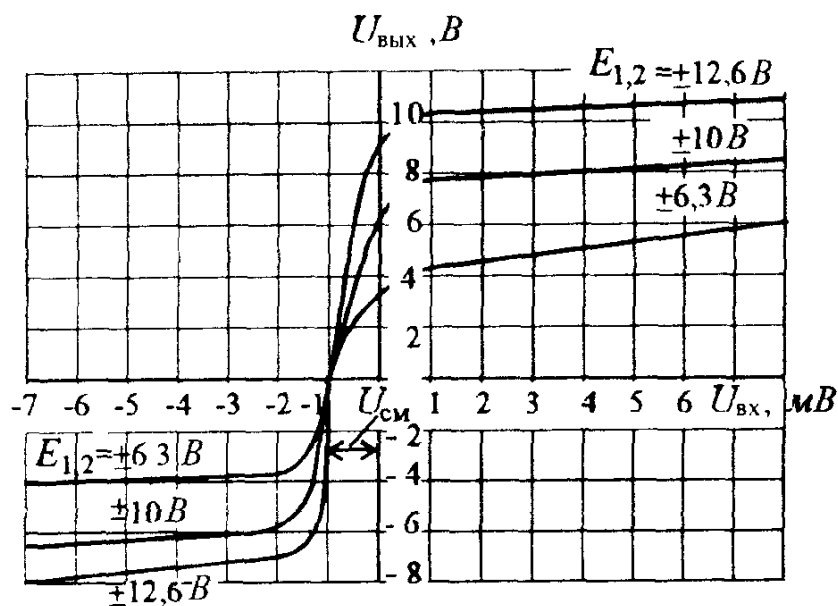


Рис 3.37 Амплитудные характеристики ОУ на интегральной микросхеме К140УД8 по неинвертирующему входу

Амплитудные характеристики операционного усилителя на микросхеме К140УД8 по неинвертирующему входу приведена на рис. 3.37, на котором видно смещение нуля  $U_{см} \approx 1$  мВ. Смещение нуля следует принимать во внимание при применении ОУ. При больших значениях коэффициента усиления микросхемы необходимо балансировать  $U_{см}$  вручную с помощью балансирующего резистора.

Параметры, характеризующие работу операционных усилителей, подразделяются на статические и динамические.

К основным статическим параметрам ОУ относятся:

- 1) коэффициент усиления по напряжению ( $K_U = 10^4 \div 10^6$ );
- 2) входное сопротивление ( $R_{вх} = 10^4 \div 10^7$  Ом);
- 3) выходное сопротивление ( $R_{вых} \approx 10^2$  Ом);
- 4) входное напряжение смещения нуля ( $U_{см}$  — единицы милливольт).

К основным динамическим параметрам ОУ следует отнести:

- 1) частота единичного усиления  $f_1$ , т.е. частота на которой  $K_U = 1$  ( $f_1$  — единицы и десятки мегагерц);
- 2) скорость нарастания выходного напряжения ( $V_{U_{вых}} = 0,1 \div 100$  В/мкс);
- 3) время установления выходного напряжения ( $t_{уст} = 0,05 \div 2$  мкс).

Для построения различных усилителей применяют операционные усилители с отрицательной обратной связью. В зависимости от того, на какой из входов подается усиливаемое напряжение, различают *неинвертирующий* и *инвертирующий усилители*

В неинвертирующем усилителе (рис.3.38) входное напряжение подается на неинвертирующий вход, а с выхода усилителя через делитель  $R_1, R_2$  на инвертирующий вход подается напряжение отрицательной обратной связи. Обычно выполняются условия  $R_2 \gg R_{вых}$  и  $R_1 < R_{вх}$ .

Для идеального ОУ ( $K_U = \infty, R_{вх} = \infty, R_{вых} = 0$ ) коэффициент усиления неинвертирующего усилителя можно найти из следующего соотношения:

$$U_{вх} = \frac{U_{вых} R_1}{R_1 + R_2}, \text{ откуда}$$

$$K_{Ун} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.61)$$

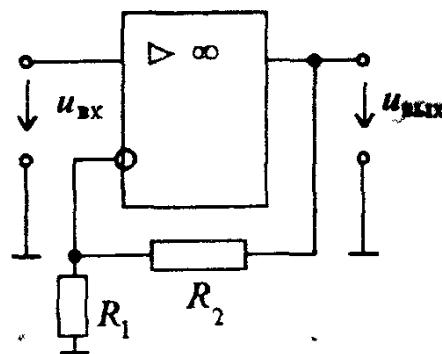


Рис 3 38 Схема неинвертирующего усилителя

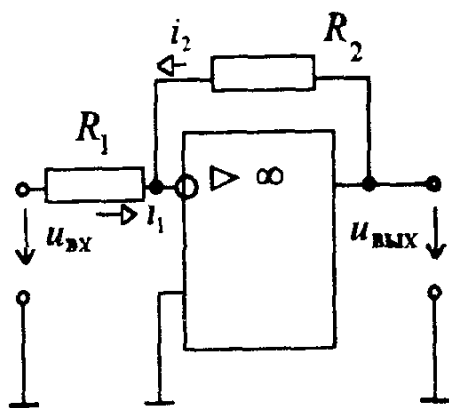


Рис.3.39 Схема инвертирующего усилителя

При построении инвертирующего усилителя (рис.3.39) входное напряжение и напряжение обратной связи подаются одновременно на инвертирующий вход, а другой вход (неинвертирующий) обычно заземлен. Для идеального ОУ, когда можно пренебречь входным током  $i_{вх\text{ оу}}$ , входной ток  $i_1$  инвертирующего усилителя примерно равен току обратной связи  $i_2$ . С учетом направлений токов на схеме рис.3.39 справедливо принять уравнение  $i_1 = -i_2$ . Поскольку для идеального ОУ потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов можно считать одинаковыми, то можно считать, что  $u_{вх} = R_1 i_1$ , а  $u_{вых} = R_2 i_2$ , а следовательно  $u_{вх}/R_1 = -u_{вых}/R_2$ . Из этого уравнения следует:

$$K_{Uи} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (3.62)$$

Таким образом, коэффициент усиления неинвертирующего и инвертирующего усилителя зависит только от соотношения сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$  и не зависит от коэффициента усиления самого операционного усилителя. Поэтому коэффициент усиления таких усилителей очень стабилен. Выбирая соответствующим образом значения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  можно обеспечить необходимый коэффициент усиления  $K_{Uн}$  и  $K_{Uи}$ .

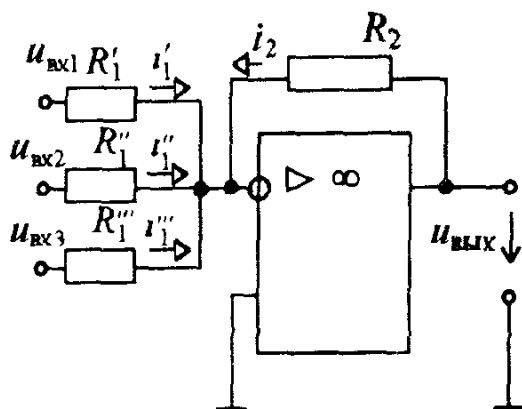


Рис.3.40. Схема сумматора

На основе ОУ можно построить устройства, выполняющие любые математические операции, например, сумматоры. Для этого несколько входных сигналов (например, три на рис.3.40) через резисторы с одинаковыми сопротивлениями  $R_1$  одновременно подаются на инвертирующий вход ОУ. Полагая, что входной ток  $i_{вх\ оу} \approx 0$ , можно составить уравнения по первому закону Кирхгофа:

$$i_1' + i_1'' + i_1''' = -i_2. \quad (3.63)$$

Учитывая, что  $i_1 = u_{вх1}/R_1$ ,  $i_1'' = u_{вх2}/R_1$ ,  $i_1''' = u_{вх3}/R_1$ , а  $i_2 = u_{вых}/R_2$ , получим

$$u_{вых} = -\frac{R_2}{R_1}(u_{вх1} + u_{вх2} + u_{вх3}). \quad (3.64)$$

Таким образом, выходное напряжение пропорционально сумме входных напряжений.

На рис. 3.41 изображена схема дифференцирующего усилителя. Нетрудно показать, что для идеального ОУ:  $i_1 = C \, du_{вх}/dt$ , а  $i_2 = u_{вых}/R$ , поэтому, учитывая, что  $i_1 = -i_2$ , получим

$$u_{вых} = -RC \, du_{вх}/dt. \quad (3.65)$$

Для интегрирующего усилителя (интегратора) (рис.3.42) справедливы соотношения:  $i_1 = u_{вх}/R$  и  $i_2 = C \, du_{вых}/dt$ , поэтому

$$u_{вых} = -\frac{1}{RC} \int u_{вх} dt. \quad (3.66)$$

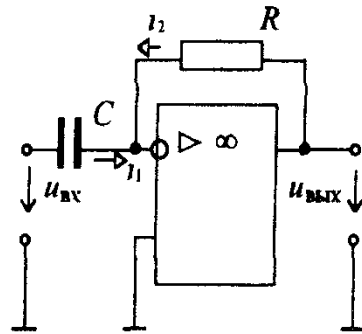


Рис 3.41 Схема дифференцирующего усилителя

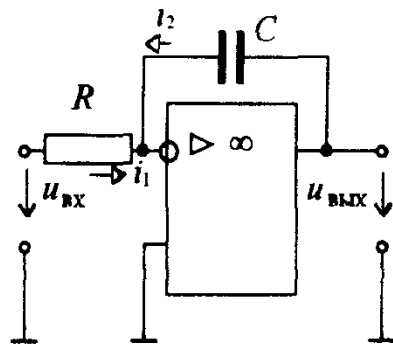


Рис.3.42. Схема интегрирующего усилителя

Как будет показано в гл 4, интеграторы часто используются в генераторах линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН), так как при подаче на их вход постоянного напряжения, на выходе интегратора можно получить линейно-изменяющееся напряжение

**Избирательные усилители** Операционные усилители могут использоваться для создания специальных избирательных усилителей с очень узкой полосой пропускания, предназначенных для выделения «полезных» сигналов определенной частоты У таких усилителей отношение верхней и нижней граничных частот составляет  $f_{в гр}/f_{н гр}=1,001-1,1$  Такой усилитель можно построить на основе ОУ с использованием в цепи обратной связи различных частотно-зависимых  $RC$ -звеньев Примером может служить двойной Т-образный мост, схема которого приведена на рис 3 43,а

Можно показать, что коэффициент передачи двойного Т-образного моста  $\beta = \dot{U}_o / \dot{U}_{вх}$  резко зависит от частоты При  $\omega \rightarrow 0$ ,  $\beta \rightarrow 1$ , так как на очень низких частотах сопротивления конденсаторов становятся большими и все напряжение  $u_{вх}$  через «верхний» ординарный Т-образный мост ( $R, 2C, R$ ) передается на вход усилителя в виде напряжения обратной связи  $U_{o c}$  На очень высоких частотах при  $\omega \rightarrow \infty$ ,  $\beta \rightarrow 1$  вследствие того, что сопротивления конденсаторов становятся малыми и все напряжение через «нижний» ординарный Т-образный мост ( $C, R/2, C$ ) передается на вход усилителя

На квазирезонансной частоте  $\omega_0 = 1/RC$  коэффициент передачи  $\beta = 0$ , поскольку на этой частоте каждый из одинарных Т-образных мостов, из которых состоит двойной Т-образный мост, имеет равные по модулю и противоположные по фазе коэффициенты передачи и их выходные токи взаимно компенсируются, так что  $u_{o c} = 0$  Частотная зависимость коэффициента передачи двойного Т-образного моста приведена на рис 3 43,б

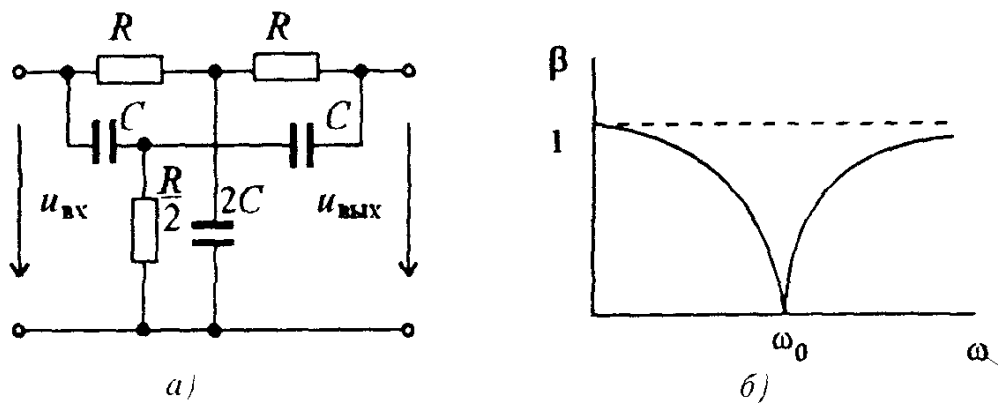


Рис 3 43 Схема двойного Т-образного моста ( а ) и частотная зависимость его коэффициента передачи ( б )

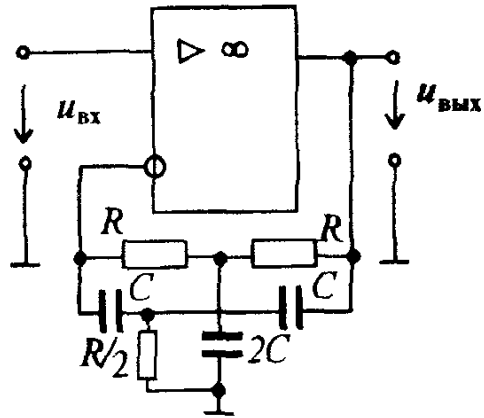


Рис 3 44 Схема избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи

Коэффициент усиления избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи (рис 3 44) выражается через параметры усилителя и цепи обратной связи

$$K_{oc} = \left| \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} \right| = \left| \frac{K}{1 + \beta K} \right|, \quad (3 67)$$

где  $\beta$  — комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи

Анализируя это выражение, можно установить, что на частотах  $\omega = 0$  и  $\omega = \infty$

$$K_{oc} = \left| \frac{K}{1 + K} \right| \approx 1,$$

а на квазирезонансной частоте при  $\beta = 0$

$$K_{oc} = K \gg 1$$

Амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи обратной связи показана на рис 3 45 Она построена на основании уравнения (3 67) с учетом зависимости коэффициента передачи  $\beta$  от частоты

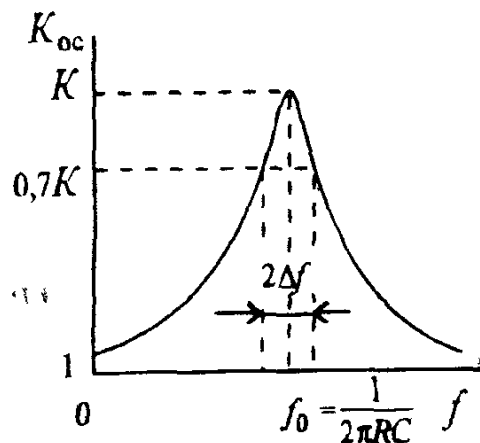


Рис 3 45 Амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя

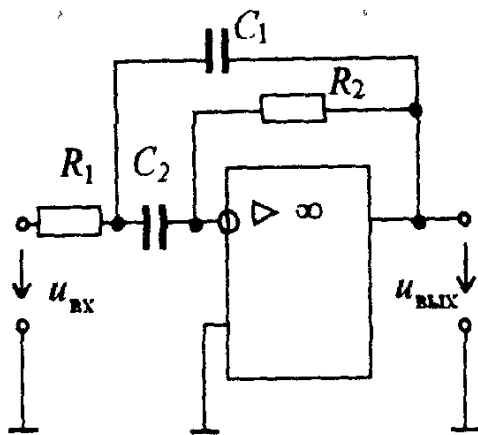


Рис 3.46. Схема избирательного усилителя с интегродифференцирующей обратной связью

Избирательные усилители с двойным Т-образным мостом в цепи обратной связи хорошо работают на квазирезонансных частотах от единиц герц до нескольких мегагерц. Их избирательные свойства зависят от коэффициента усиления  $K$ : чем больше этот коэффициент, тем лучше усиливается полезный сигнал по сравнению с очень низкими и очень высокими частотами. Такие избирательные усилители легко могут быть выполнены с полосой пропускания

$$\frac{f_{\text{В}} - f_{\text{Н}}}{f_0} = 0,1 \div 0,005.$$

На рис.3.46 приведена схема избирательного усилителя с интегродифференцирующей обратной связью ( $R_1, C_1, C_2, R_2$ ). Такой усилитель имеет частоту квазирезонанса  $\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$ , на которой значение коэффициента усиления максимально:

$$K_{0\text{с}} = K_0 = \frac{R_2 C_1}{R_1 (C_1 + C_2)}. \quad (3.68)$$

Как видно из выражения (3.68), коэффициент усиления избирательного усилителя не зависит в явном виде от коэффициента усиления  $K_U$  операционного усилителя. Важно только, что  $K_U \gg 1$ , обычно достаточно  $K_U > 10000 \div 100000$ .

**Задача 3.25.** Чему равны выходные напряжения неинвертирующего (рис.3.38) и инвертирующего (рис.3.39) усилителей, если  $U_{\text{вх}} = 0,2$  В,  $R_1 = 500$  Ом,  $R_2 = 5$  кОм?

**Решение.** Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя  $K_{U_{\text{н}}} = 1 + R_2/R_1 = 11$ , поэтому  $U_{\text{вых}} = 2,2$  В. Для инвертирующего усилителя  $K_{U_{\text{и}}} = -R_2/R_1 = -10$ . Выходное напряжение этого усилителя  $U_{\text{вых}} = |K_{U_{\text{и}}}| U_{\text{вх}} = 2$  В.

**Задача 3.26.\*** Определить коэффициенты усиления инвертирующего и неинвертирующего усилителей для четырех вариантов:

- 1)  $R_1 = 1 \text{ кОм}$ ;  $R_2 = 15 \text{ кОм}$ ; 2)  $R_1 = 2 \text{ кОм}$ ;  $R_2 = 20 \text{ кОм}$ ;  
 3)  $R_1 = 0,5 \text{ кОм}$ ;  $R_2 = 10 \text{ кОм}$ ; 4)  $R_1 = 400 \text{ Ом}$ ;  $R_2 = 16 \text{ кОм}$ .

Ответы приведены в таблице

Вариант	1	2	3	4
$K_{\text{и}}$	-15	-10	-20	-40
$K_{\text{н}}$	16	11	21	41

**Задача 3.27.** Рассчитать сопротивления  $R'_1$ ,  $R''_1$ ,  $R'''_1$ , резисторов сумматора, обеспечивающих следующую зависимость выходного напряжения  $u_{\text{вых}} = -(3 u_{\text{вх1}} + 15 u_{\text{вх2}} + 5 u_{\text{вх3}})$ . Сопротивление резистора обратной связи  $R_2 = 150 \text{ кОм}$ .

Ответ:  $R'_1 = 50 \text{ кОм}$ ;  $R''_1 = 10 \text{ кОм}$ ;  $R'''_1 = 30 \text{ кОм}$ .

**Задача 3.28.** Найти зависимость выходного напряжения сумматора, если  $R'_1 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R''_1 = 0,5 \text{ кОм}$ ,  $R'''_1 = 2 \text{ кОм}$ , а  $R_2 = 1 \text{ кОм}$ .

Ответ  $u_{\text{вых}} = -(u_{\text{вх1}} + 2 u_{\text{вх2}} + 0,5 u_{\text{вх3}})$ .

### КОММЕНТАРИИ К ПРАВИЛЬНЫМ ОТВЕТАМ НА ВОПРОСЫ ГЛАВЫ 3

3.1.2. На первый взгляд, повышающий трансформатор можно считать усилительным устройством, так как его выходное напряжение больше входного. Но принципиальным для усилителей является то, что выходной сигнал имеет значительно большую мощность, чем входной сигнал, причем увеличение мощности усиливаемого сигнала происходит за счет энергии источника питания усилителя. В повышающем же трансформаторе выходная мощность не больше входной, а даже несколько меньше за счет потерь энергии в электрических проводах и в ферромагнитном сердечнике. Поэтому повышающий трансформатор никак нельзя считать усилителем.

3.2.2. КПД усилительного каскада определяется формулой (3.31). Из рис.3.18 видно, что амплитуды переменных составляющих коллекторных напряжений и тока в режиме А меньше соответствующих постоянных составляющих, т.е.  $U_{\text{Км}} < U_0$  и  $I_{\text{Км}} < I_0$ . Следовательно, КПД усилительного каскада в режиме А всегда меньше 0,5. В действительности он редко превышает 0,35 и лежит в указанном диапазоне  $0,25 < \eta < 0,5$ .



3.3.1. Действительно, кривая  $I$  представляет собой АЧХ УПТ. В отличие от АЧХ усилителя с резистивно-емкостной связью она не имеет завала (спада) на нижних частотах, так как этот завал обусловлен влиянием конденсатора связи, который отсутствует в УПТ. Что касается завала АЧХ на верхних частотах, то он одинаков у обоих типов усилителя, т.е. он обусловлен влиянием емкости коллекторного  $p-n$ -перехода биполярного транзистора и монтажной емкости соединительных проводов, а эти емкости одинаковы у обоих типов усилителя.

## Глава четвертая

# ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

### 4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ

*Электронным генератором называют устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию электромагнитных колебаний различной формы требуемой частоты и мощности*

Различают электронные генераторы гармонических (синусоидальных) и импульсных (релаксационных) колебаний.

Электронные генераторы гармонических колебаний нашли широкое применение в промышленной электронике. Их используют в приборах для контроля состава и качества различных веществ, установках для высокочастотного нагрева металлов, сушки и сварки диэлектриков, химической обработки изделий и т.д. Эти функциональные устройства являются одной из составных частей измерительных приборов и автоматических систем.

Электронные генераторы гармонических колебаний классифицируют по ряду признаков, основными из которых являются частота и способ возбуждения.

В зависимости от частоты генераторы подразделяют на *низкочастотные* (0,01 — 100 кГц), *высокочастотные* (0,1 — 100 МГц) и *сверхвысокочастотные* (свыше 100 МГц). По способу возбуждения различают *генераторы с независимым внешним возбуждением* и *с самовозбуждением*. Последний вид генераторов называют *автогенераторами*. Генераторы с независимым внешним возбуждением являются, по существу, усилителями мощности с соответствующим частотным диапазоном, на вход которых подаются электрические сигналы от автогенераторов. Такие усилители были рассмотрены ранее, и в этой главе они не изучаются.

Электронные генераторы гармонических колебаний могут работать в любом из режимов А, В или С, но обычно в них используется режим С ввиду возможности получения наибольшего КПД.

В различных устройствах промышленной электроники, измерительной и микропроцессорной техники часто требуется электрические сигналы по форме кривой резко отличающиеся от синусоиды: прямоугольные, пилообразные, треугольные и т.д. Такие сигналы можно получить от *генераторов, называемых импульсными или релаксационными*. Наиболее часто применяются мультивибраторы — генераторы прямоугольных импульсов, генераторы линейно изменяющихся напряжений (ГЛИН) и ряд других.

## 4.2. УСЛОВИЯ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

На рис. 4.1. приведена структурная схема автогенератора, которая состоит из усилителя с коэффициентом усиления  $\underline{K}$  и звена положительной обратной связи с коэффициентом обратной связи  $\underline{\beta}$ . Коэффициенты усиления усилителя и обратной связи являются комплексными числами, зависящими от частоты. В качестве усилителя в автогенераторах могут применяться различные усилители: на транзисторах, интегральных микро-схемах и др. Звеном обратной связи являются частотно-зависимые цепи:  $LC$ - контуры и  $RC$ - четырехполюсники.

Если считать, что напряжения  $u_{вх}$  и  $u_{вых}$  близки к синусоидальным, то стационарный устойчивый режим в автогенераторе, при котором амплитуды  $U_{вхm}$  и  $U_{выхm}$  имеют неизменные значения, будет возможен только при выполнении условия, называемого условием самовозбуждения

$$\underline{K} \underline{\beta} = 1; \quad (4.1)$$

это равенство следует из соотношений  $\dot{U}_{вх} = \underline{\beta} \dot{U}_{вых}$ ,  $\dot{U}_{вых} = \underline{K} \dot{U}_{вх}$ , следовательно,

$$\dot{U}_{вых} = \underline{\beta} \underline{K} \dot{U}_{вых}. \quad (4.2)$$

Выражение (4.1) можно представить в виде

$$K e^{j\varphi} \beta e^{j\psi} = 1, \quad (4.3)$$

где  $K$  и  $\beta$  — модули коэффициентов усиления и передачи соответственно усилителя и звена обратной связи;  $\varphi$  и  $\psi$  — аргументы этих коэффициентов.

Равенство (4.3) выполняется при следующих условиях:

$$K \beta = 1, \quad (4.4)$$

$$\varphi + \psi = 2\pi n, \text{ где } n=0,1,2, \quad (4.5)$$

или

$$\varphi = -\psi + 2\pi n.$$

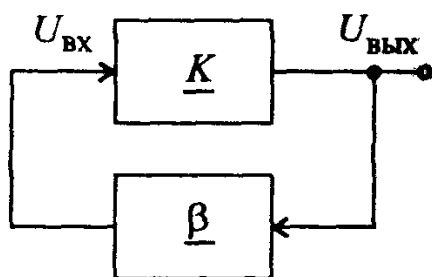


Рис 4.1. Структурная схема автогенератора

Равенство (4.4) называется условием баланса амплитуд, а равенство (4.5) — условием баланса фаз. Условие баланса фаз означает, что в стационарном режиме сумма фазовых сдвигов выходных напряжений усилителя и звена обратной связи в автогенераторе равна нулю или целому числу  $2\pi$ , что свидетельствует о наличии в рассматриваемом устройстве положительной обратной связи. Условие баланса амплитуд соответствует тому, что потери энергии в автогенераторе восполняются звеном положительной обратной связи от источника питания автогенератора. Для получения стационарных устойчивых колебаний в автогенераторе условие (4.4) должно удовлетворять соотношению

$$K\beta \geq 1. \quad (4.6)$$

**Вопрос 4.1.** В усилителе с коэффициентом усиления  $K = 110$  имеется цепь положительной обратной связи с коэффициентом  $\beta = 0,01$ . Возникнут ли в устройстве незатухающие колебания?

*Варианты ответа :*

4.1.1. Не возникнут.

4.1.2. Возникнут.

4.1.3. Незатухающие колебания будут срываться.

### 4.3. АВТОГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Автогенераторы синусоидальных колебаний по виду элементов, входящих в звенья обратной связи, подразделяются на автогенераторы *LC*-типа (высокочастотные) и автогенераторы *RC*-типа (низкочастотные)

**Автогенераторы *LC*-типа.** Принцип действия автогенератора *LC*-типа рассмотрим на примере устройства, схема которого изображена на рис. 4.2,а. В этом автогенераторе усилитель собран на биполярном транзисторе *VT* и включен по схеме с общим эмиттером. Звеном обратной связи является резонансный контур  $L_B C_B$ , включенный в базовую цепь транзистора. Катушка резонансного контура  $L_B$  индуктивно связана с катушкой  $L_K$ , включенной в коллекторную цепь транзистора. В свою очередь катушка  $L_K$  индуктивно связана с  $L_B$ , с которой снимается выходное напряжение. Первоначально колебания в автогенераторе возникают или из-за флуктуаций тока в транзисторе, колебательном контуре или при подаче напряжения питания. По этим причинам появляются слабые колебания с частотой  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_B C_B}$ , которые в отсутствие положительной обратной связи должны были бы прекратиться из-за потерь энергии в контуре. Но при наличии положительной обратной связи этого не происходит. Действительно, появившееся на контуре напряжение  $u_B$  усиливается транзистором. Эти колебания через катушку  $L_K$ , индуктивно связанную с катушкой  $L_B$ , вновь возвращаются в колебательный контур. Размах

колебаний быстро нарастает (см. рис. 4.2,б), что соответствует условию  $K\beta > 1$ . По мере роста амплитуды напряжения в цепи базы транзистора из-за нелинейности амплитудной характеристики (участок  $ab$  на рис. 4.2,в) коэффициент усиления начинает уменьшаться и произведение  $K\beta$  становится равным единице. При этом появляются колебания с постоянной и автоматически поддерживаемой на требуемом уровне амплитудой, что соответствует установившемуся стационарному режиму автоколебаний.

Условие баланса амплитуд в автогенераторе сводится к тому, что на резонансной частоте  $\omega_0$  потери энергии в контуре компенсируются энергией, вносимой в колебательный контур источником питания  $E_K$  через катушку  $L_K$ . Отметим, что баланс амплитуд обуславливает неизменную амплитуду стационарных колебаний.

Условие баланса фаз в рассматриваемом автогенераторе осуществляется при сдвиге фаз выходного напряжения усилителя и звена обратной связи на  $180^\circ$ , что видно из (4.5):  $\varphi = -\psi$ . Практически это условие выполняется соответствующей намоткой индуктивных катушек  $L_K$  и  $L_B$  (направления намотки витков катушек резонансного контура и коллекторной цепи должны быть противоположными). Так же как и баланс амплитуд, баланс фаз поддерживается в автогенераторе автоматически. Каждый из сдвигов фаз в условии (4.5) зависит от частоты по-разному, но для появления колебаний существует только одна частота, на которой выполняется условие баланса фаз, равная резонансной частоте контура. Таким образом, условие баланса фаз определяет частоту генерируемых колебаний.

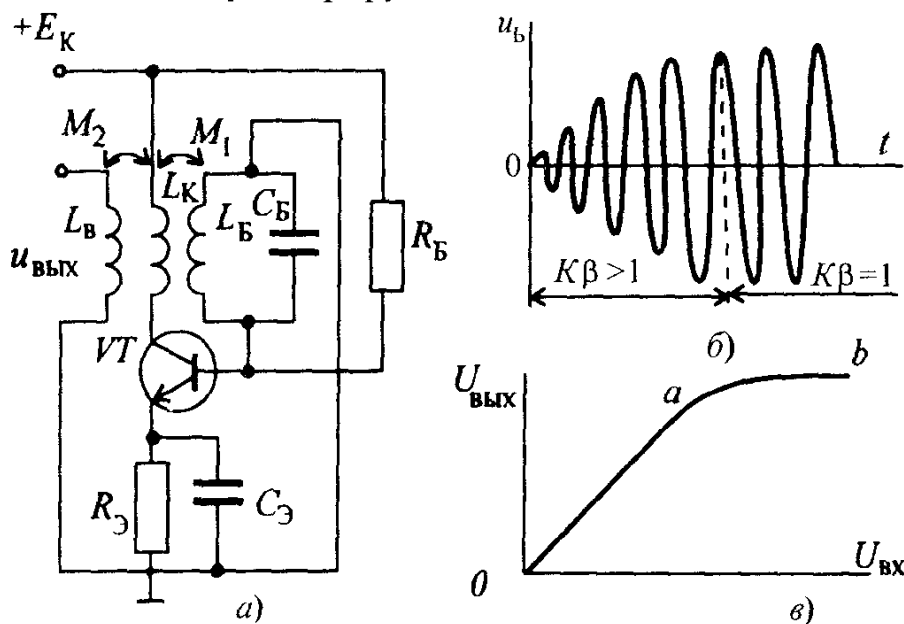


Рис 4.2 Автогенератор LC-типа  $a$  — схема,  $b$  — возникновение колебаний в автогенераторе,  $в$  — амплитудная характеристика усилителя

Если условия самовозбуждения выполняются не только для одной частоты, а для нескольких частот или какой-то полосы частот, то появляются колебания сложной формы ( в том числе прямоугольной), состоящей из нескольких гармонических или большого числа гармоник.

Высокими техническими показателями обладают  $LC$ -автогенераторы, в которых в качестве усилителей используются операционные усилители (ОУ). В связи с очень высоким коэффициентом усиления ОУ кроме положительной обратной связи, где используется  $LC$ -контур, вводится достаточно глубокая отрицательная обратная связь, что существенно повышает стабильность работы автогенератора. Принципиальная схема такого автогенератора на ОУ изображена на рис.4.3. Резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_t$  образуют цепь отрицательной обратной связи. Резонансный  $LC$ -контур и резистор  $R_3$  включены в звено с положительной ОС.

Для стабилизации амплитуды выходного напряжения в звене отрицательной обратной связи используют терморезистор  $R_t$ . При увеличении, например, выходного напряжения автогенератора по какой-либо причине ток через терморезистор  $R_t$  возрастает, а его сопротивление уменьшается. В результате коэффициент усиления усилителя уменьшается. Переменный резистор  $R_2$  необходим для точной регулировки выполнения условия баланса амплитуд.

**Задача 4.1.** Определить сопротивление резистора  $R_1$ , при котором в автогенераторе  $LC$ -типа на ОУ (см.рис.4.3) возникнут незатухающие автоколебания, если  $R_3=100$  кОм, а  $R_2+R_t=150$  кОм, сопротивление резонансного контура на частоте  $f_0$   $R_{рез}=1$  кОм.

**Решение:** 1. Определим коэффициент положительной обратной связи  $\beta$  на резонансной частоте  $f_0$ :

$$\beta = \frac{R_{рез}}{R_3 + R_{рез}} = \frac{1 \cdot 10^3}{(100 + 1) \cdot 10^3} = 0,0099.$$

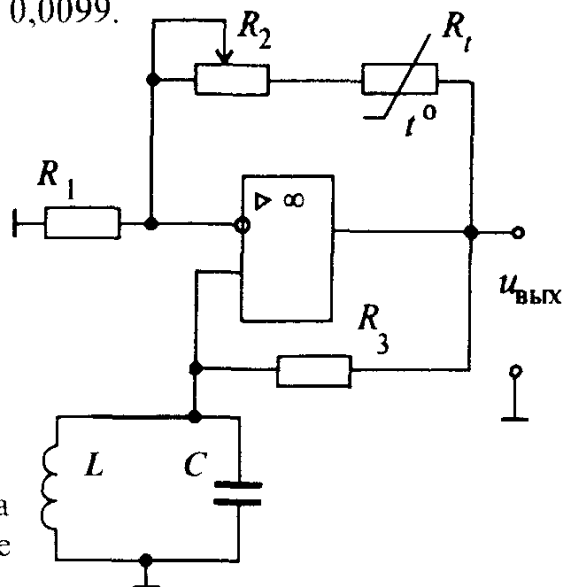


Рис 4 3 Схема автогенератора  $LC$ -типа на операционном усилителе

2. Рассчитаем коэффициент усиления усилителя в автогенераторе  $K_{U_{0,c}}$ , исходя из условия баланса амплитуд

$$K_{U_{0,c}} = 1/\beta = 101.$$

Для выполнения условия  $K\beta \geq 1$  примем  $K_{U_{0,c}} = 102$ .

3. Определим сопротивление резистора  $R_1$  в неинвертирующем усилителе:

$$R_1 = \frac{R_2 + R_f}{K_{U_{0,c}} - 1} = \frac{150 \cdot 10^3}{101} = 1,49 \text{ кОм.}$$

**Задача 4.2.\*** Определить сопротивление  $R_3$  в автогенераторе (см. рис.4.3), если сопротивление резонансного контура  $R_{рез}$  на частоте  $f_0$  и параметры звеньев обратной связи заданы в таблице.

Вариант	1	2	3	4	5	6
$R_{рез}, \text{кОм}$	1,5	2,0	1,2	0,9	1,0	0,7
$R_2 + R_f, \text{кОм}$	91	150	200	180	120	110
$R_1, \text{кОм}$	2,5	4,7	12,0	6,2	5,1	7,5
<i>Ответ</i>						
$R_3, \text{кОм}$	54,6	63,8	20	26,1	23,5	10,3

**Задача 4.3.** Определить  $K_{U_{0,c}}$  неинвертирующего усилителя в автогенераторе (рис.4.3), если  $R_{рез} = 1,8 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 150 \text{ кОм}$ .

*Ответ*  $K_{U_{0,c}} = 84,3$ .

**Автогенераторы RC-типа.** Для получения гармонических колебаний низкой и инфранизкой частот (от нескольких сотен килогерц до долей герц) применяют автогенераторы, у которых в качестве звеньев обратных связей используются RC-четырёхполюсники. Такие автогенераторы получили название автогенераторов RC-типа. Применение RC-четырёхполюсников вызвано тем, что LC-контур на таких частотах становятся громоздкими, а их добротность, ниже необходимых требований. С помощью автогенераторов RC-типа можно получать колебания и высокой частоты вплоть до 10 МГц. Однако преимущества автогенераторов RC-типа проявляются именно на низких и инфранизких частотах. В этом частотном диапазоне за счет применения резисторов и конденсаторов автогенераторы RC-типа обладают более высокой стабильностью, имеют меньшие габариты, массу и стоимость, чем LC-автогенераторы. Для создания автогенераторов RC-типа широко используют биполярные и полевые транзисторы и ОУ.

В соответствии со структурной схемой автогенератора, изображенной на рис. 4.1, автогенератор RC-типа содержит усилитель на транзисторе или ОУ и звено обратной связи, являющееся частотно-зависимой RC-цепью. Как правило, такими частотно-зависимыми цепями являются Г-образные RC-цепи (рис.4.4,а,б), мост Вина (рис.4.4,в).

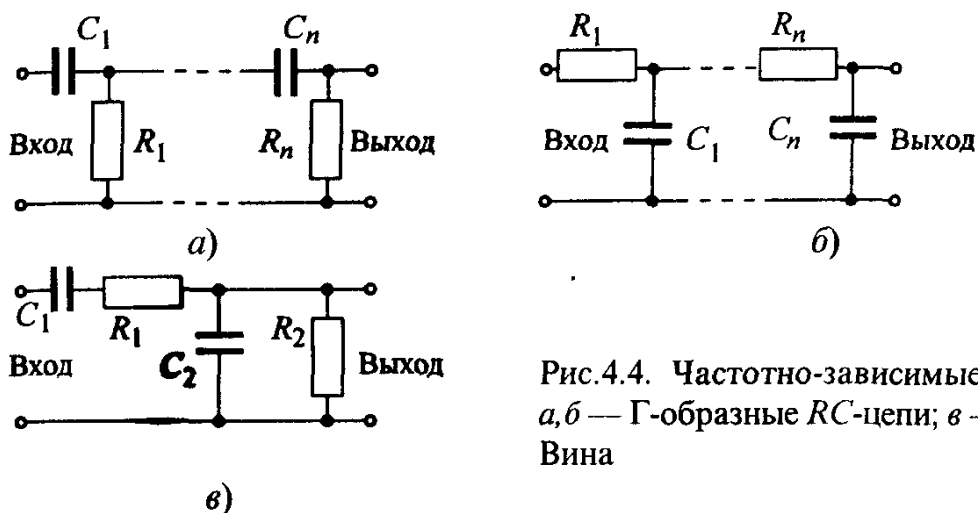


Рис.4.4. Частотно-зависимые цепи: а, б — Г-образные RC-цепи; в — мост Вина

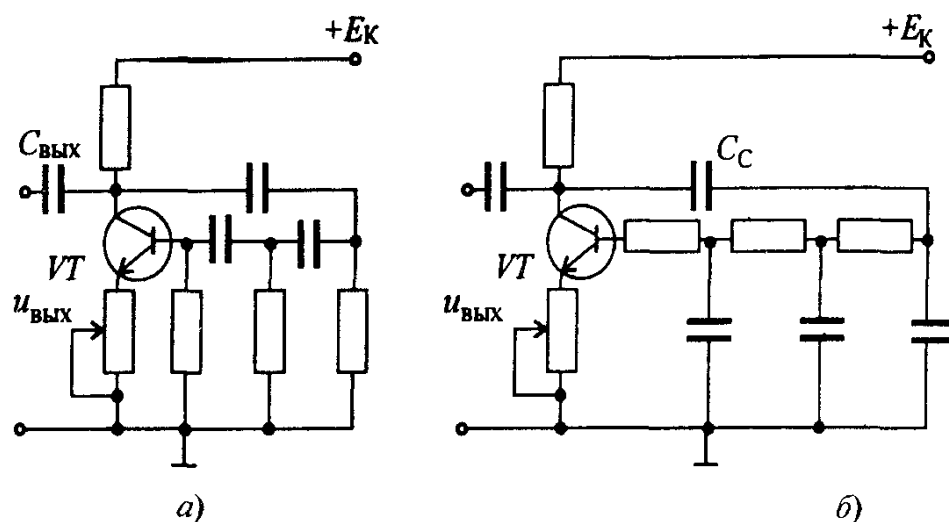


Рис.4.5. Схема автогенератора RC-типа с фазосдвигающей Г-образной RC-цепью (а), с Г-образным RC-звеном обратной связи, в котором R и C поменяли местами (б)

Автогенератор RC-типа с Г-образным RC-звеном обратной связи представляет собой однокаскадный транзисторный усилитель, охваченный обратной связью (рис. 4.5,а). Как известно, в однокаскадном усилителе без обратной связи входное и выходное напряжения сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ . Если выходное напряжение этого усилителя подать на его вход, то получится 100%-ная отрицательная обратная связь. Для соблюдения баланса фаз, т.е. для введения положительной обратной связи в усилителе, выходное напряжение, прежде чем подать его на вход усилителя, необходимо сдвинуть по фазе на  $180^\circ$ . Если считать, что входное сопротивление усилителя очень большое, а выходное очень малое, то фазовый сдвиг на  $180^\circ$  можно осуществить с помощью трех одинаковых RC-звеньев, каждое из которых изменяет фазу на  $60^\circ$ . Расчеты показывают, что баланс фаз в звене происходит на частоте  $f_0 = 1/(15,4 RC)$ , а баланс ам-



плитуд — при коэффициенте усиления  $K \geq 29$ . Если в рассматриваемом автогенераторе поменять местами резисторы и конденсаторы (рис. 4.5,б), то генерация автоколебаний будет на частоте  $f_0 = 0,39/RC$  при коэффициенте усиления  $K \geq 11,8$ .

Отметим, что Г-образные RC-цепи иногда выполняют с количеством звеньев больше трех (чаще всего четырехзвенные). Увеличения частоты генерации можно добиться при смене мест резисторов и конденсаторов в RC-цепи того же генератора.

Для изменения частоты генерации в рассматриваемом генераторе необходимо изменять одновременно либо все сопротивления  $R$ , либо все емкости  $C$ . Заметим, что автогенераторы с Г-образными RC-цепями работают обычно на фиксированной частоте или в крайнем случае в узком перестраиваемом диапазоне.

Рассмотренный автогенератор RC-типа имеет ряд недостатков:

1) цепь обратной связи сильно шунтирует усилительный каскад, вследствие чего снижается коэффициент усиления и нарушается условие баланса амплитуд, т.е. возникающие колебания могут быть неустойчивыми;

2) генерируемые колебания имеют значительное искажение формы, вызванное тем, что условия самовозбуждения выполняются для гармоник с частотой, близкой к  $f_0$ . Это объясняется отсутствием строгой избирательности к основной частоте Г-образных RC-цепей.

На рис. 4.6,а изображена принципиальная схема RC-автогенератора на ОУ с мостом Вина в цепи положительной обратной связи. Мост Вина состоит из резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и конденсаторов  $C_1, C_2$ . На частоте  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ , где  $R = R_1 = R_2$ , а  $C = C_1 = C_2$ , мост Вина имеет коэффициент передачи  $\beta = 1/3$  и нулевой угол сдвига фаз (см.рис. 4.6,б). В таком генераторе мост Вина включают между выходным выводом ОУ и его неинвертирующим входом, чем достигается введение положительной обратной связи. В автогенераторе с мостом Вина ОУ должен иметь коэффициент усиления  $K_{U_{oc}} \geq 3$ . У ОУ коэффициент усиления много больше трех. Следовательно, форма синусоидальных колебаний может быть сильно искажена. Во избежание этого вводят сильную отрицательную обратную связь, т.е.  $K_{U_{oc}} = 1 + (R_3 + R_1)/R_4$ . Наличие терморезистора  $R_1$  стабилизирует амплитуду выходного сигнала и снижает нелинейные искажения. Для регулирования частоты  $f_0$  изменяют либо сопротивление обоих резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , либо емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  моста Вина.

Следует отметить, что автогенератор с мостом Вина обеспечивает простую перестройку частот в широком диапазоне их изменения. По этой причине автогенератор RC-типа с мостом Вина чаще других автогенераторов применяют для получения синусоидальных колебаний в диапазоне от 1 до  $10^6$  Гц.

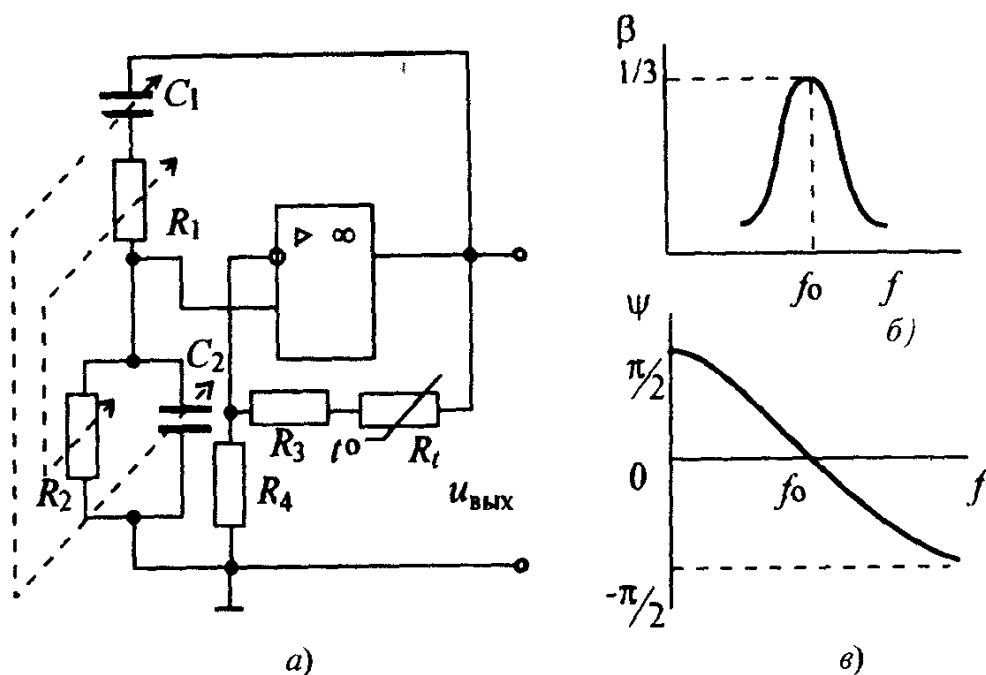


Рис 4.6. Автогенератор RC-типа с мостом Вина на операционном усилителе: *a* — схема автогенератора, *б, в* — амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики моста Вина

**Задача 4.4.** Определить сопротивление резистора  $R_4$  в автогенераторе RC-типа на ОУ (см.рис. 4.6,*a*), при котором возникнут синусоидальные колебания, если суммарное сопротивление резисторов  $R_3$  и  $R_f$  будет равно 10 кОм.

*Ответ:*  $R_4 = 5$  кОм.

#### 4.4. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ

Стабильность частоты автогенераторов является одним из важнейших параметров, в значительной степени определяющих надежность и точность работы устройств промышленной электроники. Нестабильность частоты генерируемых колебаний зависит от изменений температуры, влажности, давления, от механических воздействий, колебаний напряжения питания, внешних электромагнитных полей и других дестабилизирующих факторов. Воздействие дестабилизирующих факторов на стабильность частоты проявляется в изменении емкостей конденсаторов, индуктивностей дросселей и сопротивлений резисторов, входящих в состав колебательных контуров и RC-цепей обратных связей. Стабильность частоты автогенераторов зависит также от паразитных емкостей и индуктивностей и их изменений, которые так или иначе влияют на частоту  $f_0$  и которые необходимо учитывать при расчетах и настройке автогенераторов.

Влияние температуры сказывается на изменениях линейных размеров индуктивных катушек и конденсаторов. Так, с повышением температуры

линейные размеры указанных элементов изменяются, что влечет за собой изменение емкости и индуктивности колебательного контура соответственно на  $\Delta C$  и  $\Delta L$ .

Относительное изменение емкости конденсатора  $\Delta C/C$  при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$  называют *температурным коэффициентом емкости (ТКС)*. Он может быть как положительным, так и отрицательным. Например, керамические конденсаторы выпускают как с положительным, так и отрицательным ТКС порядка  $(30 \div 50) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ . Относительное изменение индуктивности катушки  $\Delta L/L$  при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$  называют *температурным коэффициентом индуктивности (ТКЛ)*. У лучших по термостабильности катушек ТКЛ имеет значение  $(50 \div 100) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ . При изменении температуры изменяется и сопротивление резисторов. Относительное изменение сопротивления резистора  $\Delta R/R$  при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$  называют *температурным коэффициентом сопротивления (ТКР)*. Оно также может быть положительным и отрицательным. У линейных углеродистых резисторов широкого применения типов ВС и УЛИ ТКР отрицательный и имеет значение  $10^{-3} \div 10^{-5} 1/^\circ\text{C}$ . Металлизированные резисторы широкого применения, например, типа МЛТ, имеют положительный ТКР порядка  $10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ .

Следует отметить также, что на нестабильность генерируемой частоты, вызванную изменением температуры, сильно влияют изменения параметров транзисторов.

Нестабильность частоты автогенераторов оценивают *коэффициентом относительной нестабильности*  $\Delta f/f_0$ , где  $f_0$  — рабочая (номинальная) частота автогенератора;  $\Delta f$  — отклонение частоты от рабочей.

Коэффициенты относительной нестабильности определяют по формулам:

для LC-автогенераторов

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right); \quad (4.7)$$

для RC-автогенераторов

$$\frac{\Delta f}{f_0} = - \left( \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} \right), \quad (4.8)$$

где  $\Delta L$ ,  $\Delta C$  и  $\Delta R$  — приращения соответственно индуктивностей катушек, емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов, вызванные воздействием дестабилизирующих факторов.

Для уменьшения нестабильности частоты используют различные способы стабилизации. Различают параметрическую и кварцевую стабилизацию частоты.

*Параметрическая стабилизация частоты* сводится к ослаблению влияния внешних факторов на частоту генерируемых колебаний, а также к подбору элементов генератора, обеспечивающих минимальные изменения частоты. Для уменьшения влияния температуры на изменение емкости конденсаторов и сопротивления резисторов в автогенератор включают конденсаторы и резисторы с отрицательными и положительными *ТКС* и *ТКР*. Снижение воздействия температуры на индуктивность катушек достигается за счет применения специальных материалов для каркасов катушек. Для исключения влияния температуры на параметры транзисторов в отдельных случаях автогенераторы помещают в термостат.

Уменьшение влияния механических ударов и вибрации достигается применением массивных корпусов (шасси), на которых крепят детали автогенератора, амортизационных прокладок из губчатой резины, специальных подвесок и т.д. Печатный монтаж и использование проводов индуктивных катушек, вжигаемых в керамику, практически полностью устраняют влияние механических воздействий. Параметрическая стабилизация частоты позволяет снизить нестабильность до  $10^{-5}$ .

Для уменьшения воздействия внешних электромагнитных полей автогенераторы обычно полностью экранируют. Применение стабилизаторов напряжения исключает влияние на частоту колебаний питающего напряжения.

*Кварцевая стабилизация частоты* заключается в применении кварцевых резонаторов, что дает очень низкую нестабильность частоты, обычно порядка  $10^{-8}$ .

Кварцевый резонатор представляет собой тонкую пластину прямоугольной либо круглой формы, вырезанную определенным образом из кристалла кварца, установленную в кварцедержателе. Как известно, кварц обладает пьезоэффектом. При сжатии кварцевой пластины на противоположных ее гранях появляются разноименные электрические заряды, при растяжении пластины знаки зарядов на тех же гранях изменяются на обратные (прямой пьезоэффект). При воздействии на кварцевую пластину переменного электрического поля в ней возникают механические упругие колебания (обратный пьезоэффект), приводящие, в свою очередь, к появлению электрических зарядов на ее гранях. Таким образом, пластина кварца представляет собой электромеханическую систему, обладающую резонансными свойствами. В зависимости от геометрических размеров и ориентации среза резонансные свойства (резонансная частота  $f_0$ ) каждой пластины строго фиксированы и лежат в пределах от нескольких единиц килогерц до 1000 МГц.

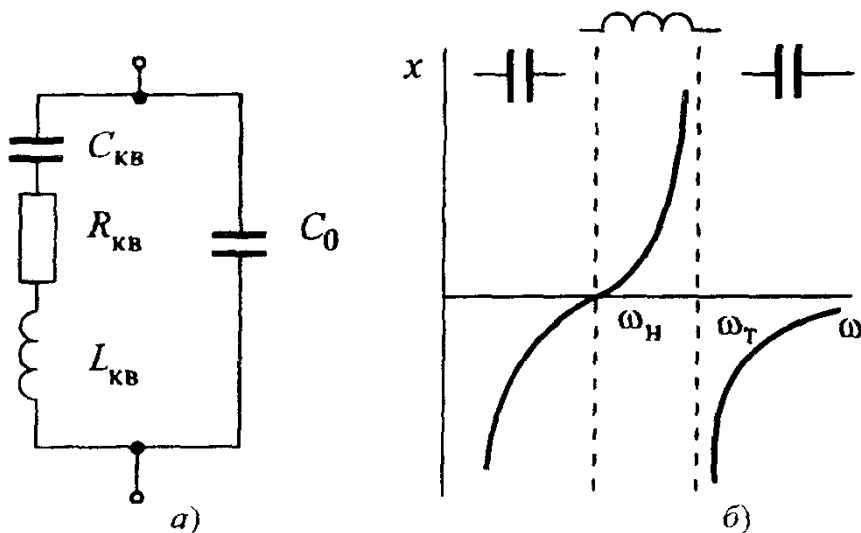


Рис 4.7 Эквивалентная схема кварцевого резонатора (а), характер изменения сопротивления кварцевого резонатора в зависимости от частоты (б)

Кварцевый резонатор эквивалентен электрическому колебательному контуру. Эквивалентная схема кварцевого резонатора изображена на рис. 4.7,а. Как видно, кварц эквивалентен последовательно включенным элементам  $L_{KB}$ ,  $C_{KB}$  и  $R_{KB}$ , а в такой цепи может быть резонанс напряжения с частотой  $\omega_H = 1/\sqrt{L_{KB}C_{KB}}$ . Индуктивность кварца  $L_{KB}$  может быть значительной — от десятков микрогенри до нескольких миллигенри. Емкость кварца  $C_{KB}$  мала (сотые доли пикофарад). Кварцевый резонатор обладает острым резонансом, что свидетельствует о небольшом сопротивлении  $R_{KB}$ , порядка единиц ом. Поэтому добротность кварца достигает  $10^5 - 10^6$ , т.е. она на два-три порядка больше добротности контуров, выполненных на дискретных элементах — индуктивной катушке и конденсаторе.

Так как кристалл кварца помещают в кварцедержатель, который обладает емкостью  $C_0$ , равной нескольким десяткам пикофарад, то в кварцевом резонаторе наблюдается и резонанс токов с частотой  $\omega_T$ .

На частотах ниже  $\omega_H$  и выше  $\omega_T$  эквивалентное сопротивление кварцевого резонатора носит емкостной характер (см.рис.4.7,б), а на частотах выше  $\omega_H$  и ниже  $\omega_T$  — индуктивный характер. Частотные свойства кварцевого резонатора обуславливают его различное включение в автогенератор. Кварцевый резонатор можно включать в цепь положительной обратной связи как последовательный (колебательный) контур (рис.4.8,а), как индуктивный или емкостный элементы ветви колебательного контура.

Температурная нестабильность кварцевого резонатора очень мала — у некоторых кристаллов она имеет значение  $10^{-8}$ .

На рис 4.8,б изображена схема автогенератора RC-типа на ОУ с мостом Вина, в котором вместо одного из резисторов включен кварцевый резонатор KB, работающий в режиме резонанса напряжений.

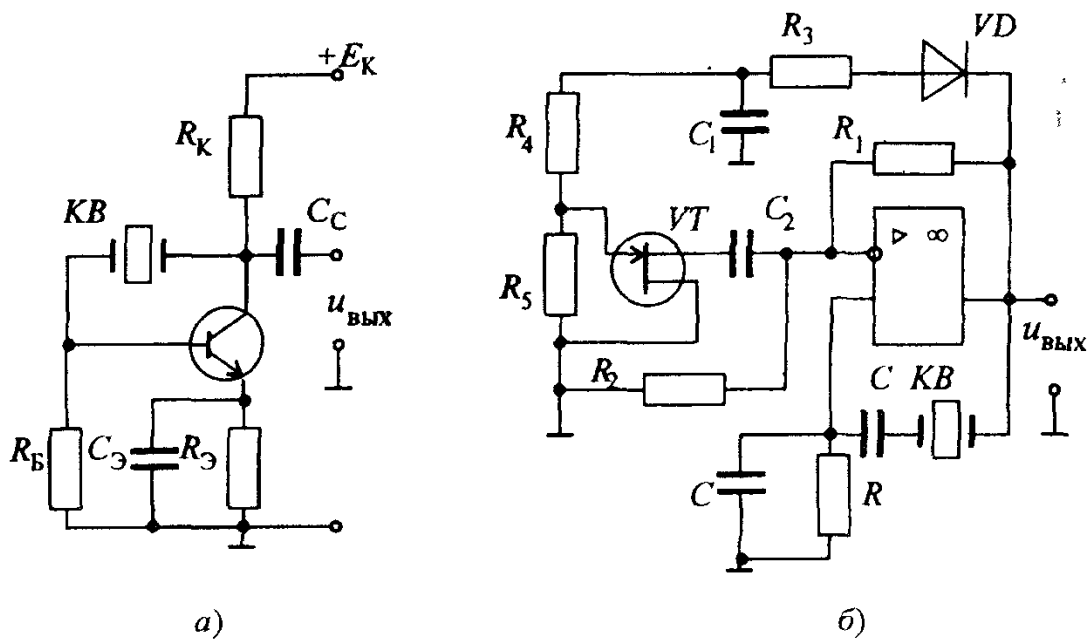


Рис 4 8 Автогенератор с кварцевой стабилизацией *a* — включение кварцевого резонатора как последовательного колебательного контура, *б* — включение кварцевого резонатора в режиме резонанса напряжения

В этом автогенераторе для выполнения баланса амплитуд необходимо строго выдерживать коэффициент усиления  $K_{U_{0c}} = 3$ . Для этого вводится цепь нелинейной отрицательной обратной связи — диод  $VD$ ,  $R_3, C_1, R_4, R_5, VT$ , в которой полевой транзистор  $VT$  используется как элемент с переменным сопротивлением промежутка сток — исток  $R_{СИ}$ . Это сопротивление возрастает, если напряжение затвора  $U_{ЗИ}$  становится более отрицательным. Как видно из схемы, коэффициент усиления  $K_{U_{0c}} = 1 + R_1/R_2 \parallel R_{СИ}$  с увеличением  $R_{СИ}$  уменьшается и наоборот. Отрицательное напряжение  $U_{ЗИ}$  формируется выходным напряжением генератора после его выпрямления диодом  $VD$  и сглаживанием фильтром  $R_3 C_1$  и резистивным делителем  $R_4 R_5$ .

Такой автогенератор является эталонным генератором и применяется в прецизионных измерительных системах.

Кварцевую стабилизацию частоты обычно применяют в автогенераторах, работающих на фиксированных частотах (низкой и высокой), что является ее недостатком.

Рассмотренные кварцевые автогенераторы являются простейшими. Современный кварцевый автогенератор с высокой стабильностью частоты представляет собой довольно сложное устройство, содержащее стабилизаторы напряжения питания, а также такие элементы параметрической стабилизации, как амортизаторы и влагозащитные устройства.

**Задача 4.5.** Определить абсолютную нестабильность частоты колебаний  $\Delta f$  в автогенераторе (см.рис.4.3), если температура в автогенераторе увеличилась с  $20^{\circ}\text{C}$  до  $40^{\circ}\text{C}$ , индуктивность катушки контура  $L_{\text{к}}=100$  мкГн, емкость конденсатора  $C_{\text{к}}=100$  пФ, температурный коэффициент индуктивности  $TKL = 60 \cdot 10^{-6}$   $1/^{\circ}\text{C}$ , температурный коэффициент емкости  $TKC= 40 \cdot 10^{-6}$   $1/^{\circ}\text{C}$

**Решение:**

Определяем  $\Delta f$  по формуле (4.7)

$$\Delta f = f_0 \cdot \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L}{L_{\text{к}}} + \frac{\Delta C}{C_{\text{к}}} \right).$$

Рассчитываем  $f_0$ ,  $\frac{\Delta L}{L_{\text{к}}}$  и  $\frac{\Delta C}{C_{\text{к}}}$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{к}}C_{\text{к}}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-12}}} = 1,59 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 1,59 \text{ МГц}.$$

$$\frac{\Delta L}{L_{\text{к}}} = \Delta t \cdot TKL = 20^{\circ} \cdot 60 \cdot 10^{-6} = 1200 \cdot 10^{-6},$$

$$\frac{\Delta C}{C_{\text{к}}} = \Delta t \cdot TKC = 20^{\circ} \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 800 \cdot 10^{-6},$$

$$\Delta f = \frac{1}{2} \cdot 1,59 \cdot 10^6 \cdot (1200 \cdot 10^{-6} + 800 \cdot 10^{-6}) = 1590 \text{ Гц}.$$

#### 4.5. ИМПУЛЬСНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Подобно генераторам синусоидальных колебаний импульсные генераторы работают в режиме самовозбуждения. Это означает, что в состав такого устройства входит широкополосный по частоте усилитель и звено положительной обратной связи, куда входит элемент, накапливающий энергию от источника питания. Такими элементами, как известно, являются конденсаторы и индуктивные катушки (чаще применяются конденсаторы) Широкополосность усилителя является характерным признаком всех импульсных генераторов, так как условие самовозбуждения  $K\beta \geq 1$  для получения, например, прямоугольных импульсов, должно выполняться в широком спектре частот гармонических колебаний, из которых состоят эти импульсы

**Мультивибраторы** Для получения прямоугольных импульсов широко применяют мультивибраторы Мультивибраторы выпускаются в виде интегральных микросхем и часто выполняются на ОУ, в отдельных случаях — на дискретных элементах. транзисторах, резисторах и конденсаторах.

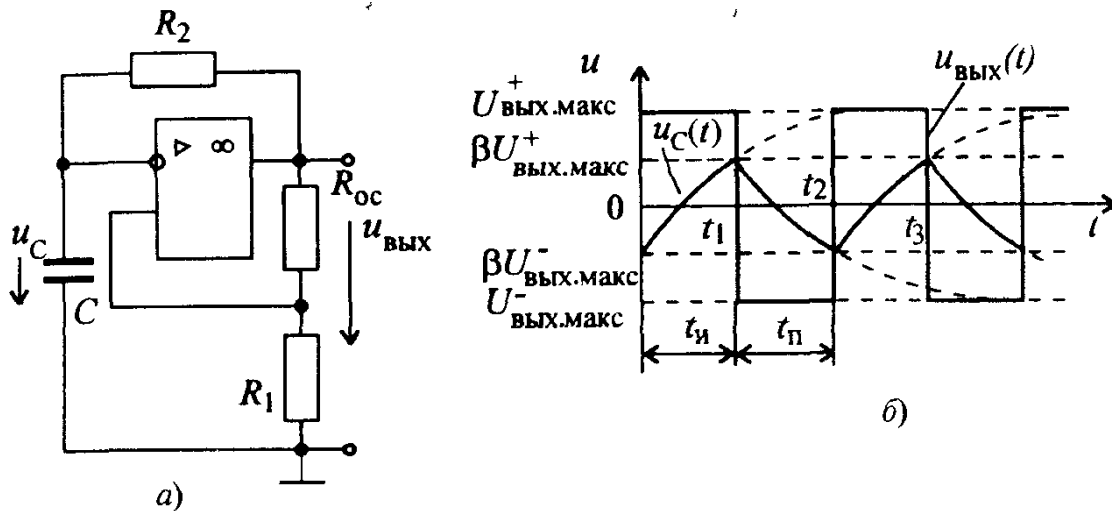


Рис 4.9 Схема (а) и временные диаграммы (б) мультивибратора на операционном усилителе

Любой мультивибратор, как импульсный генератор, состоит из усилителя и  $RC$ -цепей. Мультивибраторы могут работать в режиме автоколебаний и в ждущем режиме.

*В мультивибраторе, работающем в режиме автоколебаний, на выходе непрерывно возникают импульсы прямоугольной формы. У ждущего мультивибратора прямоугольный импульс на выходе появляется только тогда, когда на вход подается запускающий импульс.*

На рис. 4.9,а представлена схема мультивибратора на ОУ, работающего в режиме автоколебаний.

Рассматриваемый мультивибратор является симметричным, т.е. длительности импульса  $t_{и}$  и паузы  $t_{п}$  равны (см.рис.4.9,б). Основной частью его является операционный усилитель с положительной обратной связью ( $R_1, R_{oc}$ ), называемый триггером Шмитта. Поэтому на выходе мультивибратора напряжение может быть равно  $U_{\text{вых макс}}^+$  либо  $U_{\text{вых макс}}^-$ . Пусть выходное напряжение мультивибратора равно  $U_{\text{вых макс}}^+$ . Оно подается, с одной стороны, на  $R_2C$ -цепь (цепь отрицательной обратной связи), а с другой — на  $R_{oc}R_1$ -цепь (цепь положительной обратной связи). Конденсатор  $C$  начинает заряжаться от напряжения  $U_{\text{вых макс}}^+$  через резистор  $R_2$ . При этом напряжение на конденсаторе  $u_C$ , а оно является напряжением на инвертирующем входе, непрерывно сравнивается с напряжением на неинвертирующем входе, которое равно  $\beta U_{\text{вых макс}}^+$ , где  $\beta = R_1/(R_1 + R_{oc})$ . Как только напряжение на конденсаторе  $C$  достигает значения  $\beta U_{\text{вых макс}}^+$ , выходное напряжение мультивибратора скачком изменяется до  $U_{\text{вых макс}}^-$ . С этого момента времени конденсатор  $C$  перезаряжается через резистор  $R_2$ , а напряжение на конденсаторе стремится к  $U_{\text{вых макс}}^-$ . Но когда напряжение на нем станет равным  $\beta U_{\text{вых макс}}^-$ ,



выходное напряжение мультивибратора скачком изменит знак и процессы начнут повторяться вновь.

Для определения длительности импульса  $t_{и}$  следует рассмотреть зарядку конденсатора  $C$  от источника, которым является напряжение  $U_{\text{вых макс}}$ . Как известно из электротехники, процесс зарядки конденсатора описывается дифференциальным уравнением

$$RC \frac{du_C}{dt} + U_C = E.$$

Решением этого уравнения является выражение

$$u_C(t) = E - [E - U_0(0)] e^{-t/\tau}, \quad (4.9)$$

где  $\tau = RC$ .

Если процесс зарядки конденсатора начинается в момент времени  $t_2$  и заканчивается в момент времени  $t_3$  (см. рис. 4.9, б), то для данной схемы предыдущее решение запишется так:

$$u_C(t) = U_{\text{вых макс}}^+ - [U_{\text{вых макс}}^+ + \beta U_{\text{вых макс}}^-] e^{-t/\tau}, \quad (4.9')$$

где  $\tau = R_2 C$ .

Положив в выражении (4.9')  $U_C(t_{и}) = \beta U_{\text{вых макс}}^+$  и далее прологарифмировав его, находим

$$t_{и} = \tau \ln \frac{\beta U_{\text{вых макс}}^- + U_{\text{вых макс}}^+}{U_{\text{вых макс}}^+ - \beta U_{\text{вых макс}}^-}. \quad (4.10)$$

Если  $U_{\text{вых макс}}^+ = U_{\text{вых макс}}^-$ , то

$$t_{и} = \tau \ln(1 + 2R_1/R_{0\text{д}}). \quad (4.10')$$

При  $t_{и} = t_{п}$  мультивибратор называют симметричным. В таком мультивибраторе

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau \ln(1 + 2R_1/R_{0\text{д}})}, \quad (4.11)$$

где  $T = t_{и} + t_{п}$ .

На рис. 4.10 изображена схема несимметричного мультивибратора, у которого  $t_{и} \neq t_{п}$ . Это неравенство обеспечивается разными постоянными времени  $\tau$   $RC$ -цепей мультивибратора для  $t_{и}$  и  $t_{п}$ . Из рис. 4.10 видно, что разные постоянные времени получаются за счет включения двух параллельных ветвей, состоящих из резисторов и диодов ( $R', VD_1$  и  $R'', VD_2$ ). В таком мультивибраторе ток появляется в ветви  $R' VD_1$ , когда выходное напряжение имеет значение  $U_{\text{вых макс}}^+$ , и в ветви  $R'' VD_2$ , — когда выходное напряжение равно  $U_{\text{вых макс}}^-$ . С учетом этого, а также (4.10), можно записать:

$$t_{и} = (R' + R_2)C \ln(1 + 2R_1/R_{oc});$$

$$t_{п} = (R'' + R_2)C \ln(1 + 2R_1/R_{oc}). \quad (4.12)$$

Длительность фронтов генерируемых импульсов зависит от типа ОУ и составляет обычно не более 0,5 мкс.

Схема мультивибратора на ОУ, работающего в ждущем режиме (одновибратора), изображена на рис.4.11,а. С приходом запускающего импульса  $u_{вх}$  (см.рис.4.11,б) мультивибратор переходит в неустойчивое состояние, которое может продолжаться некоторое время  $t_{и}$ , определенное времязадающей  $R'_2C$ -цепью, после чего устройство возвращается в исходное устойчивое состояние.

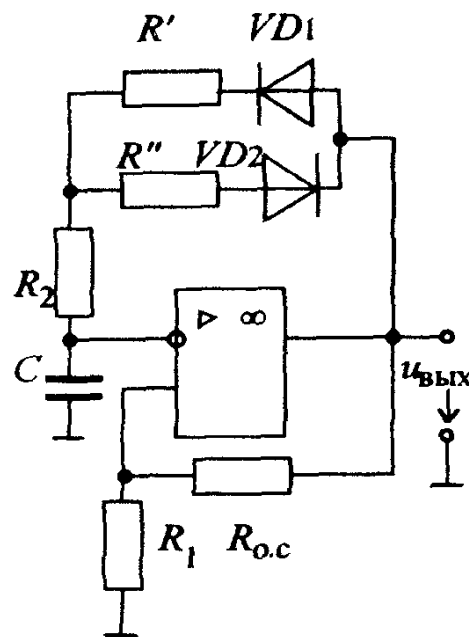


Рис 4.10.Схема несимметричного мультивибратора

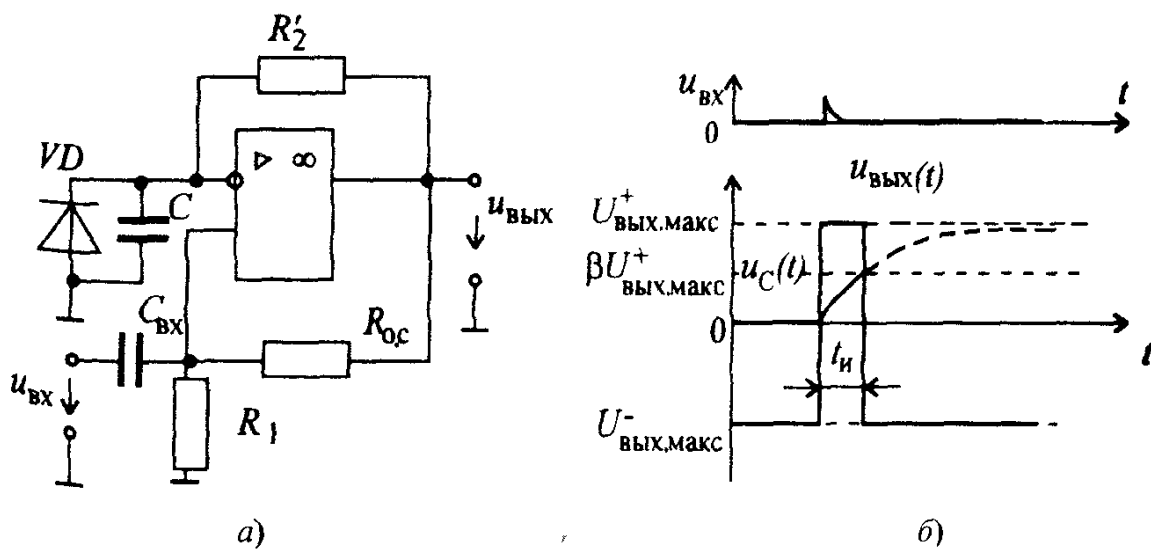


Рис.4.11 Схема (а) и временные диаграммы (б) ждущего мультивибратора

Для создания устойчивого состояния (ждущего режима) параллельно конденсатору  $C$  включают диод  $VD$  (см.рис. 4.11,а) с полярностью, при которой напряжение на диоде и конденсаторе, а следовательно, и на инвертирующем входе  $OY$  будет равно прямому напряжению  $U_{пр}$  диода. Этому соответствует напряжение на выходе мультивибратора  $U_{вых макс}$ . Входное запускающее напряжение, большее  $\beta U_{вых макс}^-$  скачком перебрасывает устройство в состояние, когда на выходе появляется напряжение  $U_{вых макс}^+$ . На неинвертирующий вход  $OY$  передается напряжение  $\beta U_{вых макс}^+$ , поддерживающее некоторое время в этом состоянии ждущий мультивибратор. В это время конденсатор  $C$  стремится зарядиться до напряжения  $\beta U_{вых макс}^+$  через резистор  $R'_2$  с постоянной времени  $\tau_{зар} = CR'_2$ . Как только напряжение на конденсаторе  $C$  сравняется с напряжением  $\beta U_{вых макс}^+$ , устройство скачком перейдет из неустойчивого в устойчивое состояние и будет ждать прихода следующего запускающего импульса.

Длительность выходного импульса ждущего мультивибратора

$$t_{и} = \tau_{зар} \ln(1 + R_1/R_{о с}). \quad (4.13)$$

Отметим, что процесс перехода мультивибратора из неустойчивого состояния в исходное устойчивое состояние (процесс восстановления), определяемый скоростью зарядки конденсатора  $C$ , должен быть завершен к приходу следующего запускающего импульса.

Помимо рассмотренных мультивибраторов промышленность выпускает специализированные мультивибраторы в интегральном исполнении.

**Вопрос 4.2.** Как повлияет на работу мультивибратора замена ОУ типа 140УД7 на ОУ типа 140УД8?

*Варианты ответа*

- 4.2.1. Никак не повлияет;
- 4.2.2 Увеличится амплитуда  $U_{вых}$ ;
- 4.2.3. Уменьшится частота генерируемых колебаний;
- 4.2.4 Увеличится частота генерируемых колебаний;
- 4.2.5. Уменьшится амплитуда  $U_{вых}$ .

**Генератор линейно изменяющегося напряжения.** *Генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) — устройство, вырабатывающее импульсное напряжение пилообразной формы (рис.4.12). Это напряжение характеризуется рядом основных параметров: периодом  $T$ , длительностью рабочего  $T_p$  и обратного  $T_{обр}$  ходов, максимальным напряжением  $U_{вых}$ , коэффициентом нелинейности*

$$\varepsilon = \frac{|du/dt|_{t=0} - |du/dt|_{t=T_p}}{|du/dt|_{t=0}}$$

где  $|du/dt|_{t=0}$  и  $|du/dt|_{t=T_p}$  — соответственно скорости изменения напряжения в начале и в конце рабочего хода, коэффициентом использования ЭДС источника питания  $K_E = U_{\text{макс}}/E_{\text{и п}}$ .

Линейно изменяющееся напряжение применяется для перемещения электронного луча по горизонтали в электронно-лучевых трубках осциллографов, устройствах задержки импульсов на калиброванное время и в ряде других устройств.

Любой ГЛИН содержит цепь зарядки и разрядки конденсатора, на котором формируется линейно изменяющееся напряжение. На рис.4.13 изображена функциональная схема ГЛИН. Как известно, напряжение на конденсаторе  $u_C$  связано с током  $i_C$  соотношением

$$u_C = 1/C \int i_C dt. \quad (4.14)$$

При линейном изменении напряжения  $u_C$  должно соблюдаться равенство

$$du_C/dt = \text{const}. \quad (4.15)$$

Учитывая (4.14) и (4.15), получим

$$du_C/dt = i_C/C = \text{const}. \quad (4.16)$$

Выражение (4.16) свидетельствует о том, что для обеспечения линейности изменения напряжения необходимо, чтобы зарядный ток был постоянным. В исходном состоянии ключ  $K$  разомкнут (рис.4.13) и конденсатор  $C$  заряжается от источника тока  $I$  постоянным зарядным током  $i_C$ . При замыкании ключа  $K$  конденсатор  $C$  быстро разряжается. При размыкании и замыкании ключа  $K$  процессы повторяются.

Рис 4.12. Импульсы линейно изменяющегося напряжения

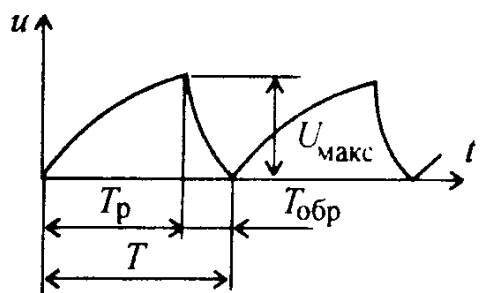
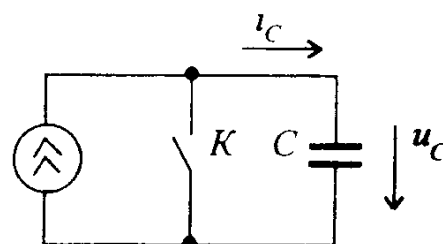


Рис 4.13. Функциональная схема ГЛИН



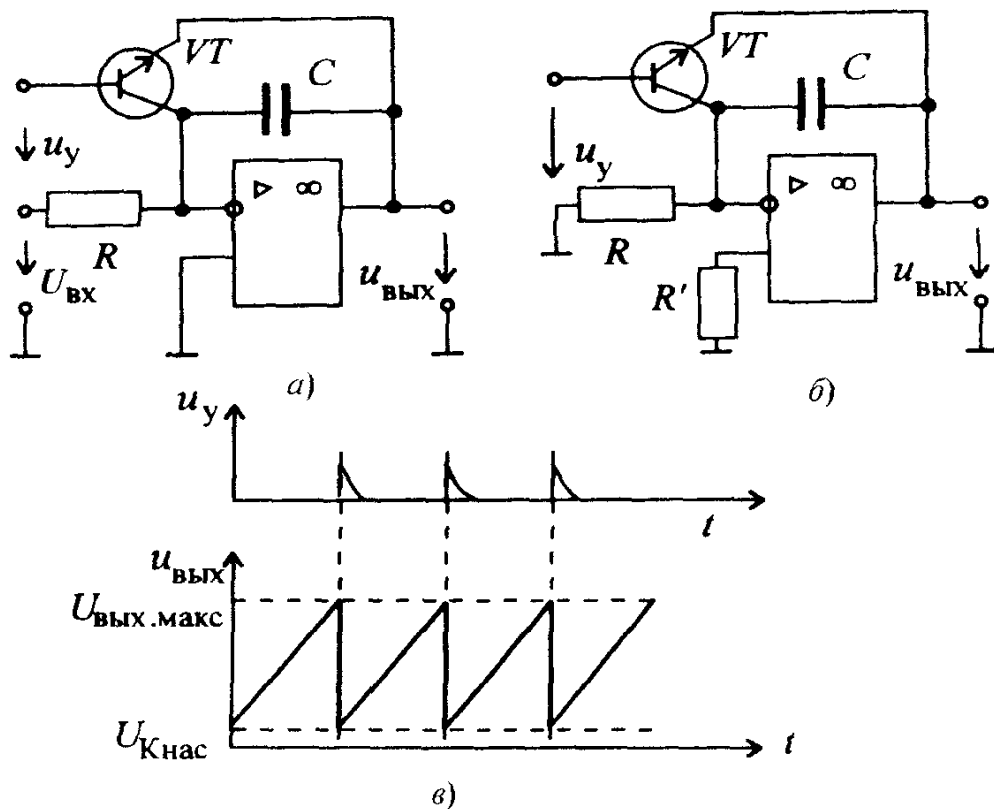


Рис 4 14 Схема с источником напряжения  $U_{вх}$  (а), без источника напряжения  $U_{вх}$  (б) и временные диаграммы (в) ГЛИН на ОУ

На рис 4 14,а приведена электрическая схема ГЛИН на ОУ, соответствующая рассмотренной функциональной схеме. В этом устройстве операционный усилитель с  $RC$ -цепью в звене отрицательной обратной связи представляет собой интегратор. На транзисторе  $VT$   $n$ - $p$ - $n$ -типа собран электронный ключ. Управление транзисторным ключом осуществляется управляющими импульсами  $u_y$ : при подаче напряжения  $u_y$  положительной полярности транзисторный ключ открыт, а при прекращении — закрыт

При постоянном входном напряжении  $U_{вх}$  выходное напряжение ГЛИН определяется выражением

$$u_{вых} = u_C = -1/C \int_0^t i_C dt = -U_{вх} t/RC, \quad (4.17)$$

где  $i_C = U_{вх}/R$

Часто применяют схему ГЛИН, где напряжение  $U_{вх}$  отсутствует (см.рис.4.14,б) Тогда на инвертирующем входе ОУ будет действовать напряжение смещения  $U_{см}$ , являющееся параметром ОУ, и формула (4.17) переписывается в виде

$$u_{вых} = -U_{см} t/RC \quad (4.18)$$

Из (4.17) следует, что выходное напряжение линейно изменяется во времени. Из временных диаграмм (рис.4.14,в), иллюстрирующих работу данного ГЛИН, следует, что в период пауз управляющих импульсов  $u_y$  выходное напряжение линейно возрастает. Максимальное значение, до которого оно может возрасти, составляет  $U_{\text{ВЫХ МАКС}}^{\pm}$  для данного типа ОУ. При появлении управляющего импульса  $u_y$  конденсатор  $C$  быстро разряжается через малое сопротивление промежутка коллектор — эмиттер открытого транзисторного ключа. Выходное напряжение снижается до уровня падения напряжения на открытом транзисторе  $U_{\text{КНАС}}$ , далее процессы повторяются.

У современных ГЛИН коэффициент использования напряжения обычно не превышает 0,4 — 0,8, а коэффициент нелинейности  $\varepsilon$  — сотых долей процента.

В настоящее время промышленность выпускает специализированные генераторы линейно изменяющихся напряжений в интегральном исполнении.

**Задача 4.6.** На вход ГЛИН (рис.4.14,б), выполненного на ОУ типа 140УД7, поступают управляющие импульсы с частотой  $f=1\text{кГц}$ . Определить  $U_{\text{ВЫХ}}$ , если  $R = 1,5\text{ кОм}$ ,  $C = 2\text{ нФ}$  и для ОУ типа 140УД7 напряжение смещения  $U_{\text{СМ}} = 4\text{ мВ}$ .

*Ответ*  $U_{\text{ВЫХ}} = 1,33\text{ В}$ .

#### КОММЕНТАРИИ К ПРАВИЛЬНЫМ ОТВЕТАМ НА ВОПРОСЫ ГЛ 4

**4.2.1.** Согласно формуле (4.6), для появления незатухающих автоколебаний в усилителе, охваченном положительной обратной связью, должно выполняться условие баланса амплитуд (наличие положительной обратной связи определяет выполнение условия баланса фаз):

$$K \beta \geq 1 \text{ или } 110 \cdot 0,01 = 1,1.$$

Следовательно, условие баланса амплитуд выполняется, и в устройстве появятся незатухающие колебания. Если бы это произведение было равно 1, то незатухающие колебания могли бы сорваться.

**4.2.5.** Анализ работы мультивибратора показывает, что замена ОУ типа 140УД7 на ОУ типа 140УД8, приведет к уменьшению амплитуды  $U_{\text{ВЫХ}}$  на 1,5 В. так как у 140УД7  $U_{\text{ВЫХ МАКС}}^{\pm} = 11,5\text{ В}$ , а у 140УД8  $U_{\text{ВЫХ МАКС}}^{\pm} = 10\text{ В}$ .

Временные параметры мультивибраторов  $t_{\text{и}}$  (или  $f$ ) останутся без изменения. Это подтверждается анализом формул (4.10'), (4.11), (4.12) и (4.13), в которых присутствуют только  $R$  и  $C$ .

## Глава пятая

# ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

### 5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Для получения электрической энергии нужного вида приходится преобразовывать энергию переменного тока в энергию постоянного с помощью выпрямителей, энергию постоянного тока — в энергию переменного тока с помощью инверторов и энергию переменного тока одной частоты в энергию переменного тока другой частоты с помощью преобразователей частоты

Выпрямители, инверторы и преобразователи частоты являются источниками вторичного электропитания

*Источник вторичного электропитания (ИВЭ)* представляет собой средство обеспечивающее электропитанием самостоятельные приборы или отдельные цепи комплекса электронной аппаратуры

ИВЭ состоят из функциональных узлов, выполняющих одну или несколько функций выпрямление, инвертирование, преобразование, стабилизацию регулирование и т.д.

Современные электронные полупроводниковые устройства в дискретном и особенно в микроэлектронном исполнении предъявляют очень жесткие требования к качеству потребляемой электрической энергии, которая должна иметь

высокую стабильность питающего напряжения,

требуемую форму (обычно синусоидальную) переменного напряжения

высокую стабильность частоты переменного питающего напряжения.

ИВЭ электронной аппаратуры классифицируют по ряду признаков. По типу первичного источника питания различают ИВЭ, питающиеся от сети переменного тока и от источника постоянного тока. В свою очередь, ИВЭ питающиеся от сети переменного тока, подразделяются на однофазные и трехфазные. По роду тока на выходе различают ИВЭ с постоянным напряжением (выпрямители) и с перемен-

ным выходным напряжением (инверторы, преобразователи частоты) По напряжению на выходе ИВЭ подразделяют на ИВЭ низкого (до 100 В), среднего (100 — 1000 В) и высокого (более 1000 В) напряжения, а по мощности — на ИВЭ малой (до 100 Вт), средней (100 — 1000 Вт) и большой (более 1000 Вт) мощности

## 5.2. ОДНОФАЗНЫЕ И ТРЕХФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

**Однофазные выпрямители** Структурная схема однофазного выпрямительного устройства изображена на рис 5.1 На вход выпрямителя подается переменное напряжение  $u_1$ , которое с помощью трансформатора  $Tr$  изменяется до требуемого значения  $u_2$ . Кроме того, трансформатор осуществляет электрическую развязку источника выпрямляемого напряжения и нагрузочного устройства, что позволяет получать с помощью нескольких вторичных обмоток различные значения напряжений  $u_2$ , гальванически не связанных друг с другом После трансформатора переменное напряжение  $u_2$  вентильной группой  $ВГ$  (или одним вентилем) преобразуется в пульсирующее напряжение  $u_{01}$ . Количество вентилей зависит от схемы выпрямителя

В выпрямленном напряжении  $u_{01}$  помимо постоянной составляющей присутствует переменная составляющая, которая с помощью сглаживающего фильтра  $СФ$  снижается до требуемого уровня, так что напряжение  $u_{02}$  на выходе фильтра имеет очень малые пульсации. Установленный после фильтра стабилизатор постоянного напряжения  $Ст$  поддерживает неизменным напряжение  $U_H$  на нагрузочном устройстве  $R_H$  при изменении значений выпрямленного напряжения или сопротивления  $R_H$ .

В зависимости от условий работы и требований, предъявляемых к выпрямительным устройствам, отдельные его блоки могут отсутствовать. Например, если напряжение сети соответствует требуемому значению выпрямленного напряжения, то может отсутствовать трансформатор, а в отдельных случаях — стабилизатор постоянного напряжения

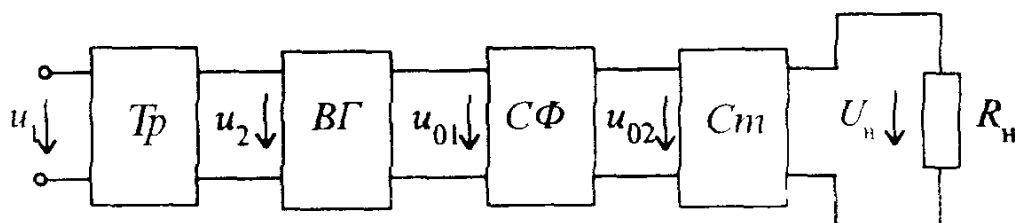


Рис 5.1 Структурная схема однофазного выпрямительного устройства



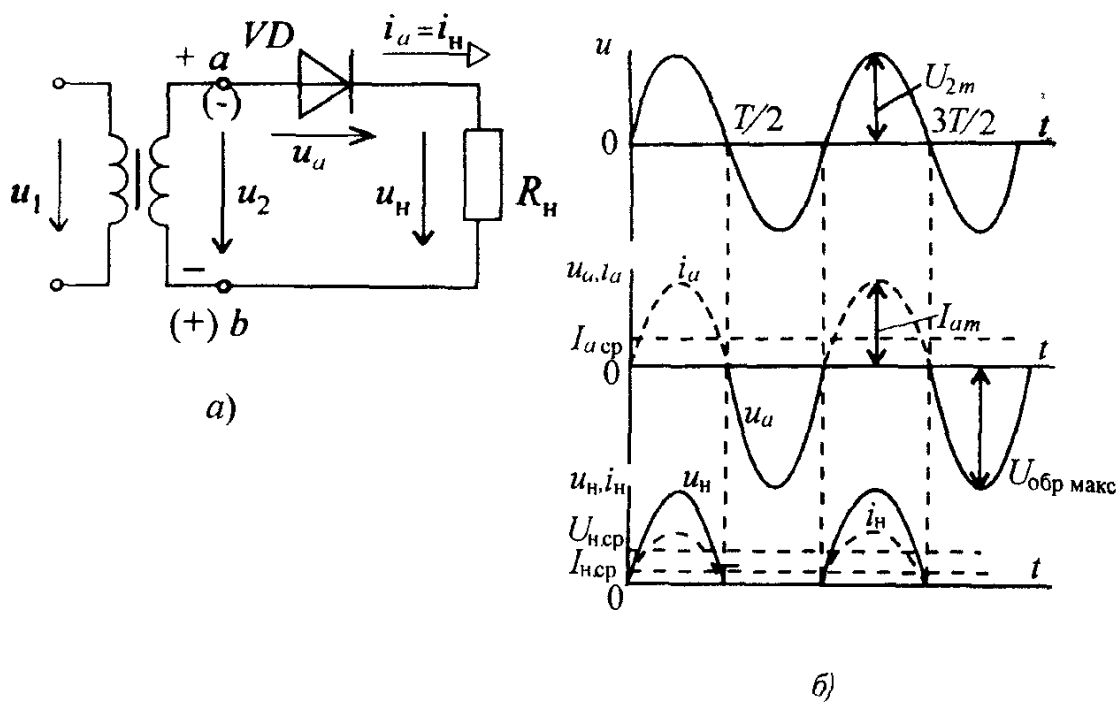


Рис 5 2 Схема (а), временные диаграммы напряжений и токов (б) однополупериодного выпрямителя

Для выпрямления однофазного переменного напряжения широко применяют два типа выпрямителей: однополупериодный и двухполупериодный.

Однополупериодный выпрямитель (рис.5.2,а) состоит из трансформатора, к вторичной обмотке которого последовательно подсоединены диод  $VD$  и нагрузочный резистор  $R_H$ .

Для упрощения анализа работы выпрямителей трансформатор и диод считают идеальными, т.е. принимают следующие допущения: у трансформатора активное сопротивление обмоток, а у диода прямое сопротивление равны нулю; обратное сопротивление диода равно бесконечности; в трансформаторе отсутствуют потоки рассеяния. При таких допущениях с подключением первичной обмотки трансформатора к сети переменного синусоидального напряжения во вторичной обмотке будет наводиться синусоидальная ЭДС.

Работу выпрямителя удобно рассматривать с помощью временных диаграмм (рис. 5 2,б). В первый полупериод, т.е. в интервале времени  $0 - T/2$ , когда потенциал точки  $a$  выше потенциала точки  $b$ , диод открыт и в нем появляется ток  $i_a$ , а в нагрузочном резисторе ток  $i_H$ , причем  $i_a = i_H$ . Падение напряжения на диоде  $u_a = 0$ . В интервале времени  $T/2 - T$  диод закрыт, ток  $i_a$  и ток в нагрузочном резисторе

отсутствует, а к запертому диоду прикладывается обратное напряжение  $u_2$ , т.е.  $u_a = u_2$  и его максимальное значение  $U_{\text{обр макс}} = \sqrt{2} U_2$ .

Основными электрическими параметрами однополупериодного выпрямителя являются:

- средние значения выпрямленного тока и напряжения  $I_{\text{н ср}}$  и  $U_{\text{н ср}}$ ;
- мощность нагрузочного устройства  $P_{\text{н ср}} = U_{\text{н ср}} I_{\text{н ср}}$ ;
- амплитуда основной гармоники выпрямленного напряжения  $U_{\text{осн м}}$ ;
- коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения  $p = U_{\text{осн м}} / U_{\text{н ср}}$ ;
- действующие значения тока и напряжения первичной и вторичной обмоток трансформатора  $I_1, U_1$  и  $I_2, U_2$ ;
- коэффициент полезного действия

$$\eta = P_{\text{н ср}} / (P_{\text{н ср}} + P_{\text{тр}} + P_{\text{д}}),$$

где  $P_{\text{тр}}$  — мощность потерь в трансформаторе, а  $P_{\text{д}}$  — мощность потерь в диодах.

В однополупериодном выпрямителе (рис. 5.2)

$$U_{\text{н ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{U_{2\text{м}}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0,45 U_2 \quad (5.1)$$

$$\text{или } U_2 = \frac{\pi U_{\text{н ср}}}{\sqrt{2}} \approx 2,22 U_{\text{н ср}};$$

$$I_{\text{н ср}} = \frac{U_{\text{н ср}}}{R_{\text{н}}} = 0,45 \frac{U_2}{R_{\text{н}}}.$$

Ток  $I_{\text{н ср}}$  является прямым током диода, т.е.

$$I_{\text{а ср}} = I_{\text{н ср}} = 0,45 \frac{U_2}{R_{\text{н}}}. \quad (5.2)$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_2 = \frac{U_2}{R_{\text{н}}} = \frac{\pi U_{\text{н ср}}}{\sqrt{2} R_{\text{н}}} \approx 2,22 I_{\text{н ср}}. \quad (5.3)$$

Коэффициент пульсаций  $p = 1,57$ . Это значение можно получить из разложения в ряд Фурье выходного напряжения однополупериодного выпрямителя:

$$u_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н м}}}{\pi} \left( 1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right). \quad (5.4)$$

Принимая во внимание, что коэффициент пульсаций  $p$  есть отношение амплитуды основной (первой) гармоники,  $U_{\text{осн м}} = U_{1\text{ м}} = U_{\text{н м}}/2$ , частота которой в данном случае равна  $\omega$ , к выпрямленному напря-

жению  $U_{н\text{ ср}} = U_{н\text{ м}}/\pi$  получим

$$r = \frac{U_{н\text{ м}} \pi}{2U_{н\text{ м}}} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57$$

Основным преимуществом однополупериодного выпрямителя является его простота. Анализ электрических параметров позволяет сделать вывод о недостатках этого выпрямителя: большой коэффициент пульсаций, малые значения выпрямленного тока и напряжения.

Следует обратить внимание еще на один недостаток однополупериодного выпрямителя. Ток имеет постоянную составляющую, которая вызывает подмагничивание сердечника трансформатора, из-за чего уменьшается магнитная проницаемость сердечника, что, в свою очередь, снижает индуктивность обмоток трансформатора. Это приводит к росту тока холостого хода трансформатора, а следовательно, к снижению КПД всего выпрямителя.

Однополупериодные выпрямители применяют обычно для питания высокоомных нагрузочных устройств (например, электроннолучевых трубок), допускающих повышенную пульсацию, мощностью не более 10 — 15 Вт.

Диод в выпрямителе является основным элементом. Поэтому диоды должны соответствовать основным электрическим параметрам выпрямителей. При выборе типа диодов необходимо знать

среднее значение прямого тока  $I_{пр\text{ ср}}$ , которое численно равно среднему значению выпрямленного тока  $I_{н\text{ ср}}$ ,

максимальное обратное напряжение на диоде  $U_{обр\text{ макс}}$ .

Для надежной работы диодов в выпрямителях требуется выполнение условий  $I_{пр\text{ ср}} > I_{н\text{ ср}}$  и  $U_{обр\text{ макс}} > \sqrt{2}U_2$  примерно с превышением в 30%. Отметим, что при выпрямлении напряжения, амплитудное значение которого превышает  $U_{обр\text{ макс}}$  для одного диода, можно включать последовательно два или несколько однотипных диодов. Обратное напряжение при этом будет распределяться пропорционально обратному сопротивлению диодов  $R_{обр}$ . Поскольку обратные сопротивления у однотипных диодов имеют некоторый разброс, обратные напряжения на последовательно включенных диодах будут разными. Для выравнивания обратных напряжений параллельно диодам включают шунтирующие резисторы  $R_{ш1} - R_{ш3}$  (рис. 5.3). Обычно  $R_{ш} \approx (0,1 - 0,2) R_{обр}$ .

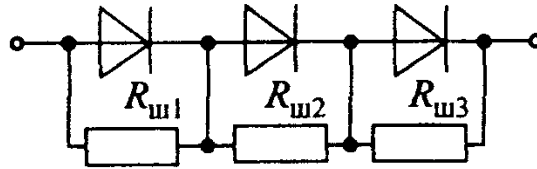


Рис 5 3 Последовательное включение полупроводниковых диодов

В настоящее время промышленность выпускает полупроводниковые диодные столбы (например, КЦ 106, КЦ 201) Выпрямительный столб — это группа последовательно соединенных диодов, помещенных в общий корпус Такие столбы выдерживают напряжения  $U_{обр макс}$  свыше 15 кВ

Д в у х п о л у п е р и о д н ы е в ы п р я м и т е л и б ы в а ю т д в у х т и п о в м о с т о в ы м и и с в ы в о д о м с р е д н е й т о ч к и в т о р и ч н о й о б м о т к и т р а н с ф о р м а т о р а . Э т и в ы п р я м и т е л и я в л я ю т с я б о л е е м о щ н ы м и , ч е м о д н о п о л у п е р и о д н ы е , т а к к а к с и х п о м о щ ь ю н а г р у з о ч н ы е у с т р о й с т в а и с п о л ь з у ю т д л я с в о e г о п и т а н и я о б а п о л у п е р и о д а н а п р я ж е н и я с е т и . О н и с в о б о д н ы о т н е д о с т а т к о в , с в о й с т в е н н ы х о д н о п о л у п е р и о д н ы м в ы п р я м и т е л я м . О д н а к о э т о д о с т и г а е т с я з а с ч е т у с л о ж н е н и я с х е м д в у х п о л у п е р и о д н ы х в ы п р я м и т е л е й

Наибольшее распространение получил *двухполупериодный мостовой выпрямитель* (рис 5 4,а) Он состоит из трансформатора и четырех диодов, подключенных к вторичной обмотке трансформатора по мостовой схеме К одной из диагоналей моста подсоединяется вторичная обмотка трансформатора, а к другой — нагрузочный резистор  $R_H$  Каждая пара диодов  $VD_1, VD_3$  и  $VD_2, VD_4$  работает поочередно

Диоды  $VD_1, VD_3$  открыты в первый полупериод напряжения вторичной обмотки трансформатора  $u_2$  (интервал времени  $0 - T/2$ ), когда потенциал точки  $a$  выше потенциала точки  $b$ . При этом в нагрузочном резисторе  $R_H$  появляется ток  $i_H$  (см рис 5 4,б) В этом интервале диоды  $VD_2, VD_4$  закрыты

В следующий полупериод напряжения вторичной обмотки (интервал времени  $T/2 - T$ ) потенциал точки  $b$  выше потенциала точки  $a$ , диоды  $VD_2, VD_4$  открыты, а диоды  $VD_1, VD_3$  закрыты В оба полупериода, как видно из рис 5.4,б, ток через нагрузочный резистор  $R_H$  имеет одно и то же направление.

Анализ временных диаграмм позволяет получить выражения для средних значений выпрямленных напряжений и токов

$$U_{H ср} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0,9 U_2 ,$$

$$I_{H ср} = \frac{U_{H ср}}{R_H} \approx 0,9 \frac{U_2}{R_H} \tag{5.5}$$

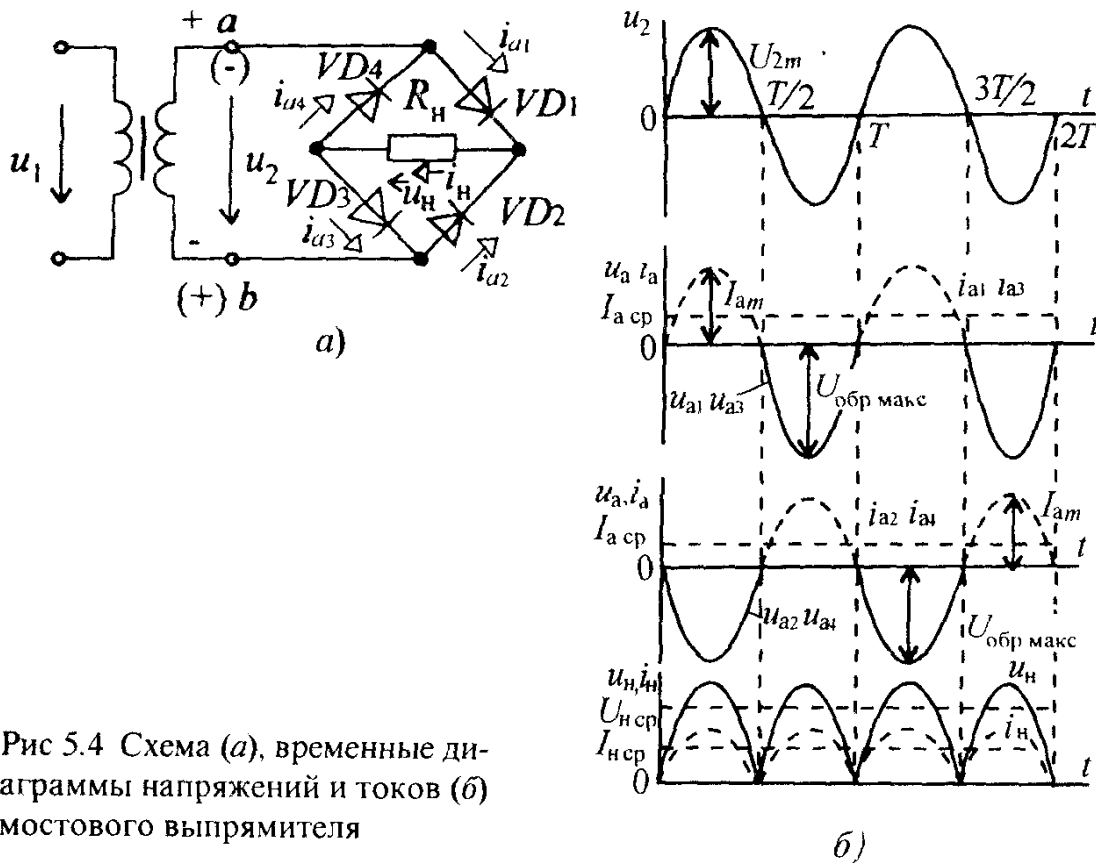


Рис 5.4 Схема (а), временные диаграммы напряжений и токов (б) мостового выпрямителя

Из (5.5) можно найти действующее напряжение вторичной обмотки трансформатора:

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{н\text{ ср}} \approx 1,11 U_{н\text{ ср}} \quad (5.6)$$

Средний ток каждого диода

$$I_{a\text{ ср}} = 0,5 I_{н\text{ ср}} \quad (5.6a)$$

Максимальный ток вторичной обмотки  $I_{2m} = U_{2m}/R_{н}$ . С учетом (5.5) действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_2 = \frac{\pi U_{н\text{ ср}}}{2\sqrt{2}R_{н}} \approx 1,11 \frac{U_{н\text{ ср}}}{R_{н}} \quad (5.6б)$$

Из временных диаграмм видно, что максимальное обратное напряжение на диодах

$$U_{\text{обр макс}} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2 = \frac{\pi}{2} U_{н\text{ ср}} \approx 1,57 U_{н\text{ ср}} \quad (5.7)$$

Максимальный прямой ток диода

$$I_{a \text{ макс}} = \frac{U_{2m}}{R_H} = \frac{\pi U_{H \text{ ср}}}{2R_H} \approx 1,57 \frac{U_{H \text{ ср}}}{R_H}. \quad (5.8)$$

Разложив напряжение  $u_H$  (рис. 5.4,б) в ряд Фурье, получим числовое значение коэффициента пульсации:

$$u_H = \frac{2U_{Hm}}{\pi} \left( 1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right). \quad (5.9)$$

Амплитуда основной гармоники частотой  $2\omega$  равна  $2/3U_{H \text{ ср}}$ . Следовательно,  $p \approx 0,67$ .

Анализ приведенных соотношений показывает, что при одинаковых значениях параметров трансформаторов и сопротивления  $R_H$  мостовой выпрямитель по сравнению с однополупериодным имеет следующие преимущества: средние значения выпрямленного тока  $I_{H \text{ ср}}$  и напряжения  $U_{H \text{ ср}}$  в 2 раза больше, а пульсации значительно меньше.

В то же время максимальное обратное напряжение на каждом из закрытых диодов, которые по отношению к зажимам вторичной обмотки включены параллельно, имеет такое же значение, что и в однополупериодном выпрямителе, т.е.  $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$ . Все эти преимущества достигнуты за счет увеличения числа диодов в 4 раза, что является основным недостатком мостового выпрямителя.

В настоящее время промышленность выпускает полупроводниковые выпрямительные блоки, в которых диоды соединены по мостовой схеме. В этих блоках могут быть один (КЦ402) или два электрически не соединенных моста (КЦ403).

Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора (рис. 5.5,а) можно рассматривать как сочетание двух однополупериодных выпрямителей, включенных на один и тот же нагрузочный резистор  $R_H$ . Действительно, в каждый из полупериодов напряжения  $u_{ab}$  работает либо верхняя, либо нижняя часть выпрямителя. Когда потенциал точки  $a$  выше потенциала средней точки  $o$  (интервал времени  $0 - T/2$ ), диод  $VD_1$  открыт, диод  $VD_2$  закрыт, так как потенциал точки  $b$  ниже потенциала точки  $o$ . В этот период времени в нагрузочном резисторе  $R_H$  появляется ток (см. рис. 5.5,б). В следующий полупериод напряжения  $u_{ab}$  (интервал времени  $T/2 - T$ ) потенциал точки  $b$  выше, а потенциал точки  $a$  ниже потенциала точки  $o$ . Диод  $VD_2$  открыт, а диод  $VD_1$  закрыт. При этом ток в нагрузочном резисторе  $R_H$  имеет то же направление, что и в предыдущий полупериод. При одинаковых значениях напряжений  $U_{2a}$  и  $U_{2b}$  эти токи будут равны.

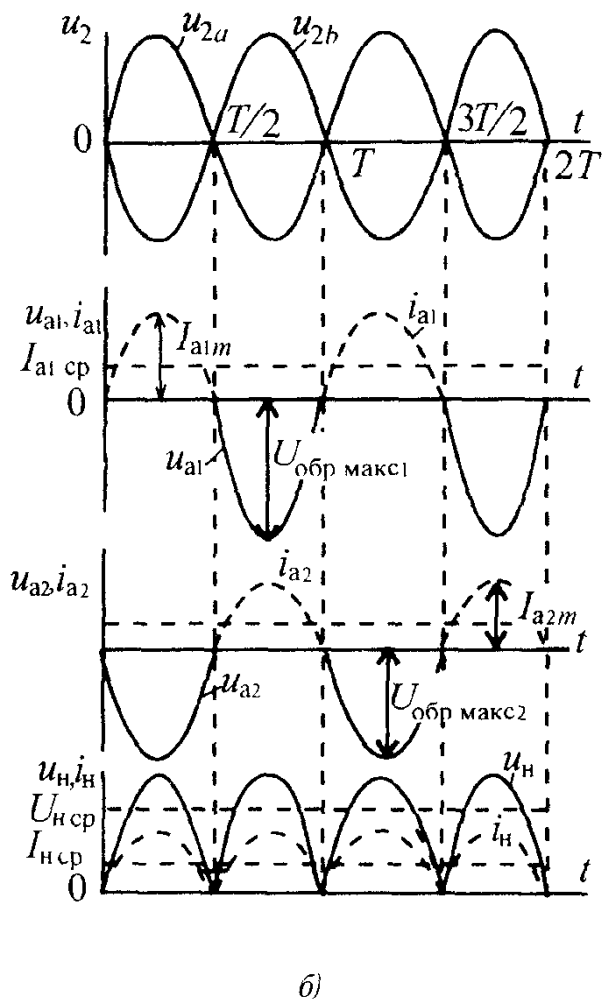
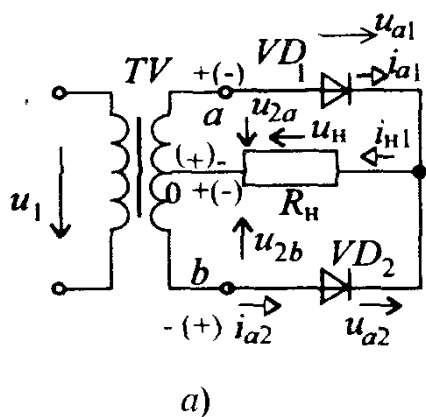


Рис 5.5. Схема (а), временные диаграммы напряжения и токов (б) выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора

Данный тип выпрямителя имеет те же преимущества перед однополупериодным выпрямителем, что и мостовой выпрямитель, за исключением напряжения  $U_{\text{обр макс}}$ , которое определяется напряжением  $u_{ab}$ . При  $U_{\text{обр макс}} = \sqrt{2}U_{2ab}$  и одинаковых значениях сопротивления нагрузочных резисторов  $R_H$

$$U_{\text{обр макс}} = \pi U_{H \text{ ср}} \approx 3,14 U_{H \text{ ср}}$$

Все остальные соотношения для токов и напряжений определяются по формулам (5.5), (5.6), (5.8), полученным для мостового выпрямителя, а коэффициент пульсаций  $p \approx 0,67$  [см.(5.9)].

Помимо указанного недостатка в рассматриваемом двухполупериодном выпрямителе габариты, масса и стоимость трансформатора значительно больше, чем в однополупериодном и мостовом выпрямителях, поскольку вторичная обмотка имеет вдвое большее число витков и требуется вывод от средней точки обмотки.

Отметим, что достоинства этого выпрямителя, присущие мостовому выпрямителю, достигаются при вдвое меньшем числе диодов.

Двухполупериодные выпрямители применяют для питания нагрузочных устройств малой и средней мощностей.

**Трехфазные выпрямители** применяют как выпрямители средней и большой мощностей. Существует два основных типа выпрямителей: с нейтральным выводом и мостовой.

На рис. 5.6,а изображена схема *трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом*. В него входят: трехфазный трансформатор, обмотки которого соединены звездой, три диода, включенные в каждую из фаз трансформатора, и нагрузочный резистор  $R_H$ .

Работу выпрямителя удобно рассматривать с помощью временных диаграмм, представленных на рис. 5.6,б. Из рисунка видно, что диоды работают поочередно, каждый в течение трети периода, когда потенциал начала одной из фазных обмоток (например,  $a$ ) более положителен, чем двух других ( $b$  и  $c$ ). Выпрямленный ток в нагрузочном резисторе  $R_H$  создается токами каждого диода, имеет одно и то же направление и равен сумме выпрямленных токов каждой из фаз:  $i_H = i_a + i_b + i_c$ .

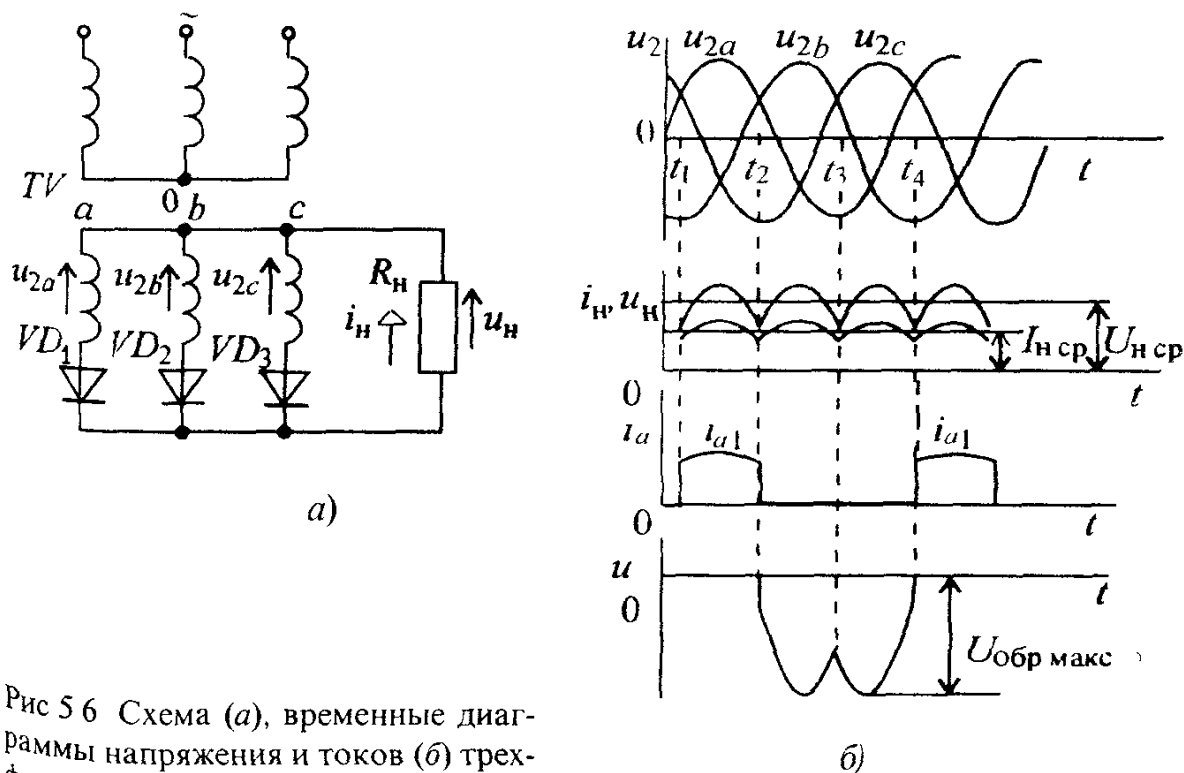


Рис 5.6 Схема (а), временные диаграммы напряжения и токов (б) трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом



В нагрузочном токе  $i_H$  этого выпрямителя пульсации значительно меньше по сравнению с однофазным выпрямителем

Коэффициент пульсации имеет значение 0,25

Трехфазный выпрямитель с нейтральным выводом служит для питания нагрузочных устройств, в которых средние значения выпрямленного тока доходят до сотен ампер, а напряжение — до десятков киловольт. Достоинством такого выпрямителя является достаточно высокая надежность, что определяется минимальным количеством диодов. К недостаткам следует отнести подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током, что приводит к снижению КПД выпрямителя.

Трехфазный мостовой выпрямитель, несмотря на то, что в нем используется в 2 раза больше диодов, по всем показателям превосходит рассмотренный трехфазный выпрямитель и поэтому наиболее распространен среди выпрямителей средней и большой мощности. Схе-

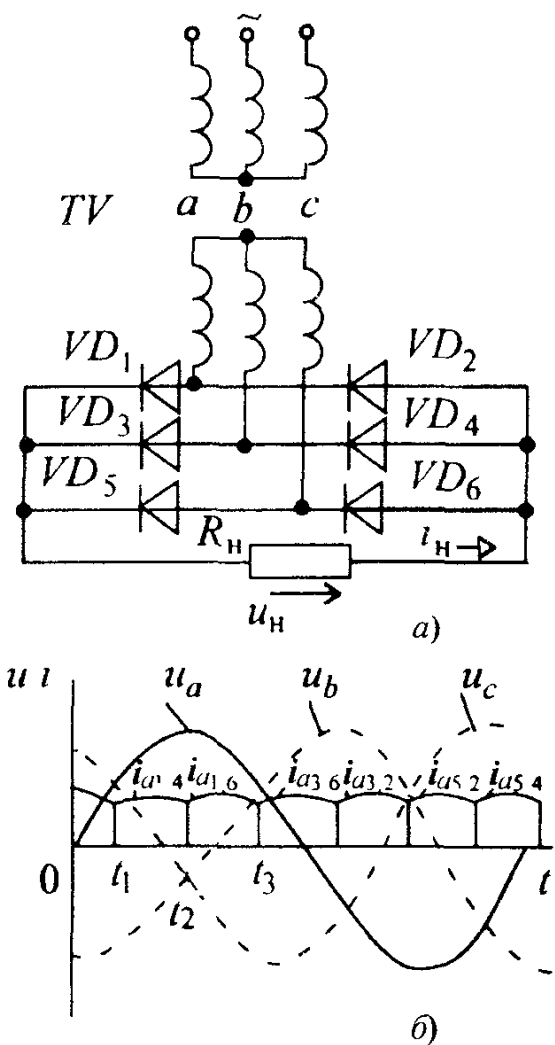


Рис 5.7. Схема (а), временные диаграммы напряжений и токов (б) трехфазного мостового выпрямителя

ма этого выпрямителя (см рис 5 7,а) была предложена в 1923 г проф А Н Ларионовым. Данный выпрямитель содержит мост из шести диодов. Диоды  $VD_1, VD_3, VD_5$  образуют одну группу, а диоды  $VD_2, VD_4, VD_6$  — другую. Общая точка первой группы диодов образует положительный полюс на нагрузочном резисторе  $R_H$ , а общая точка второй группы — отрицательный полюс на нем. В этом выпрямителе в каждый момент времени ток в нагрузочном резисторе и двух диодах появляется тогда, когда к этим диодам приложено наибольшее напряжение. Например, в интервал времени  $t_1 — t_2$  (см рис 5 7,б) ток возникает в цепи диод  $VD_1$  — нагрузочный резистор  $R_H$  — диод  $VD_4$ , так как к этим диодам приложено линейное напряжение  $u_{ab}$ , которое в этот интервал времени больше других линейных напряжений. В интервал времени  $t_2 — t_3$  открыты диоды  $VD_1, VD_6$ , так как к ним приложено наибольшее в это время линейное напряжение  $u_{ac}$  и т.д. Нетрудно видеть, что во все интервалы времени токи в нагрузочном резисторе  $R_H$  имеют одно и то же направление.

Из временных диаграмм рис 5 7,б видно, что пульсации выпрямленного напряжения значительно меньше, чем в трехфазном выпрямителе с нейтральным выводом.

Подсчет коэффициента пульсации дает значение 0,057.

**Задача 5.1** В однополупериодном выпрямителе напряжение на вторичной обмотке трансформатора  $U_2 = 20$  В, частота сети  $f = 50$  Гц, сопротивление диода в прямом направлении  $R_{пр} = 0$ . Для нагрузочного резистора  $R_H$  сопротивлением 200 Ом определить

а) средние значения выпрямленного напряжения  $U_{H ср}$  и тока  $I_{H ср}$  на нагрузочном резисторе, среднее значение тока в диоде  $I_{пр ср}$ , максимальное обратное напряжение диода  $U_{обр макс}$ ,

б) выбрать тип диода по табл 5 1.

**Решение** а) Среднее выпрямленное напряжение  $U_{H ср}$  на нагрузочном резисторе  $R_H$  однополупериодного выпрямителя определяется по формуле (5.1)

$$U_{H ср} = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot 20}{3,14} = 9 \text{ В}$$

Таблица 5.1

Параметр	Тип диода								
	2Д102Б	2Д103А	КД105В	2Д202Б	2Д204А	КД208А	КД212А	КД203Г	КЦ403Б
$I_{\text{пр ср макс}}$ , А	0,1	0,1	0,3	5	0,4	1,5	1,0	5	1,0
$U_{\text{обр макс}}$ , В	300	75	600	35	400	100	200	1000	600

Среднее значение выпрямленного тока и среднее значение тока в диоде

$$I_{\text{н ср}} = I_{\text{пр ср}} = \frac{U_{\text{н ср}}}{R_{\text{н}}} = \frac{9}{200} = 45 \text{ мА.}$$

Максимальное обратное напряжение на диоде:

$$U_{\text{обр макс}} = U_{2\text{м}} = \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \cdot 20 = 28,2 \text{ В.}$$

б) Для выбора диода берем 30%-ный запас по прямому току и обратному напряжению диода, т.е.

$$I_{\text{пр д}} \geq 1,3 \cdot I_{\text{пр ср}} = 1,3 \cdot 45 \cdot 10^{-3} = 58,5 \cdot 10^{-3} \text{ А,}$$

$$U_{\text{обр макс д}} \geq 1,3 \cdot U_{\text{обр макс}} = 1,3 \cdot 28,2 = 36,66 \text{ В.}$$

Обращаемся к табл.5.1 и выбираем диод 2Д103А с  $I_{\text{пр ср макс}}=0,1 \text{ А}$  и  $U_{\text{обр макс}}=75 \text{ В}$ .

**Задача 5.2.\*** Определить  $I_{\text{н ср}}$  и  $U_{\text{н ср}}$  в нагрузочном резисторе мостового выпрямителя и выбрать тип диода по табл.5.1, если  $U_2$  и  $R_{\text{н}}$  заданы в табл. 5.2,а.

Ответы приведены в табл.5.2,б.

Таблица 5.2,а

№ варианта	1	2	3	4	5
$U_2$ , В	100	50	300	500	75
$R_{\text{н}}$ , Ом	130	45	300	65	75

Таблица 5.2,б

№ варианта	1	2	3	4	5
$U_{\text{н ср}}$ , В	90	45	270	450	67,5
$I_{\text{н ср}}$ , А	0,69	1,0	0,9	6,93	0,9
Тип диода	КД212А КЦ403Б, КД203Г	КД208А, КД212А, КЦ403Б, КД203Г	КЦ403Б, КД203Г	КД203Г	КД212А КЦ403Б, КД203Г

**Задача 5.3.** Определить ток  $I_{H\text{ ср}}$  нагрузочного резистора  $R_H = 120$  Ом мостового выпрямителя, если напряжение вторичной обмотки  $U_2 = 50$  В, а прямое сопротивление каждого полупроводникового диода  $R_{пр} = 10$  Ом.

*Ответ:* 0,32 А.

**Вопрос 5.1.** Как отразится на работе мостового выпрямителя обрыв одного из диодов?

*Варианты ответа:*

5.1.1. Мостовой выпрямитель будет работать как однополупериодный выпрямитель.

5.1.2. Напряжение и ток в нагрузочном резисторе  $R_H$  будут равны нулю.

5.1.3. Выпрямитель не будет выпрямлять переменный ток, и на нагрузочном резисторе будет синусоидальное напряжение.

### 5.3. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

*Сглаживающим фильтром* называют устройство, предназначенное для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения.

Как отмечалось, выпрямленное напряжение является пульсирующим, в котором можно выделить постоянную и переменную составляющие. Коэффициенты пульсаций напряжений имеют следующие значения:

для однополупериодного однофазного выпрямителя . . . . .	1,57
для двухполупериодного однофазного выпрямителя . . . . .	0,67
для трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом . . . . .	0,25
для трехфазного мостового выпрямителя . . . . .	0,057

С такими коэффициентами пульсаций выпрямленное напряжение в подавляющем большинстве случаев использовать нельзя, так как при этом работа электронных блоков и устройств резко ухудшается или вообще недопустима. В зависимости от назначения того или иного электронного блока (усилителя, генератора и т.д.), его места в электронном устройстве или системе (на входе, выходе и т.д.) коэффициент пульсаций напряжения питания не должен превышать определенных значений. Так, для основных каскадов автоматических систем он не должен превышать  $10^{-2} - 10^{-3}$ , для выходных усилительных каскадов —  $10^{-4} - 10^{-6}$ , для автогенераторов —  $10^{-5} - 10^{-6}$ , а для входных каскадов электронных измерительных устройств —  $10^{-6} - 10^{-7}$ .

Основными элементами сглаживающих фильтров являются конденсаторы, индуктивные катушки и транзисторы, сопротивления которых различны для постоянного и переменного токов. Для постоянного тока сопротивление конденсатора стремится к бесконечности, а сопротивление индуктивной катушки очень мало. Сопротивление

транзистора постоянному току (статическое сопротивление) на два-три порядка меньше сопротивления переменному току (динамическое сопротивление). Основным параметром, характеризующим эффективность действия сглаживающего фильтра, является коэффициент сглаживания, равный отношению коэффициентов пульсаций на входе и выходе фильтра:

$$q = p_{\text{вх}} / p_{\text{вых}} \quad (5.10)$$

Кроме выполнения требования к коэффициенту сглаживания, фильтры должны иметь минимальное падение постоянного напряжения на элементах, минимальные габариты, массу и стоимость.

В зависимости от типа фильтрующего элемента различают емкостные, индуктивные и электронные фильтры. По количеству фильтрующих звеньев фильтры делятся на однозвенные и многозвенные.

**Емкостные фильтры.** Этот тип фильтров относится к однозвенным фильтрам. Емкостной фильтр  $C_{\text{ф}}$  включают параллельно нагрузочному резистору  $R_{\text{н}}$  (рис.5.8,а). Работу емкостного фильтра удобно рассматривать с помощью временных диаграмм, изображенных на рис 5.8,в. В интервал времени  $t_1 - t_2$  конденсатор через открытый диод  $VD$  заряжается до амплитудного значения напряжения  $u_2$ , так как в этот период напряжение  $u_2 > u_c$ . В это время ток  $i_a = i_C + i_{\text{н}}$ . В интервал времени  $t_2 - t_3$ , когда напряжение  $u_2$  становится меньше напряжения на конденсаторе  $u_C$  диод будет закрыт, а конденсатор станет разряжаться на нагрузочный резистор  $R_{\text{н}}$ , заполняя разрядным током паузу в нагрузочном токе  $i_{\text{н}}$ , которая имеется в однополупериодном выпрямителе в отсутствие фильтра. В этот интервал времени напряжение на резисторе  $R_{\text{н}}$  снижается до некоторого значения, соответствующего моменту времени  $t_3$ , при котором напряжение  $u_2$  в положительный полупериод становится равным напряжению на конденсаторе  $u_C$ . После этого диод вновь открывается, конденсатор  $C_{\text{ф}}$  начинает заряжаться и процессы зарядки и разрядки конденсатора повторяются.

Временные диаграммы тока и напряжений двухполупериодного мостового выпрямителя с емкостным фильтром (см.рис.5.8,б) приведены на рис 5.8,г. Анализ временных диаграмм показывает, что с изменением емкости конденсатора  $C_{\text{ф}}$  или сопротивления нагрузочного резистора  $R_{\text{н}}$  будет изменяться значение коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения. При этом чем меньше разрядится конденсатор, тем меньше будут пульсации в выпрямленном токе  $i_{\text{н}}$ . Как известно из электротехники, при разрядке конденсатора  $C_{\text{ф}}$  через нагрузочный резистор  $R_{\text{н}}$  напряжение на нем изменяется в соответствии с выражением

$$u_C = U_{Cm} e^{-t/\tau_{\text{разр}}}, \text{ где } \tau_{\text{разр}} = C_{\text{ф}} R_{\text{н}}.$$

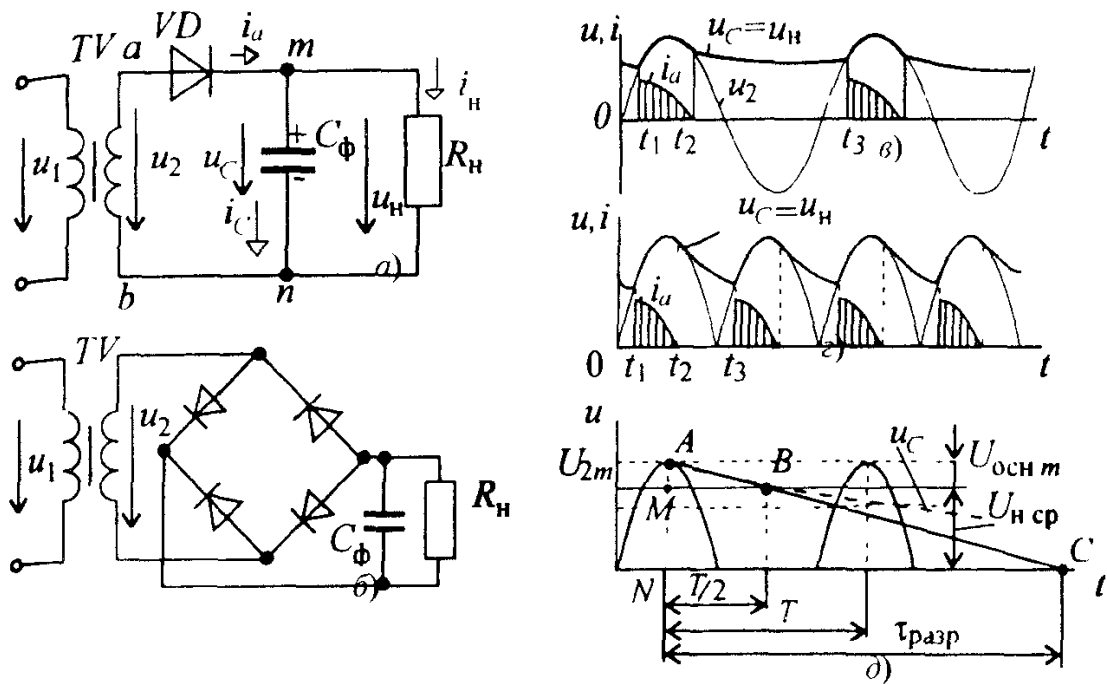


Рис 5.8 Схемы емкостных фильтров с однополупериодным (а) и мостовым (б) выпрямителями, временные диаграммы напряжения и токов однополупериодного (в) и мостового (г) выпрямителей с емкостным фильтром, пояснение вывода формулы коэффициента пульсации  $p$  выпрямителя с емкостным фильтром (д)

Если выбрать  $\tau_{\text{разр}} \gg T$ , где  $T$  - период выпрямленного напряжения, то напряжение на конденсаторе  $u_C$  будет изменяться по экспоненте (пунктирная кривая на рис. 5.8,д), подкасательная которой, равная  $\tau_{\text{разр}}$ , много больше  $T$  (отрезок  $NC$  на рис.5.8.д).

В этом случае начальный участок экспоненты можно считать отрезком прямой, т.е. изменение  $u_C$  происходит практически по линейному закону.

Исходя из подобия треугольников  $AMB$  и  $ANC$  можно записать соотношение  $U_{\text{осн } m} / T/2 = U_{2m} / \tau_{\text{разр}}$ , откуда  $U_{\text{осн } m} = U_{2m} \tau_{\text{разр}} / T/2$ . Считая, что конденсатор  $C_{\phi}$  за полупериод  $T/2$  разрядится незначительно,  $U_{\text{н ср}} \approx U_{2m}$ . Тогда в однополупериодном выпрямителе с емкостным фильтром коэффициент пульсаций  $p$  будет иметь следующее выражение

$$p = \frac{U_{\text{осн } m}}{U_{\text{н ср}}} = \frac{U_{2m} T/2}{U_{2m} \tau_{\text{разр}}} = \frac{1}{2f_c \tau_{\text{разр}}} = \frac{1}{2f_c C_{\phi} R_{\text{н}}}, \quad (5.11)$$

где  $f_c$  — частота выпрямляемого напряжения (частота напряжения сети)

Для двухполупериодного выпрямителя с емкостным фильтром

$$p = \frac{1}{4f_c C_{\phi} R_{\text{н}}}. \quad (5.11')$$

Работа выпрямителя с емкостным фильтром существенно зависит от значения нагрузочного тока. Действительно, при увеличении тока  $i_{\text{н}}$ , что

происходит при уменьшении сопротивления  $R_H$ , постоянная времени уменьшается. Уменьшается и среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{H\text{ ср}}$ , а пульсации возрастают

При использовании емкостного фильтра следует учитывать, что максимальное значение тока диода  $I_{\text{пр}}$  определяется лишь сопротивлениями диода  $R_{\text{пр}}$  и вторичной обмотки трансформатора, поэтому оно может достигать значений, больших  $I_{\text{пр макс}}$ . Такой большой ток может вывести из строя диод. Для предотвращения этого последовательно с диодом необходимо включать добавочный резистор. Кроме того, следует учитывать, что напряжение  $U_{\text{обр макс}}$  диода в однополупериодном выпрямителе может в 2 раза превышать  $U_{2m}$ , так как в момент времени, когда диод заперт, напряжение на конденсаторе и на вторичной обмотке трансформатора складываются

Емкостной фильтр целесообразно применять с высокоомным нагрузочным резистором  $R_H$  при мощности  $P_H$  не более нескольких десятков ватт.

**Г-образные фильтры.** Г-образные фильтры являются простейшими многосвязными фильтрами. Этот фильтр может быть  $LC$ -типа (рис. 5.9, а) и  $RC$ -типа (рис. 5.9, б). Их применяют тогда, когда с помощью однозвенных фильтров не выполняется предъявляемое к ним требование с точки зрения получения необходимых коэффициентов сглаживания. Эти фильтры, являясь более сложными по сравнению с однозвенными, обеспечивают значительно большее уменьшение коэффициента пульсаций.

Снижение пульсаций  $LC$ -фильтром объясняется совместными действиями индуктивной катушки и конденсатора. Снижение переменных составляющих выпрямленного напряжения обусловлено как сглаживающим действием конденсатора  $C_\Phi$ , так и значительным падением переменных составляющих напряжения на дросселе  $L_\Phi$ . В то же время постоянная составляющая напряжения на нагрузочном резисторе практически не уменьшается, так как отсутствует сколько-нибудь значительное падение напряжения этой составляющей на очень малом активном сопротивлении дросселя

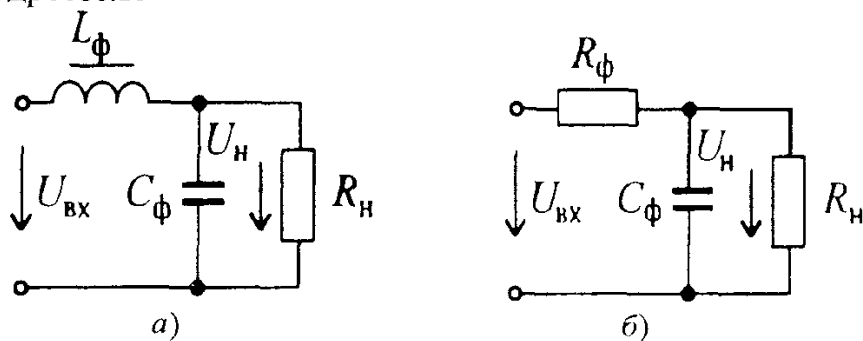


Рис 5.9 Схемы Г-образных  $LC$ -фильтра (а) и  $RC$ -фильтра (б)

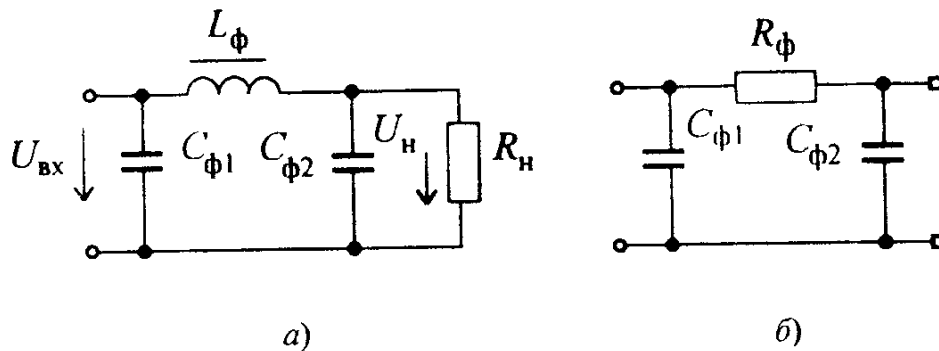


Рис 5 10. Схемы П-образных  $LC$ -фильтра (а) и  $RC$ -фильтра (б)

В маломощных выпрямителях, у которых сопротивление нагрузочного резистора составляет несколько килоом, вместо дросселя  $L_\phi$  включают резистор  $R_\phi$  (см.рис.5.9,б), что существенно уменьшает массу, габариты и стоимость фильтра. При выборе  $x_{C\phi} = 1 / 2\pi f C_\phi \ll R_\phi$  на резисторе  $R_\phi$  создается значительно большее падение напряжения от переменных составляющих выпрямленного тока, чем на резисторе  $R_n$ . Если выбирать значение  $R_\phi$  из соотношения  $R_n / (R_n + R_\phi) = 0,6 \div 0,9$ , то падение постоянной составляющей напряжения на резисторе  $R_\phi$  будет сравнительно небольшим. В итоге доля переменной составляющей в выпрямленном напряжении по отношению к постоянной составляющей на нагрузочном резисторе  $R_\phi$  значительно уменьшается.

Следует отметить, что коэффициент сглаживания  $RC$ -фильтра меньше, чем у  $LC$ -фильтра.

**П-образные фильтры.** П-образный фильтр относится к многозвенным фильтрам, так как состоит из емкостного фильтра  $C_{\phi 1}$  и Г-образного  $LC$ -фильтра ( $L_\phi C_{\phi 2}$ ) или  $RC$ -фильтра ( $R_\phi C_{\phi 2}$ ) (рис.5.10). Коэффициент сглаживания многозвенных фильтров равен (при соблюдении определенных условий) произведению коэффициентов составных звеньев (фильтров). Поэтому коэффициент сглаживания П-образного фильтра

$$q_{\Pi} = q_c q_{\Gamma}, \quad (5.12)$$

где  $q_c$ ,  $q_{\Gamma}$  — коэффициенты сглаживания С-фильтра и Г-образного фильтра.

При сопротивлениях нагрузочного устройства в несколько килоом применяют П-образные  $CRC$ -фильтры, а при малых сопротивлениях (несколько ом) —  $CLC$ -фильтры. Наибольший коэффициент сглаживания П-образного фильтра достигается при условии  $C_{\phi 1} = C_{\phi 2}$ . П-образные фильтры целесообразно применять, если коэффициент сглаживания должен быть равен 100 — 1000 и более. Большой коэффициент сглаживания П-образного фильтра по сравнению с Г-образным достигается за счет ухудшения таких параметров выпрямителя, как габариты, масса и стоимость.



**Электронные фильтры.** В последнее время стали применять электронные фильтры, в которых вместо индуктивных катушек включают транзисторы. Такая замена позволяет избавиться от переходных процессов, отрицательно влияющих на работу нагрузочного устройства и самого выпрямителя. При этом снижаются габариты, масса и стоимость выпрямителей.

Применение транзисторов в фильтрах основано на различии сопротивлений для постоянной и переменной составляющих коллекторного тока. При выборе рабочей точки в режиме покоя на пологом участке выходной характеристики (рис.5.11) сопротивление промежутка коллектор — эмиттер постоянному току (статическое сопротивление)  $R_{ст} = U_{кп} / I_{кп}$  на два-три порядка меньше сопротивления этого промежутка переменному току  $\Delta U_k / \Delta I_k$  (динамическому сопротивлению), определяемого значением  $1/h_{22}$ . Электронные фильтры снижают пульсации примерно в 3 — 5 раз.

На рис. 5.12 изображена схема простейшего электронного фильтра, в котором транзистор  $VT$  включен последовательно с нагрузочным резистором  $R_n$ . В этом фильтре для обеспечения фиксированного положения рабочей точки на пологом (рабочем) участке выходной характеристики в базовую цепь включается  $RC$ -цепь, постоянная времени которой  $\tau_B = R_B C_B$  должна быть много больше периода основной гармоники выпрямленного напряжения  $R_B C_B \gg T$ . Резистор  $R_3$  обеспечивает термостабилизацию режима транзистора.

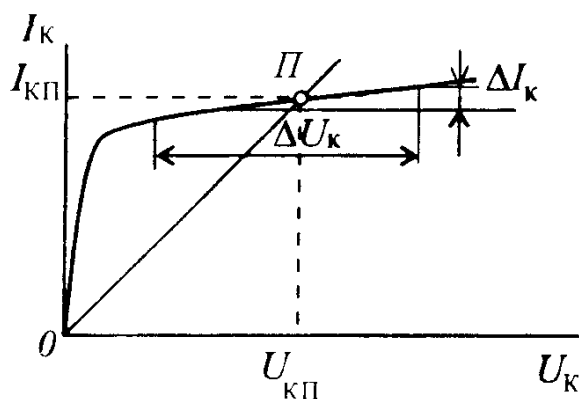


Рис 5 11 К пояснению сопротивления транзистора для постоянной и переменной составляющих выпрямленного тока

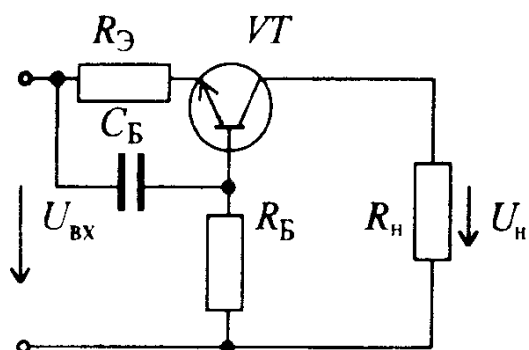


Рис 5 12 Схема последовательного электронного фильтра с включением нагрузочного резистора  $R_n$  в коллекторную цепь транзистора

**Задача 5.4.** Определить в однополупериодном выпрямителе амплитуду пульсаций на нагрузочном резисторе  $R_H = 1 \text{ кОм}$  и коэффициент пульсаций  $p$ , если емкость конденсатора фильтра  $C_\Phi = 500 \text{ мкФ}$ , выпрямленное напряжение  $U_{H \text{ ср}} = 15 \text{ В}$  и частота сети  $f = 50 \text{ Гц}$ .

**Решение.** 1) Определим  $\tau_{\text{разр}} = C_\Phi R_H = 500 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 0,5 \text{ с}$ .  
Период напряжения сети  $T_c = 1/f_c = 1/50 = 0,02 \text{ с}$ . Следовательно,  $\tau_{\text{разр}} = 25 T_c$ .

2) Воспользуемся выражением (5.11) для определения амплитуды пульсаций:

$$U_{m \text{ осн гарм}} = U_{H \text{ ср}} \frac{1}{2 f_{\text{осн гарм}} C_\Phi R_H} = \frac{15}{2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-6}} = 0,3 \text{ В};$$

3) Коэффициент пульсаций

$$p = \frac{U_{m \text{ осн гарм}}}{U_{H \text{ ср}}} = \frac{0,3}{15} = 0,02.$$

**Задача 5.5.** Определите емкость конденсатора фильтра  $C_\Phi$  в мостовом выпрямителе, если выпрямленное напряжение  $U_{H \text{ ср}} = 12 \text{ В}$  и ток  $I_{H \text{ ср}} = 10 \text{ мА}$ , а коэффициент пульсации  $p$  не должен превышать 0,01

**Ответ:**  $C_\Phi = 416 \text{ мкФ}$ .

**Вопрос 5.2.** Как изменится обратное напряжение  $U_{\text{обр макс}}$ , приложенное к запортому диоду в однополупериодном выпрямителе, при подключении емкостного фильтра  $C_\Phi$ ?

*Варианты ответа*

5.2.1. Увеличится.

5.2.2. Уменьшится.

5.2.3. Не изменится.

**Вопрос 5.3.** Как изменится обратное напряжение  $U_{\text{обр макс}}$ , приложенное к запортым диодам в мостовом выпрямителе, при подключении емкостного фильтра  $C_\Phi$ ?

*Варианты ответа*

5.3.1. Увеличится.

5.3.2. Уменьшится.

5.3.3. Не изменится.

#### 5.4. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

*Внешней характеристикой* выпрямителя называют зависимость напряжения на нагрузочном устройстве от тока в нем:  $U_H = f(I_H)$

Наличие такой зависимости обусловлено тем, что в реальном выпрямителе сопротивления диодов и обмоток трансформатора не равны нулю, а имеют конечные значения. На этих сопротивлениях от выпрямленного тока  $I_H$  создается падение напряжения, приводящее к умень-

шению напряжения  $U_H$ .

В выпрямителе без фильтра напряжение  $U_H$  и нагрузочный ток  $I_H$  связаны между собой соотношением

$$U_H = U_{H\lambda} - (R_{\text{пр}} + R_{\text{тр}}) I_H, \quad (5.12)$$

где  $U_{H\lambda}$  — напряжение на нагрузочном устройстве при  $I_H = 0$ .

На рис.5.13 изображена зависимость  $U_H = f(I_H)$  выпрямителя без фильтра (кривая 1). Кривая 1 нелинейна, что объясняется нелинейным характером ВАХ диода, т.е. зависимостью  $R_{\text{пр}}$  от тока.

Для однополупериодного выпрямителя  $U_{H\lambda} = 0.45 U_2$ , для двухполупериодного —  $U_{H\lambda} = 0.9 U_2$ .

Кривая 2 на рис.5.13 соответствует выпрямителю с емкостным фильтром. При  $I_H = 0$  кривая берет свое начало из точки на оси ординат, соответствующей напряжению  $U_{\text{мх}} = \sqrt{2} U_2$ , так как в отсутствие тока  $I_H$  конденсатор  $C_{\text{ф}}$  заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки  $u_2$ . С ростом тока  $I_H$  кривая 2 спадает быстрее, чем кривая 1, что объясняется не только увеличением падения напряжения на вторичной обмотке трансформатора и прямом сопротивлении диода, но и уменьшением постоянной времени разряда  $\tau_{\text{разр}} = R_H C_{\text{ф}}$ , обуславливающим дополнительное снижение среднего значения выпрямленного напряжения  $U_H$ . Можно легко показать, что при дальнейшем уменьшении  $R_H$  кривая 2 будет асимптотически стремиться к кривой 1 и при  $R_H = 0$  они придут в одну точку на оси абсцисс.

Внешняя характеристика Г-образного RC-фильтра (кривая 3) на рис.5.13 имеет еще более крутой наклон, чем кривая 2. Это вызвано дополнительным падением напряжения на последовательно включенном резисторе  $R_{\text{ф}}$ .

**Задача 5.6** Чему равно напряжение  $U_H$  на нагрузочном резисторе с сопротивлением  $R_H = 120$  Ом мостового выпрямителя, если  $U_2 = 70$  В, прямое сопротивление каждого диода равно 10 Ом, а резистивное сопротивление обмоток трансформатора  $R_{\text{тр}} = 5$  Ом?

Ответ: 52,14 В.

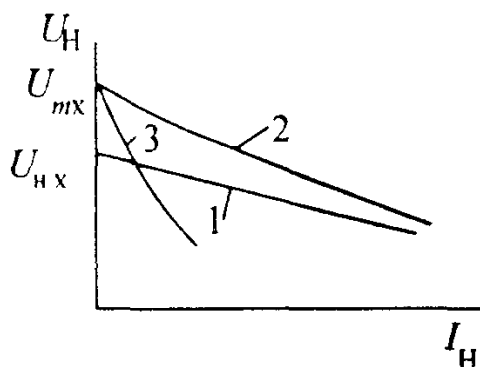


Рис 5.13 Внешние характеристики выпрямителей

## 5.5. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

*Стабилизатором напряжения (тока)* называют устройство, автоматически обеспечивающее поддержание напряжения (тока) нагрузочного устройства с заданной степенью точности.

Напряжение нагрузочного устройства может сильно изменяться не только при изменениях нагрузочного тока  $I_H$  (см. рис. 5.13), но и за счет воздействия ряда дестабилизирующих факторов. Одним из них является изменение напряжения промышленных сетей переменного тока. Это напряжение может отличаться от номинального значения в пределах от +5 до —15%. Другими дестабилизирующими факторами являются изменение температуры окружающей среды, колебание частоты тока и т.д. Применение стабилизаторов диктуется тем, что современная электронная аппаратура может нормально функционировать при нестабильности питающего напряжения менее 0,1 — 3%, а для отдельных функциональных узлов электронных устройств нестабильность должна быть еще меньше. Так, для УПТ и некоторых измерительных электронных приборов нестабильность питающего напряжения не должна превышать  $10^{-4}\%$ .

Стабилизаторы классифицируют по ряду признаков:

- 1) по роду стабилизируемой величины — стабилизаторы напряжения и тока;
- 2) по способу стабилизации — параметрические и компенсационные стабилизаторы.

При параметрическом способе стабилизации используют некоторые приборы с нелинейной ВАХ, имеющей пологий участок, где напряжение (ток) мало зависит от дестабилизирующих факторов. К таким приборам относятся стабилитроны, лампы накаливания и др. В настоящее время широкое применение получили компенсационные стабилизаторы напряжения, которые подразделяют на стабилизаторы непрерывного и импульсного регулирования. При компенсационном способе стабилизации постоянство напряжения (тока) обеспечивается за счет автоматического регулирования выходного напряжения (тока) источника питания. Это достигается за счет введения отрицательной обратной связи между выходом и регулирующим элементом, который изменяет свое сопротивление так, что компенсирует возникшее отклонение выходной величины.

Основным параметром, характеризующим качество работы всех стабилизаторов, является *коэффициент стабилизации*. Как отмечалось, определяющими дестабилизирующими факторами, из-за которых изменяются выходные величины стабилизатора, являются входное напряжение стабилизатора  $U_{вх}$  и нагрузочный ток  $I_H$ .

Для стабилизатора напряжения коэффициент стабилизации по напряжению

$$K_{\text{ст}U} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{н}}/U_{\text{н}}}, \quad (5.13)$$

где  $\Delta U_{\text{вх}}$  и  $\Delta U_{\text{н}}$  — приращения входного и нагрузочного напряжений,  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{н}}$  — номинальные значения входного и нагрузочного напряжений.

Для стабилизатора тока коэффициент стабилизации тока

$$K_{\text{ст}I} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{н}}/I_{\text{н}}}, \quad (5.14)$$

где  $\Delta I_{\text{н}}$  и  $I_{\text{н}}$  — соответственно приращение и номинальное значение нагрузочного тока.

Помимо коэффициента стабилизации стабилизаторы характеризуются такими параметрами, как *внутреннее сопротивление*  $R_{\text{сг}}$  и *коэффициент полезного действия*  $\eta_{\text{сг}}$ . Значение внутреннего сопротивления стабилизатора  $R_{\text{сг}}$  позволяет определить падение напряжения на стабилизаторе, а следовательно, и напряжение на нагрузочном устройстве  $U_{\text{н}}$  при изменениях нагрузочного тока.

Коэффициент полезного действия стабилизатора характеризует мощность потерь в нем и является основным энергетическим показателем стабилизатора.

$$\eta_{\text{сг}} = P_{\text{н}} / (P_{\text{н}} + P_{\text{п}}), \quad (5.15)$$

где  $P_{\text{н}}$  — полезная мощность в нагрузочном устройстве;  $P_{\text{п}}$  — мощность потерь

**Параметрические стабилизаторы напряжения.** Схема простейшего параметрического стабилизатора напряжения изображена на рис. 5,14.а. С помощью такого стабилизатора, в котором применяется полупроводниковый стабилитрон  $VD$ , можно получать стабилизированное напряжение от нескольких вольт до нескольких сотен вольт при токах от единиц миллиампер до единиц ампер.

Стабилитрон в параметрическом стабилизаторе включают параллельно нагрузочному резистору  $R_{\text{н}}$ . Для ограничения тока через стабилитрон включают балластный резистор  $R_{\text{б}}$

Схема параметрического стабилизатора позволяет на основе уравнений Кирхгофа получить основные соотношения для токов и напряжений

$$I_0 = I_{\text{сг}} + I_{\text{н}}; \quad (5.16)$$

$$U_{\text{вх}} = I_0 R_{\text{б}} + U_{\text{н}}. \quad (5.17)$$

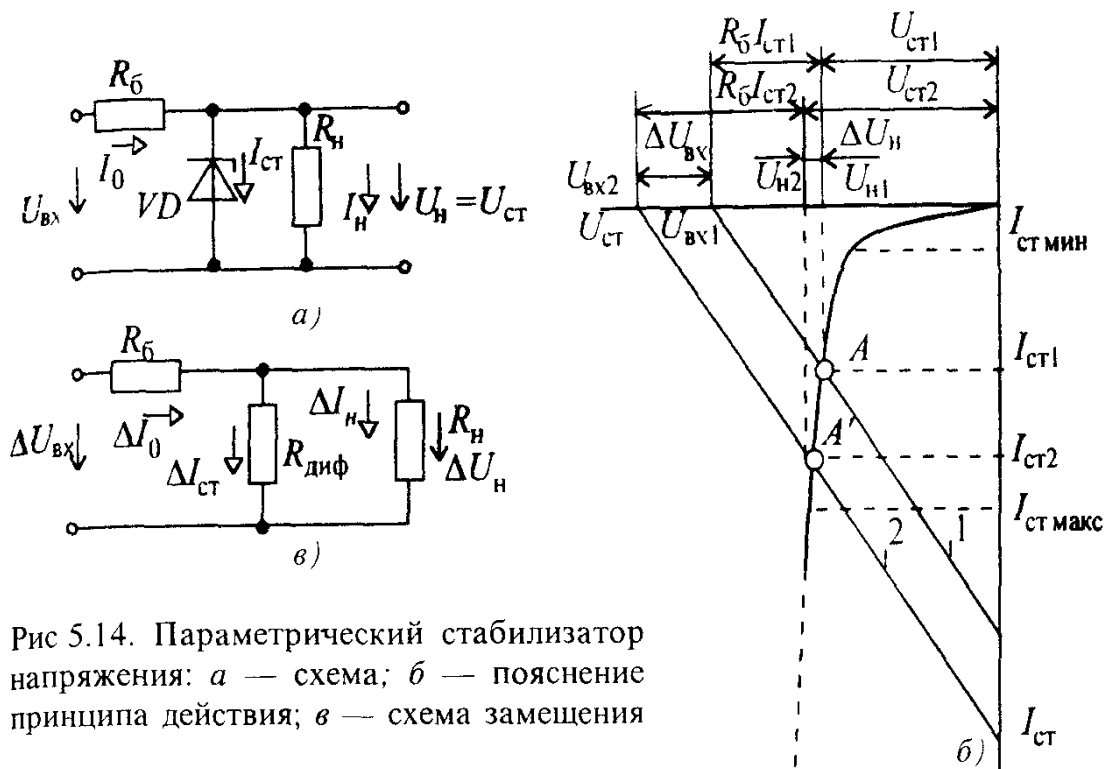


Рис 5.14. Параметрический стабилизатор напряжения: *а* — схема; *б* — пояснение принципа действия; *в* — схема замещения

Принцип действия параметрического стабилизатора постоянного напряжения удобно объяснять с помощью рис.5.14,*б*, на котором изображены ВАХ полупроводникового стабилитрона и «опрокинутая» ВАХ резистора  $R_б$ . Такое построение ВАХ позволяет графически решить уравнение электрического состояния стабилизатора напряжения при  $R_н = \infty$ :  $U_{вх1} = U_{ст1} + R_б I_{ст1}$ . При увеличении напряжения  $U_{вх}$  (положение 1) на  $\Delta U_{вх}$ , например, из-за повышения напряжения сети, ВАХ резистора  $R_б$  переместится параллельно самой себе и займет положение 2. Из рис. 5.14,*б* видно, что напряжение  $U_{ст2}$  мало отличается от напряжения  $U_{ст1}$ , т.е. практически напряжение на стабилитроне и на нагрузочном резисторе  $R_н$  останется неизменным.

При одновременном изменении нагрузочного тока  $I_н$  и входного напряжения  $U_{вх}$  ток  $I_{ст}$  будет изменяться от некоторого минимального тока  $I_{ст\ мин}$  до максимального тока  $I_{ст\ макс}$ . Минимальному току  $I_{ст\ мин}$  будут соответствовать согласно (5.16) и (5.17) минимальные  $U_{вх\ мин}$  и  $R_н\ мин$ , а максимальному току  $I_{ст\ макс}$  —  $U_{вх\ макс}$  и  $R_н\ макс$ . При таких изменениях для нормальной работы параметрического стабилизатора сопротивление резистора  $R_б$  должно быть таким, чтобы ток стабилитрона был бы не менее  $I_{ст\ мин}$ , т.е. не выходил за пределы рабочего участка ВАХ стабилитрона. После несложных преобразований (5.16) и (5.17) такое сопротивление резистора  $R_б$  определяется по формуле

$$R_6 = \frac{U_{\text{вх мин}} - U_{\text{н}}}{I_{\text{ст мин}} + U_{\text{н}}/R_{\text{н мин}}} . \quad (5.18)$$

При анализе работы параметрического стабилизатора необходимо знать максимальный ток в стабилитроне. Для сохранения работоспособности стабилитрона требуется, чтобы этот ток не превышал паспортного значения  $I_{\text{ст макс}}$ . Очевидно, что максимальный ток в стабилитроне будет при  $U_{\text{вх макс}}$  и  $R_{\text{н макс}}$

$$I_{\text{ст макс}} = \frac{U_{\text{вх макс}} - U_{\text{н}}}{R_6} - \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н макс}}} . \quad (5.19)$$

Для вывода формулы коэффициента стабилизации  $K_{\text{ст}U}$  рассматриваемого стабилизатора напряжения необходимо прибегнуть к схеме замещения.

Как видно из рис.5.14,б. стабилизатор работает на линейном участке ВАХ стабилитрона. Поэтому схема замещения, построенная для приращений напряжений и токов имеет вид, изображенный на рис.5.14,в. В этой схеме стабилитрон заменяется постоянным резистивным элементом  $R_{\text{диф}} = \Delta U_{\text{ст}} / \Delta I_{\text{ст}}$ , который является параметром прибора. В соответствии со схемой замещения  $\Delta U_{\text{н}} / \Delta U_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{диф}} \parallel R_{\text{н}}}{R_6 + R_{\text{диф}} \parallel R_{\text{н}}}$

Так как в стабилизаторе обычно  $R_{\text{диф}} \ll R_{\text{н}}$  и  $R_{\text{диф}} \ll R_6$ , получим выражение для коэффициента стабилизации в следующем виде:

$$K_{\text{ст}U} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх ном}}}{\Delta U_{\text{н}} / U_{\text{н ном}}} \approx \frac{R_6 U_{\text{н ном}}}{R_{\text{диф}} U_{\text{вх ном}}} . \quad (5.20)$$

Как следует из (5.20), чем больше сопротивление резистора  $R_6$ , тем выше коэффициент стабилизации  $K_{\text{ст}U}$ . Анализ выражения (5.18) показывает, что сопротивление резистора  $R_6$ , определяемое по этой формуле, является наибольшим, т.е. и  $K_{\text{ст}U}$  будет наибольшим.

Коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора напряжения на полупроводниковом стабилитроне может достигать 30 — 50.

Для повышения стабилизированного напряжения применяют последовательное включение стабилитронов. Параллельное же включение стабилитронов в целях повышения нагрузочного тока не допускается. Это объясняется тем, что из-за разброса параметров включение стабилитронов не может произойти одновременно, так как один из них обязательно включится раньше другого. Следовательно, напряжение на обоих стабилитронах снизится одновременно, и второй стабилитрон при сниженном напряжении уже не сможет включиться.

Основными достоинствами параметрических стабилизаторов напря-

жения является простота конструкции и надежность работы. К недостаткам следует отнести небольшой коэффициент полезного действия, не превышающий 0,3, относительно большое внутреннее сопротивление стабилизатора, а также узкий и нерегулируемый диапазон стабилизируемого напряжения.

**Компенсационные стабилизаторы напряжения.** Эти стабилизаторы являются системами автоматического регулирования, в которых благодаря наличию отрицательной обратной связи обеспечивается постоянство напряжения и тока на нагрузочном устройстве с высокой степенью точности. Компенсационные стабилизаторы лишены недостатков, свойственных параметрическим стабилизаторам, что достигается усложнением их схем. В настоящее время компенсационные стабилизаторы создают на полупроводниковых дискретных элементах и в интегральном исполнении. Аналогично параметрическому стабилизатору, компенсационный стабилизатор включают между сглаживающим фильтром и нагрузочным устройством.

Компенсационные стабилизаторы подразделяются на *стабилизаторы непрерывного действия и импульсные*. Любой компенсационный стабилизатор (рис.5.15.а) состоит из блока сравнения БС, в который входит источник опорного напряжения (параметрический стабилизатор) и резистивный делитель, усилителя постоянного тока У и регулирующего элемента (транзистора) РЭ.

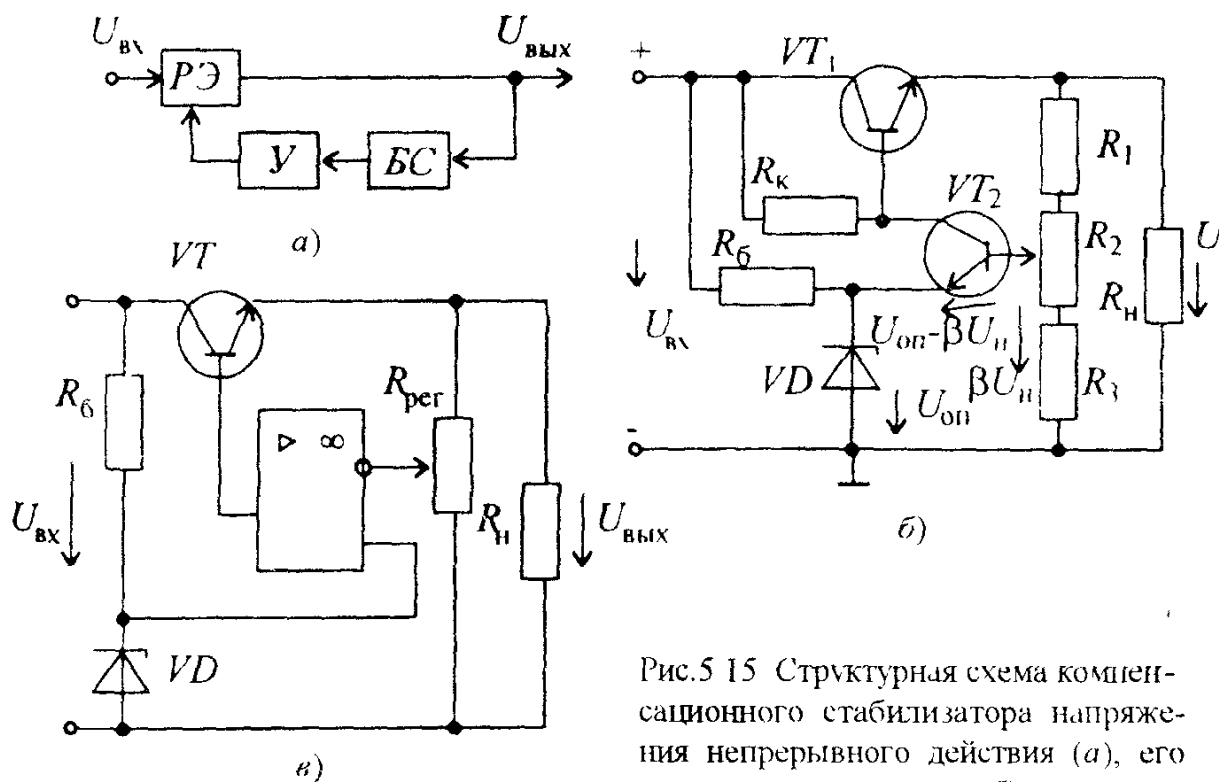


Рис.5.15 Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения непрерывного действия (а), его схема на транзисторах (б) и с применением ОУ (в)



На рис 5 15.б изображена схема компенсационного стабилизатора постоянного напряжения на дискретных полупроводниковых приборах. В этом стабилизаторе в блок сравнения  $BC$  входят параметрический стабилизатор, состоящий из стабилитрона  $VD$  и резистора  $R_6$ , и резистивный делитель  $R_1R_2R_3$ . Усилителем постоянного тока является усилитель на маломощном транзисторе  $VT_2$  и резисторе  $R_K$ . В качестве регулирующего элемента используется мощный транзистор  $VT_1$ . В рассматриваемом компенсационном стабилизаторе происходит непрерывное сравнение напряжения на нагрузочном резисторе  $U_H$  (или части его) с опорным напряжением  $U_{оп}$ , создаваемым с помощью параметрического стабилизатора на стабилитроне  $VD$ .

При увеличении входного напряжения стабилизатора или уменьшении нагрузочного тока  $I_H$  напряжение  $U_H$  повышается, отклоняясь от номинального значения. Часть напряжения  $U_H$ , равная  $\beta U_H$ , где  $\beta$  — коэффициент деления резистивного делителя  $R_1 — R_3$ , являющаяся сигналом обратной связи, сравнивается с опорным напряжением  $U_{оп}$ , снимаемым с параметрического стабилизатора. Так как опорное напряжение остается постоянным, то напряжение между базой и эмиттером транзистора  $VT_2$  из-за увеличения напряжения  $U_H$  уменьшается. Следовательно, коллекторный ток транзистора  $VT_2$  снижается. Это приводит к уменьшению напряжения между базой и коллектором транзистора  $VT_1$ , что равносильно увеличению его сопротивления. Вследствие этого падение напряжения на транзисторе  $VT_1$  возрастает, благодаря чему напряжение  $U_H$  приобретает значение, близкое к номинальному с определенной степенью точности. С помощью переменного резистора  $R_2$  осуществляется регулирование напряжения  $U_H$ .

В последнее время для повышения коэффициента стабилизации вместо усилителя на транзисторе  $VT_2$  в стабилизаторах применяют интегральный операционный усилитель (ОУ), коэффициент усиления которого много больше коэффициента усиления на транзисторе  $VT_2$  (рис 5 15.в). Это позволяет получить коэффициент стабилизации, равный нескольким тысячам. В рассматриваемом стабилизаторе помимо уменьшения медленных изменений выходного напряжения снижаются и пульсации за счет уменьшения переменных составляющих выходного напряжения. Сравнивая компенсационный стабилизатор напряжения с параметрическим, следует отметить следующие достоинства компенсационных стабилизаторов напряжения: высокий коэффициент стабилизации ( $K > 1000$ ), низкое внутреннее сопротивление ( $R_{вн} \approx 10^{-3} - 10^{-4}$  Ом), практическая безынерционность и более высокий коэффициент полезного действия, составляющий  $0,5 \div 0,6$ .

Недостатками являются большая сложность, а следовательно, меньшая надежность по сравнению с параметрическими стабилизаторами, значительные масса, габариты и стоимость стабилизаторов, что объясняется не только наличием большого количества элементов в стабилизаторе.

ре, но и применением радиаторов для обеспечения нормального теплоотвода регулирующего мощного транзистора.

Компенсационные стабилизаторы непрерывного действия в интегральном исполнении в настоящее время получили широкое распространение. Наиболее популярны интегральные стабилизаторы напряжения серии К142. Такие устройства позволяют по-новому осуществлять питание сложных электронных устройств. Их применяют в качестве индивидуальных стабилизаторов для отдельных блоков и каскадов. В то же время общие источники вторичного электропитания можно выполнять нестабилизированными.

**Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения (ИСПН)** в последнее время получают все большее распространение, так как они имеют высокий КПД, достигающий значений 0,8 — 0,85, а также меньшие габариты и массу.

На рис. 5.16,а приведена структурная схема ИСПН. Как и компенсационный стабилизатор непрерывного действия, ИСПН является устройством, в котором применяется отрицательная обратная связь, ослабляющая изменения выходного напряжения или нагрузочного тока. Отличием ИСПН от компенсационного стабилизатора непрерывного действия является работа регулирующего элемента (РЭ) — транзистора — в режиме ключа.

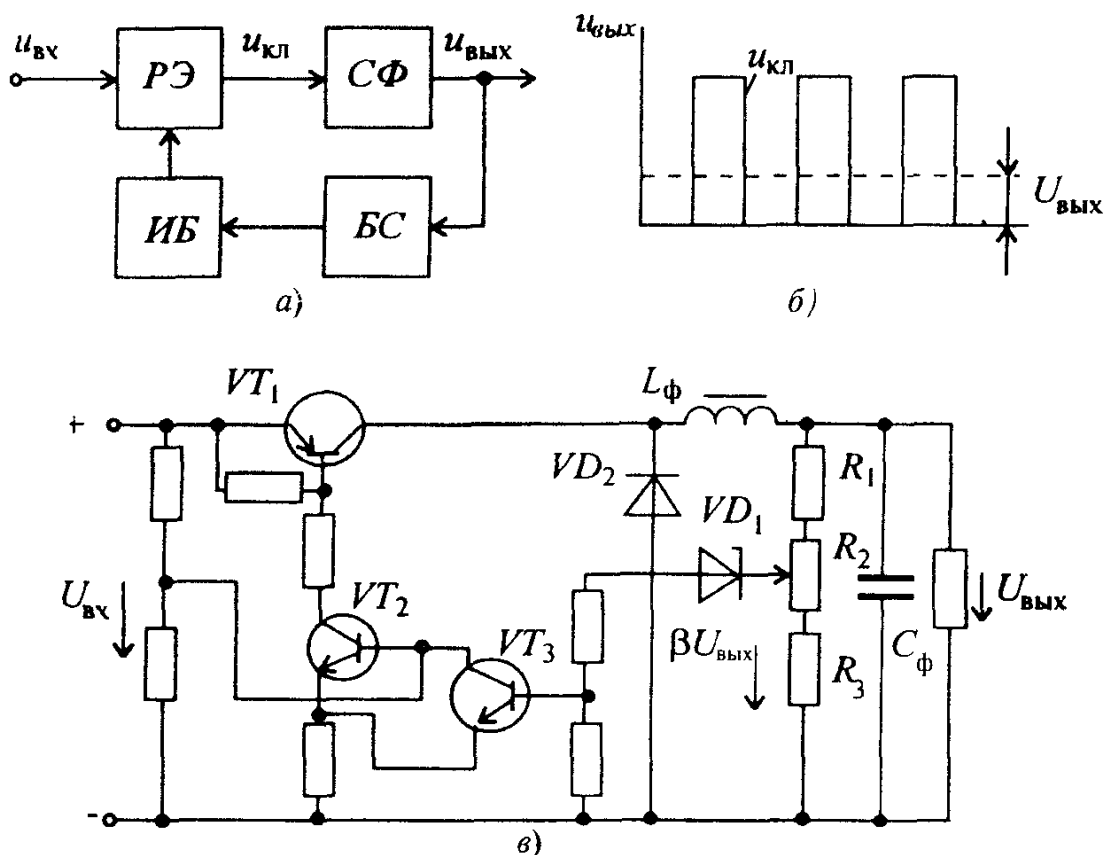


Рис 5.16 Структурная схема импульсного стабилизатора напряжения (а), временные диаграммы выходного напряжения (б) и принципиальная схема релейного импульсного стабилизатора постоянного напряжения (в)

Именно режим ключа позволяет получить очень высокий КПД. Действительно, мощности потерь  $P_{\text{КП}}$  в таком режиме приближаются к нулю: в открытом и закрытом состояниях транзистора соответственно падение напряжения на нем  $U_{\text{КЭ}}$  и ток через него  $I_{\text{К}}$  близки к нулю. Следовательно, мощность  $P_{\text{КП}} = U_{\text{КЭ}} I_{\text{К}}$  тоже близка к нулю. Малая мощность  $P_{\text{КП}}$  позволяет отказаться от теплоотводящих радиаторов, что уменьшает массу и габариты стабилизаторов.

Работа регулирующего транзистора в режиме ключа дает возможность получить с его выхода однополярные импульсы прямоугольной формы  $u_{\text{кл}}$  (см.рис.5.16,б) Для последующего преобразования таких импульсов в постоянное напряжение служит сглаживающий фильтр СФ (см.рис.5.16,а). Регулирующий элемент и сглаживающий фильтр охвачены отрицательной обратной связью, которую осуществляют блок сравнения БС и импульсный блок ИБ. В блоке сравнения выходное напряжение сравнивается с эталонным (опорным) напряжением. Получающееся при этом разностное напряжение воздействует на импульсный блок, который вырабатывает управляющие импульсы разной длительности или частоты следования, управляющие работой РЭ. Изменения длительности импульсов или частоты их следования позволяет поддерживать выходное напряжение неизменным при изменениях как входного напряжения стабилизатора, так и нагрузочного тока.

Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения по способу управления регулирующего элемента подразделяют на релейные (или двухпозиционные) и с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Подробно работа ИСПН рассматривается на примере *релейного стабилизатора*, схема которого изображена на рис.5.16.в. В этом стабилизаторе в блоке сравнения функции сравнения эталонного (опорного) напряжения с выходным напряжением стабилизатора совмещены с функциями релейного устройства. Те и другие функции выполняет стабилитрон  $VD_1$ .

Релейное устройство через транзисторы  $VT_2, VT_3$ , принадлежащие импульсному блоку, управляет РЭ — транзистором  $VT_1$ . В качестве сглаживающего фильтра в ИСПН чаще всего используют Г-образные LC-фильтры, так как при этом достигается наибольший КПД стабилизаторов. Такой фильтр, состоящий из дросселя  $L_{\text{ф}}$  и конденсатора  $C_{\text{ф}}$ , применяется и в рассматриваемом стабилизаторе.

Релейный стабилизатор со стабилитроном работает следующим образом. При подаче постоянного входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  регулирующий транзистор  $VT_1$  открывается. Благодаря наличию индуктивной катушки  $L_{\text{ф}}$ , ток через которую не может изменяться скачком, напряжение на выходе стабилизатора будет постепенно увеличиваться. Соответственно в блоке сравнения начнет увеличиваться напряжение  $\beta U_{\text{вых}}$ , где  $\beta$  — коэф-

коэффициент деления резистивного делителя  $R_1 — R_3$ . При некотором значении этого напряжения стабилитрон  $VD_1$  становится проводящим, что приводит к отпиранию транзистора  $VT_3$  и запирающему транзистора  $VT_2$ , так как транзистор  $VT_3$  закорачивает его вход. В свою очередь, транзистор  $VT_2$  запирает регулирующий транзистор  $VT_1$ . После этого напряжение на выходе стабилизатора и в блоке сравнения начинает уменьшаться. При определенном значении  $\beta U_{\text{вых}}$  напряжение на стабилитроне  $VD_1$  становится меньше напряжения электрического пробоя и стабилитрон  $VD_1$  перестает быть проводящим, что приводит к запирающему транзистора  $VT_3$  и отпиранию транзисторов  $VT_2, VT_1$ . Далее все процессы повторяются.

Изменения выходного напряжения из-за воздействия дестабилизирующих факторов приводят к соответствующим изменениям длительности закрытого и открытого состояния регулирующего транзистора  $VT_1$  в результате среднее значение выходного напряжения будет поддерживаться с определенной степенью точности.

При снижении тока в импульсах, вырабатываемых транзистором  $VT_1$ , в дросселе возникает ЭДС самоиндукции, которая может вызвать перенапряжение на транзисторах и вывести их из строя. Для предотвращения этого включают диод  $VD_2$ , через который гасится возникающая ЭДС самоиндукции.

Основным преимуществом всех релейных ИСПН является их высокое быстродействие, а существенным недостатком — относительно большая амплитуда пульсаций выходного напряжения. Эти пульсации не могут быть сведены к нулю, так как переключения РЭ возможны только при изменениях выходного напряжения.

Ранее отмечались преимущества ИСПН по сравнению с параметрическими и компенсационными стабилизаторами непрерывного действия: высокий КПД, меньшие габариты и масса. Последние два преимущества достигаются за счет увеличения частоты переключений регулирующего транзистора. Эта частота обычно лежит в диапазоне 2 — 50 кГц. Однако необходимо отметить, что увеличение частоты обуславливает рост мощности потерь в регулирующем транзисторе, индуктивной катушке сглаживающего фильтра и некоторых других элементов, что приводит к снижению КПД.

Поэтому при выборе частоты переключений приходится решать задачу поиска оптимального решения: с одной стороны, КПД должен быть наибольшим, а с другой — масса и габариты должны быть наименьшими. В настоящее время для решения подобных задач широко применяют ЭВМ, которые способны быстро проанализировать множество вариантов и выбрать из них оптимальный.

**Задача 5.7.** В параметрическом стабилизаторе на стабилитроне КС508А определить сопротивление резистора  $R_6$ , коэффициент стабилизации  $K_{стU}$  и максимальный ток стабилитрона  $I_{макс}$ , если  $U_H = 11В$ ,  $R_H = 1,5 кОм$  и  $U_{вх}$  изменяется от 17 до 27 В.

Параметры стабилитрона КС508А:  $U_{ст} = 11 В$ ,  $R_{диф} = 11,5 Ом$ ,  $I_{ст мин} = 0,25 мА$ ,  $I_{ст макс} = 23 мА$ .

**Решение.** 1. Для определения сопротивления резистора  $R_6$  воспользуемся формулой (5.18):

$$R_6 = \frac{U_{вх мин} - U_H}{I_{ст мин} + U_H / R_H мин} = \frac{17 - 11}{0,00025 + 11 / 1,5 \cdot 10^3} = 792 Ом. \quad (5.18)$$

$$2. K_{стU} = \frac{R_6 U_H}{R_{диф} U_{вх ном}} = \frac{792 \cdot 11}{11,5 \cdot 22} = 34,4, \quad (5.20)$$

где  $U_{вх ном} = 0,5(U_{вх мин} + U_{вх макс}) = 0,5(17 + 27) = 22 В$ .

$$3. I_{макс} = \frac{U_{вх макс} - U_H}{R_6} - \frac{U_H}{R_H макс} = \frac{27 - 11}{792} - \frac{11}{1500} = 12,9 мА.$$

Следовательно, стабилитрон КС508А по максимальному току не перегружается, так как  $I_{макс} < I_{ст макс}$ .

**Ответ.**  $R_6 = 792 Ом$ ,  $K_{стU} = 34,4$ ,  $I_{макс} = 12,9 мА$ .

**Задача 5.8\*.** Определить сопротивление резистора  $R_6$ , коэффициент стабилизации  $K_{стU}$  и максимальный ток стабилитрона в параметрических стабилизаторах на различных стабилитронах, тип и параметры которых, а также величины  $R_H$ ,  $U_{вх мин}$  и  $U_{вх макс}$  представлены в табл. 5.3, а ответы — в табл. 5.4

Таблица 5.3

Тип стабилитрона	$U_{ст} = U_H$ , В	$R_{диф}$ , Ом	$I_{ст мин}$ , мА	$I_{ст макс}$ , мА	$R_H$ , кОм	$U_{вх мин}$ , В	$U_{вх макс}$ , В
КС406А	8	6,5	0,5	35	1,0	10	15
Д815Е	15	3,8	25	550	0,1	20	30
2С527А	27	80	1	30	2	60	80
КС168А	6,8	20	3	45	1,5	12	20
КС196А	9,6	18	3	20	5,0	15	30
КС620А	120	150	5	42	20,0	150	220

Ответы Таблица 5.4

Тип стабилизатора	КС406А	Д815Е	2С527А	КС168А	КС196А	КС620А
$R_{\text{б}}, \text{Ом}$	235	28,6	2276	691	1100	2727
$K_{\text{ст}U}$	23	4,5	11	14,7	26	11,8
$I_{\text{макс}}, \text{мА}$	22	374	9,8	14,6	16,6	30,7

## 5.6. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

От выпрямителей часто требуется не только преобразовывать переменное напряжение в постоянное, но и плавно изменять значение выпрямленного напряжения. Управлять выпрямленным напряжением можно как в цепи переменного напряжения, так и в цепи выпрямленного тока. При управлении в цепи переменного напряжения применяют специальные регулируемые трансформаторы (автотрансформаторы, трансформаторы с подмагничиванием сердечника постоянным током и т.д.), реостаты или потенциометры. Однако подобные способы управления выпрямленным напряжением (током) при их относительной простоте имеют существенный недостаток, связанный с низким КПД. Такие регуляторы имеют, как правило, большие массу, габариты и стоимость.

Более экономичным и удобным способом управления, который получил широкое распространение, является управление выпрямленным напряжением (током) в процессе выпрямления, так называемое управляемое выпрямление.

*Выпрямители, которые совмещают выпрямление переменного напряжения (тока) с управлением выпрямленным напряжением (током), называют управляемыми выпрямителями.*

Основным элементом современных управляемых выпрямителей является тиристор  $VS$ . На рис.5.17,а представлена схема простейшего однофазного однополупериодного выпрямителя на тиристоре  $VS$ . Управление напряжением на выходе управляемого выпрямителя сводится к управлению во времени моментом отпирания (включения) тиристора. Это осуществляется за счет сдвига фаз между анодным напряжением и напряжением, подаваемым на управляющий электрод тиристора. Такой сдвиг фаз называют углом управления и обозначают  $\alpha$  (рис.5.17,б), а способ управления называют фазовым. Управление значением  $\alpha$  осуществляют с помощью фазовращающей  $R_2C$ -цепи, которая позволяет изменить угол  $\alpha$  от 0 до  $90^\circ$ . При этом выпрямленное напряжение регулируют от наибольшего значения до его половины. Резистором  $R_1$  изменяют напряжение, подаваемое на управляющий электрод тиристора. Диод  $VD$  обеспечивает подачу на управляющий электрод положительных однополярных импульсов.

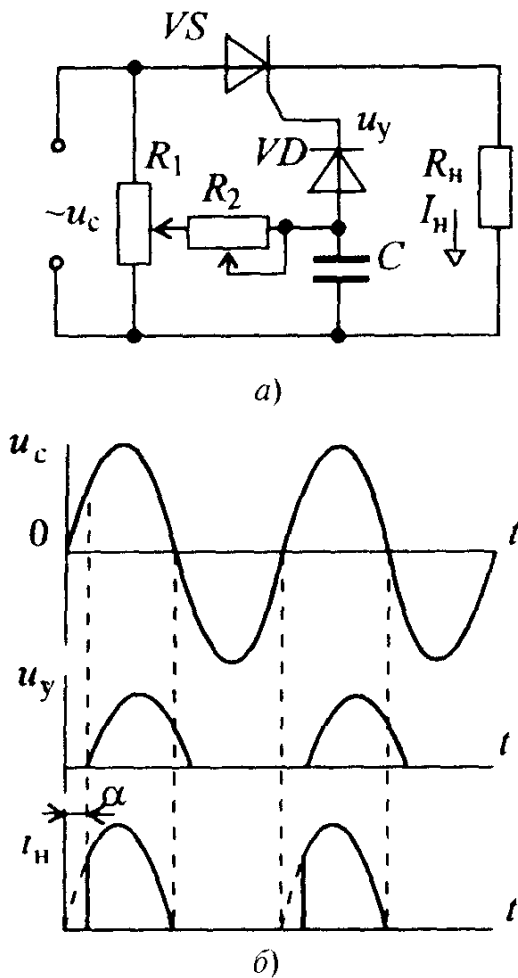


Рис 5 17 Схема (а), временные диаграммы напряжения и тока (б) однофазного однополупериодного управляемого выпрямителя

Оптимальной формой управляющих сигналов для тиристорov является короткий импульс с крутым фронтом. Такая форма позволяет уменьшить нагрев управляющего электрода тиристора, а также обеспечить за счет высокой крутизны управляющего импульса четкое отпирание тиристора. Для формирования подобных импульсов и их сдвига во времени служат специальные импульсно-фазовые системы управления. Изменение угла управления осуществляют ручным или автоматическим способом, что обеспечивает изменение выпрямленного напряжения в требуемых пределах.

На рис 5 18 изображена схема однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя с импульсно-фазовым блоком управления (ИФБ), довольно часто применяемая на практике. Сдвиг управляющих импульсов по отношению к анодному напряжению тиристорov  $VS_1$  и  $VS_2$  производят вручную с помощью мостового фазовращателя (рис 5 19, а), векторная диаграмма которого изображена на рис 5 19 б. Как известно, при изменении сопротивления переменного резистора  $R$  фаза напряжения  $u_{cd}$ , являющегося выходным напряжением мостового фазовращателя, при постоянной амплитуде плавно изменяется от  $0$  до  $180^\circ$ . Напряжение  $u_{cd}$  с выхода фазовращателя (см рис 5 18) пос-

тупает на вход усилителей-ограничителей на транзисторах  $VT_1, VT_2$ , причем диоды  $VD_1, VD_2$  срезают отрицательные полуволны этого напряжения. Выходные напряжения этих усилителей, имеющие трапецеидальную форму, далее дифференцируются цепочками  $R_1C_1$  и  $R_2C_2$ . Появившиеся после этого импульсы с крутыми фронтами и малой длительностью являются двухполярными. Диоды  $VD_3$  и  $VD_4$  в управляющих цепях тиристоров делают их однополярными (не пропускают отрицательные импульсы)

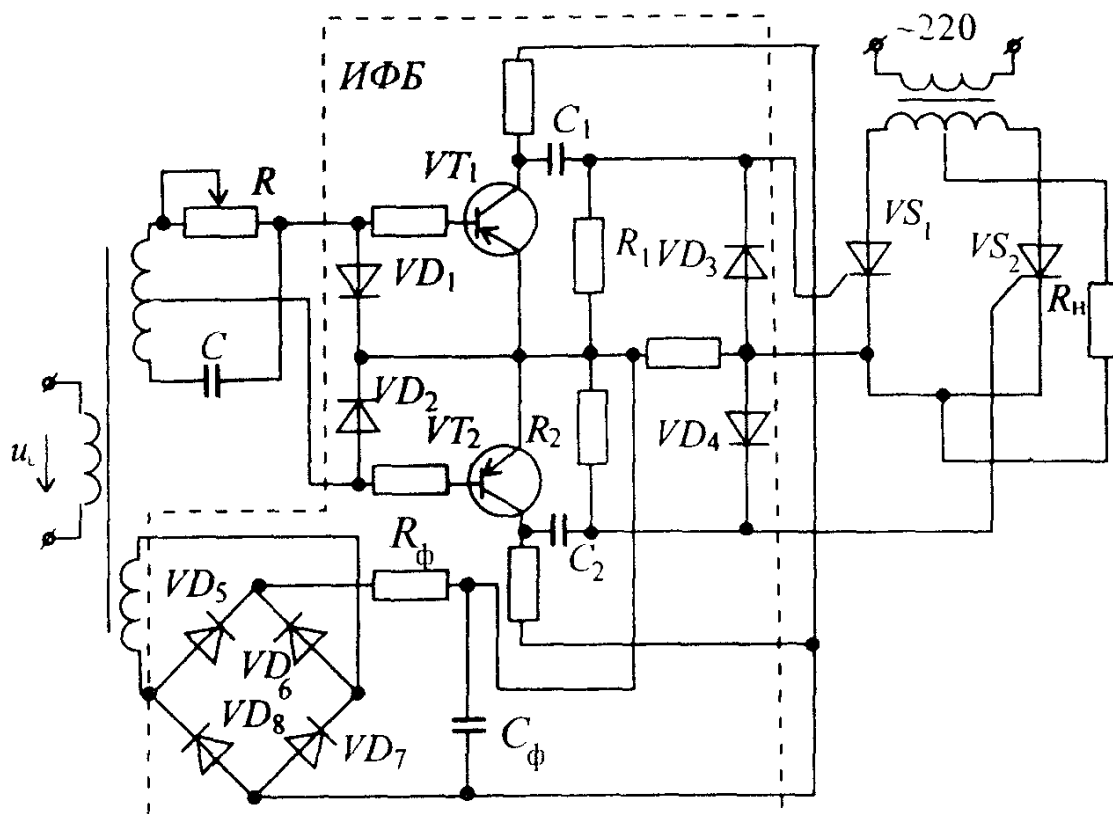


Рис 5 18 Схема однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя с импульсно-фазовым управлением

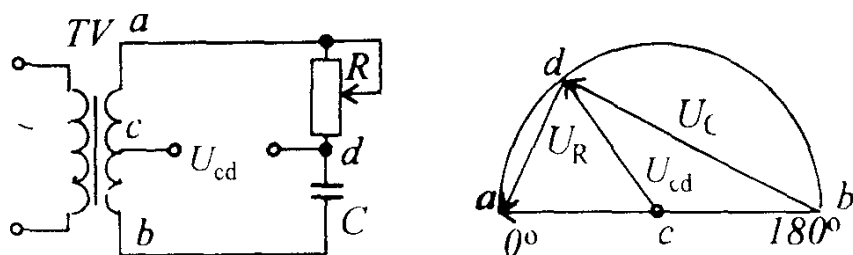


Рис 5 19 Схема (а) и векторная диаграмма фазовращателя (б)



Усилители-ограничители питаются от отдельного выпрямителя, который собран по мостовой схеме на диодах  $VD_5 — VD_8$ . В выпрямитель входит также сглаживающий  $RC$ -фильтр.

Среднее значение выпрямленного напряжения при угле управления  $\alpha \neq 0$  без учета потерь определяют из выражения

$$U_{н\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} (1 + \cos \alpha) = U_{н0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (5.16)$$

где  $U_2$  — действующее напряжение фазы вторичной обмотки трансформатора,

$$U_{н0} = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} — \text{значение } U_{н\alpha} \text{ при } \alpha = 0.$$

**Задача 5.9.** В двухполупериодном управляемом выпрямителе (см. рис. 5.18) необходимо получить выпрямленное напряжение  $U_{н\alpha} = 74,2$  В. Определить угол сдвига фаз между выпрямленным и управляющим напряжениями, если известно, что  $U_2 = 110$  В.

*Ответ*  $\alpha = 60^\circ$ .

## 5.7. ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ (ИПН)

Большие габариты и масса рассмотренных ранее *ИБЭ* обусловлены в основном трансформатором и индуктивными катушками фильтров, которые рассчитываются для работы на частоте 50 Гц. Чтобы устранить этот недостаток, современные *ИБЭ* все чаще создаются на основе высокочастотных импульсных преобразователей, у которых на входе отсутствует трансформатор. Структурная схема такого *ИБЭ* представлена на рис. 5.20, а. Напряжение  $u_1$  с частотой  $f_1$  выпрямляется выпрямителем  $B_1$ , фильтруется сглаживающим фильтром  $СФ_1$  и подается на импульсный преобразователь напряжения *ИПН*. С помощью *ИПН* постоянное напряжение  $U_{п1}$  превращается в импульсное переменное напряжение  $u_2$  высокой частоты  $f_2 = 20$  кГц  $\div$   $\div$  1 МГц. Далее, оно вновь выпрямляется выпрямителем  $B_2$ , фильтруется фильтром  $СФ_2$  и в заключение стабилизируется импульсным стабилизатором *СТИ*. Упрощенная принципиальная схема импульсного *ИБЭ* (без стабилизатора) представлена на рис. 5.20, б. Напряжение  $u_1$  (обычно это напряжение промышленной сети частотой  $f_1 = 50$  Гц) подается на мостовой выпрямитель. Из-за отсутствия трансформатора такой *ИБЭ* еще называют *ИБЭ* с бестрансформаторным входом.

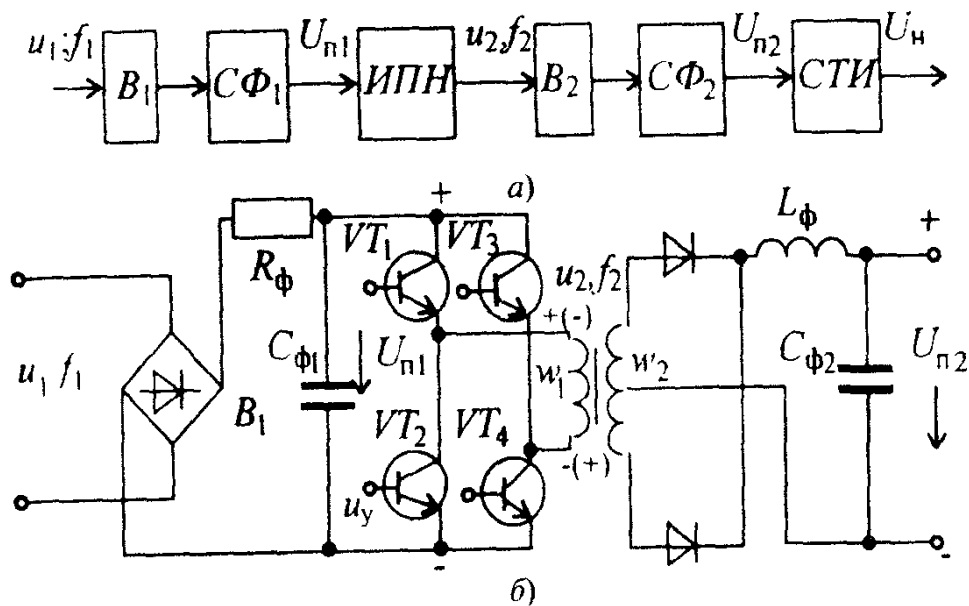


Рис 5.20 Структурная (а) и принципиальная (б) схемы импульсного преобразователя постоянного напряжения

Выпрямленное и отфильтрованное напряжение  $U_{п1}$  подается на высокочастотный преобразователь напряжения, составленный из транзисторов  $VT_1 - VT_4$ . Транзисторы работают в ключевом режиме. Открываются и запираются транзисторы с помощью управляющих импульсов  $u_y$ , подаваемых на их базы, с частотой  $f_2$  (блок управляющих импульсов  $u_y$  на схеме не показан).

В течение первого полупериода транзисторы  $VT_1$  и  $VT_4$  открыты с помощью импульсов  $u_y$ , а транзисторы  $VT_2$  и  $VT_3$  — закрыты. При этом ток имеет направление: "+"  $U_{п1}$  —  $VT_1$  — первичная обмотка  $w_1$  высокочастотного трансформатора — транзистор  $VT_4$  — "—"  $U_{п1}$ . В этом случае полярность верхнего вывода обмотки  $w_1$  "+", а нижнего "—". Во второй полупериод открыты транзисторы  $VT_2$  и  $VT_3$ , а транзисторы  $VT_1$  и  $VT_4$  — закрыты. Направление тока при этом таково: "+"  $U_{п1}$  — транзистор  $VT_3$  — обмотка  $w_1$  — транзистор  $VT_2$  — "—"  $U_{п1}$ . В результате этого на выводах обмотки  $w_1$  полярность напряжения будет соответствовать полярности, указанной в скобках. Прямоугольной формы напряжение трансформируется во вторичную обмотку, выпрямляется с помощью выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора и сглаживается фильтром  $L_{\phi} C_{\phi 2}$ . Напряжение  $U_{п2}$  подается на стабилизатор. В целях дальнейшего уменьшения габаритов и массы стабилизатор выполняется по схеме импульсного стабилизатора постоянного напряжения (см. § 5.5). Так как для питания электронных устройств требуется постоянное напряжение  $\pm 24$  В,  $\pm 15$  В,  $\pm 12$  В,  $\pm 5$  В,  $\pm 2$  В, то высокочастотный трансформатор выполняется понижающим, а для получения двупо-

лярного напряжения питания — с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора, которая заземляется. Габариты и масса трансформатора и фильтра  $L_{\phi}C_{\phi 2}$  малы, так как они рассчитаны на работу с высокой частотой. Рассматриваемый ИВЭ имеет существенные недостатки:

сравнительно низкий КПД из-за увеличения потерь при многократном преобразовании электрической энергии;

высокую стоимость, определяемую применением высоковольтных транзисторов в преобразователе, которые должны выдерживать большое напряжение  $U_K$ , достигающее нескольких сотен вольт.

Несмотря на отмеченные недостатки, рассматриваемый ИВЭ находит все большее применение в различных устройствах промышленной электроники из-за большого выигрыша в габаритах и массе.

**Вопрос 5.4.** В чем преимущество импульсного преобразователя постоянного напряжения по сравнению с обычным выпрямителем?

*Варианты ответа:*

5.4.1. ИППН имеют более высокий КПД.

5.4.2. ИППН имеют меньшие габариты и массу.

5.4.3. ИППН имеют большую надежность в работе.

## 5.8. ИНВЕРТОРЫ

Для нормального функционирования устройств промышленной электроники при их питании от первичных источников, вырабатывающих энергию постоянного тока только одного напряжения, требуются преобразователи постоянного напряжения. С их помощью получают требуемое переменное напряжение.

*Преобразователи, в которых постоянное напряжение преобразуется в переменное, называют инверторами.*

Прогресс в области разработок и применения нетрадиционных источников электроэнергии — топливных элементов, термоэлектрических и солнечных батарей — вызвал потребность в инверторах.

Основными элементами инверторов являются коммутирующие приборы (устройства), которые периодически прерывают ток или изменяют его напряжение. В качестве коммутирующих приборов в настоящее время применяют транзисторы и тиристоры, работающие в режиме ключа (открыт — закрыт), благодаря чему КПД преобразователей очень высок и может достигать 99 %. К этому следует добавить, что полупроводниковые ключи и преобразователи на них имеют малые габариты, массу и стоимость, большой срок службы.

Инверторы классифицируют по ряду признаков, основные из которых:

1) тип коммутирующих приборов — тиристорные и транзисторные инверторы;

2) принцип коммутации — ведомые сетью и автономные инверторы;

3) род преобразуемой величины — инверторы тока и инверторы

напряжения.

Тиристорные инверторы — инверторы большой выходной мощности, поскольку современные тиристоры выпускают на напряжения, равные нескольким киловольтам, и на токи до сотен ампер, чего нельзя сказать о транзисторах. Транзисторные инверторы выполняют на малую и среднюю мощность, не превышающую нескольких киловатт.

### Инверторы, ведомые сетью.

На рис.5.21,а изображена схема такого инвертора, представляющая собой однофазный двухполупериодный инвертор с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора. Между средней точкой и узлом с включен источник постоянной ЭДС  $E$ . Инвертор, ведомый сетью, может работать как выпрямитель, если угол управления  $\alpha < 90^\circ$  (см.рис. 5.21,б). При  $\alpha = 90^\circ$  среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю.

Для передачи электроэнергии, вырабатываемой источником  $E$ , в сеть переменного тока необходимо, чтобы ток  $i_1$  и напряжение  $u_1$  находились в противофазе, т.е.  $\alpha = 180^\circ$  (рис.5.22,а). Подобный сдвиг фаз воз-

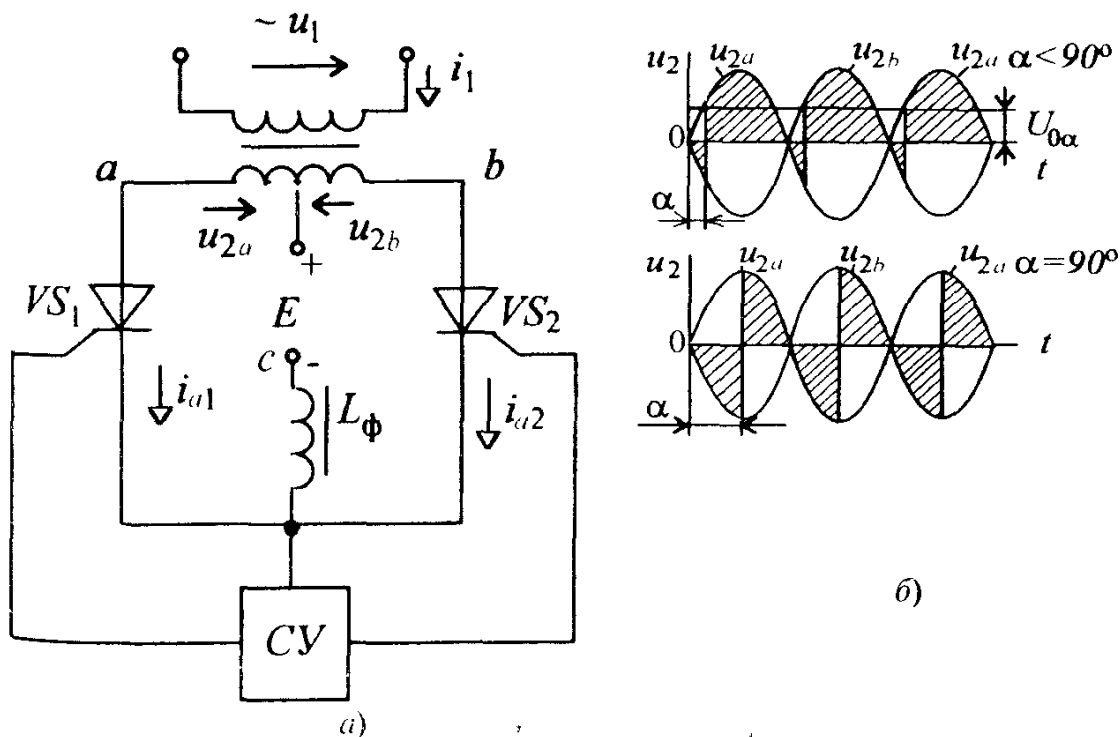


Рис.5.21. Схема однофазного двухполупериодного ведомого сетью инвертора в режиме выпрямления (а) и временные диаграммы напряжения (б) при фиксированных углах управления  $\alpha$

можен в том случае, если тиристор  $VS_2$  будет открыт при отрицательной полярности напряжения  $u_{2b}$ , а тиристор  $VS_1$  — при отрицательной полярности напряжения  $u_{2a}$  (см.рис.5.22,а). При этом происходит очередное подключение вторичных обмоток трансформатора к источнику  $E$ .

Однако здесь надо учитывать следующие обстоятельства: если очередной тиристор отпираться точно при угле управления  $\alpha = 180^\circ$ , то при этом другой тиристор не успеет закрыться, так как для этого ему нужно время, равное  $t_{\text{выкл}}$ . Тогда запирающийся тиристор за это время  $t_{\text{выкл}}$  создаст короткое замыкание по цепи вторичная обмотка трансформатора — источник  $E$ . Указанное явление называют срывом инвертирования или опрокидыванием инвертора. Чтобы устранить этот нежелательный процесс, необходимо сделать угол управления  $\alpha$  меньше  $180^\circ$  на угол  $\beta$ , называемый *углом опережения отпирания* (см.рис.5.22,б). Запирание и отпирание тиристоров происходит под воздействием напряжения вторичной обмотки трансформатора, создаваемого сетью переменного тока. Поэтому такой инвертор называют *инвертором, ведомым сетью*.

Инверторы, ведомые сетью, часто используют на электрическом транспорте. При обычном движении электропоезда машины постоянного тока работают как двигатели, питающиеся от выпрямителя, а при торможении они превращаются в генераторы, отдающие электроэнергию в сеть переменного напряжения. Такой процесс называется *рекуперацией*.

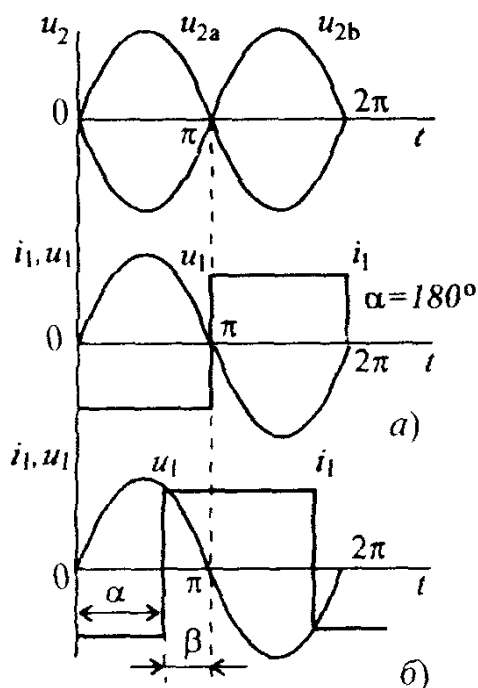


Рис.5.22. Временные диаграммы токов и напряжений двухполупериодного инвертора, ведомого сетью, и последовательность работы тиристоров при угле управления  $\alpha = 180^\circ$  (а) и с учетом угла опережения  $\beta$  (б)

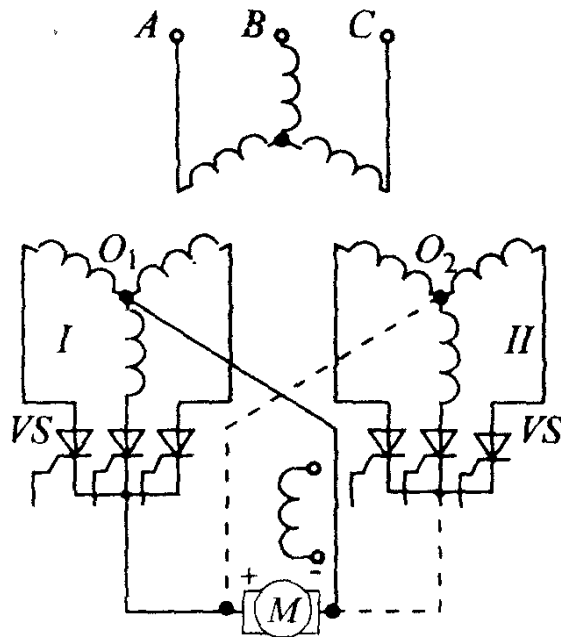


Рис 5.23. Схема преобразователя для реверсивного электропривода постоянного тока

Следует отметить еще один способ перехода от выпрямления к инвертированию и наоборот, который широко применяется для управления скоростью и направлением вращения двигателей. Этот способ, являющийся наиболее экономичным, используется в реверсивных преобразователях (рис.5.23).

При этом способе тиристоры включены в две трехфазные группы обмоток *I* и *II*, соединенные зигзагом. Выходы преобразователей соединяются с зажимами машины встречно, т.е. нейтральную точку  $O_1$  группы обмоток *I* подключают к минусовому зажиму машины, а нейтральную точку  $O_2$  группы обмоток *II* — к плюсовому зажиму. При указанном соединении группа преобразователей *I* работает в выпрямительном режиме, а группа преобразователей *II* — в инверторном режиме, который и обеспечивает генераторное торможение двигателя, а следовательно, изменение частоты вращения. Для изменения направления вращения двигателя (реверс) изменяют функции группы преобразователей, т.е. группа преобразователей *I* будет работать как инвертор, а группа преобразователей *II* — как выпрямитель.

Для обеспечения безаварийной работы нельзя допускать, чтобы постоянное напряжение генератора  $E$  увеличивалось, а переменное напряжение сети уменьшалось. Если это произойдет, то увеличится время коммутации тиристоров, что может привести к короткому замыканию, о котором было сказано ранее, и выходу из строя устройства.

В инверторном режиме среднее значение напряжения определяется выражением

$$U_{н\beta} = U_{н0} \cos \alpha = U_{н0} \cos (\pi - \beta) = -U_{н0} \cos \beta. \quad (5.17)$$

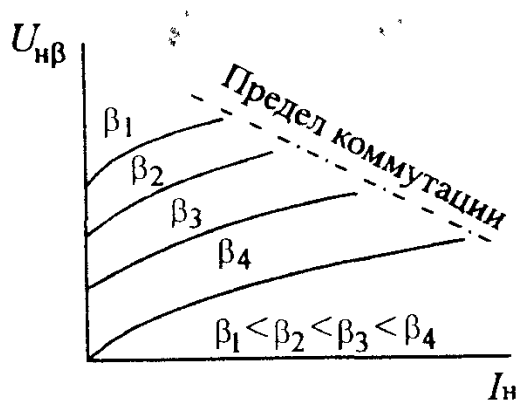


Рис.5.24. Семейство внешних характеристик инвертора, ведомого сетью, при фиксированных значениях угла опережения  $\beta$

В этом режиме ЭДС генератора  $E$  должна быть больше напряжения  $U_{н\beta}$ , чтобы компенсировать возникающие при передаче энергии потери:

$$U_{н\beta} = U_{нх} \cos\beta + \Delta U_k + \Delta U_d + \Delta U_{тр}, \quad (5.18)$$

где  $U_{нх}$ ,  $\Delta U_k$ ,  $\Delta U_d$  и  $\Delta U_{тр}$  — соответственно напряжение холостого хода на вторичной обмотке трансформатора, падение напряжения, определяемое интервалом коммутации, падения напряжений на прямом сопротивлении диода и на вторичной обмотке трансформатора.

На рис. 5.24 представлено семейство внешних характеристик инвертора, ведомого сетью:  $U_{н\beta} = f(I_n)$  при фиксированных значениях угла  $\beta$ . Эти характеристики, как следует из формулы (5.18), имеют нарастающий вид, т.е. с ростом тока увеличивается напряжение на инверторе. Отметим, что инвертор при значительных углах  $\beta$  может работать при больших нагрузочных токах.

**Автономные инверторы** осуществляют преобразование постоянного тока в переменный с неизменной или регулируемой частотой и работают на автономную нагрузку.

Автономные инверторы применяют в тех случаях, если необходимо:

1) иметь переменный ток требуемой частоты, когда источниками питания являются устройства прямого преобразования энергии — топливные элементы, МГД-генераторы, термо- и фотоэлектрические генераторы, контактная сеть электрического транспорта, аккумуляторы и т.д.;

2) преобразовать постоянное напряжение одного значения в постоянное напряжение требуемого значения;

3) получить переменный ток высокой частоты для электротермических установок, с помощью которых плавят металлы, нагревают, сушат и закалывают изделия.

Наряду с такими главными элементами инверторов, как транзисторы

и тиристоры, ни один автономный инвертор не обходится без конденсатора. Этот элемент в инверторе необходим для того, чтобы обеспечивать запирающие тиристоры и формировать выходное напряжение инвертора.

Автономные инверторы подразделяются на автономные инверторы тока (АИТ), автономные инверторы напряжения (АИН) и автономные резонансные инверторы (АИР).

В автономном инверторе тока (АИТ) источник питания работает в режиме источника тока, что достигается включением в цепь дросселя  $L_0$  с большой индуктивностью (рис. 5.25,а). В инверторах тока применяются только тиристоры. Тиристоры  $VS_1$  и  $VS_2$  открываются поочередно запускающими импульсами, поступающими от блока системы управления (СУ). Работу АИТ иллюстрируют временные диаграммы, изображенные на рис. 5.25,б. При появлении первого запускающего импульса  $u_{вх1}$  от блока системы управления СУ тиристор  $VS_1$  открывается. Вследствие резкого уменьшения сопротивления тиристора  $VS_1$  левая половина первичной обмотки трансформатора оказывается подключенной к источнику и в ней появляется нарастающий ток, который наводит ЭДС в правой половине первичной обмотки и во вторичной обмотке. При этом коммутирующий конденсатор  $C_k$  оказывается под удвоенным напряжением источника питания  $E$ , до которого он заряжается. Полярность напряжения на нем указана без скобок. Следующий запускающий импульс  $u_{вх2}$  включает тиристор  $VS_2$ . Появившийся при включении тиристора  $VS_2$  нарастающий ток в правой половине первичной обмотки трансформатора создает соответствующие ЭДС в первичной и вторичной обмотках трансформатора, но другого направления. Конденсатор  $C_k$  через открытый тиристор  $VS_2$  оказывается подключенным к тиристорам  $VS_1$ , причем плюсовая обкладка соединяется с катодом, а минусовая — с анодом. Это должно привести к запирающему тиристора  $VS_1$ , что и происходит через некоторое время  $t_{выкл}$  (указанное в паспорте тиристора). Таким образом, конденсатор  $C_k$  помимо разрядки через первичную обмотку трансформатора, некоторое время разряжается через оба открытых тиристора. Как только тиристор  $VS_1$  закроется, разрядка конденсатора  $C_k$  прекращается и сразу же начинается его перезарядка до удвоенного значения напряжения питания  $E$ , но противоположной полярности. Полярность напряжения на обкладках конденсатора указана в скобках. С приходом следующего и всех последующих импульсов процессы повторяются. Для устойчивой работы рассматриваемого АИТ необходимо, чтобы ранее открытый тиристор надежно запирался. Анализ временных диаграмм показывает, что это становится возможным тогда, когда ток открытого тиристора  $i_{VS}$  опережает по фазе напряжение на нем. Если фазовый сдвиг будет больше времени "восстановления" тиристора, то АИТ будет работать устойчиво.



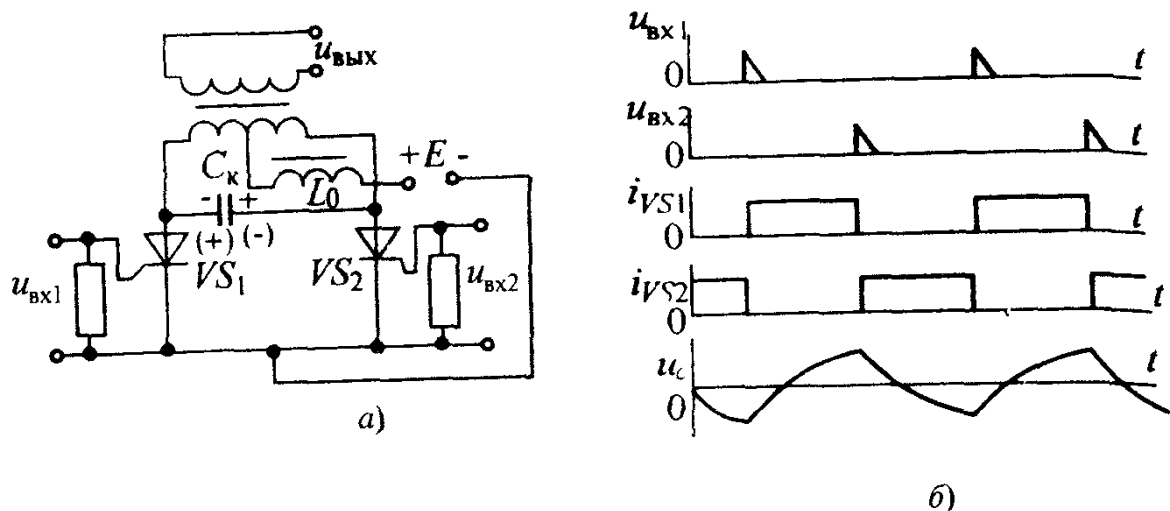


Рис 5 25 Схема (а) и временные диаграммы напряжения и токов (б) автономного инвертора тока

Поэтому нагрузка должна иметь емкостной характер. Для создания такого "опережения" при активно-индуктивной нагрузке индуктивное сопротивление нагрузки  $L_H$ , приведенное к первичной обмотке трансформатора, должно быть меньше емкостного сопротивления конденсатора  $C_K$ .

Существенным недостатком АИТ является недопустимость режима работы инвертора на холостом ходу, так как возникающие при этом перенапряжения, вызванные появлением ЭДС самоиндукции при переключениях тиристоров, могут вывести из строя тиристоры и конденсатор.

В автономном инверторе напряжения (АИН) источник питания работает в режиме источника напряжения. Для этого параллельно источнику питания включают конденсатор большой емкости  $C_0$  (рис 5 26,а), который практически исключает пульсации напряжения при коммутации тиристоров. В этом инверторе нагрузочное устройство должно быть активным или активно-индуктивным.

В маломощных АИН кроме тиристоров применяют транзисторы. Работа АИН рассматривается на примере однофазного мостового преобразователя (см рис 5 26,а). Напряжение на активно-индуктивной нагрузке  $Z_H$  появляется при поочередном попарном включении тиристоров  $VS_1, VS_4$  и  $VS_2, VS_3$ , которые управляются входными импульсами, поступающими от СУ.

С приходом управляющего (входного) импульса  $u_{y1}$ , открывается первая пара тиристоров  $VS_1, VS_4$  и закрываются ранее открытые тиристоры  $VS_2, VS_3$ , а на нагрузке  $Z_H$  появляется напряжение положи-

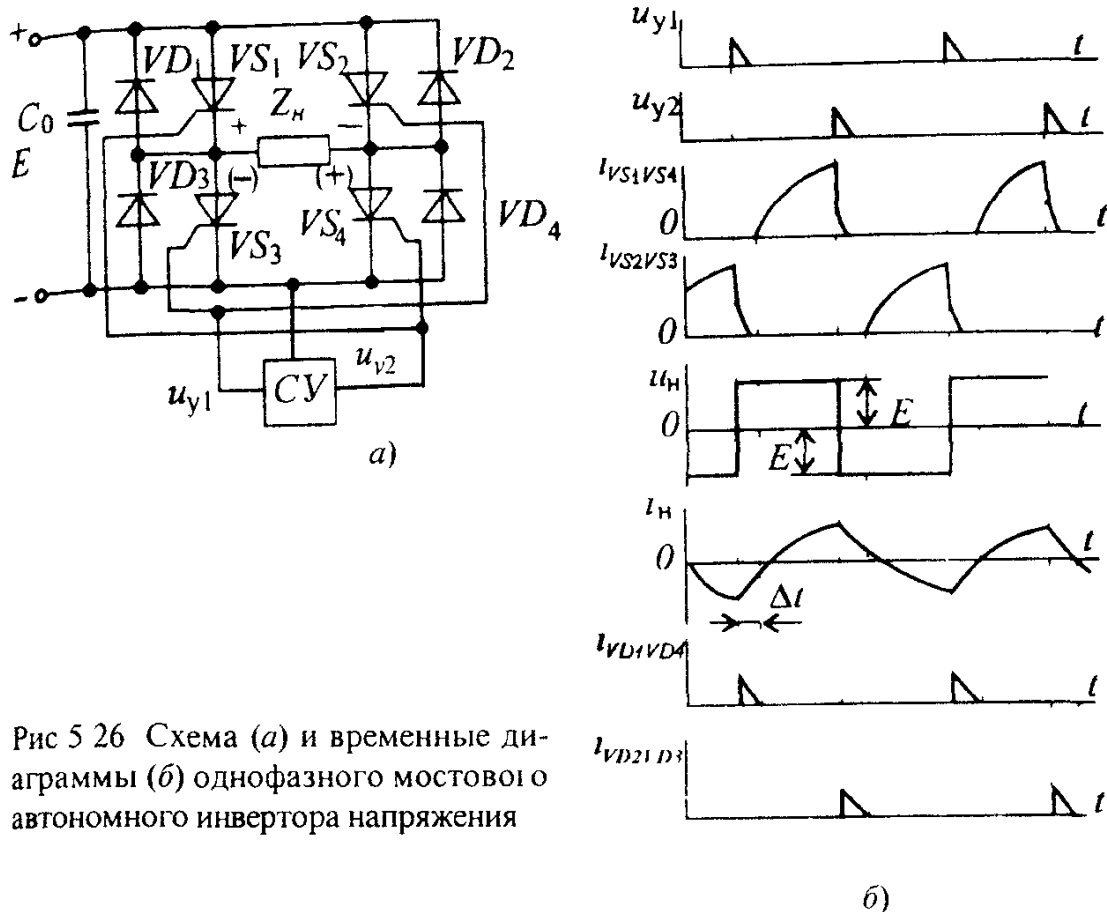


Рис 5 26 Схема (а) и временные диаграммы (б) однофазного мостового автономного инвертора напряжения

тельной полярности, равное ЭДС  $E$  источника питания, что изображено на рис 5 26,б. Появление следующего управляющего (входного) импульса  $u_{y2}$  приводит к отпиранию тиристоров  $VS_2, VS_3$  и запиранию тиристоров  $VS_1, VS_4$ . Возникающее при этом напряжение, равное  $E$  на нагрузке  $Z_H$ , имеет отрицательную полярность (см рис 5 26,б). Таким образом, в АИН напряжение на нагрузочном устройстве имеет прямоугольную форму.

При поочередных переключениях пар тиристоров ток  $i_H$  через активно-индуктивное нагрузочное устройство  $Z_H$ , согласно первому закону коммутации, не может измениться скачком. Поэтому он продолжает сохранять свое направление в течение некоторого времени  $\Delta t$ , плавно уменьшаясь до нуля (см рис 5 26,б). Только после этого ток  $i_H$  изменяет свое направление на обратное. В такие интервалы времени  $\Delta t$  ток  $i_H$  не может пройти через тиристоры, так как одна пара тиристоров вообще закрыта, а другая пара — открыта, но ток  $i_H$  для открытых тиристоров имеет обратное направление. Включенные параллельно тиристорам в обратном направлении диоды  $VD_1 - VD_4$ , называемые обратными, предназначены для появления тока  $i_H$  в указанные интервалы времени  $\Delta t$ . В противном случае возникающие в эти

моменты времени большие ЭДС самоиндукции могут вывести тиристоры из строя. Если прямоугольная форма выходного напряжения АИН не удовлетворяет потребителя, то последовательно с нагрузочным устройством включают фильтр, не пропускающий высшие гармоники напряжения.

Рассмотренные схемы автономных инверторов не являются единственными. В зависимости от условий эксплуатации применяют различные модификации инверторов, с которыми можно познакомиться в специальной литературе.

**Вопрос 5.5.** Что произойдет в работе инвертора, ведомого сетью, если угол опережения  $\beta = 0$ ?

*Варианты ответа:*

5.5.1. Инвертор станет работать в режиме выпрямителя.

5.5.2. В работе инвертора ничего не изменится.

5.5.3. Такой режим приведет к аварии.

**Вопрос 5.6.** Для чего в АИТ при увеличении индуктивности нагрузочного устройства необходимо увеличивать емкость конденсатора  $C_k$ ?

*Варианты ответа:*

5.6.1. Чтобы надежно запирался ранее открытый тиристор.

5.6.2. Чтобы не было перенапряжения на закрытом тиристоре.

5.6.3. Чтобы увеличить КПД инвертора.

## 5.9. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

*Преобразователем частоты называется устройство, осуществляющее преобразование электрической энергии переменного тока одной частоты в электрическую энергию переменного тока другой частоты.*

Преобразователи частоты бывают двух типов:

с промежуточным звеном постоянного тока;

с непосредственной связью питающей сети и цепей нагрузки.

Преобразователи частоты выполняются с фиксированным и регулируемым соотношением частот входного и выходного напряжения.

Последние нашли широкое применение в электроприводе для регулирования скорости асинхронных двигателей.

**Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока.** Структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном приведена на рис.5.27.

Переменное напряжение питающей сети  $U_1$  с частотой  $f_1$  поступает на вход выпрямителя  $B$ . Выпрямленное напряжение сглаживается фильтром

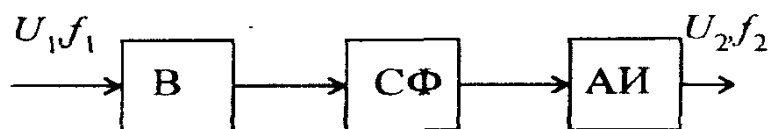


Рис.5.27. Структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока

$LC$ -типа СФ и поступает на вход автономного инвертора АИ, с выхода которого снимается напряжение  $U_2$  с частотой  $f_2$ .

При питании преобразователя от промышленной сети с частотой  $f_1 = 50$  Гц выпрямитель выполняется чаще всего по трехфазной мостовой схеме. Он может быть управляемым и неуправляемым. С помощью управляемого выпрямителя регулируется выходное напряжение  $U_2$ . Частота изменяется автономным инвертором, она может быть или больше, или меньше частоты  $f_1$ .

Требования, предъявляемые к автономному инвертору АИ, определяют тип инвертора. Автономный инвертор тока целесообразно применять в преобразователе с фиксированной частотой выходного напряжения в диапазоне 400 — 1000 Гц и при высоких требованиях к форме синусоидального выходного напряжения. В преобразователях с регулируемым в широком диапазоне частот выходным напряжением, предназначенных для управления частотой вращения асинхронных двигателей, АИ выполняются по схеме инвертора напряжения.

В некоторых преобразователях используют неуправляемые выпрямители и тогда выходное напряжение регулируется, например, автономным инвертором тока, в котором выходное напряжение непосредственно связано с нагрузочным устройством. Если ввести регулируемые активные или реактивные эквиваленты нагрузочного устройства на выходе АИТ, которые будут компенсировать изменение сопротивления нагрузочного устройства, то можно регулировать выходное напряжение преобразователя.

Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока конструктивно более просты, чем преобразователи с непосредственной связью, но имеют меньший КПД из-за двойного преобразования электрической энергии.

**Преобразователи частоты с непосредственной связью питающей сети и нагрузочного устройства.** Рассматриваемый преобразователь частоты по своему схемному выполнению сходен с реверсивным преобразователем (см.рис.5.23). Основным элементом таких преобразователей является встречно-параллельное включение групп тиристоров, каждая из которых может работать в выпрямительном или инверторном режимах. Преобразователи частоты с непосредственной коммутацией бывают с естественной и искусственной коммутацией. Чаще всего эти преобразовате-

ли делают с естественной коммутацией. По этой причине частота выходного напряжения меньше, чем частота питающей сети. Это обусловило их широкое применение в электроприводе для частотного регулирования скорости двигателя в диапазоне частот ниже частоты сети  $f = 50$  Гц, а также для питания ряда мощных электротермических и электротехнологических установок.

Схема преобразователя с естественной коммутацией для преобразования тока трехфазной сети с частотой  $f_1$  в ток однофазной сети с частотой  $f_2$  представлена на рис.5.28 (эту схему еще называют трехфазно-однофазной схемой). В ней имеются две трехфазные схемы выпрямления.

Одна из них присоединена к фазам трансформатора анодами ( $VS_1—VS_3$ ) и составляют анодную группу, а другая — катодами ( $VS_4—VS_6$ ), представляющую катодную группу.

Управляющие импульсы  $u_y$ , поступающие на тиристоры, поочередно их открывают. В результате циклической работы тириستоров анодной группы формируется положительный полупериод выходного напряжения, а тиристоров катодной группы — отрицательный полупериод.

В итоге на нагрузочном устройстве  $R_H$  создается переменное напряжение с частотой  $f_2$  более низкой, чем частота питающей сети  $f_1$ .

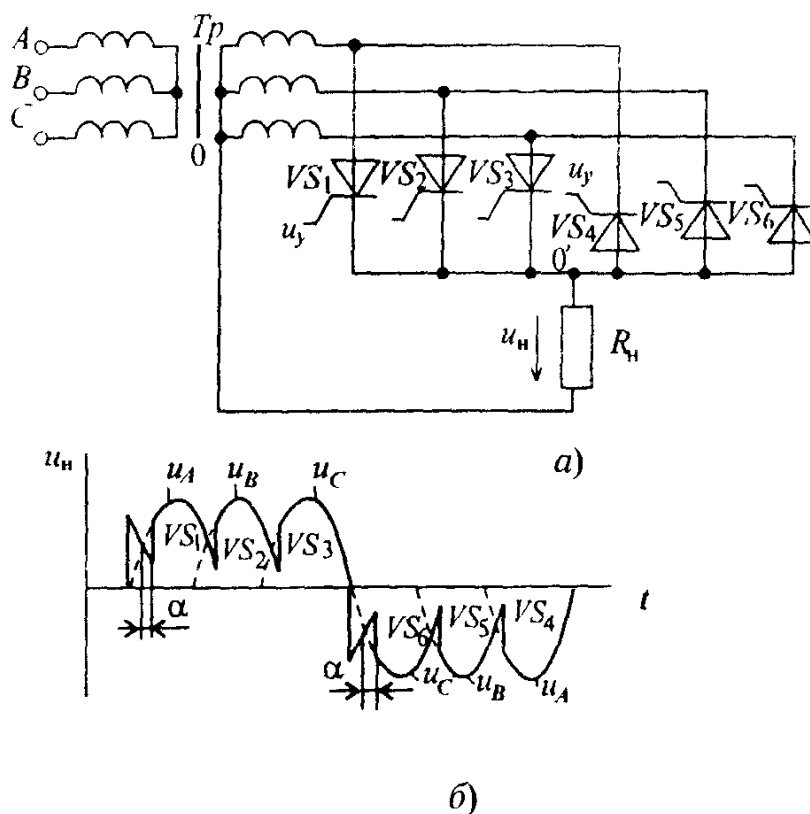


Рис.5.28. Схема (а) и временные диаграммы напряжения (б) преобразователя частоты с непосредственной связью и естественной коммутацией

Управляющие импульсы поступают на тиристоры со сдвигом относительно линейных напряжений сети на угол  $\alpha$ . Изменяя угол сдвига  $\alpha$ , можно регулировать частоту выходного напряжения. При частоте питания сети 50 Гц частоту  $f_2$  можно изменять от 0 до 20 — 25 Гц. Для исключения постоянной составляющей в выходном напряжении работа анодной и катодной групп во времени должна быть идентичной.

Преобразователи с непосредственной связью сравнительно просты и имеют относительно малые габариты и массу, основным недостатком является низкое качество выходного напряжения, заключающееся в сильном отклонении от синусоидальной формы. К недостаткам следует отнести и получение напряжения более низкой частоты, чем частота питающей сети.

При необходимости получения выходного напряжения с частотой  $f_2$  больше напряжения сети  $f_1$  требуется применение достаточно сложных схем, в основе которых лежат мостовые трехфазные преобразователи.

#### КОММЕНТАРИИ К ПРАВИЛЬНЫМ ОТВЕТАМ НА ВОПРОСЫ ГЛ 5

**5.1.1.** При обрыве одного из диодов мостовой выпрямитель будет работать как однополупериодный. Например, оборван диод  $VD_2$  (см. рис. 5.4). В первый полупериод диоды  $VD_1$  и  $VD_3$  будут открыты, и в нагрузочном резисторе  $R_H$  (см. рис. 5.4) появится ток  $i_H = i_{a1}$ . Во второй полупериод из-за обрыва диода  $VD_2$  цепь для тока  $i_{a2}$  будет оборвана, т.е.  $i_H = 0$ . С появлением следующего полупериода опять появится ток  $i_H = i_{a1}$  и далее процессы повторяются.

**5.2.1.** При подключении фильтра  $C_\phi$  в каждый полупериод, когда диод открыт, конденсатор заряжается до амплитудного значения  $U_{2m}$ . Когда диод закрыт (рис. 5.29), конденсатор немного разряжается. Но можно считать при достаточно большой постоянной времени  $\tau_{\text{разр}} = C_\phi R_H$ , что на нем сохраняется напряжение  $\approx U_{2m}$ . Для этого момента времени составим уравнение по второму закону Кирхгофа для контура  $m-n-b-a$   $U_c + U_{2m} = U_{\text{обр}m}$  или  $2U_{2m} = U_{\text{обр}m}$ , где  $U_c = U_{2m}$ .

Таким образом, запертый диод находится под удвоенным амплитудным напряжением вторичной обмотки трансформатора.

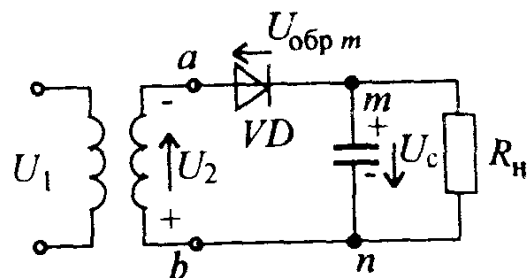


Рис. 5.29 К пояснению воздействия обратного напряжения на запертый диод в однополупериодном выпрямителе с  $C$ -фильтром для ответа на вопрос 5.2

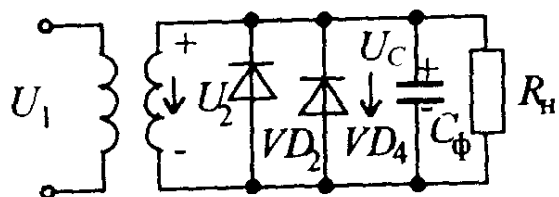


Рис 5 30 К пояснению воздействия обратного напряжения на запертые диоды в мостовом выпрямителе с  $C_\phi$  фильтром для ответа на вопрос 5 3

5.3.3. Как видно на рис.5.4, в первый полупериод диоды  $VD_1$  и  $VD_3$  открыты, а диоды  $VD_2$  и  $VD_4$  закрыты. Прямые сопротивления открытых диодов можно считать равными нулю. Тогда в этот момент времени, схема будет выглядеть так, как показано на рис. 5 30

Из этого рисунка видно, что запертые диоды  $VD_2$  и  $VD_4$  находятся под напряжением  $U_{2m}$ . В следующий полупериод закрытые диоды  $VD_1$  и  $VD_3$  так же будут находиться под напряжением  $U_{2m}$ .

5.4.2. Для изменения выпрямленного напряжения в выпрямителях применяются трансформаторы. Их габариты и масса тем меньше, чем больше частота, на которой они работают. За счет введения промежуточного звена, в котором частота преобразования увеличивается до 20 кГц — 1 МГц, габариты и масса трансформатора, а также сглаживающие  $LC$ -фильтры, обычно применяющиеся в таких преобразователях, значительно уменьшаются. КПД из-за этого промежуточного звена становится меньше. Наличие большого количества элементов и, следовательно, большого количества соединений между ними уменьшает надежность работы таких ИППН.

5.5.3. Если  $\beta = 0$ , то условие запираания ранее проводившего тиристора будет нарушено. Этот тиристор останется в открытом состоянии, создав тем самым короткое замыкание (аварийный режим) в цепи вторичная обмотка трансформатора — источник ЭДС  $E$

5.6.1. Для безаварийной работы  $AI$  необходимо, чтобы ранее открытый тиристор надежно запирался. Для этого необходимо, чтобы ток открытого тиристора опережал по фазе напряжение на нем. Это обеспечивается тем, что приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление должно иметь емкостной характер

## ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

*Цифровыми электронными устройствами (ЦЭУ) называют устройства предназначенные для получения хранения и преобразования средствами электронной техники дискретной информации представляемой цифровыми кодами* Прежде чем изучать различные ЦЭУ, познакомимся с элементами математического аппарата, используемого при их построении Его составными частями служат представление о системах счисления и теория булевых функций

### 6.1 ПОЗИЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ СЧИСЛЕНИЯ

*Системой счисления называют способ изображения произвольного числа ограниченным набором символов называемых цифрами* В десятичной системе (ее также часто называют системой счисления с основанием 10) в качестве цифр используются первые десять членов (от 0 до 9) натурального числового ряда Номер позиции, определяющий вес, с которым данная цифра складывается в числе называют разрядом а системы счисления, обладающие отмеченным свойством — **п о з и ц и о н н ы м и**

В общем случае  $n$ -разрядное положительное число  $N$  в произвольной системе счисления с основанием  $p$  представляется суммой вида

$$N = \sum_{k=0}^{n-1} a_k p^k, \quad (6.1)$$

где  $a_k$  — отдельные цифры в записи числа, значения которых равны членам натурального ряда в диапазоне от 0 до  $(p-1)$

При выполнении вычислений цифровыми электронными устройствами используются элементы с двумя устойчивыми состояниями причем в качестве различных состояний можно рассматривать например, наличие и отсутствие напряжения на выходе ЦЭУ По этой причине в цифровой технике широкое распространение получила позиционная двоичная система счисления (с основанием 2) В каждом двоичном разряде, получившем специальное название бит\* может стоять одна из двух возможных цифр

\* От слова bit (англ.) — кусочек



1 или 0, сама же запись числа (двоичный код) представляет собой последовательность из единиц и нулей. В специальных машинно-ориентированных языках программирования, называемых АССЕМБЛЕРАМИ, в сомнительной ситуации, запись двоичного числа справа дополняют буквой В, а десятичного числа — буквой Д. Отсутствие какой-либо буквы в конце записи числа означает, что оно записано в десятичной системе.

Весы соседних разрядов двоичного кода числа представляются членами геометрической прогрессии со знаменателем 2, а самый правый разряд двоичного числа (младший бит) имеет вес 1. Например, число 101011 В представляется суммой (6.1) при  $p=2$ , т.е.  $101011 В = 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^5 = 43$ .

Тройки соседних битов справа налево, начиная с младшего бита двоичного числа, образуют триады. Четыре соседних бита называют т е т р а д о й, группу из 8 бит называют б а й т о м, а из 16 бит — м а ш и н н ы м с л о в о м. Таким образом, в байте содержатся две тетрады (младшая и старшая, расположенная слева от младшей тетрады), а в машинном слове — соответственно два байта (младший и старший, слева от младшего байта). Совокупность из 1024 ( $2^{10}$ ) байт называют к и л о б а й т о м, следовательно, 1 Кбайт = 1024 байт =  $2^{10}$  байт. В свою очередь, 1024 килобайт называют м е г а б а й т о м, что приводит к следующим соотношениям 1 Мбайт = 1024 Кбайт =  $2^{10}$  Кбайт = = 1048576 байт  $\cong 10^6$  байт + 47 Кбайт. Наконец, 1024 ( $2^{10}$ ) Мбайт называют г и г а б а й т о м, т.е. 1 Гбайт = 1024 Мбайт =  $2^{10}$  Мбайт = = 1048576 Кбайт. Современные персональные ЭВМ могут хранить в своей памяти на жестких магнитных дисках цифровую информацию объёмом в несколько гигабайт.

Арифметические операции в двоичной системе счисления исключительно просты и легко реализуются аппаратно. Так, суммирование двух одноразрядных чисел выполняется следующим образом

$$0+0=0, 1+0=0+1=1, 1+1=10,$$

где единица слева в последней записи означает перенос 1 в соседний более старший разряд.

Нетрудно убедиться в том, что сдвиг двоичного кода влево на один разряд с записью 0 в младший бит результата соответствует умножению исходного числа на 2, а сдвиг на 1 разряд вправо — выделению целой части результата деления этого числа на 2. Умножение двух произвольных двоичных чисел сводится к операциям сдвига и суммирования.

Двоичная система счисления весьма удобна для построения цифровых вычислителей, но непривычна с точки зрения обычного пользователя. Во-первых, запись больших чисел в двоичном коде оказывается более громоздкой по сравнению с десятичной системой. Так при помощи  $n$ -разряд-

ного двоичного кода можно записать максимально  $2^n$  различных положительных целых чисел (в диапазоне значений от 0 до  $2^n-1$ ), в то время как в десятичной системе получаем  $10^n$  различных чисел. Во-вторых, поскольку человек обычно использует десятичную систему, требуется пересчет двоичных чисел к десятичному эквиваленту и перевод десятичных чисел в двоичный код. Пересчет двоичного кода к десятичному эквиваленту выполняют, представляя двоичное число в виде суммы (6.1) и вычисляя полученный результат при  $p=2$  в десятичной системе.

Стремление упростить процедуру пересчета двоичных чисел к десятичному эквиваленту при сохранении простоты выполнения арифметических операций средствами цифровой техники привело к использованию двоично—десятичного кода. В этом коде для записи отдельных цифр разрядов десятичного числа используют тетрады их двоичного кода. Например, десятичное число 8521 в двоично-десятичном коде представляется машинным словом из четырех тетрад

$$8521 = 1000\ 0101\ 0010\ 0001.$$

Вместе с тем, наглядность записи чисел в двоично-десятичном коде достигается ценой существенного увеличения количества бит в его записи. В этом смысле двоично-десятичный код по длине записи проигрывает даже самому обычному двоичному коду. Так, 16-разрядный двоичный код обеспечивает диапазон представления положительных целых чисел от 0 до 65535, а двоично-десятичный код — от 0 до 9999.

Современные ЦЭУ способны оперировать с двоичными числами, количество бит которых достаточно велико (до 80 бит в специальных микросхемах, предназначенных для ускоренного выполнения арифметических операций). Конечно, записывать такие длинные числа утомительно, поэтому, как правило, они представляются более компактными записями с использованием шестнадцатеричной системы счисления (с основанием 16). В этой системе используют первые десять членов натурального ряда от 0 до 9, а в качестве остальных цифр — первые шесть латинских букв  $A=10, B=11, C=12, D=13, E=14, F=15$ . При необходимости число шестнадцатеричной системы может справа помечаться буквой H.

Перевод двоичного числа в число системы с основанием 16 и наоборот не вызывает особых трудностей. Для этого исходное двоичное число справа налево разбивается на тетрады, а затем содержимое каждой из них рассматривается как двоичный код соответствующей цифры шестнадцатеричной системы. Для обратного перехода каждую цифру шестнадцатеричной системы заменяют тетрадой соответствующего двоичного кода.

В качестве примера рассмотрим перевод числа A2706 H в двоичный код. Каждую из цифр этого шестнадцатеричного числа заменяем тетрадой двоичного кода, получаем

$$N = A2706 H = 1010\ 0010\ 0111\ 0000\ 0110\ B.$$

**Задача 6.1.** Найти десятичный эквивалент числа FDEA H.

**Решение.** Исходное число записано в системе с основанием 16 (буква H справа). В соответствии с формулой (6.1) при  $p=16$  имеем

$$N = FDEA = \sum_{k=0}^3 a_k 16^k = 10 \cdot 16^0 + 14 \cdot 16^1 + 13 \cdot 16^2 + 15 \cdot 16^3.$$

Подсчитывая эту сумму в десятичной системе, получаем  $N=65002 D = 65002$ .

## 6.2. ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ БУЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ

Для описания работы ЦЭУ используется математический аппарат алгебры логики, разработку которого связывают с известным английским математиком середины XIX в. Дж. Булем.

*Функцией алгебры логики (булевой функцией)  $n$ -переменных называют функцию  $F(x_i)$ , однозначно сопоставляющую каждому конкретному набору значений 0 или 1 переменных  $(x_{n-1}, \dots, x_1, x_0)$  одно из двух возможных значений 0 или 1 самой функции. Каждый конкретный набор значений переменных  $x_i$  может рассматриваться в виде  $n$ -битного двоичного кода, поэтому общее количество таких наборов  $m=2^n$ . В свою очередь, совокупность значений функции  $F(x_i)$  также можно представить  $m$ -битным двоичным кодом, откуда заключаем, что общее число различных булевых функций  $n$ -переменных равно  $2^m$ .*

В простейшем случае функция  $F(x_i)$  может быть задана словесным описанием. Например, функция  $F(x_2x_1x_0)$  равна 1, если все три ее переменные или любая пара из них равны 1, в противном случае  $F(x_2x_1x_0)=0$ . По принципу работы некоторых цифровых электронных устройств отдельные конкретные наборы переменных могут быть исключены (запрещенные наборы), что трактуется как наличие факультативных условий. Обычно на факультативных наборах булеву функцию доопределяют таким образом, чтобы получить наиболее простую ее запись.

Любая булева функция  $n$  переменных может быть полностью задана таблицей истинности, если перечислить все возможные наборы переменных  $x_i$  и указать соответствующие им значения функции  $F(x_i)$ . Построенную таким образом таблицу называют *таблицей истинности*. Как правило, в таблице истинности наборы переменных располагаются в порядке нарастания десятичного эквивалента их двоичного кода. В качестве

примера на рис.6.1 представлена таблица истинности некоторых булевых функций трех переменных и в том числе функции  $F(x_2x_1x_0)$ , описанной выше словесно. Строго говоря, для полного определения булевой функции не обязательно задавать ее значения на всех возможных наборах, достаточно перечислить номера наборов, на которых она обращается в нуль, или только наборов, на которых она равна 1. Например, в соответствии с таблицей истинности на рис.6.1. имеем два варианта описания предыдущей функции:

$$F(x_2x_1x_0) = F(3,5,6,7) = 1 \quad (6.2a)$$

или

$$F(x_2x_1x_0) = F(0,1,2,4) = 0. \quad (6.2б)$$

№ набора	$x_2$	$x_1$	$x_0$	$F(x_2x_1x_0)$	$F_1(x_2x_1x_0)$	$F_2(x_2x_1x_0)$	$F_3(x_2x_1x_0)$	$F_4(x_2x_1x_0)$
0	0	0	0	0	0	0	1	1
1	0	0	1	0	0	0	0	1
2	0	1	0	0	1	1	0	0
3	0	1	1	1	1	0	0	0
4	1	0	0	0	0	1	1	1
5	1	0	1	1	0	1	0	0
6	1	1	0	1	1	1	1	1
7	1	1	1	1	0	0	0	0

Рис.6.1. Таблица истинности некоторых булевых функций трех переменных

Конечно, из этих двух вариантов задания функции  $F(x_i)$  стремятся выбрать наиболее компактный, в котором перечислено меньшее количество наборов переменных  $x_i$ .

Задание булевых функций таблицей истинности не всегда удобно, так как при больших  $n$  она становится слишком громоздкой и трудно обозримой. В этом смысле наиболее привлекателен аналитический способ задания булевых функций в виде так называемых структурных формул, показывающих какие логические операции необходимо выполнить над входящими в них переменными  $x_i$ , чтобы получить значения данной функции.

Для определения основных типов логических операций достаточно рассмотреть булевы функции одной и двух переменных. При  $n=1$  имеем всего 4 типа булевых функций, таблица истинности для которых приведена на рис.6.2. Заметим, что функция  $F_0(x_0)$  принимает значение 0 независимо от значения аргумента  $x_0$  и называется генератором нуля. Аналогично,  $F_3(x_0) = 1$  независимо от  $x_0$  и называется генератором

единицы. Функция  $F_1(x_0)$  повторяет значение аргумента  $x_0$ , что соответствует записи  $F_1(x_0) = x_0$ . Наконец, функция  $F_2(x_0)$  принимает инверсные значения аргумента и определяет операцию инверсии (отрицания), которую обозначают чертой сверху аргумента  $F_2(x_0) = \bar{x}_0$ . Операции повторения и инверсии выполняются простейшими цифровыми элементами — соответственно повторителем и инвертором, обозначения которых показаны на рис.6.3.а,б. Инверсия, наряду с другими элементарными логическими операциями широко используется для аналитической записи произвольных булевых функций.

№ набора	$x_0$	$F_0$	$F_1$	$F_2$	$F_3$
0	0	0	0	1	1
1	1	0	1	0	1

Рис.6.2 Таблица истинности совокупности булевых функций одной переменной

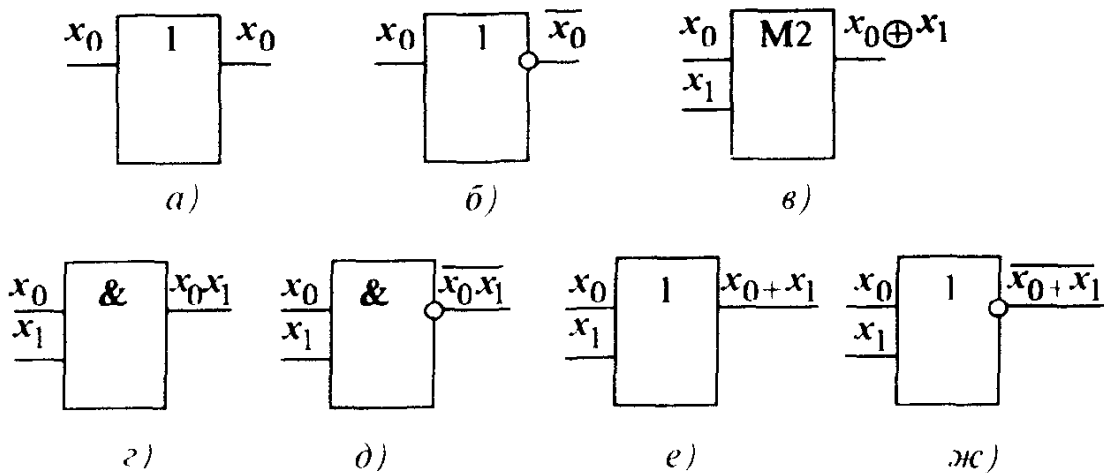


Рис.6.3. Обозначения простейших логических элементов:

а - повторитель; б - инвертор; в - элемент неравнозначности (сумматор по модулю 2); г - элемент И; д - элемент И-НЕ (Шеффера); е - элемент ИЛИ; ж - элемент ИЛИ-НЕ (Пирса)

При  $n=2$  получаем уже 16 различных булевых функций, таблица истинности которых приведена на рис.6.4. Среди булевых функций двух переменных встречаются уже знакомые нам функции генераторов 0 ( $F_0(x_1, x_0)$ ) и 1 ( $F_{15}(x_1, x_0)$ ), а также повторения и инверсии переменных:  $F_5(x_1, x_0) = x_0$ ;  $F_{10}(x_1, x_0) = \bar{x}_0$ ;  $F_3(x_1, x_0) = x_1$ ;  $F_{12}(x_1, x_0) = \bar{x}_1$ . Далее отметим пару взаимно инверсных функций  $F_6(x_1, x_0) = \overline{F_9(x_1, x_0)}$ . Функция  $F_6(x_1, x_0)$  принимает значение 1, если входящие в нее переменные имеют различные значения, и называется функцией неравнозначности (суммы по модулю 2). Операция суммы по модулю 2 обозначается символом  $\oplus$  и выполняется по следующим правилам:  $0 \oplus 0 = 0$ ;  $0 \oplus 1 = 1 \oplus 0 = 1$ ;  $1 \oplus 1 = 0$ , что записывают в виде  $F_6(x_1, x_0) = x_0 \oplus x_1$ .

№ набора	$x_1$	$x_0$	$F_0$	$F_1$	$F_2$	$F_3$	$F_4$	$F_5$	$F_6$	$F_7$	$F_8$	$F_9$	$F_{10}$	$F_{11}$	$F_{12}$	$F_{13}$	$F_{14}$	$F_{15}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
2	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
3	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1

Рис. 6.4. Булевы функции двух переменных

Заметим, что значения  $F_6(x_1x_0)$  совпадают с содержимым младшего разряда при суммировании двух одноразрядных двоичных чисел, поэтому соответствующий цифровой элемент (сумматор по модулю 2), обозначение которого дано на рис. 6.3, в, часто используют при построении сумматоров двоичных чисел.

Оставшиеся восемь попарно инверсных булевых функций обладают таким замечательным свойством, что они принимают значение 1 (либо 0) на одном единственном наборе переменных и равны 0 (соответственно 1) на всех остальных наборах. Среди этих функций отметим функции  $F_1(x_1x_0)$ , инверсную ей  $F_{14}(x_1x_0) = \overline{F_1(x_1x_0)}$ , а также  $F_7(x_1x_0)$  и инверсную ей функцию  $F_8(x_1x_0) = \overline{F_7(x_1x_0)}$ .

Функцию  $F_1(x_1x_0)$ , принимающую значение 1, если все входящие в нее переменные равны 1, называют конъюнкцией (операцией И). Поскольку значения  $F_1(x_1x_0)$  совпадают с произведением ее аргументов, ее также называют логическим умножением и записывают с использованием знака операции умножения ( $\times$ ) либо символа пересечения ( $\cap$ ):  $F_1(x_1x_0) = x_0 \times x_1 = x_0 x_1 = x_0 \cap x_1$ . Обозначение элемента И, реализующего операцию конъюнкции, приведено на рис. 6.3, г. Элемент, реализующий функцию  $F_{14}(x_1x_0) = \overline{x_1 x_0}$ , инверсную конъюнкции, называют элементом И — НЕ (элементом Шеффера). Его обозначение дано на рис. 6.3, д.

Функцию  $F_7(x_1x_0)$ , принимающую значение 0, если все входящие в нее переменные равны 0, называют дизъюнкцией. Иными словами, дизъюнкция равна 1, если хотя бы одна из ее переменных равна 1. По этой причине функцию  $F_7(x_1x_0)$  часто также называют логическим сложением (операцией ИЛИ) и записывают с использованием знака операции суммирования (+) либо символа объединения ( $\cup$ ):  $F_7(x_1x_0) = x_0 + x_1 = x_0 \cup x_1$ . Обозначение элемента ИЛИ показано на рис. 6.3, е. Функцию  $F_8(x_1x_0)$ , инверсную дизъюнкции, записывают в виде  $F_8(x_1x_0) = \overline{x_0 + x_1}$  и называют операцией ИЛИ — НЕ. Обозначение реализующего эту операцию элемента ИЛИ — НЕ (элемент Пирса) дано на рис. 6.3, ж.

При помощи операций инверсии (НЕ), конъюнкции (И) и дизъюнкции (ИЛИ) можно получить аналитическую запись произвольной булевой функции. Вначале покажем, что с помощью операций И, НЕ можно описать любую функцию, принимающую значение 1 на единственном наборе переменных, и равную 0 на всех остальных наборах. Запишем, например, выражение для функции  $F_4(x_1x_0)$  (см. рис.6.4), равную 1 на единственном наборе с номером 1 ( $x_1=0, x_0=1$ ). Для этого рассмотрим произведение  $\bar{x}_1 x_0$ , в которое переменная  $x_1$  входит с инверсией, так как в этом наборе  $x_1=0$ , а переменная  $x_0$  — без инверсии (так как в этом наборе  $x_0=1$ ). По определению конъюнкции, функция равна 1; если оба сомножителя равны 1, что соответствует набору с номером 1, откуда получаем запись  $F_4(x_1x_0)=\bar{x}_1 x_0$ .

Подобным образом с помощью операций ИЛИ, НЕ можно записать любую функцию, принимающую значение 0 на единственном наборе переменных и 1 — на всех остальных, например,  $F_{13}(x_1x_0)$  (см.рис.6.4), принимающую единственное значение 0 на наборе с номером 2 ( $x_1=1, x_0=0$ ). Для этого свяжем операцией дизъюнкции переменную  $x_0$ , так как в этом наборе  $x_0=0$ , и инверсию  $x_1$  (так как в этом наборе  $x_1=1$ ). Поскольку дизъюнкция равна 0, если каждое из ее слагаемых равно 0, приходим к выводу, что  $F_{13}(x_1x_0)=x_0+\bar{x}_1$ , принимает единственное значение 0 именно на наборе с номером 2.

Если данная функция равна 1 на нескольких наборах переменных, для каждого из этих наборов запишем соответствующую конъюнкцию, как это было показано выше, а затем все эти конъюнкции свяжем операцией дизъюнкции. Поскольку дизъюнкция равна 1, если хотя бы одно из слагаемых равно 1, получаем аналитическую запись данной функции, равной 1 на всех перечисленных наборах.

Аналогично, если функция равна 0 на нескольких наборах, то, записав для каждого из них соответствующую дизъюнкцию, все эти дизъюнкции надо связать операцией конъюнкции. Конечно, из этих двух вариантов записи одной и той же данной функции всегда предпочитают более компактную запись с меньшим количеством входящих в нее членов (конъюнкций или дизъюнкций).

**Задача 6.2.** Составить аналитическую запись булевой функции трех переменных  $F(x_2x_1x_0)$  в соответствии с таблицей истинности, приведенной на рис.6.1.

**Решение.** В соответствии с формулой (6.2) эта булева функция равна 1 на наборах 3,5,6 и 7. Двоичные коды этих наборов  $(x_2x_1x_0)=011,101,110,111$ . Каждому из этих наборов сопоставим конъюнкцию, в которой переменную берем без инверсии, если она входит в набор со значением 1, или с инверсией, если в данном наборе она равна 0. Указан-

ные конъюнкции объединяем операцией дизъюнкции, что дает запись  $F(x_2x_1x_0) = \bar{x}_2x_1x_0 + x_2\bar{x}_1x_0 + x_2x_1\bar{x}_0 + x_2x_1x_0$ .

**Задача 6.3\*.** Составить аналитическую запись булевых функций трех переменных  $F_1(x_2x_1x_0)$ ,  $F_2(x_2x_1x_0)$ ,  $F_3(x_2x_1x_0)$ ,  $F_4(x_2x_1x_0)$ , таблица истинности которых представлена на рис. 6.1.

$$\begin{aligned} \text{Ответ: } F_1(x_2x_1x_0) &= \bar{x}_2x_1\bar{x}_0 + \bar{x}_2x_1x_0 + x_2x_1\bar{x}_0; \\ F_2(x_2x_1x_0) &= \bar{x}_2x_1\bar{x}_0 + x_2\bar{x}_1\bar{x}_0 + x_2\bar{x}_1x_0 + x_2x_1\bar{x}_0; \\ F_3(x_2x_1x_0) &= \bar{x}_2\bar{x}_1\bar{x}_0 + x_2\bar{x}_1\bar{x}_0 + x_2x_1\bar{x}_0; \\ F_4(x_2x_1x_0) &= \bar{x}_2\bar{x}_1\bar{x}_0 + \bar{x}_2\bar{x}_1x_0 + x_2\bar{x}_1\bar{x}_0 + x_2x_1\bar{x}_0. \end{aligned}$$

**Задача 6.4.** Получить аналитическое выражение булевой функции четырех переменных, принимающей значение 0 на наборах с номерами 2, 9, 15 и значение 1 — на остальных наборах.

$$\text{Ответ: } F(x_3x_2x_1x_0) = (x_3 + x_2 + \bar{x}_1 + x_0)(\bar{x}_3 + x_2 + x_1 + \bar{x}_0)(\bar{x}_3 + \bar{x}_2 + \bar{x}_1 + \bar{x}_0).$$

### 6.3. УПРОЩЕНИЕ БУЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ

Аналитические выражения булевых функций, применяя алгебраические преобразования, как правило, приводят к более простому виду. Для характеристики сложности выражения булевой функции вводят понятие ранга.

*Рангом булевой функции (или ее отдельного члена) называют общее число входящих в ее выражение переменных (с инверсией или без нее).* Смысл дальнейших алгебраических преобразований заключается в том, чтобы, используя соотношения булевой алгебры, получить выражение данной функции с минимальным количеством членов наименьшего ранга, так как для его реализации потребуется не только меньшее количество, но и более простые цифровые элементы (с наименьшим числом входов).

Большинство правил алгебраических преобразований булевых функций совпадают с правилами обычной алгебры, но вместе с ними имеют место следующие специфические свойства введенных ранее логических операций:

$$\begin{aligned} 1) \bar{\bar{x}} = x & \quad 2) x\bar{x} = 0 & \quad 3) x + \bar{x} = 1 & \quad 4) x x = x \\ 5) x + x = x & \quad 6) x + 1 = 1 & \quad 7) \overline{xy} = \bar{x} + \bar{y} & \quad 8) \overline{\bar{x} + \bar{y}} = \bar{x} \bar{y} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Последнюю пару соотношений называют теоремой двойственности (де Моргана) и формулируют так: *отрицание конъюнкции (дизъюнкции) равно дизъюнкции (конъюнкции) отрицаний входящих в нее членов.* Путем многократного применения этой теоремы инверсию сложных булевых выражений обычно опускают до уровня инверсии отдельных переменных.



Как правило, для упрощения булевых выражений используют приемы склеивания и поглощения. В склеивании, как минимум, участвует пара, так называемых, соседних членов, представляющих собой члены одинакового ранга, содержащие общую часть  $F$  и некоторую переменную  $x$ , которая в один из соседних членов входит с отрицанием, а в другой — без него. При объединении соседних членов операцией дизъюнкции или конъюнкции соответственно получаем

$$Fx + F\bar{x} = F(x + \bar{x}) = F \cdot 1 = F; (F+x)(F+\bar{x}) = F + F\bar{x} + xF + x\bar{x} = F(1 + \bar{x} + x) + 0 = F,$$

т.е. в любом случае за счет исключения переменной  $x$  ранг окончательного выражения уменьшается на единицу.

В поглощении участвуют члены различного ранга, причем член меньшего ранга должен обязательно входить в качестве составной части в член более старшего ранга. Объединение таких членов операцией дизъюнкции или конъюнкции дает

$$F + Fx = F(1 + x) = F, F(F+x) = F + Fx = F,$$

т.е. происходит своеобразное «поглощение» члена старшего ранга членом  $F$  меньшего ранга.

**Задача 6.5.** Упростить выражение булевой функции

$$F(x_2 \wedge x_1 x_0) = \bar{x}_0 x_1 x_2 + x_0 \bar{x}_1 x_2 + x_0 x_1 \bar{x}_2 + x_0 x_1 x_2;$$

**Решение.** Заметим, что в данном выражении последний член является соседним для трех остальных членов, поэтому его можно с ними склеить попарно. В соответствии со свойством номер 5 из (6.3) допишем еще два слагаемых вида  $x_0 x_1 x_2$ . Теперь для каждой полученной пары соседних слагаемых используем прием склеивания, окончательно получаем

$$F(x_2 x_1 x_0) = x_1 x_2 + x_0 x_2 + x_0 x_1.$$

Количество слагаемых этого выражения, а также их ранг на единицу меньше исходных значений.

**Задача 6.6.** Записать упрощенное выражение булевой функции трех переменных, принимающих значение 0 на наборах с номером 1, 4, 5 и значение 1 — на всех остальных наборах.

*Ответ:*  $F(x_2 x_1 x_0) = x_1 + \bar{x}_0 \bar{x}_2.$

**Задача 6.7.\*** Упростить булевы функции трех переменных, выражения которых записаны в ответах задачи 6.3.

$$\begin{aligned}
\text{Ответ: } F_1(x_2x_1x_0) &= x_1\bar{x}_0 + x_1\bar{x}_2; \\
F_2(x_2x_1x_0) &= x_0\bar{x}_2 + x_1x_2 + x_0\bar{x}_1; \\
F_3(x_2x_1x_0) &= \bar{x}_0\bar{x}_1 + \bar{x}_0x_2; \\
F_4(x_2x_1x_0) &= \bar{x}_0x_2 + \bar{x}_1\bar{x}_2.
\end{aligned}$$

**Задача 6.8.** Привести выражение булевой функции трех переменных  $F(x_2x_1x_0) = x_1x_2 + x_0x_2 + x_0x_1$  к виду, удобному для ее реализации на элементах И—НЕ.

**Решение.** Применим к данной функции двойную инверсию, после чего для внутренней инверсии воспользуемся теоремой Моргана. Окончательно получаем выражение, содержащее только операции И—НЕ:

$$F_2(x_2x_1x_0) = \overline{\overline{x_1x_2 + x_0x_2 + x_0x_1}} = \overline{(x_1x_2)(x_0x_2)(x_0x_1)}.$$

**Задача 6.9.\*** Привести выражения булевых функций трех переменных, записанных в ответе к задаче 6.7, к виду, содержащему только операции И—НЕ.

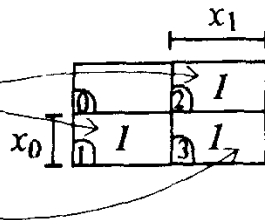
$$\begin{aligned}
\text{Ответ: } F_1(x_2x_1x_0) &= \overline{\overline{(x_1\bar{x}_0)} \overline{(x_1\bar{x}_2)}}; \\
F_2(x_2x_1x_0) &= \overline{\overline{(x_0\bar{x}_2)} \overline{(x_1x_2)} \overline{(x_0\bar{x}_1)}}; \\
F_3(x_2x_1x_0) &= \overline{\overline{(\bar{x}_0\bar{x}_1)} \overline{(\bar{x}_0x_2)}}; \\
F_4(x_2x_1x_0) &= \overline{\overline{(\bar{x}_0x_2)} \overline{(\bar{x}_1\bar{x}_2)}}.
\end{aligned}$$

Стремление сделать процедуру минимизации более наглядной привело к поиску таких форм табличного задания булевых функций, чтобы соседние члены располагались рядом, образуя компактные области, выделение которых упрощало бы их склеивание. Удовлетворяющие этому условию таблицы получили название **карт минимизации\***, их применение особенно эффективно при относительно небольшом числе аргументов ( $n \leq 5$ ).

На рис.6.5 представлены карты минимизации для булевых функций двух, трех и четырех аргументов, а также даны примеры их заполнения. Каждая клетка карты соответствует определенному набору переменных. Заметим, что для всех карт на рис. 6.5 клетка в левом верхнем углу соответствует набору 0, номера остальных наборов указаны на картах (см.рис.6.5,а,б). Однако при некотором навыке этого можно не делать, достаточно лишь пометить чертой строки и столбцы, сопоставленные переменным без инверсии (в данном наборе их значения равны 1). Очевидно, остальные строки и столбцы будут определяться их инверсиями, так как на соответствующих наборах значения этих переменных равны 0.

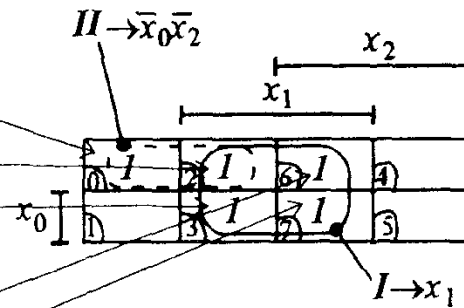
\* Известные разновидности карт минимизации часто называют по фамилиям их авторов (карты Карно, Вейча и др.).

№	$x_1$	$x_0$	$F(x_1x_0)$
0	0	0	0
1	0	1	1
2	1	0	1
3	1	1	1

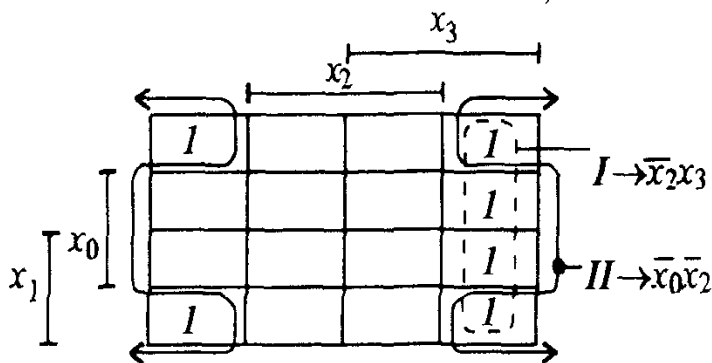


a)

№	$x_2$	$x_1$	$x_0$	$F(x_2x_1x_0)$
0	0	0	0	1
1	0	0	1	0
2	0	1	0	1
3	0	1	1	1
4	1	0	0	0
5	1	0	1	0
6	1	1	0	1
7	1	1	1	1



б)



в)

Рис.6.5. Карты минимизации булевых функций двух (а), трех (б) и четырех (в) аргументов

При заполнении карты для данной булевой функции, как правило, заносят 1 в клетки с наборами, на которых эта функция равна единице. Затем все клетки, содержащие единицы, охватываются совокупностью замкнутых прямоугольных областей с числом клеток в каждой, равным степени двойки. Указанные области могут пересекаться, причем одни и те же клетки могут входить в несколько различных областей. Также допускается сворачивание карты в цилиндр как по горизонтальной, так и по вертикальной осям с объединением противоположных граней. Минимизированное выражение булевой функции представляет собой дизъюнкцию членов, сопоставленных каждой из замкнутых областей. Поскольку выделение замкнутой области соответствует операции группового склеив-

вания входящих в нее соседних членов, каждая такая область описывается конъюнкцией только тех аргументов, которые для всех членов в ее пределах имеют общие значения (только с инверсией, либо без нее). Например, для области  $I$  (рис. 6.5, в) имеем минимизированную запись  $\bar{x}_2x_3$ , а область  $II$ , соответствующая объединению четырех угловых единиц при сворачивании карты по обеим осям, приводит к записи  $\bar{x}_0\bar{x}_2$ . При выделении замкнутых областей всегда стремятся к тому, чтобы их число было минимальным и чтобы каждая из них включала в себя возможно большее количество единиц. При наличии факультативных наборов в соответствующие им клетки обычно заносят буквы  $\Phi$ , а затем рассматривают все возможные варианты размещения в них нулей и единиц, выбирая тот из них, который обеспечивает максимально возможные размеры склеиваемых замкнутых областей.

**Задача 6.10.** Записать минимизированное выражение булевой функции трех переменных, карта которой представлена на рис. 6.5, б.

**Решение.** На карте рис. 6.5, б можно выделить две замкнутые области. Область  $I$  образуется из четырех единиц в клетках с номерами 2, 3, 7, 6. Для этой области общим значением будет  $x_1$ . Вторая область  $II$  образуется при объединении соседних членов в клетках 0 и 2 и соответствует записи  $\bar{x}_0\bar{x}_2$ . Окончательно получаем минимизированную запись

$$F(x_2x_1x_0) = x_1 + \bar{x}_0\bar{x}_2.$$

**Задача 6.11.** Получить минимизированное выражение булевой функции трех переменных  $F(x_2x_1x_0)$ , таблица истинности которой приведена на рис. 6.1.

**Ответ:**  $F(x_2x_1x_0) = x_0x_1 + x_0x_2 + x_1x_2.$

#### 6.4. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Двоичный логический элемент представляет собой электронную цепь, выходное состояние которой описывается одной из основных булевых функций. Принципиально безразлично, какое из двух возможных входных и выходных состояний логического элемента принимается за 0, а какое — за 1, но чаще всего применяют положительную (прямую) логику, при которой единица кодируется наличием (высоким уровнем) напряжения, а нуль — его отсутствием (низким уровнем). Выполненные на диодах и транзисторах в микроэлектронном исполнении двоичные логические элементы называют интегральными логическими элементами (ИЛЭ) и широко используют в качестве элементной базы для построения любых, даже самых сложных, современных ЦЭУ.

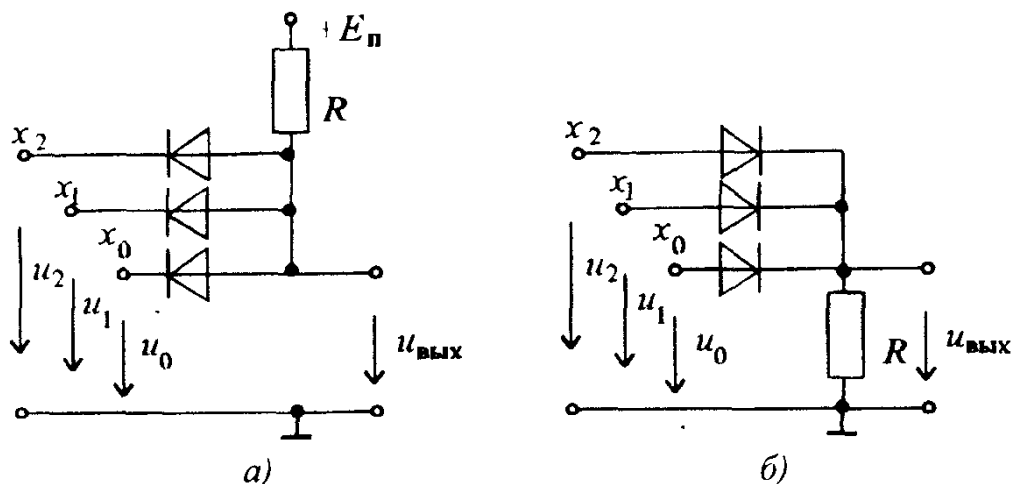


Рис.6.6. Схемы элементов диодной логики: а — трехходовый элемент И, б — трехходовый элемент ИЛИ

Логические элементы классифицируют по типам электронных приборов, с помощью которых выполняются основные логические функции. В одной логике (ДЛ) для этих целей применяют диоды (рис.6.6). В схеме рис.6.6,а при низком уровне на любом из входов ( $x_2x_1x_0$ ) соответствующий диод отпирается, и на выходе также будет низкий уровень. Если на всех входах присутствует высокий уровень, все диоды будут закрыты, и на выходе также будет высокий уровень. Для положительной логики такое описание соответствует операции конъюнкции, поэтому рис.6.6,а представляет схему трехходового ДЛ-элемента И. Рассуждая аналогично, приходим к выводу, что схема на рис. 6.6,б реализует операцию дизъюнкции (ДЛ-элемент ИЛИ).

Схемы ДЛ отличаются малым количеством элементов и достаточно высоким быстродействием (у современных диодов время восстановления обратного сопротивления при переходе к закрытому состоянию составляет несколько наносекунд —  $10^{-9}$  с). Однако при большом количестве ДЛ-элементов, включенных друг за другом, из-за прямого падения напряжения на открытых диодах уменьшается разность между значениями напряжений высокого и низкого уровней, что приводит к снижению помехоустойчивости ДЛ-схем. Для компенсации этого эффекта в схемы диодной логики включают транзисторные усилители мощности. Поскольку для реализации любой булевой функции, помимо операций И, ИЛИ, необходим

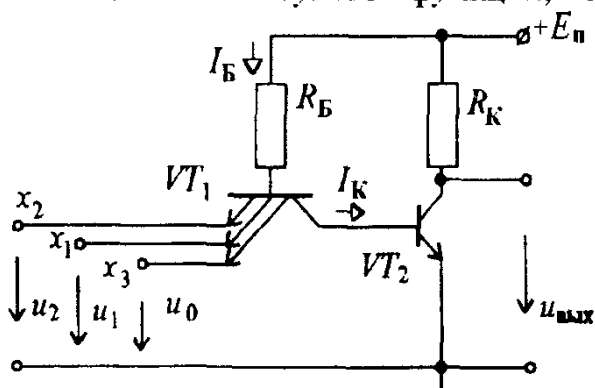


Рис.6.7. Базовая схема ТТЛ-элемента

инвертор, чаще всего используют каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. Объединение диодной логики с транзисторным инвертором позволило создать схемы диодной транзисторной логики (ДТЛ-элементы), на основе которых строились первые ЦЭУ в интегральном исполнении. Однако при переходе к массовому выпуску цифровых микросхем на основе ДТЛ-элементов выяснилось, что для получения высокого быстродействия входную диодную логику выгоднее заменить интегральным многоэмиттерным транзистором. Так называют транзистор, у которого имеется обычный переход база — коллектор и несколько переходов база — эмиттер с электрически разделенными областями эмиттеров и общей областью базы. Построенные на его основе ИЛЭ стали называть элементами транзисторно — транзисторной логики (ТТЛ-элементы). На рис. 6.7 приведена схема трехвходового ТТЛ-элемента И — НЕ. В этой схеме многоэмиттерный транзистор  $VT_1$  выполняет логическую операцию И над входными сигналами, а транзистор  $VT_2$  обеспечивает инверсию выходного сигнала.

При низком уровне напряжения на любом из входов ( $x_2, x_1, x_0$ ) соответствующий переход база — эмиттер трехэмиттерного транзистора  $VT_1$  ( $n-p-n$ ) оказывается смещенным в прямом направлении, и в нем возникает значительный ток  $I_{вх}^0$  логического нуля, направленный из эмиттера в сторону входа. Значение этого тока определяется сопротивлением резистора  $R_B$  в цепи базы, а также прямым сопротивлением перехода (типичное значение тока  $I_{вх}^0$  составляет единицы миллиампер). Однако напряжения одного смещенного в прямом направлении перехода база-эмиттер транзистора  $VT_1$  оказывается недостаточным для отпирания двух переходов (база — коллектор транзистора  $VT_1$  и база — эмиттер транзистора  $VT_2$ ), в результате чего транзистор  $VT_2$  запирается, и на его коллекторе устанавливается высокий уровень напряжения.

При высоком уровне напряжения на всех трех входах ( $x_2, x_1, x_0$ ) из-за падения напряжения на резисторе  $R_B$  потенциал базы транзистора  $VT_1$  оказывается ниже потенциалов эмиттеров, и все три его перехода эмиттер — база запираются, так как оказываются смещенными в обратном направлении. В свою очередь, переход база — коллектор  $VT_1$  отпирается, так как оказывается смещенным в прямом направлении. Через каждый обратносмещенный переход эмиттер — база  $VT_1$  проходит небольшой ток логической единицы  $I_{вх}^1$ , направленный от соответствующего входа в сторону эмиттера  $VT_1$  (типичное значение этого тока составляет около 40 мкА). Коллекторный ток  $VT_1$  образует ток базы транзистора  $VT_2$ , открывая его переход эмиттер — база. На коллекторе  $VT_2$  устанавливается низкий уровень напряжения, причем потенциал базы  $VT_2$  оказывается выше по-

тенциала его коллектора, и переход коллектор — база  $V_{T_2}$  также открывается. Транзистор  $V_{T_2}$  входит в режим насыщения, характеризующийся весьма малым напряжением между его коллектором и эмиттером. Таким образом, уровень 0 на выходе ТТЛ-элемента (см. рис. 6.7) устанавливается при единицах на всех его входах, во всех остальных случаях на выходе будет высокий уровень напряжения. Для положительной логики это соответствует булевой функции И — НЕ.

До недавнего времени ТТЛ-элементы были ИЛЭ массового применения. Вместе с тем все более жесткие требования, предъявляемые к современным разработкам, постоянно ставили перед разработчиками все более сложные задачи и, в первую очередь, по поиску путей существенного повышения быстродействия, экономичности и надежности ИЛЭ. Было установлено, что быстродействие ТТЛ-элементов в значительной степени ограничивается из-за насыщенного режима работы транзистора  $V_{T_2}$ , а их надежность и экономичность во многом определяется схемой инвертора. В соответствии с этим постепенно складывалось и представление о ТТЛ-элементах, как об ИЛЭ среднего быстродействия и значительного потребления энергии источника питания. Довольно длительные поиски в области совершенствования технологии производства интегральных схем (ИС) и новых физических эффектов, используя которые можно было бы повысить быстродействие электронных приборов, увенчались успехом и привели к разработке так называемых ТТЛШ-элементов (транзисторно-транзисторная логика с использованием эффекта Шоттки).

Смысл этого эффекта заключается в том, что при создании вблизи *p-n*-перехода области с избыточным количеством свободных носителей заряда (барьер Шоттки) существенно снижается время восстановления обратного сопротивления перехода при его переводе из открытого в закрытое состояние. ВАХ кремниевых диодов с барьером Шоттки отличаются почти втрое меньшим прямым падением напряжения (примерно 0,2 — 0,3 В вместо 0,6 — 0,7 В у обычных диодов). Особенно эффективным оказалось применять переходы с барьером Шоттки в качестве переходов база — коллектор интегральных транзисторов, что позволило избежать глубокого насыщения транзисторов и за счет этого существенно повысить их быстродействие.

По принципу работы ТТЛШ-элементы, в основном, подобны обычным ТТЛ-элементам, но выгодно отличаются от них помимо применения транзисторов с барьером Шоттки более сложной схемой инвертора (рис. 6.8), что позволило увеличить его нагрузочную способность и снизить влияние технологического разброса параметров транзисторов на эксплуатационные характеристики ТТЛШ-элементов при их массовом выпуске.

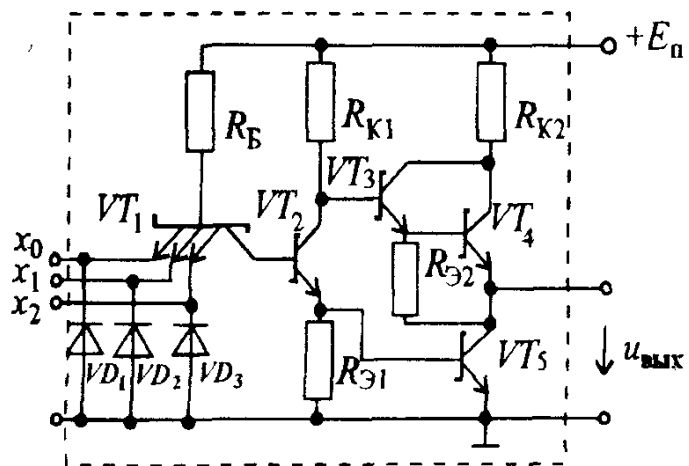


Рис 6.8 Схема базового ТТЛШ-элемента 3И—HE

На рис.6.8 транзисторы  $VT_3$  и  $VT_4$ , включенные по схеме составного транзистора, играют роль управляемой коллекторной нагрузки основного транзистора  $VT_5$ . Сложный инвертор работает таким образом, что при отпирании основного транзистора  $VT_5$  составной транзистор  $VT_3$ ,  $VT_4$  запирается и наоборот. Необходимые для управления выходными транзисторами противофазные сигналы снимаются с коллектора и эмиттера транзистора  $VT_2$ , играющего роль расщепителя фаз (парафазный усилитель).

Основной транзистор  $VT_5$  должен пропускать на землю значительные токи  $I_{\text{вх}}^0$  от всех входов других микросхем, подключенных к выходу данного элемента. Резистор  $R_{K2}$  ограничивает сквозной ток от источника питания  $E_{\text{п}}$  на землю в моменты переключения инвертора, когда на короткое время все его выходные транзисторы оказываются открытыми. При частых переключениях  $R_{K2}$  принимает на себя значительную долю выделяющейся при этом мощности, защищая выходные транзисторы от перегрева. Через этот резистор также проходит суммарный ток  $I_{\text{вх}}^1$  логической единицы, который, как отмечалось ранее, направлен от выхода данного элемента ко всем входам других ТТЛШ-элементов, подключенных к нему.

Поскольку при размещении ТТЛШ-элементов на печатных платах больших размеров на длинных проводниках могут накапливаться значительные паразитные заряды, диоды  $VD_1 - VD_3$ , открываясь, поглощают их энергию и тем самым защищают эмиттерные переходы транзистора  $VT_1$  от пробоя. Все описанные схемотехнические приемы позволили в значительной мере повысить эксплуатационную надежность ТТЛШ-микросхем, что особенно важно при их массовом применении.

За счет использования транзисторов с барьером Шоттки удалось почти на порядок повысить быстродействие ТТЛШ-элементов, а благодаря последним достижениям в технологии производства ИС и несколько снизить их энергопотребление. Однако существенному повышению экономичности всех ТТЛ-схем препятствует то, что по принципу работы они в



статических состояниях потребляют входные токи  $I_{вх}^0$  и  $I_{вх}^1$ . Применение полевых транзисторов, обладающих высоким входным сопротивлением, позволило разработать весьма экономичные логические элементы, потребляющие энергию источников питания только в режиме переключения и практически не потребляющие ее в статических состояниях (0 и 1). Из всех возможных типов полевых транзисторов в современных схемах ИЛЭ наибольшее распространение получили М О П - т р а н з и с т о р ы с и н д у ц и р о в а н н ы м к а н а л о м, а из многочисленных серий цифровых ИС — КМОП-м и к р о с х е м ы. Сокращение КМОП означает применение в схемах инверторов в з а и м о д о п о л н я ю щ и х (к о м п л е м е н т а р н ы х) пар транзисторов со структурой металл — окисел — полупроводник, но с каналами различных типов проводимости. Более простая по сравнению с биполярными транзисторами технология получения МОП-транзисторов с индуцированным каналом и КМОП-схемотехника позволили создать весьма экономичные микросхемы высокой степени интеграции.

На рис.6.9.а представлена схема КМОП-инвертора, содержащего комплементарную пару МОП-транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , индуцированные каналы которых (соответственно,  $p$ - и  $n$ -типов) включены последовательно. Принцип работы этого инвертора подобен принципу работы сложного инвертора (см.рис.6.8) ТТЛШ-элементов, но применение комплементарной пары выходных транзисторов позволило исключить фазорасщепитель и тем самым упростить его схему.

При низком (нулевом) уровне напряжения на затворах транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  потенциал затвора  $VT_1$  окажется ниже потенциала его истока и подложки типа  $n$ , в результате чего в ее поверхностном слое вблизи затвора индуцируется канал с проводимостью типа  $p$ . Транзистор  $VT_1$  откроется,  $n$ -канальный транзистор  $VT_2$  будет закрыт, и на выходе инвертора появится высокий уровень напряжения.

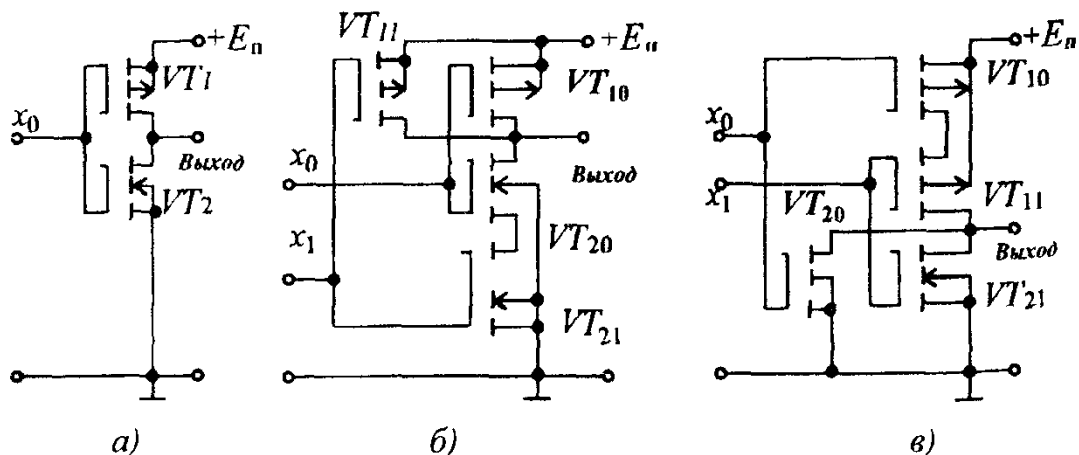


Рис.6.9. Схемы КМОП-элементов: а — схема инвертора; б — элемент 2И — НЕ; в — элемент 2ИЛИ — НЕ

С другой стороны, при высоком уровне напряжения на затворах транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  потенциал затвора  $VT_2$  будет выше потенциала его истока и подложки типа  $p$ , из-за чего в ее поверхностном слое вблизи затвора индуцируется канал с проводимостью типа  $n$ . Транзистор  $VT_2$  откроется,  $p$ -канальный транзистор  $VT_1$  будет закрыт, и на выходе появится низкий уровень напряжения.

Поскольку в цепях затворов полевых транзисторов токи практически отсутствуют, в статических состояниях КМОП-микросхемы не потребляют энергии от источника питания  $E_{п}$ . Кратковременные импульсы тока будут возникать только в моменты переключения инвертора из одного состояния в другое.

При построении КМОП-элементов с несколькими входами для каждого входа используют инвертор (рис.6.9,а), определенным образом соединяя каналы транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ . Схемы КМОП-элементов типа 2И — НЕ и 2ИЛИ — НЕ показаны на рис.6.9,б,в.

Например, если транзисторы  $VT_1$  ( $VT_{10}$  и  $VT_{11}$ ) двух инверторов включить параллельно, а транзисторы  $VT_2$  ( $VT_{20}$  и  $VT_{21}$ ) — последовательно, низкий уровень на общем выходе (рис.6.9,б) появится только в том случае, когда на обоих входах ( $x_1x_0$ ) одновременно присутствуют высокие уровни напряжения, что соответствует элементу 2И — НЕ. Рассуждая аналогично, приходим к выводу, что при соединении каналов транзисторов  $VT_{10}$  и  $VT_{11}$  двух инверторов по схеме 6.9,а последовательно, а транзисторов  $VT_{20}$  и  $VT_{21}$  — параллельно, получим схему (см.рис.6.9,в), высокий уровень на выходе которой будет только в том случае, когда на обоих входах ( $x_1x_0$ ) одновременно присутствуют низкие уровни напряжения, что соответствует элементу 2ИЛИ — НЕ.

Недостаток микросхем на полевых транзисторах — несколько меньшее быстродействие по сравнению с ТТЛ- и ТТЛШ-элементами. Помимо рассмотренных существуют логические элементы других типов, например, ЭСЛ-элементы (эмиттерно-связанная логика), обладающие высоким быстродействием. Однако увеличение быстродействия в них достигается ценой значительно большего потребления энергии источника питания.

В настоящее время выпускается широкий набор ИЛЭ в составе микросхем различных серий. Выбор подходящих ИЛЭ при построении более сложных ЦЭУ производится по некоторым их параметрам, к числу которых помимо напряжения питания и средней мощности потребления  $P_{ср}$  (равной полусумме мощностей потребления в состоянии 1 и 0) относятся вид реализуемых булевых функций или некоторой их комбинации, коэффициент разветвления по выходу, характеризующий нагрузочную способность ИЛЭ, время задержки распространения сигнала, определяющее быстродействие элемента, и др.

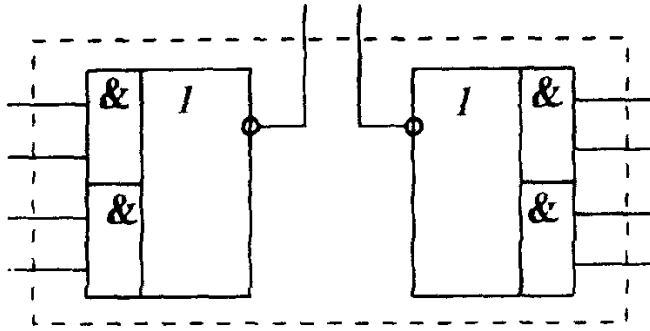


Рис.6.10. Функциональный состав микросхемы типа 2 (2 × 2И — 2ИЛИ — НЕ)

Перед обозначением типа логического элемента обычно цифрой указывают количество его входов. Если в составе ИЛЭ, реализующего некоторую комбинацию булевых функций, имеются однотипные логические элементы, их количество указывают цифрой слева, за которой следует символ X. Наконец, в одном корпусе ИС может быть выполнено несколько однотипных ИЛЭ. При описании состава такой ИС обозначение ИЛЭ помещают в круглые скобки, а перед ними цифрой указывают количество элементов в одном корпусе. Например, описание 2 (2 × 2И — 2ИЛИ — НЕ) соответствует ИС, содержащей в одном корпусе два однотипных комбинированных логических элемента. Каждый из них представляет собой два двухвходовых элемента И, выходы которых подключены к двухвходовому элементу ИЛИ — НЕ (рис. 6.10).

Коэффициентом разветвления по выходу  $K_p$  называют максимально допустимое количество входов однотипных ИЛЭ, которые могут быть подключены к выходу данного элемента. Для разных видов ИЛЭ значение  $K_p$  может лежать в пределах от нескольких единиц до нескольких десятков.

Иногда возникает необходимость объединения выходов нескольких ИЛЭ с целью перехода к общей выходной цепи (выходной шине). При этом часто используют так называемое «монтажное ИЛИ», для чего выпускаются специальные ИЛЭ (расширители), выходные цепи которых выполняют по схеме с открытым коллектором (реже с открытым эмиттером). Открытые коллекторы нескольких расширителей можно объединить и через общий резистор подключить к источнику питания (или соответственно к общему проводу).

В последнее время широкое распространение получили логические элементы, в которых при наличии специального управляющего импульса возможно отключать их выходы от нагрузки. Такое управляемое отключение выхода ИЛЭ называют переходом в третье состояние. Обычно в схемах ИЛЭ с третьим состоянием применяют инверторы (см рис.6.8 или 6.9), но помимо обычных двух состояний 1 и 0, когда один из выходных транзисторов заперт, в них предусмотрено третье состояние, при котором одновременно закрыты все транзисторы выходного каскада

Время задержки распространения сигнала при

переключения ИЛЭ из состояния 1 в 0 ( $t_3^{10}$ ) и наоборот ( $t_3^{01}$ ) определяется интервалом времени между моментами достижения выходным и входным напряжением уровня половины амплитуды соответствующего сигнала. Чаще всего для сравнительной оценки быстродействия различных ИЛЭ используют среднее время задержки  $t_3$ , равное полусумме времен  $t_3^{10}$  и  $t_3^{01}$ .

Для характеристики общего уровня достижений в схемотехнике и технологии производства различных типов ИС применяют обобщенный параметр, называемый работой переключения А (работа по переносу одного бита информации со входа на выход ИЛЭ). Работа переключения А равна произведению средней мощности потребления  $P_{cp}$  на среднюю задержку распространения  $t_3$  ( $A = P_{cp} t_3$ ). Если  $P_{cp}$  взять в милливатах (мВт), а  $t_3$  — в наносекундах (нс), работа переключения А будет выражаться в пикоджоулях (пДж).

В табл.6.1 для сравнительной оценки достигнутого уровня приведены параметры различных серий отечественных ИЛЭ, выполненных по различным видам технологии их производства. Из табл.6.1 следует, что наименьшая работа переключения в наиболее совершенной из серий ИС на биполярных транзисторах (ТТЛШ серия 1533), в основном, достигнута путем существенного повышения их быстродействия. Более низкая работа переключения ИЛЭ на полевых транзисторах (при типичных значениях задержки КМОП-микросхем порядка нескольких десятков наносекунд) объясняется малым значением  $P_{cp}$ . Дальнейшего снижения значений А для современных лучших ИС этого типа удалось достигнуть лишь после создания МОП-транзисторов с исключительно малой (до 1,2 мкм) длиной канала.

Таблица 6.1. Некоторые параметры отечественных ИЛЭ

Серия	А, пДж	$t_3$ , нс	$f_{\text{макс}}$ , МГц	$K_p$	Схемотехника	Технология	
131	132	6	до 35	10—30	ТТЛ	Биполярная	
133	100	10					
134	33	33					
155	100	10					
531	57	3	125	20—150	ТТЛШ	Биполярная	
533	19	9,5					45
555	19	9,5					45
1531	8	3					130
1533	4,8	4					100
561	0,1	45	10	8—20	КМОП	Униполярная	
564	0,1	45					
1554	0,008	3,5					125
1564	0,025	10					30

Общие сведения о микросхеме указываются в ее условном обозначении, нанесенном на корпусе ИС. Оно включает в себя номер серии ИС (обычно три или четыре цифры), перед которым может быть одна или две буквы. У микросхем широкого применения первой ставят букву К, вторая буква характеризует материал корпуса для защиты от воздействия внешней среды (Р — пластмассовый, М или С — металло- или стеклокерамический, соответственно). За номером серии следуют две буквы, поясняющие функциональное назначение ИС. Для всех ИЛЭ первой из них следует буква Л, вторая буква определяет тип логического элемента (И — элемент И, Л — ИЛИ, Н — НЕ, Д — расширитель по ИЛИ, А — элемент И — НЕ, Е — элемент ИЛИ — НЕ, Р — комбинированный элемент И — ИЛИ — НЕ). Цифра в конце условного обозначения соответствует порядковому номеру разработки ИС в составе данной серии. Например, микросхема КР1533ЛА24 представляет собой ИС широкого применения (первая буква К), в пластмассовом корпусе (вторая буква Р), имеет номер серии 1533 (ГТЛШ-схемотехника), относится к группе ИЛЭ (буква Л), а по функциональному назначению это элемент типа И — НЕ (вторая буква А) с порядковым номером разработки 24.

**Вопрос 6.1.** Каким будет выходной сигнал одного из элементов (см. рис. 6.10), если на один из его входов подать сигнал  $x$ , а на все три оставшихся входа — сигналы высокого уровня?

*Варианты ответа:*

6.1.1. Выходное состояние элемента будет повторять сигнал  $x$ .

6.1.2. Выходное состояние элемента будет инверсным сигналу  $x$ .

6.1.3. Независимо от состояния на входе  $x$  на выходе будет сигнал низкого уровня.

6.1.4. Независимо от состояния на входе  $x$  на выходе будет сигнал высокого уровня.

## 6.5. ТРИГГЕРЫ

Вместе с ИЛЭ к базовым элементам относят и триггеры\*, которые находят самостоятельное применение и широко используются при построении более сложных ЦЭУ. Триггером называют устройство, которое может находиться в одном из двух устойчивых состояний и переходить из одного состояния в другое под воздействием активного уровня логических сигналов, поступающих на его информационные входы. Состояние триггера определяется по выходному сигналу. При этом говорят, что триггер установлен, если на его выходе присутствует логическая 1, и сброшен — если 0. В триггерах с п р я м ы м у п р а в л е н и е м активным уровнем считается уровень логической 1, а в триггерах с

---

\* От слова trigger (англ.) — спусковой крючок, защелка

и н в е р с н ы м у п р а в л е н и е м — уровень логического 0. Существенно отметить, что после переключения триггера входной активный уровень может быть снят, но триггер продолжает оставаться в том состоянии, которое он приобрел под воздействием этого сигнала. Таким образом триггер является простейшим элементом памяти, способным хранить один бит информации (либо 1, либо 0). Как правило, для удобства использования триггеры имеют два выхода, один из которых называют прямым  $Q$ , а другой — инверсным  $\bar{Q}$ . Если триггер установлен (в состоянии 1), на его прямом выходе будет логическая 1, а на инверсном — логический 0.

Помимо информационных входов, обозначаемых буквами  $R, S, J, K, D, T$ , триггеры могут содержать и вспомогательные (управляющие) входы, например, предварительной установки или вход синхронизации  $C$ , при наличии которого переключение триггера может происходить только в строго фиксированные моменты времени, когда на этом входе присутствует активный уровень сигнала синхронизации. Триггеры, которые реагируют на информационные сигналы только при наличии сигнала синхронизации, называют синхронными. В отличие от них асинхронные триггеры реагируют на информационные сигналы в момент их поступления.

Синхронные триггеры, в свою очередь, могут быть со статическим и динамическим управлением. Для того чтобы синхронный триггер со статическим управлением смог воспринимать сигналы на информационных входах, на его входе синхронизации  $C$  должен присутствовать уровень логической единицы (прямой  $C$ -вход) или логического нуля (инверсный  $C$ -вход). Синхронный триггер с динамическим управлением реагирует на информационные сигналы только в момент изменения сигнала на  $C$ -входе от 0 до 1 (прямой динамический  $C$ -вход), либо от 1 до 0 (инверсный динамический  $C$ -вход). На рис. 6.11, *а, б* показаны соответственно обозначения синхронного триггера с прямым и инверсным динамическим управлением. Для синхронного триггера со статическим управлением иногда используют обозначение  $C$ -входа, показанное на рис. 6.11, *в*, но чаще всего у  $C$ -входа вообще не ставят никаких специальных значков.

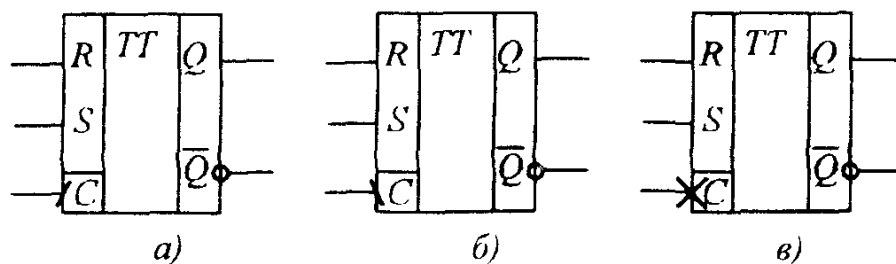


Рис. 6.11. Обозначения синхронного триггера. *а* — с динамическим прямым  $C$ -входом; *б* — с динамическим инверсным  $C$ -входом; *в* — со статическим управлением

По функциональным возможностям различают:  
 триггер с отдельной установкой состояний 0 и 1 (триггер с установочными входами, *RS*-триггер);  
 триггер со счетным входом (счетный триггер, *T*-триггер);  
 триггер задержки с приемом информации по одному входу (*D*-триггер);  
 универсальный триггер с информационными входами *K* и *J* (*JK*-триггер)

Для полного описания триггера достаточно задать закон его функционирования и структурную схему. Асинхронный *RS*-триггер с отдельной установкой состояний 1 и 0 имеет всего лишь два информационных входа — *S* (вход установки) и *R* (вход сброса)\*. При активном уровне сигнала на входе установки *S* и пассивном уровне на входе *R* триггер, независимо от предыдущего состояния, принимает на выходе *Q* состояние 1. С другой стороны, при активном уровне сигнала на входе сброса *R* и пассивном уровне на входе *S* независимо от предыдущего состояния триггер переводится в состояние  $Q=0$  (сбрасывается). При пассивном уровне сигнала на обоих входах состояние триггера не изменяется (режим хранения предыдущего состояния). Наконец, последняя из возможных комбинаций, когда на обоих входах одновременно присутствуют активные уровни, для триггеров этого типа просто запрещается, так как по описанному закону работы его выходное состояние будет непредсказуемым.

Сформулированный выше словесно закон функционирования на рис. 6.12 представлен в виде таблицы переходов асинхронного *RS*-триггера, где обозначено  $Q^t$  — выходное состояние триггера до момента подачи соответствующей комбинации уровней ( $R^t, S^t$ ) на его информационные входы,  $Q^{t+1}$  — состояние триггера после этого момента, *A* — активный, *П* — пассивный уровень. Как следует из этой таблицы, выходное состояние триггера  $Q^{t+1}$  представляется булевой функцией трех переменных  $R^t, S^t$  и  $Q^t$ . Запрещенное состояние следует рассматривать как факультативные условия, доопределяя которые различным образом, можно получать разные структурные схемы *RS*-триггера.

№	$R^t$	$S^t$	$Q^t$	$Q^{t+1}$	Режим
0	П	П	$Q^t$	$Q^t$	Хранение
1	П	А	$Q^t$	1	Установка в 1
2	А	П	$Q^t$	0	Сброс в 0
3	А	А	$Q^t$	не определено	Запрещенная комбинация на входах

Рис 6.12 Таблица переходов асинхронного *RS*-триггера

\* *S* — от слова set (англ.) — установить, *R* — от слова reset (англ.) — переустановить, сбросить

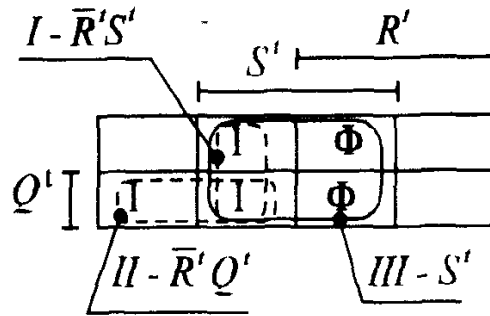


Рис 6.13. Карта минимизации для асинхронного  $RS$ -триггера

Вначале запишем аналитические выражения, а по ним построим структурные схемы двух наиболее распространенных реализаций  $RS$ -триггера (на элементах ИЛИ—НЕ и на элементах И—НЕ). Используя прямую логику на входе ( $A=1, \Pi=0$ ), рассмотрим таблицу переходов (рис.6.12). В строке с номером 0, соответствующей режиму хранения, единичное состояние на выходе будет при  $Q^t=1$ , что описывается слагаемым вида  $\bar{R}^t \bar{S}^t Q^t$ . Строка с номером 1 (режим установки в 1) доставляет  $Q^{t+1}$  значение 1 независимо от значений  $Q^t$ , что дает еще два слагаемых  $\bar{R}^t S^t Q^t$  и  $\bar{R}^t S^t \bar{Q}^t$ . Нанесем эти значения на карту минимизации асинхронного  $RS$ -триггера (рис.6.13), одновременно буквой  $\Phi$  пометим две клетки, соответствующие строке с номером 3, задающей запрещенную комбинацию на входах  $RS$ -триггера.

Дополняя на факультативных условиях  $\Phi$  значения  $Q^{t+1}$  нулями, на карте минимизации (рис.6.13) выделяем две замкнутые области ( $I$  и  $II$ ), для которых имеем соответствующее минимизированное выражение закона работы  $RS$ -триггера

$$Q^{t+1} = \bar{R}^t S^t + \bar{R}^t Q^t = \bar{R}^t (S^t + Q^t). \quad (6.4)$$

Применяя к (6.4) двойную инверсию и записывая для внутренней инверсии теорему де Моргана, получим запись  $Q^{t+1}$  с помощью только одних операций ИЛИ—НЕ

$$Q^{t+1} = \overline{\overline{\bar{R}^t (S^t + Q^t)}} = R^t + (\bar{S}^t + \bar{Q}^t). \quad (6.5)$$

Нетрудно видеть, что (6.5) описывает закон работы асинхронного  $RS$ -триггера с прямым управлением.

Аналогично, дополняя на строке с номером 3 значения  $Q^{t+1}$  единицами, на карте (рис.6.13) также будем иметь две замкнутые области ( $II$  и  $III$ ). Для области  $III$ , соответствующей групповому склеиванию четырех соседних слагаемых, имеем общее описание —  $S^t$ , что приводит к еще одной записи закона работы асинхронного  $RS$ -триггера

$$Q^{t+1} = S^t + \bar{R}^t Q^t \quad (6.6)$$

Это выражение нетрудно записать в форме, содержащей только одну операцию И—НЕ



$$Q^{t+1} = \overline{\overline{S^t + R^t} Q^t} = \overline{S^t} (\overline{R^t} Q^t). \quad (6.7)$$

Поскольку в выражении (6.7) используются инверсные значения  $\overline{S^t}$  и  $\overline{R^t}$ , приходим к выводу, что (6.7) задает закон работы асинхронного  $RS$ -триггера с инверсным управлением.

Рассмотрим построение структурных схем асинхронного  $RS$ -триггера. Для триггера с прямым управлением из (6.5) заключаем, что значение  $Q^{t+1}$  может быть получено на выходе логического элемента ИЛИ—НЕ (на рис. 6.14,а этот элемент обозначен  $D1$ ), если на один из его входов подать сигнал  $R^t$ , а на другой — функцию  $\overline{S^t + Q^t}$ . С другой стороны, эта функция получается на выходе также элемента ИЛИ—НЕ (на рис. 6.14,а это элемент  $D2$ ), если на один из входов подать сигнал  $S^t$ , а на другой —  $Q^t$ . Поскольку состояние на выходе любого ИЛИЭ всегда устанавливается с некоторой задержкой  $t_3$ , в первый момент после подачи соответствующей комбинации сигналов на входы выходное состояние элемента  $D1$  будет  $Q^t$ , поэтому выход этого элемента соединяем с верхним входом элемента  $D2$  (на рис. 6.14,а это соединение выделено жирной линией). Нетрудно видеть, что окончательное состояние на выходе элемента  $D2$  будет инверсным ( $\overline{Q^{t+1}}$ ) по отношению к состоянию на выходе  $D1$ , причем это состояние установится с задержкой  $2t_3$ . Рассуждая аналогично, в соответствии с (6.7) получим схему асинхронного  $RS$ -триггера с инверсным управлением на элементах И—НЕ (рис. 6.14,б).

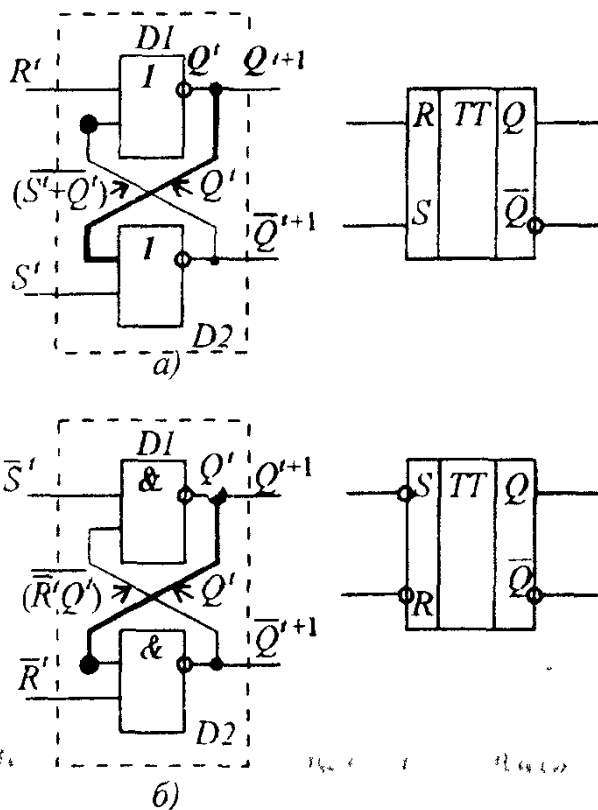


Рис 6.14. Структурные схемы асинхронного  $RS$ -триггера и его условные обозначения: а — триггер с прямым управлением (на элементах ИЛИ—НЕ); б — триггер с инверсным управлением (на элементах И—НЕ)

Рис. 6.14, а, б приведены схемы асинхронного RS-триггера, а также — его условные обозначения.

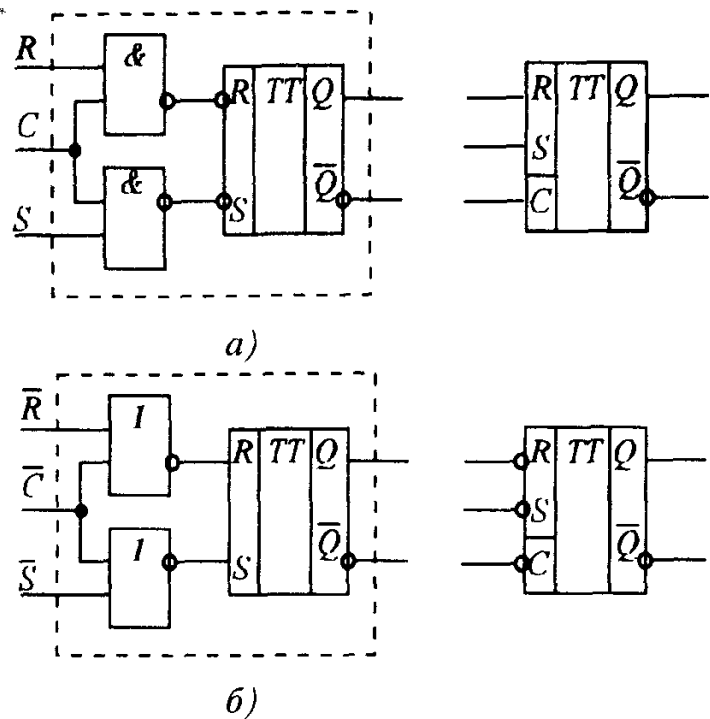


Рис 6.15. Структурные схемы синхронного RS-триггера и его условные обозначения: а — триггер с прямым управлением; б — триггер с инверсным управлением

На рис. 6.14,а,б приведены схемы асинхронного RS-триггера, а также — его условные обозначения.

Для построения синхронного RS-триггера можно взять за основу структурную схему асинхронного триггера и дополнить ее так называемой блокирующей ячейкой. Ее назначение состоит в том, чтобы не допустить информационные сигналы  $R$  и  $S$  на входы асинхронного RS-триггера, пока на  $C$ -входе отсутствует сигнал синхронизации (разрешения работы синхронного RS-триггера).

При активном уровне сигнала на  $C$ -входе блокирующей ячейки асинхронный RS-триггер в составе синхронного триггера работает обычным образом, а при пассивном — находится в режиме хранения предыдущего состояния  $Q^t$ .

Структурные схемы синхронного RS-триггера, соответственно, с прямым и инверсным управлением и его условные обозначения приведены на рис. 6.15.

В отличие от RS-триггера с двумя информационными входами, T-триггер и D-триггер принимают информацию только по одному входу.

Счетным (T-триггером\*) называют триггер, изменяющий свое выходное состояние на инверсное предыдущему всякий раз при наличии активного уровня сигнала на его единственном информационном входе (T-вход)

При пассивном уровне сигнала на T-входе счетный триггер находится в режиме хранения предыдущего состояния. Таблица переходов асинхронного T-триггера и его условное обозначение показаны на рис 6.16.а.

\* От слова tumble (англ) опрокидываться кувыркатся

Применяя блокирующие ячейки на двухвходовых элементах И—НЕ или ИЛИ—НЕ, подобно тому, как это было сделано в синхронном  $RS$ -триггере, не трудно получить схему синхронного  $T$ -триггера.

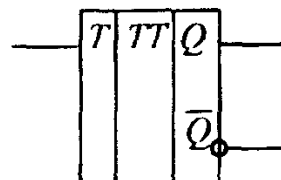
Триггером задержки ( $D$ -триггером \*) называют синхронный триггер, выходное состояние которого совпадает с сигналом на его единственном информационном входе ( $D$ -входе), которое тот имел на предыдущем такте импульсов синхронизации.

Таблица переходов  $D$ -триггера и его условное изображение приведены на рис. 6.16, б, где обозначено  $D^n$  — сигнал на  $D$ -входе при  $n$ -м импульсе синхронизации;  $Q^n$  и  $Q^{n+1}$  — выходное состояние триггера соответственно на этом и следующем за ним такте.

Помимо указанных основных типов триггеров широкое распространение также получил универсальный  $JK$ -триггер, на основе которого, определенным образом соединяя его входы, могут быть построены все остальные триггеры. Таблица переходов и обозначение универсального  $JK$ -триггера приведены на рис. 6.17.

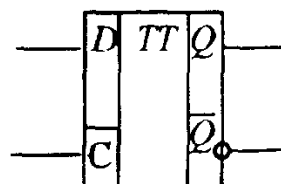
Сравнение таблиц переходов  $RS$ - и  $JK$ -триггеров показывает, что при условии  $R^t = K^t$  и  $S^t = J^t$  первые три строки этих таблиц полностью совпадают, поэтому, подавая на  $K$ -вход  $JK$ -триггера сигнал  $R^t$ , а на  $J$ -вход — сигнал  $S^t$  и исключая запрещенную комбинацию с номером 3, получим реализацию  $RS$ -триггера на базе  $JK$ -триггера (рис. 6.18, а). Точно также на основе синхронного  $JK$ -триггера может быть построен и синхронный  $RS$ -триггер.

№ набора	$T^t$	$Q^t$	$Q^{t+1}$	Режим
0	П	$Q^t$	$Q^t$	Хранение
1	А	$Q^t$	$\bar{Q}^t$	Счет



а)

$D^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$
$D^n$	$Q^n$	$D^n$



б)

Рис 6 16. Таблицы переходов и условные обозначения триггеров с одним информационным входом. а — асинхронный  $T$ -триггер и его условное обозначение, б — синхронный  $D$ -триггер и его условное обозначение

\* От слова delay (англ) — задержка.

№ набора	$K^t$	$J^t$	$Q^t$	$Q^{t+1}$	Режим
0	П	П	$Q^t$	$Q^t$	Хранение
1	П	А	$Q^t$	1	Установка в 1
2	А	П	$Q^t$	0	Сброс в 0
3	А	А	$Q^t$	$\bar{Q}^t$	Счет

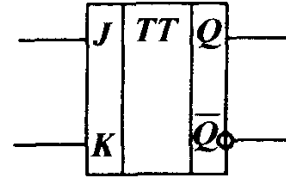


Рис.6.17. Таблица переходов (а) и условное обозначение универсального JK-триггера (б)

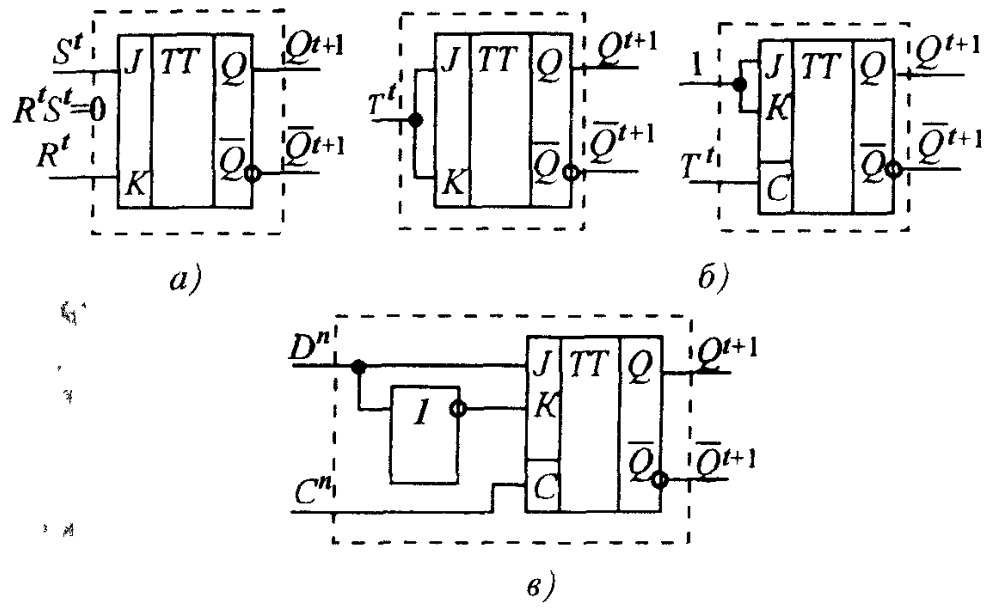


Рис.6.18. Реализация некоторых типов триггеров на основе JK-триггера: а — реализация RS-триггера; б — два варианта построения T-триггера; в — синхронный D-триггер

Однако в отличие от RS-триггера универсальный JK-триггер не содержит запрещенной комбинации. Подобно T-триггеру он изменяет свое состояние на инверсное предыдущему при активных уровнях сигналов на обоих входах J и K (строка 3 на рис.6.17,а). Поскольку при пассивных уровнях сигналов на информационных входах асинхронный JK-триггер находится в режиме хранения, объединяя входы J, K и подавая на них сигнал  $T^t$ , получим реализацию T-триггера на основе JK-триггера. Ранее отмечалось, что в синхронном триггере C-вход может выполнять функцию приема логических сигналов. Поскольку при пассивном уровне сигнала на C-входе синхронный JK-триггер находится в режиме хранения предыдущего состояния, а при активном уровне на C-входе и активных уровнях сигналов на входах J и K изменяет свое состояние на инверсное, имеем еще один вариант построения счетного триггера на основе синхронного JK-триггера, работающего в режиме счета импульсов по входу C (рис.6.18,б).

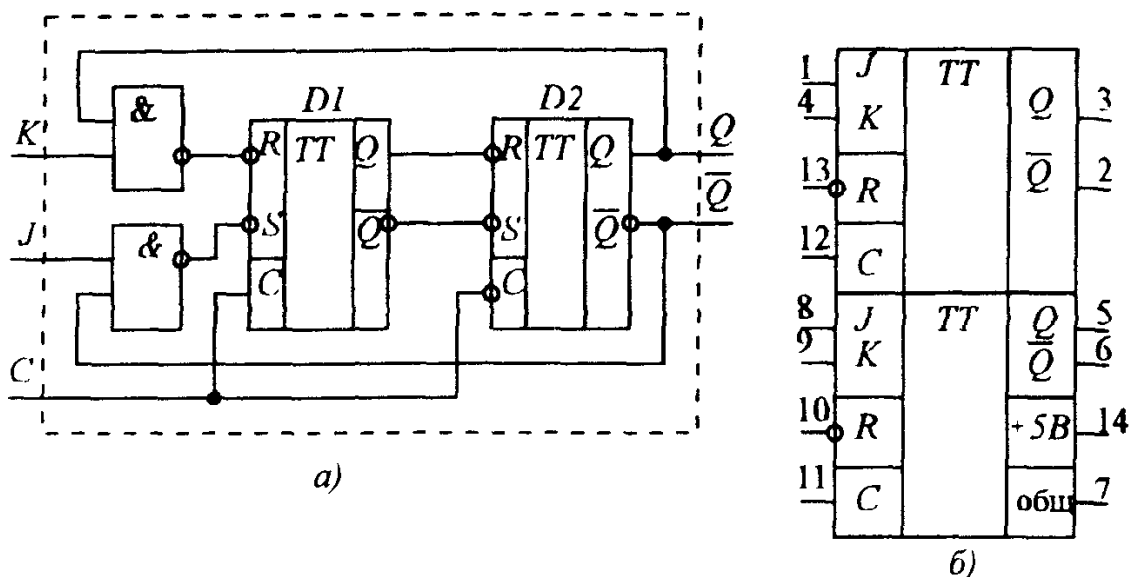


Рис.6.19. Структурная схема универсального  $JK$ -триггера (а), микросхема К555ТВ6 (б)

Наконец, из рассмотрения строк 1 и 2 таблицы переходов (см.рис.6.17,а), приходим к выводу, что при условии  $D=J=\bar{K}$  синхронный  $JK$ -триггер с прямым управлением по  $J$  и  $K$  входам будет работать как  $D$ -триггер (см.рис.6.18,в).

На рис.6.19,а приведена схема универсального синхронного  $JK$ -триггера, выполненного на двух синхронных  $RS$ -триггерах, один из которых  $D1$  называют ведущим, а другой  $D2$  ведомым. При нулевом уровне сигнала на  $C$ -входе триггер  $D1$  блокирован и не воспринимает информации по входам  $J$  и  $K$ . При  $C=1$  входная информация записывается в ведущий триггер, соответствующим образом изменяя его состояние. Ведомый триггер при этом блокирован по инверсному  $C$ -входу и находится в режиме хранения предыдущего состояния. По окончании импульса синхронизации информация из триггера  $D1$  переписывается в ведомый триггер  $D2$ . Обратные связи с выходов  $D2$  на входы логических элементов позволяют избежать запрещенного состояния на входах ведущего триггера.

В условном обозначении микросхемы триггеров после номера серии имеют две буквы, первая из которых для всех триггеров — буква  $T$ , а вторая указывает тип триггера ( $B$  — универсальные  $JK$ -триггеры;  $K$  — комбинированные, например  $RST$ -триггеры;  $M$  —  $D$ -триггеры;  $P$  —  $RS$ -триггеры;  $T$  — счетные триггеры). Например, микросхема К555ТВ6 (рис.6,19,б) представляет собой два синхронных  $JK$ -триггера, собранных по схеме на рис.6.19,а, в каждый из которых добавлен дополнительный вход асинхронного сброса в начальное (нулевое) состояние.

Как уже отмечалось ранее, триггеры служат элементной базой для построения более сложных ЦЭУ, а для самостоятельного применения выпускаются в составе многих серий ТТЛ-, ТТЛШ- и КМОП-микросхем.

**Вопрос 6.2.** Каким будет состояние на выходе  $Q$  предварительно сброшенного синхронного  $JK$ -триггера с прямыми информационными входами по окончании импульса синхронизации, если его  $J$ -вход подключить к инверсному выходу  $\bar{Q}$ , а на  $K$ -вход подать сигнал  $x$ .

*Варианты ответа:*

6.2.1. Триггер будет установлен, если  $x=1$ , и сброшен, если  $x=0$ .

6.2.2. Триггер будет установлен, если  $x=0$ , и сброшен, если  $x=1$ .

6.2.3. Триггер будет установлен при любом сигнале  $x$ .

6.2.4. Триггер будет сброшен при любом сигнале  $x$ .

## 6.6. ТИПОВЫЕ КОМБИНАЦИОННЫЕ ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Все известные и вновь создаваемые ЦЭУ любой сложности выполняют преобразование совокупности цифровых входных сигналов  $X$  в выходные сигналы  $Y$  и могут быть отнесены к одному из двух основных классов: комбинационные и последовательностные ЦЭУ.

*Комбинационными называют ЦЭУ, состояние и выходов которого в любой момент времени полностью определяется совокупностью логических сигналов, присутствующих на  $n$  его информационных входах*

Среди комбинационных ЦЭУ, получивших разнообразное применение в информационно-измерительной и вычислительной технике, известны такие устройства, как дешифраторы и шифраторы, мультиплексоры и демультимплексоры, арифметические и арифметико-логические устройства (АЛУ) и др.

Выходное состояние последовательностного ЦЭУ (конечного автомата) в данный момент времени определяется не только логическими сигналами на его входах, но еще зависит и от порядка (последовательности) их поступления в предыдущие моменты времени. Иными словами, конечные автоматы должны обязательно содержать элементы памяти, отражающие всю предысторию поступления логических сигналов и выполненные, например, на триггерах, в то время как комбинационные ЦЭУ могут быть целиком построены только на логических элементах.

Рассмотрим наиболее распространенные типы комбинационных ЦЭУ, которые выпускаются в интегральном исполнении и широко используются в современной цифровой технике.

*Дешифратором (декодером) называют комбинационное ЦЭУ, предназначенное для распознавания различных кодовых комбинаций сигналов на его входах* В простейшем случае каждой кодовой комбинации на входах соответствует активный уровень сигнала только на одном из выходов дешифратора. Такой дешифратор может применяться, например, для управления работой нескольких исполнительных механизмов. Тогда для включения одного из них на входы дешифратора достаточно подать присвоенный этому механизму цифровой код.

В более общем случае каждой определенной комбинации на  $m$  входах дешифратора соответствует  $n$ -элементный код на его выходах. Такие дешифраторы иногда называют преобразователями кодов. Они широко используются в вычислительной технике, а также в приборах с цифровой индикацией, например, для управления индикаторами на светоизлучающих диодах. Поскольку десятичные цифры (от 0 до 9) представляются 4-разрядным двоичным кодом, а стилизованные изображения всех десятичных цифр в известных типах светодиодных индикаторов чаще всего составляют из семи светящихся сегментов, такой дешифратор должен иметь 4 входа, 7 выходов и распознавать только первые десять из 16 возможных входных кодовых комбинаций.

Условное обозначение микросхем дешифраторов на корпусе ИС после номера ее серии имеет первой букву И (для всех цифровых устройств), а второй — букву Д. На, рис.6.20,а представлена схема подключения ТТЛ-дешифратора К514ИД1 для управления семисегментным цифровым индикатором на светодиодах с объединенными катодными выводами. Дешифратор работает обычным образом при высоком уровне сигнала на входе  $E$ . Сигнал низкого уровня на этом входе независимо от информации на входах  $D0$  —  $D3$  переводит все выходы дешифратора в состояние логического нуля, в результате чего все светодиоды гаснут.

Шифратором (кодером) называют комбинационное ЦЭУ, преобразующее активные уровни сигналов на его входах в соответствующий код на выходах. Из этого определения следует, что шифратор выполняет преобразование, обратное тому, которое делается дешифратором. В простейшем случае шифратор сопоставляет активному уровню на одном из входов  $n$ -элементный двоичный выходной код, поэтому количество его выходов всегда меньше, чем входов. Так, шифратор с  $n$ -выходами может иметь максимальное количество входов, равное  $m=2^n$ .

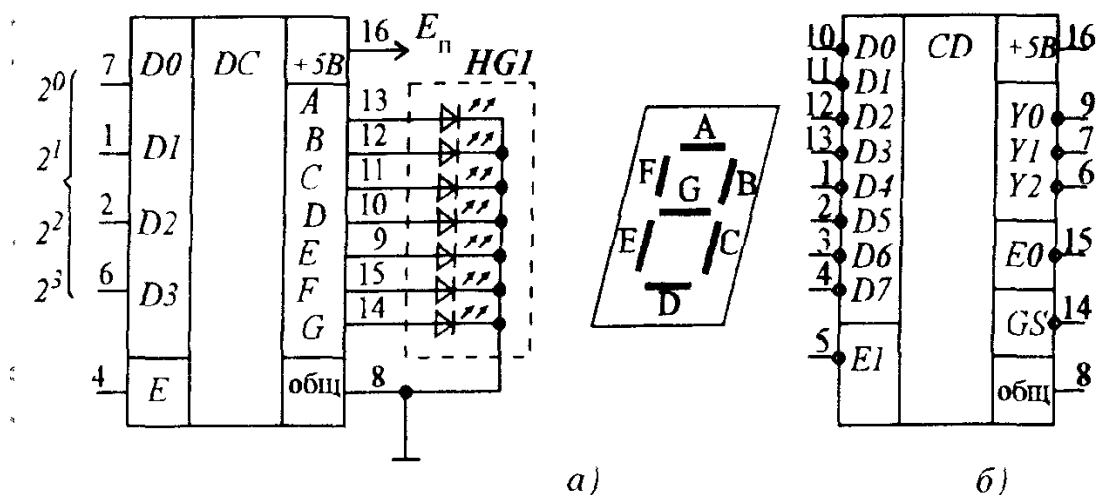


Рис 6.20. Дешифраторы и шифраторы: а — схема подключения ТТЛ-дешифратора К514ИД1; б — ТТЛШ-шифратор КМ555ИВ1

В самом общем случае допускается, что на несколько входов шифратора могут одновременно поступать активные уровни, поэтому схему шифратора дополняют так называемым арбитром приоритетов, назначение которого распределить уровни приоритетов по номерам входов. Шифраторы, допускающие такой режим, называют приоритетными. Чаще всего в приоритетных шифраторах наивысшим уровнем приоритета обладает вход с наибольшим номером.

В условном обозначении на корпусе шифратора после номера серии микросхемы записывают буквы ИВ. Например, КМ555ИВ1 (рис.6.20,б) представляет собой приоритетный шифратор с инверсными информационными входами  $D0 - D7$  и тремя инверсными выходами  $Y0 - Y2$ . В этом шифраторе наивысшим уровнем приоритета обладает вход  $D7$ . Шифратор имеет инверсный вход  $EI$  запрета его работы, при низком уровне сигнала на этом входе шифратор не реагирует на информационные сигналы (обычно вход  $EI$  используют для отключения шифратора в те моменты времени, когда происходит смена входной информации). Два дополнительных инверсных выхода  $E0$  и  $GS$  предназначены для построения на основе ИС КМ555ИВ1 более сложных схем многоразрядных шифраторов. На выходе  $E0$  (разрешения от выхода) появится низкий уровень напряжения, если на всех входах присутствуют высокие уровни. На групповом выходе  $GS$  будет низкий уровень, если хотя бы на одном из этих входов имеется низкий уровень.

Как правило, построение схемы шифратора сопряжено с наличием значительного количества факультативных условий, соответствующих запрещенным кодовым комбинациям на его входах. Проиллюстрируем это на примере следующей задачи.

**Задача 6.12.** Построить схему шифратора с тремя прямыми входами  $(x_3x_2x_1)$ , в котором единичному уровню на одном из входов на выходах  $(Y_0Y_1)$  сопоставляется двоичный код номера этого входа.

**Решение.** В условиях задачи определены всего три состояния на входах, когда на каждом из них в отдельности присутствует высокий уровень. Остальные комбинации исключены, что соответствует факультативным условиям, помеченным в таблице истинности шифратора (рис.6.21,а) буквами  $\Phi$ . По этой таблице запишем выражение булевых функций на двух выходах шифратора

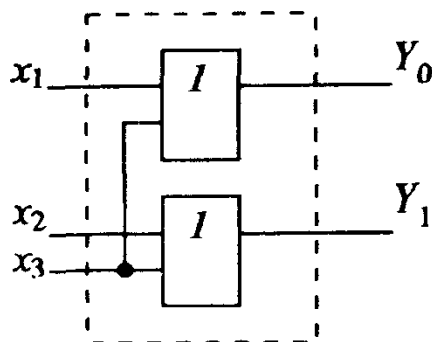
$$Y_0 = \sum_1 (1,4) + \sum_{\Phi} (0,3,5,6,7); \quad Y_1 = \sum_1 (2,4) + \sum_{\Phi} (0,3,5,6,7),$$

где  $\sum_{\Phi} (...)$  — обозначены единичные слагаемые, соответствующие факультативным наборам.

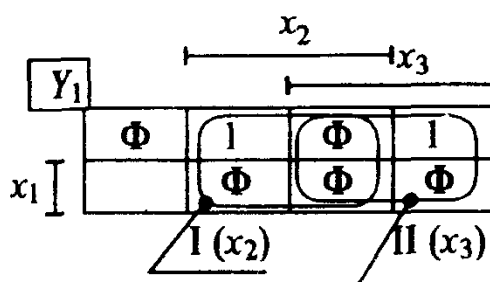
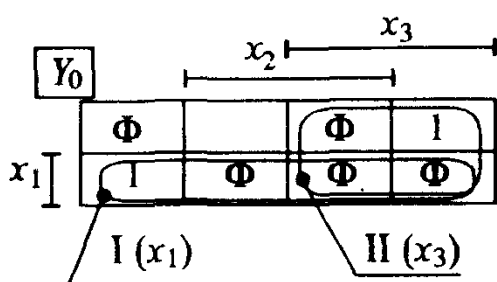


№ набора	$x_3$	$x_2$	$x_1$	$Y_1$	$Y_0$
0	0	0	0	$\Phi$	$\Phi$
1	0	0	1	0	1
2	0	1	0	1	0
3	0	1	1	$\Phi$	$\Phi$
4	1	0	0	1	1
5	1	0	1	$\Phi$	$\Phi$
6	1	1	0	$\Phi$	$\Phi$
7	1	1	1	$\Phi$	$\Phi$

а)



в)



б)

Рис 6.21 К построению схемы шифратора: а — таблица истинности шифратора; б — карты минимизации выходных функций  $Y_0, Y_1$ ; в — схема шифратора

Нанесем все единичные и факультативные наборы на карты минимизации (рис.6.21,б), построенные для выходных функций  $Y_0$  и  $Y_1$ . Содержимое в клетках с факультативными наборами доопределим таким образом, чтобы на картах минимизации получить максимальные размеры замкнутых областей при наименьшем количестве этих областей. Окончательно получаем минимизированные выражения, описывающие работу шифратора  $Y_0 = x_1 + x_3$ ,  $Y_1 = x_2 + x_3$ . Схема шифратора на элементах ИЛИ приведена на рис. 6.21,в.

Мультиплексором называют комбинационное ЦЭУ с одним выходом, несколькими информационными и управляющими входами, логическое состояние на выходе которого повторяет сигнал на одном из информационных входов в соответствии с заданным цифровым кодом на управляющих входах. Иными словами, мультиплексор коммутирует на свой выход сигнал входа, выбираемого при помощи цифрового кода на управляющих входах (режим выбора данных). Если цифровой код на управляющих входах поочередно принимает все возможные комбинации, состояние на выходе мультиплексора последовательно (с частотой смены управляющих кодов) повторяет состояние всех его информационных входов (режим мультиплексирования данных). Иногда говорят, что в этом режиме мультиплексор выполняет преобразование параллельного двоичного кода на информационных входах в последовательный код на его выходе.

Условное обозначение микросхем мультиплексоров на корпусе после номера серии имеет буквы КП. Например, К555КП7 представляет собой ТТЛШ-мультиплексор, содержащий три управляющих и 8 информационных входов (мультиплексор 8/1), прямой и инверсный выходы, а также стробирующий вход  $E$ , разрешающий работу мультиплексора при низком активном уровне сигнала на этом входе. Нетрудно записать выражение закона работы этого мультиплексора

$$Y = D_0\bar{x}_2\bar{x}_1\bar{x}_0 + D_1\bar{x}_2\bar{x}_1x_0 + D_2\bar{x}_2x_1\bar{x}_0 + D_3\bar{x}_2x_1x_0 + D_4x_2\bar{x}_1\bar{x}_0 + D_5x_2\bar{x}_1x_0 + D_6x_2x_1\bar{x}_0 + D_7x_2x_1x_0.$$

Из рассмотрения этого выражения приходим к весьма важному выводу, что мультиплексор представляет собой универсальный прибор, с помощью которого можно довольно просто строить комбинационные ЦЭУ, реализующие произвольные булевы функции. Так, для реализации на основе мультиплексора 8/1 любой булевой функции трех переменных на информационные входы  $D0—D7$  следует подать требуемые логические уровни, которые эта булева функция принимает соответственно на наборах с номерами 0—7, а его управляющие входы — использовать в качестве информационных входов ЦЭУ. Включение мультиплексора 8/1 для реализации, например, булевой функции  $F(x_2, x_1, x_0)$ , таблица истинности которой ранее была приведена на рис.6.1, показано на рис.6.22,а.

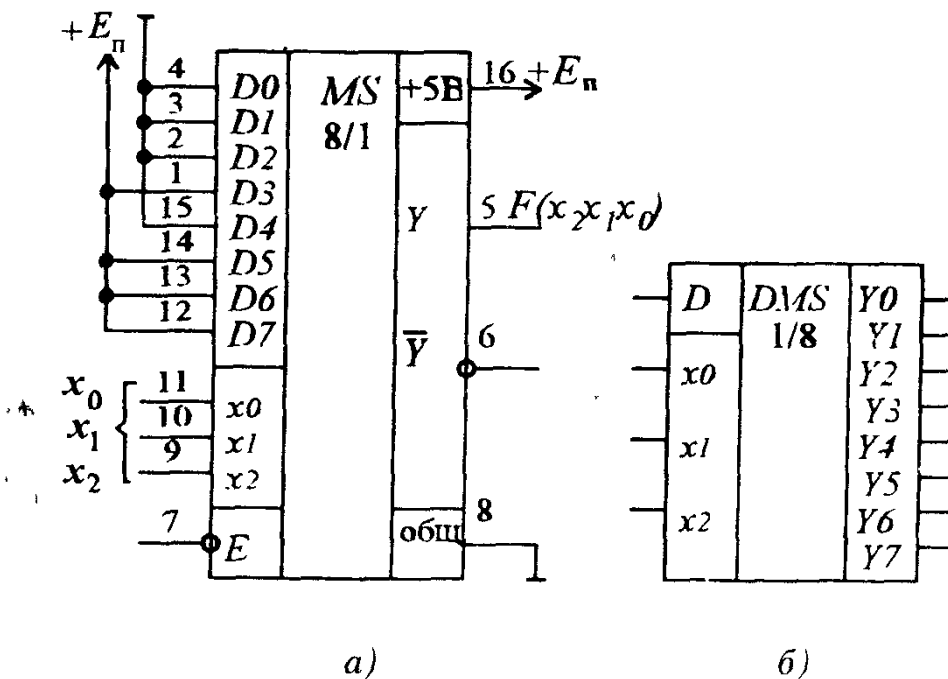


Рис.6.22. Мультиплексоры и демультиплексоры: а — реализация булевой функции  $F(x_2, x_1, x_0)$  (см.рис.6.1) на мультиплексоре К555КП7; б — условное обозначение демультиплексора 1/8

Демультимплексором называют комбинационное ЦЭУ с несколькими выходами и управляющими входами, коммутирующие сигнал на единственном информационном входе на один из выходов в соответствии с цифровым кодом на управляющих входах. Таким образом, демультимплексор выполняет преобразование, обратное мультиплексированию. При циклическом переборе на управляющих входах всех возможных кодовых комбинаций демультимплексор выполняет преобразование последовательного двоичного кода на его информационном входе в параллельный код, который возникает на выходах по окончании полного цикла этого перебора.

Изображение демультимплексора  $1/8$  с тремя управляющими входами  $x_2, x_1, x_0$ , информационным входом  $D$  и 8 выходами приведено на рис. 6.22,б. В качестве демультимплексоров чаще всего используются дешифраторы, имеющие вход разрешения  $E$ . Для того чтобы такой дешифратор работал в режиме демультимплексора, управляющие сигналы демультимплексора подают на информационные входы дешифратора, а информационный сигнал — на вход разрешения  $E$ .

**Вопрос 6.3.** На входе  $E1$  шифратора КМ555ИВ1 установлен единичный уровень сигнала. Возможно ли появление активного уровня сигнала только на одном из его выходов  $Y0—Y2$ , если активный уровень сигнала подать только на один из информационных входов  $D0—D7$ ?

*Варианты ответа:*

6.3.1. Невозможно.

6.3.2. Возможно, но только в единственном варианте.

6.3.3. Возможно в двух вариантах.

6.3.4. Возможно в трех вариантах.

## 6.7. АРИФМЕТИЧЕСКИЕ И АРИФМЕТИКО-ЛОГИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

К арифметическим относят комбинационные ЦЭУ, служащие для выполнения арифметических операций сложения, вычитания и умножения многоразрядных двоичных чисел.

*Сумматором называют комбинационное ЦЭУ, выполняющее арифметическую операцию сложения двух многоразрядных двоичных чисел, кодовые комбинации которых присутствуют на его информационных входах. Результат сложения отображается параллельным двоичным кодом на выходах сумматора. Поскольку сложение двух многоразрядных чисел всегда начинается с суммирования их младших разрядов, рассмотрим простейшее ЦЭУ, выполняющее сложение двух одноразрядных чисел и называемое полусумматором. Ранее уже отмечалось, что*

результат такой операции за исключением возможного переноса в соседний более старший разряд описывается булевой функцией сложения по модулю 2. Поэтому полусумматор имеет два информационных входа ( $x_1x_0$ ), куда поступает содержимое суммируемых разрядов, а также два выхода. Первый из них  $S(x_1x_0)$  представляет младший разряд результата и описывается суммой по модулю 2, а второй —  $P(x_1x_0)$  обеспечивает сигнал переноса. Таблица истинности полусумматора приведена на рис. 6.23,а. Для построения полусумматора используем элемент  $M2$ , на выходе которого получаем  $S(x_1x_0) = M2(x_1x_0)$ , а также элемент И, на выходе которого будет сигнал переноса  $P(x_1x_0) = x_1x_0$  (рис.6.23,б). Изображение полусумматора на структурных схемах дано на рис. 6.23,в.

Для получения результата сложения двух многоразрядных чисел в следующем (за младшим) разряде придется суммировать уже три одноразрядных двоичных числа, так как помимо складываемых разрядов необходимо учитывать возможный перенос из младшего разряда. Простейшее ЦЭУ, позволяющее сложить три одноразрядных двоичных числа, называют **п о л н ы м с у м м а т о р о м**. Изображение полного сумматора на структурных схемах приведено на рис. 6.24,а. Подобно полусумматору он имеет два выхода  $S$  и  $P$ , но в отличие от него — три входа, один из которых, например,  $x_2$  служит для учета сигнала переноса из младшего разряда.

На рис. 6.24,б представлена таблица истинности полного сумматора, из рассмотрения столбца для  $S(x_2x_1x_0)$  которой получаем выражение

$$S(x_2x_1x_0) = \bar{x}_2S(x_1x_0) + x_2\bar{S}(x_1x_0).$$

Сопоставляя это выражение с функцией  $M2$ , приходим к выводу, что  $S(x_2x_1x_0)$  получится на выходе  $S$  полусумматора, если на один из его входов подать  $S(x_1x_0)$ , а на второй —  $x_2$ .

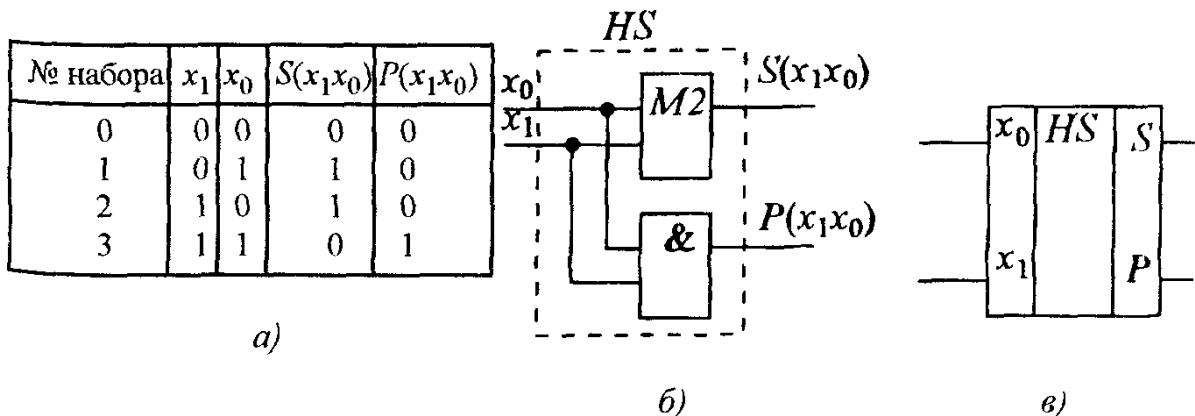
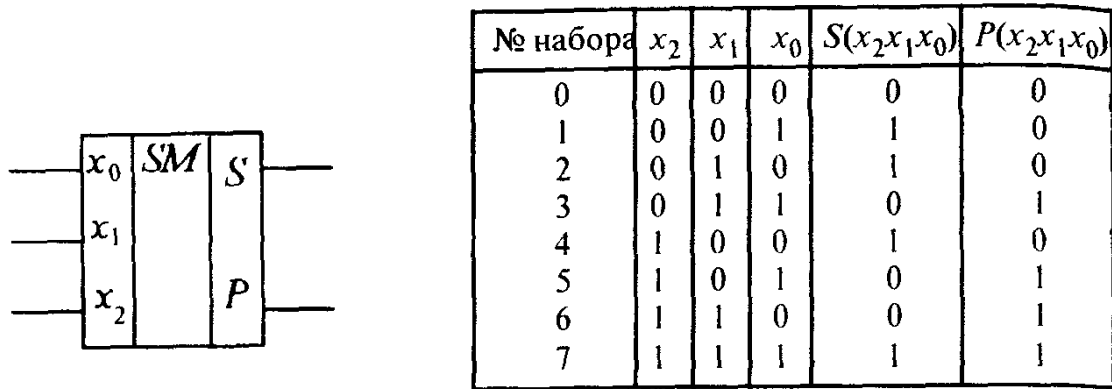
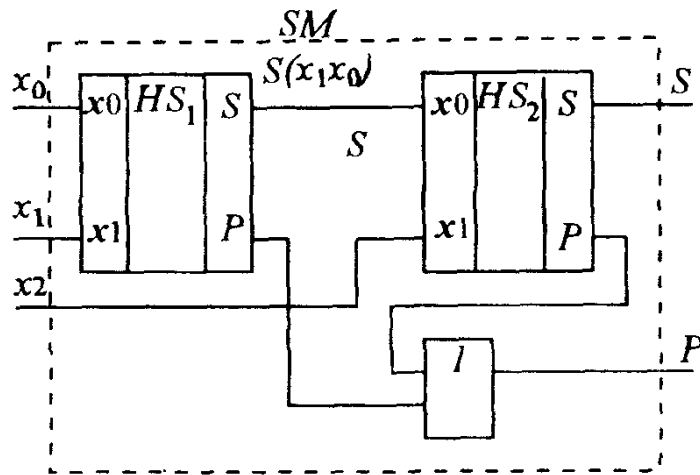


Рис.6.23. Полусумматор: а — таблица истинности, б — схема; в — условное обозначение полусумматора



а)

б)



в)

Рис.6.24. Полный сумматор: а — условное обозначение полного сумматора; б — таблица истинности; в — реализация на двух полусумматорах

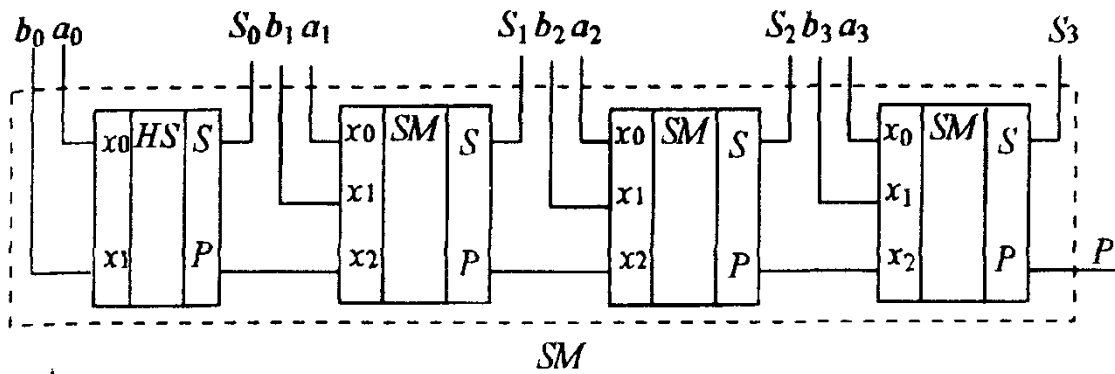
Далее по таблице (см.рис.6.24,б) для выхода  $P(x_2x_1x_0)$  запишем выражение

$$P(x_2x_1x_0) = \bar{x}_2P(x_1x_0) + x_2M2(x_1x_0) + x_2P(x_1x_0),$$

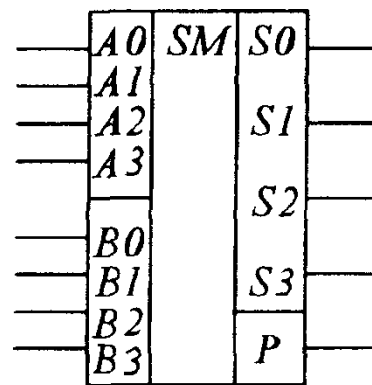
упрощая которое, а также учитывая, что  $M2(x_1x_0) = S(x_1x_0)$ , окончательно получаем

$$P(x_2x_1x_0) = P(x_1x_0) + x_2S(x_1x_0).$$

Заметим, что второе слагаемое в этом выражении представляет собой сигнал с выхода переноса полусумматора. В целом  $P(x_2x_1x_0)$  получится на выходе элемента ИЛИ, на один из входов которого подается сигнал переноса с выхода полусумматора  $HS_2$ , а на другой — сигнал  $P(x_1x_0)$ . Сигналы  $P(x_1x_0)$  и  $S(x_1x_0)$  можно получить с выходов еще одного полусумматора  $HS_1$ , на входы которого поступает содержимое разрядов  $x_0$  и  $x_1$ . Реализация полного сумматора на двух полусумматорах и одном элементе ИЛИ показана на рис. 6.24.в.



a)



б)

Рис.6.25. Полный 4-разрядный сумматор с последовательным переносом: *a* — структурная схема; *б* — условное обозначение 4-разрядного сумматора

На основе полусумматора и нескольких полных сумматоров одnorазрядных двоичных чисел строят схемы полных сумматоров двух многоразрядных чисел. Соединяя выходы переноса полусумматора и последующих полных сумматоров друг за другом, получаем схему многоразрядного полного сумматора с последовательным переносом. В этом сумматоре младшие разряды двух суммируемых двоичных чисел подаются на входы полусумматора, а остальные разряды — на входы соответственных полных сумматоров одnorазрядных чисел. Результат сложения в параллельном двоичном коде снимается поразрядно со всех выходов  $S$ , а сигнал переноса в следующий более старший разряд — с выхода  $P$  последнего полного сумматора. В качестве примера на рис. 6.25 представлены структурная схема и изображение полного сумматора с последовательным переносом для выполнения сложения двух четырехразрядных чисел  $A (a_3a_2a_1a_0)$  и  $B (b_3b_2b_1b_0)$ . Быстродействие такого сумматора ограничивается временем прохождения сигнала переноса по всем его разрядам, поэтому при большом числе разрядов оно может оказаться значительным. Для сокращения этого времени применяют специальные схемы сумматоров с ускоренным переносом. Однако обладая повышенным быстродействием, такие сумматоры требуют большего количества элементов для их реализации.

Вычитание двоичных чисел обычно заменяют операцией сложения уменьшаемого с вычитаемым, записанном в одном из специальных кодов.\*

Микросхемы полусумматоров после номера серии в своем условном обозначении имеют буквы ИЛ, а полных сумматоров — буквы ИМ. При этом выпускаются интегральные схемы как полных сумматоров одноразрядных чисел (например К555ИМ5, содержащая в одном корпусе два полных ТТЛШ — сумматора одноразрядных двоичных чисел), так и многоразрядные полные сумматоры (например, КМ555ИМ6 — четырехразрядный сумматор с ускоренным переносом).

*Умножителем называют арифметическое устройство для вычисления произведения многоразрядных двоичных чисел.* Операция умножения двух многоразрядных двоичных чисел чаще всего выполняется путем многократного сложения с весом поразрядно сдвинутых влево копий одного из сомножителей. В качестве указанных весовых коэффициентов, с которыми складываются соответствующие сдвинутые копии, используются биты (0 или 1) другого сомножителя. Таким образом, умножители могут быть построены на нескольких многоразрядных полных сумматорах, поэтому они также относятся к классу комбинационных ЦЭУ. Заметим, что при параллельном коде результата количество выходов умножителя должно быть не меньше суммы разрядов сомножителей. Изображая умножители на структурных схемах, их помечают буквами МР. Микро-схемы умножителей после номера серии обозначают буквами ИП (прочие цифровые устройства).

Большую группу комбинационных ЦЭУ составляют арифметико-логические устройства (АЛУ), выполняющие ряд обычных и специальных арифметических и логических операций: прибавление и вычитание единицы, сравнение двоичных чисел и формирование по его результатам некоторых логических функций, выявление знака разности двоичных чисел, контроль соответствия суммы единиц двоичного кода четному (или нечетному) числу, преобразование кодов и т.д. Благодаря использованию последних достижений в микроэлектронике, АЛУ представляют собой весьма сложные комбинационные ЦЭУ, обладающие разнообразными и богатейшими функциональными возможностями. Они составляют основу

---

\* Часто используют, так называемый, двоично-дополнительный код, который получают из обычного двоичного кода поразрядной инверсией всех его бит и прибавлением единицы к полученному числу. Нетрудно убедиться, что выходное состояние сумматора после сложения с числом в двоично-дополнительном коде, возможно, за исключением сигнала переноса, полностью совпадает с двоичным кодом результата вычитания двоичных чисел.

аппаратных средств, с помощью которых выполняется большинство «машинных» команд в современной микропроцессорной вычислительной технике. На структурных схемах АЛУ обозначаются буквами ALU, а их микросхемы (подобно умножителям) обозначают буквами ИП. Например, К555ИП3 представляет собой микросхему АЛУ, выполняющую 16 арифметических и 16 логических операций, выбор которых осуществляется различными комбинациями логических уровней на четырех управляющих входах *ЕД0* — *ЕД3*, а также на входе выбора режима работы *М*. При низком уровне сигнала на входе *М* микросхема выполняет арифметические, а при высоком — логические операции.

## 6.8. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫЕ ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

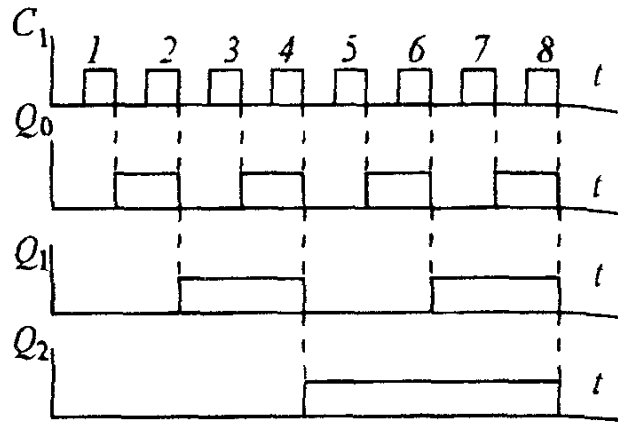
Принципиальное отличие последовательностных ЦЭУ от комбинационных заключается в том, что при пассивных уровнях сигналов на входах комбинационные ЦЭУ всегда возвращаются в исходное состояние, в то время, как последовательностные находятся в режиме хранения предыдущего состояния. По этой причине в состав типовых последовательностных ЦЭУ, к которым относятся счетчики, регистры и запоминающие устройства, помимо обычных логических элементов, обязательно входят элементы памяти, выполненные, например, на триггерах.

*Счетчиками называют последовательностные ЦЭУ, обеспечивающие хранение двоичного кода числа и выполнение над ним микрооперации счета, которая заключается в изменении значения числа в счетчике на  $\pm 1$ . Если при подаче активного уровня сигнала на информационный вход счетчика его содержимое увеличивается на единицу, счетчик называют суммирующим, а если уменьшается на единицу — вычитающим. Счетчик называют реверсивным, если он выполняет обе предыдущие операции. Счетчик называют синхронным, если состояния всех его выходов устанавливаются в определенные моменты времени, определяемые импульсами синхронизации. У асинхронных счетчиков состояния могут устанавливаться с некоторой задержкой относительно друг друга.*

Основной параметр счетчика — модуль счета  $K_c$ , определяющий максимальное число сигналов, которое может быть сосчитано счетчиком. Как правило, в схемах счетчиков используют триггеры, поэтому счет количества поступивших сигналов в них ведется в двоичной системе счисления. Двоичный счетчик с  $n$ -разрядами способен подсчитать  $2^n$  сигналов, отображая их количество двоичными числами в диапазоне от 0 до  $(2^n - 1)$ . После сигнала с номером  $2^n$  такой счетчик возвращается в исходное состояние.

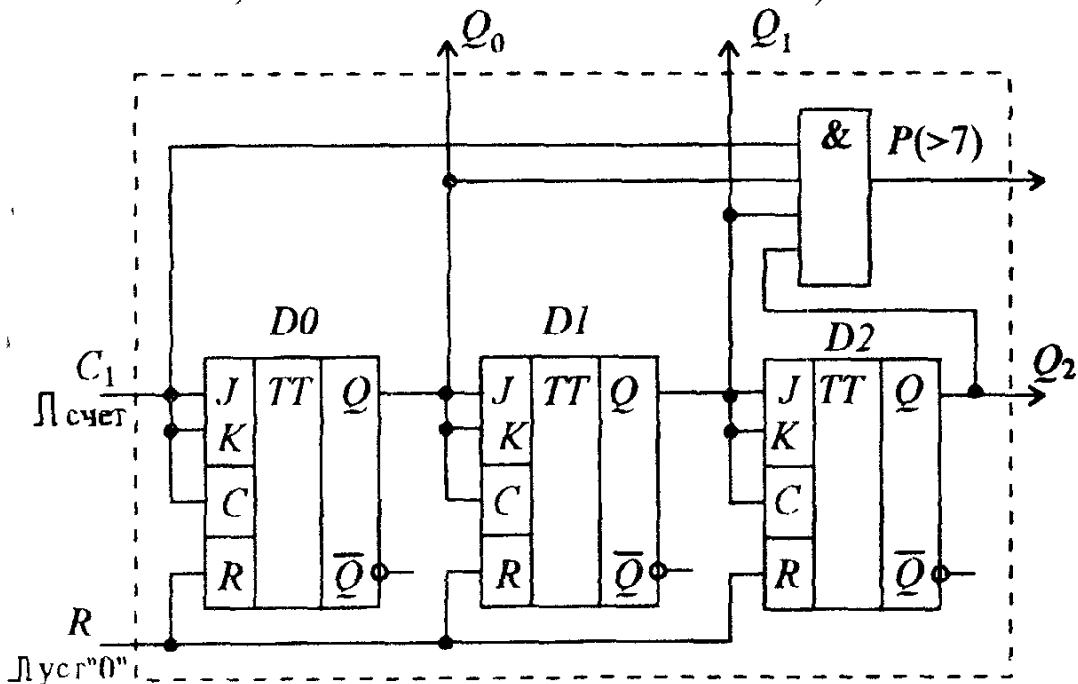


№вх ИМП	$Q_2^t$	$Q_1^t$	$Q_0^t$	$Q_2^{t+1}$	$Q_1^{t+1}$	$Q_0^{t+1}$
1	0	0	0	0	0	1
2	0	0	1	0	1	0
3	0	1	0	0	1	1
4	0	1	1	1	0	0
5	1	0	0	1	0	1
6	1	0	1	1	1	0
7	1	1	0	1	1	1
8	1	1	1	0	0	0

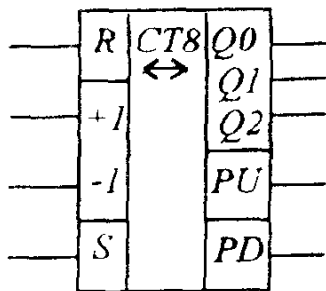


а)

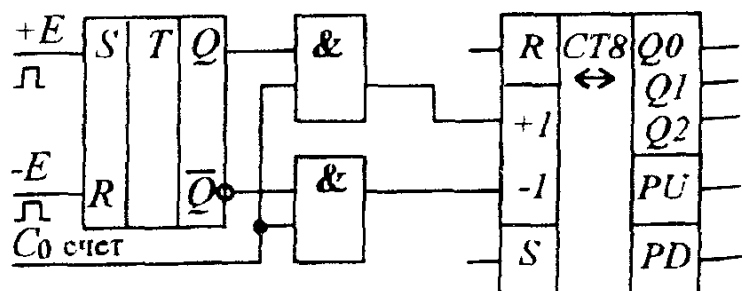
б)



в)



з)



д)

Рис 6 26 Трехразрядный суммирующий двоичный счетчик а — таблица состояний. б — временные диаграммы, поясняющие его работу, в — схема суммирующего счетчика, з — условное обозначение реверсивного счетчика на структурных схемах. д — работа реверсивного счетчика от одного источника счетных импульсов

Рассмотрим таблицу состояний (рис.6.26,а) трехразрядного суммирующего двоичного счетчика ( $K_c=8$ ), выполняющего микрооперацию суммирования (по обычным правилам) его предыдущего состояния с единицей. Полагаем, что в исходном состоянии на всех выходах счетчика присутствуют нули. Как следует из этой таблицы, сигнал  $Q_0^{t+1}$  на выходе младшего разряда счетчика изменяет свое состояние на инверсное всякий раз после поступления очередного подсчитываемого импульса на его вход. Это означает, что такой сигнал может быть получен на выходе счетного триггера  $D0$ , на вход которого подаются счетные импульсы. После прохождения первого счетного импульса на выходе  $Q0$  этого триггера будет активное (единичное) состояние. Если к выходу  $D0$  подключить второй такой же счетный триггер  $D1$ , который также изменял бы свое состояние после прохождения активного уровня сигнала на его входе, с выхода триггера  $D1$  будет получен сигнал  $Q_1^{t+1}$ . Рассуждая аналогично, приходим к выводу, что по окончании активного уровня сигнала на выходе  $D1$  на выходе следующего за ним точно такого же счетного триггера  $D2$  будет состояние  $Q_2^{t+1}$ .

На рис.6 26,б приведены временные диаграммы, поясняющие работу асинхронного трехразрядного двоичного суммирующего счетчика, а на рис. 6 26,в — его схема на асинхронных двухступенчатых  $JK$ -триггерах, включенных по схеме асинхронного  $T$ -триггера. Для правильной работы этой схемы весьма существенно то, что переключение двухступенчатого  $JK$ -триггера происходит по окончании активного единичного уровня сигнала на его входе синхронизации  $C$ . Заметим, что частота следования импульсов на выходе триггера  $D0$  — в 2 раза, на выходе  $D1$  — в 4 раза, а на выходе  $D2$  — в 8 раз ниже частоты следования импульсов на входе счетчика. По этой причине суммирующие счетчики часто также применяются в качестве делителей частоты. Вход  $R$ , объединяющий входы асинхронного сброса всех триггеров, служит для предварительной установки разрядов счетчика в исходное нулевое состояние.

Для увеличения количества разрядов счетчиков применяют их каскадное соединение друг за другом, для чего в схеме счетчика предусматривают специальный выход  $P$ , с которого снимают сигнал переноса на информационный вход  $C1$  следующего счетчика. В схеме счетчика (см рис.6 26,в) для этой цели введен дополнительный логический элемент 4И, на один из входов которого поступают счетные импульсы, а три остальных подключены к выходам триггеров  $D0$ ,  $D1$  и  $D2$ . Поскольку после седьмого импульса все триггеры счетчика установлены, в момент прихода восьмого импульса на выходе  $P(>7)$  этого элемента появится единичный уровень, который и используют в качестве сигнала переноса на вход  $C1$  следующего счетчика.

В худшем случае (после седьмого импульса) для установки окончательного состояния всех разрядов счетчика (см.рис.6.26,в) потребуется последовательное переключение всех его триггеров. Поскольку переключение каждого триггера всегда происходит с некоторой задержкой, этот процесс соответствует распространению сигнала переноса по линейке триггеров (подобно распространению сигнала переноса в схемах сумматоров). По этой причине счетчики, построенные по такому принципу, часто называют счетчиком с последовательным (сквозным) переносом. При большом числе разрядов счетчика указанная задержка может оказаться значительной, что и ограничивает его быстродействие.\*

В вычитающих счетчиках с приходом очередного импульса содержимое счетчика уменьшается на единицу. Обычно в исходном состоянии все триггеры устанавливаются в единицу, что обеспечивается объединением их входов  $S$  асинхронной установки. Поскольку при этом на всех инверсных выходах триггеров будет состояние логического 0, требуемые сигналы для переключения линейки триггеров вычитающего счетчика получаются, если счетный вход каждого следующего триггера подключить к инверсному выходу  $\bar{Q}$  предыдущего. Нетрудно убедиться в том, что состояния прямых выходов  $Q$  всех счетных триггеров соответствуют последовательности двоичных состояний вычитающего счетчика.

Реверсивные счетчики объединяют в себе описанные выше схемные решения для суммирующего и вычитающего счетчиков. Счетные импульсы для суммирования в них подаются на вход (+1), а для вычитания — на вход (-1). Эти же сигналы управляют и вспомогательными логическими элементами, обеспечивающими необходимую коммутацию цепей для работы счетчика в соответствующих режимах. Изображение трехразрядного реверсивного счетчика на структурных схемах приведено на рис.6.26,г. В этом счетчике на выходах  $PU (>7)$  и  $PD (<0)$  формируются сигналы переноса на соответствующие входы ( $\pm 1$ ) следующего такого же счетчика. Входы  $R$  и  $S$  служат для начальной установки всех триггеров счетчика соответственно в 0 или 1.

В цифровых измерительных приборах часто возникает необходимость работы реверсивного счетчика от одного источника счетных импульсов, причем одна часть импульсов должна суммироваться, а другая — вычитаться. В этом случае реверсивный счетчик подключают через дополнительное ЦЭУ (см.рис.6.26,д) в виде  $RS$ -триггера и двух элементов 2И.

---

\* Существуют более быстродействующие счетчики с, так называемым, параллельным (ускоренным) переносом. Задержка распространения сигнала переноса в них не превышает задержки одного логического элемента, но для реализации таких счетчиков требуется значительно большее количество элементов.

переключающее режимы работы счетчика. При высоком уровне сигнала на входе разрешения суммирования (+E) RS-триггер устанавливается, и сигналы счета  $C_0$  поступают на вход (+1). С другой стороны, при высоком уровне сигнала на входе разрешения вычитания (-E) RS-триггер сбрасывается, и реверсивный счетчик работает в режиме вычитания счетных импульсов  $C_0$ .

Помимо двоичных счетчиков, модуль счета которых равен степени двойки, на практике часто возникает потребность в счетчиках с произвольным модулем счета  $K_c$ . Для построения таких счетчиков обычно используют двоичный счетчик, модуль счета которого превышает требуемое значение  $K_c$ , и при помощи дополнительных устройств или цепей обратной связи исключают в нем лишние состояния, уменьшая их число до значения  $K_c$ .

На рис.6.27,а приведена схема асинхронного суммирующего счетчика с модулем счета  $K_c=5$ , которая отличается от схемы трехразрядного двоичного счетчика тем, что в нее введена цепь обратной связи через логический элемент DD1, обеспечивающая перевод триггера D0 в нулевое состояние после четвертого импульса, а также добавлен элемент DD2, сбрасывающий триггер D2 после пятого импульса. Сигнал с выхода этого элемента можно использовать в качестве сигнала переноса P при каскадном соединении таких счетчиков. Логический элемент DD3 играет вспомогательную роль, обеспечивая по шине R асинхронную установку счетчика в нулевое исходное состояние.

*Двоично-десятичным (или просто десятичным) называют счетчик с модулем счета  $K_c=10$ . Состояния такого счетчика трактуются в виде двоично-десятичного кода первых десяти цифр (от 0 до 9). Многоразрядные десятичные числа в этом коде могут быть получены на выходах нескольких таких счетчиков, включенных каскадно.*

Схему двоично-десятичного счетчика можно построить, включив, например, перед счетчиком с модулем  $K_c=5$  счетчик делитель частоты на 2 ( $K_c=2$ ). В качестве такого делителя частоты на 2 можно использовать, например, триггер D0 из схемы (см.рис.6.26,в). Поскольку при каскадном соединении счетчиков их модули счета умножаются, получим счетчик с  $K_c=10$ . Условное изображение асинхронного десятичного счетчика на структурных схемах приведено на рис.6.27,б. Десятичные счетчики получили широкое распространение в измерительной технике и, в частности, в приборах с цифровой индикацией. Например, соединяя выходы двоично-десятичного счетчика с входами дешифратора K514ИД1, к выходам которого по схеме рис.6.20,а подключен светодиодный семисегментный индикатор, на табло этого индикатора можно получать изображения десятичных цифр, соответствующих количеству импульсов, подсчитанных счетчиком.

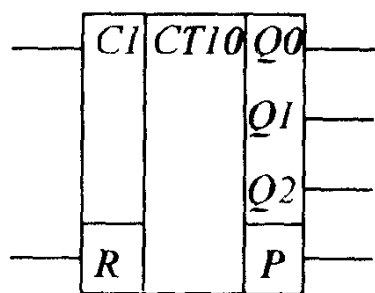
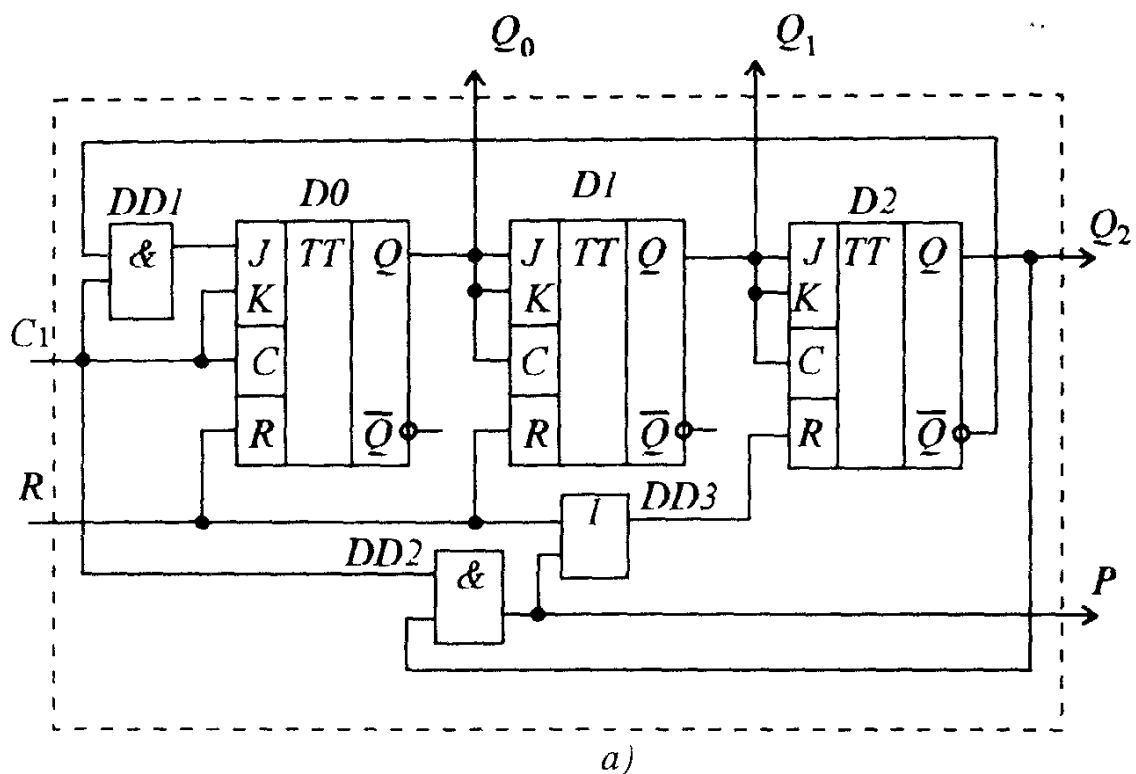


Рис.6.27 Асинхронные счетчики: а — структурная схема счетчика с модулем счета  $K_c=5$ ; б — условное обозначение двоично-десятичного счетчика

Микросхемы счетчиков после номера серии обозначают буквами ИЕ. В настоящее время выпускается довольно обширная их номенклатура от простейших, позволяющих вести счет только в одном направлении, до многоразрядных двоичных и десятичных, асинхронных и синхронных счетчиков. Помимо рассмотренных ранее режимов работы, современные микросхемы счетчиков обеспечивают предварительную запись в параллельном двоичном коде исходного состояния, с которого затем начинается счет в ту или иную сторону (например, ТТЛШ-счетчик К555ИЕ18), а также позволяют программным способом, задавая определенные логические уровни на управляющих входах, в широких пределах изменять модуль счета (коэффициент деления частоты следования входных импульсов, как например, в ТТЛ-микросхеме К155ИЕ8). Существуют также микросхемы, объединяющие в себе десятичный счетчик с дешифратором для управления семисегментным цифровым индикатором, например, ИС К176ИЕ3 и К176ИЕ4.

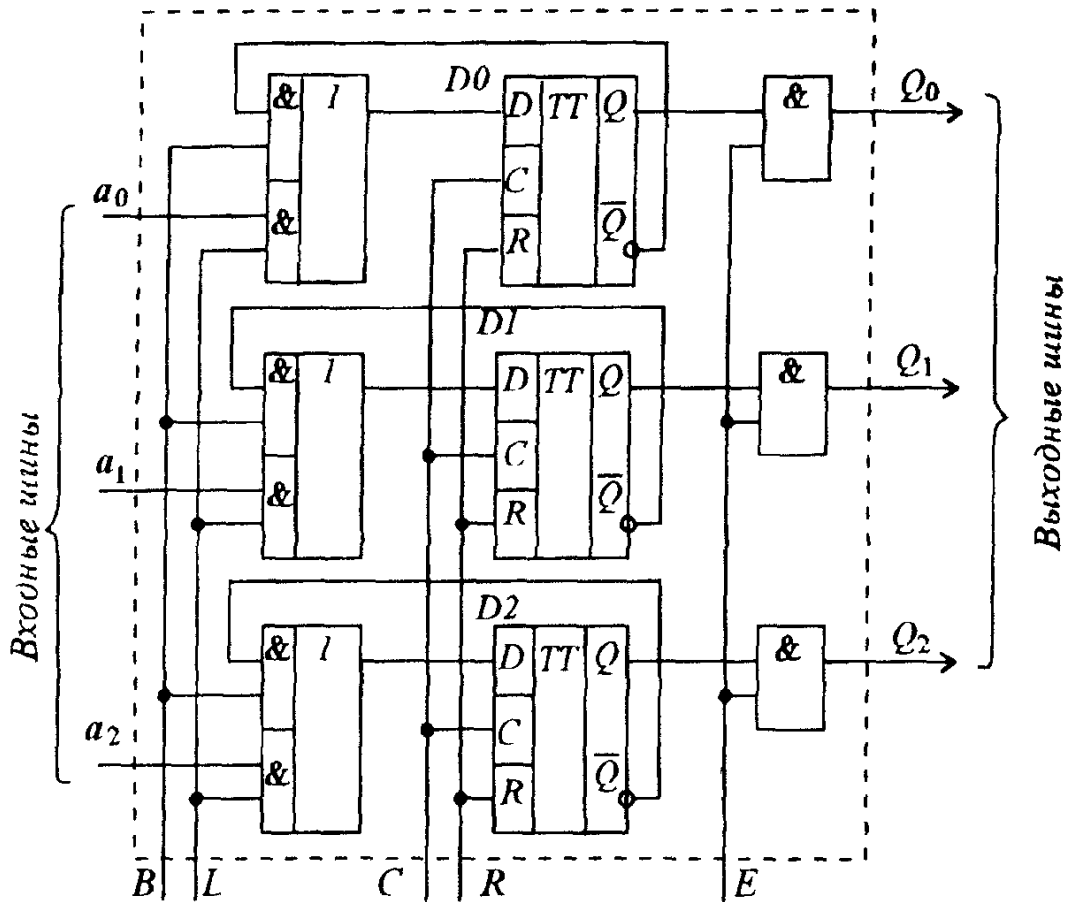
Регистрами называют последовательностные ЦЭУ, служащие для записи и хранения многоразрядных чисел, выполнения над ними поразрядных логических операций и вывода хранимой информации. Проще всего при помощи регистров выполняются такие поразрядные логические операции, как инверсия бит, сдвиги кода числа влево и вправо на заданное количество разрядов и некоторые другие. Поскольку триггер обеспечивает хранение одного бита информации, схемы регистров строят на основе цепочки триггеров, количество которых определяется числом разрядов двоичного числа. Ввод и вывод информации в регистрах может выполняться как в параллельном, так и в последовательном двоичном коде.

Регистры с параллельным приемом и выдачей информации называют регистрами памяти, а с последовательным вводом и выводом —сдвигающими (сдвиговыми) регистрами. Регистр называют *реверсивным*, если поразрядный сдвиг двоичного кода в нем может выполняться в обе стороны. Однотипные регистры также могут различаться и некоторыми дополнительными возможностями, например, наличием как прямых, так и инверсных выходов, выводов наращивания разрядности, режима асинхронного или синхронного сброса хранимой информации и т.п. В регистрах памяти для хранения двоичной информации используют *D*-триггеры.

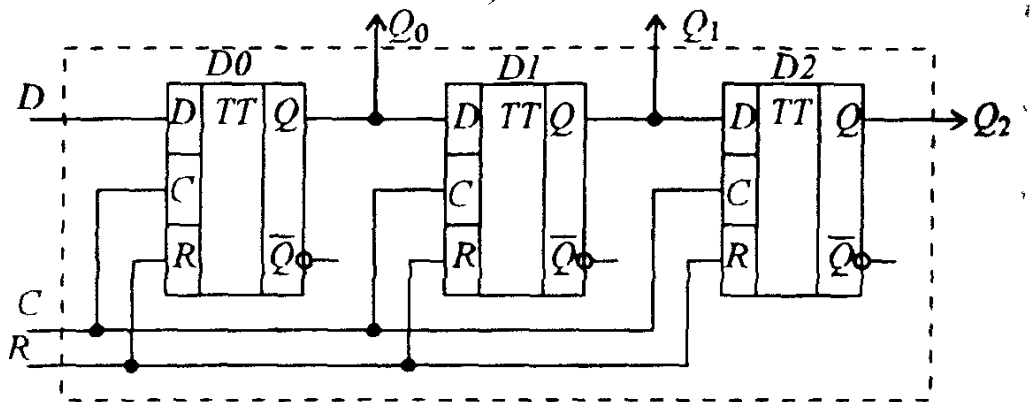
На рис.6.28,*а* приведена схема трехразрядного регистра памяти, на примере этой схемы рассмотрим принцип реализации некоторых наиболее важных функций регистров памяти. Регистр выполнен на трех синхронных *D*-триггерах, асинхронные входы сброса которых подключены к шине очистки *R*. Активным единичным уровнем сигнала на этой шине производят очистку регистра (режим очистки). Далее по сигналу разрешения записи *L* информация на входных шинах данных в параллельном двоичном коде через переключающие ячейки (на элементах  $2 \times 2И$  — ИЛИ) поступает на *D*-входы триггеров *D0*, *D1* и *D2*. По окончании импульса синхронизации на входе *C* (т.е. к следующему такту) она появляется на выходах соответствующих триггеров (режим записи). После этого соответственная комбинация входных данных может быть снята, так как регистр выполняет их временное хранение. Отметим, что для записи входной информации в регистр не требуется его предварительной очистки, так как предыдущая информация, хранимая в нем, исчезает и заменяется новым содержанием.

Для выполнения, например, такой поразрядной логической операции, как инверсия бит, необходимо подать активный единичный уровень сигнала на шину *B* инверсии бит. При этом коммутирующие ячейки на элементах  $2 \times 2И$  — ИЛИ подключают к *D*-входу каждого триггера его инверсный выход, обеспечивая его режим работы в качестве счетного триггера

Тогда при единичном уровне сигнала на входе синхронизации  $C$  состояние каждого из них (в режиме счетного триггера) меняется на инверсное. Наконец, для чтения (вывода) информации из регистра памяти активный уровень сигнала подают на вход  $E$  разрешения чтения, и содержимое регистра через блокирующие ячейки (на элементах 2И) также в параллельном коде выставляется на выходных шинах. Отметим, что режим чтения не разрушает информации в регистре, она хранится в нем до очередного цикла записи новых данных.



а)



б)

Рис 6 28

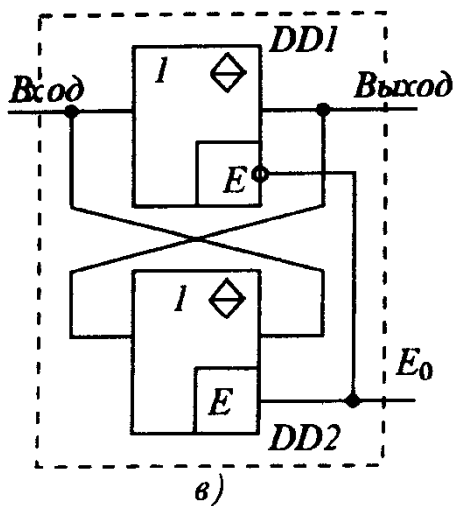
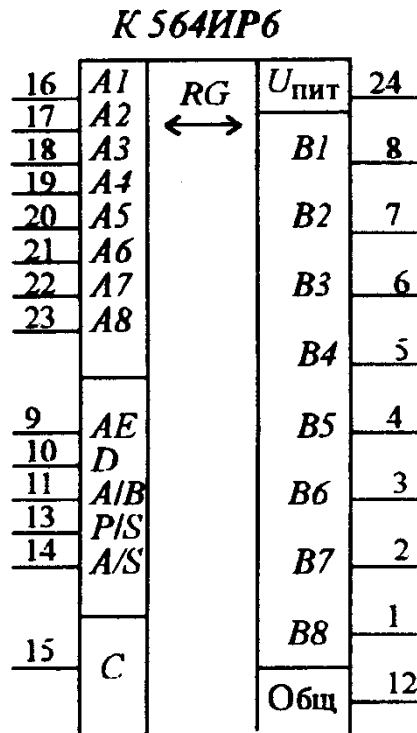


Рис.6.28. Регистры: *а* — схема трехразрядного регистра памяти; *б* — схема трехразрядного сдвигающего регистра; *в* — схема двунаправленных шинных усилителей; *г* — универсальный регистр К564ИР6



г)

С режимами записи данных в регистры и чтения информации, хранимой в них, в той или иной мере связана большая группа «машинных» команд современных цифровых вычислительных машин, составляющая так называемые команды пересылки.\* Как показывает опыт, из всех типов команд, выполняемых вычислительными машинами, примерно (60 — 80)% составляют команды пересылки данных, поэтому для регистров это наиболее часто используемый режим работы.

Все триггерные ячейки регистра памяти, по существу, работают параллельно, в то время как в сдвигающих регистрах их, подобно схемам счетчиков, включают каскадно друг за другом. На рис.6.28,б приведена схема трехразрядного сдвигающего регистра, построенная на *D*-триггерах.

Рассмотрим работу сдвигающего регистра на примере записи трехразрядного двоичного числа  $A(a_2a_1a_0)$ , поступающего на его вход *D* в последовательном коде младшими разрядами вперед. При первом импульсе на продвигающей шине *C*, объединяющей входы синхронизации всех триггеров, содержимое бита  $a_0$  переписывается в триггер *DD* и появляется на его выходе  $Q_0$  после этого импульса. При втором импульсе информация с выхода  $Q_0$  переписывается в триггер *D1*, а содержимое бита  $a_1$  — в триггер *D0*. По окончании второго такта на выходе *D0* будет состояние

\* Такие команды на языке АССЕМБЛЕР условно обозначают буквами mov от слова move (англ.) — двигать, передвигать.



$a_1$ , а на выходе  $D_1$  —  $a_0$ . После третьего импульса синхронизации на продвигающей шине  $C$  все трехразрядное число окажется записанным в регистре. Считывать записанную информацию из сдвигающего регистра можно либо в последовательном коде с выхода  $Q_2$ , поочередно продвигая ее через все разряды регистра следующими тремя импульсами, либо в параллельном коде с выходов ( $Q_0, Q_1, Q_2$ ), причем на выходе  $Q_2$  будет присутствовать младший разряд записанного числа. Очевидно во втором случае регистр одновременно будет выполнять преобразование последовательного кода в параллельный.

После записи числа в сдвигающий регистр (см.рис.6.28,б) сдвиг его еще на один разряд приводит к тому, что крайний справа бит выходит за пределы разрядности регистра. Соединяя выход  $Q_2$  с  $D$ -входом триггера  $D0$ , получим схему кольцевого (циклического) регистра, выполняющего сдвиг хранимой в нем информации по кольцу триггеров в направлении против часовой стрелки.

Для изменения направления сдвига информации в регистре (см.рис.6.28,б) необходимо после записи в него числа соответствующим образом перекоммутировать  $D$ -входы триггеров так, чтобы на  $D$ -вход триггера  $D0$  подавался сигнал с выхода  $Q_1$ , на  $D$ -вход триггера  $D1$  — сигнал с выхода  $Q_2$ . При этом выводить информацию из регистра (только теперь уже старшими разрядами вперед) нужно будет с выхода  $Q_0$ , а вводить новое число, подавая его биты на  $D$ -вход триггера  $D2$ . Наконец, подавая сигнал с выхода  $Q_0$  на  $D$ -вход триггера  $D2$ , получим кольцевой регистр, циклически сдвигающий его содержимое в направлении по часовой стрелке. Для перекоммутации  $D$ -входов можно использовать коммутирующую ячейку на элементе  $2 \times 2$ И — ИЛИ подобно тому, как это было выполнено в схеме регистра памяти (см.рис.6.28,а), когда по сигналу управления  $L$  или  $B$   $D$ -вход подключался либо к одной из входных шин, либо к инверсному выходу  $\bar{Q}$ .

Соединяя триггерные ячейки с коммутирующими, получим схему реверсивного регистра. Направлением сдвига информации в нем можно управлять, подавая активные уровни сигнала на вход разрешения сдвига влево  $VL$  или вход разрешения сдвига вправо  $VR$ , объединяющие соответствующие входы управления коммутирующих ячеек.

Микросхемы регистров обозначают после номера серии двумя буквами ИР. Последние разработки ИС регистров, как правило, характеризуются совмещением функций рассмотренных типов регистров и представляют собой, так называемые универсальные (многорежимные) регистры, обеспечивающие, например, последовательный ввод, сдвиг в обе стороны, кольцевой сдвиг и параллельный вывод. Для

уменьшения общего числа выводов в таких многорежимных регистрах входные и выходные шины часто объединяют. Регистры с такого рода объединением шин называют портами данных, в них одни и те же линии по специальным командам используются как для приема, так и для выдачи данных. Для реализации такой возможности в настоящее время широко используются элементы с третьим состоянием в виде микро-схем двунаправленных шинных усилителей (ДНШУ), представляющих собой два, включенных параллельно навстречу друг другу, управляемых повторителя (см. рис. 6.28, в). При низком уровне сигнала на входе управления  $E_0$  нижний повторитель  $DD2$  переведен в третье состояние, а верхнему  $DD1$  разрешена работа, что соответствует передаче данных в направлении с входа на выход. При высоком уровне этого сигнала работает повторитель  $DD2$  и данные передаются в обратном направлении. Микросхемы ДНШУ обозначают буквами АП, например, К531АП4 имеет в своем составе восемь буферных повторителей, четыре из которых управляются высоким, а другие четыре — низким уровнем сигнала на их входах разрешения работы  $E_0$ .

На рис. 6.28, г представлена микросхема К564ИР6, представляющая собой восьмиразрядный универсальный двунаправленный КМОП-регистр из восьми триггерных ячеек и комбинационного управляющего устройства. Регистр обеспечивает режимы параллельного и последовательного ввода информации, ее сдвиг и хранение и может быть использован для преобразования как параллельных кодов в последовательную форму, так и последовательных кодов — в параллельный.

Последовательный ввод информации в регистр осуществляется по входу  $D$  только в синхронном режиме по положительному перепаду сигнала на входе синхронизации  $C$  при низком уровне сигнала на входе  $P/S$  управления режимами ввода. Работа триггерных ячеек в этом режиме организована таким образом, что при подаче очередного импульса синхронизации происходит сдвиг информации, хранимой в регистре, на один разряд вправо. Для сдвига информации влево необходимо выводы  $B_i$  ( $i=1\div 8$ ) соединить с выводами  $A_{i-1}$ , а на вход  $P/S$  подать высокий уровень сигнала. При этом информационным будет вход  $A_8$ , а выходами  $B1 - B8$ .

Параллельный ввод выполняется при высоком уровне сигнала на входе  $P/S$  и в зависимости от уровня сигнала на входе управления  $A/S$  может осуществляться в асинхронном (при высоком уровне сигнала на этом входе) или синхронном режиме (при низком уровне на входе  $A/S$ ). Регистр может выполнять двунаправленную передачу данных от шин  $A$  к шинам  $B$  и наоборот, причем направление этой передачи определяется уровнем сигнала на входе  $A/B$ . Так в режиме параллельного ввода при высоком

уровне сигнала на входе  $A/B$  шины  $A$  служат входами,  $B$  — выходами, а при низком — шины  $B$  — входами,  $A$  — выходами. Сигналом на входе разрешения  $AE$  можно управлять соединением выводов  $A$  с линейкой триггеров регистра. При низком уровне сигнала на входе  $AE$  эта связь разрывается, что позволяет выводы  $A$  нескольких микросхем регистров объединять параллельно и поступающую информацию по этим общим шинам адресно распределять по нескольким аналогичным регистрам.

Исключительно важная роль регистров объясняется тем, что практически любое ЦЭУ может быть выполнено на основе совокупности регистров, соединенных друг с другом с помощью соответствующих комбинационных схем управления. Вовсе не случайно, а именно по этой причине, все многообразие аппаратных средств, реализованных в составе больших интегральных схем (БИС микропроцессоров), используемых, например, для построения современных персональных ЭВМ, с точки зрения программистов в простейшем случае представляется в виде набора, так называемых, регистров общего назначения (сокращенно РОН). По сути дела РОН представляют собой многоразрядные универсальные регистры с весьма малым временем обращения.

## **6.9. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФОРМЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ**

Поскольку информация на входах ЦЭУ обычно представляется в двоичном коде, а большинство исполнительных механизмов для автоматизированного управления технологическими процессами (исполнительные двигатели, электромагниты и т.п.), как правило, реагируют на непрерывно изменяющиеся уровни напряжения или тока, для преобразования информации из цифровой в аналоговую форму используют цифроаналоговые преобразователи (ЦАП). Помимо широкого промышленного применения ЦАП используются и в современной бытовой электронике, например, в системах высококачественного воспроизведения звука, записанного в цифровой форме на компакт-дисках (в лазерных СД-проигрывателях).

В системах автоматизированного управления для получения информации о состоянии контролируемого промышленного оборудования применяют различного рода преобразователи (датчики) неэлектрических величин в электрические сигналы, которые чаще всего представляются в аналоговом виде. Для последующей обработки этой информации при помощи ЦЭУ такие сигналы предварительно должны быть преобразованы в цифровую форму. В самом общем случае преобразование аналогоцифра выполняют в два этапа. Вначале непрерывно изменяющийся сигнал заменяют его значениями в дискретные моменты времени, что называют дискретизацией во времени. Затем эти значения сигнала подают на вход

аналого — цифровых преобразователей (АЦП), которые с некоторым шагом  $\Delta U$  квантования по уровню представляют их цифровым эквивалентом в виде двоичного кода.

Дискретизация во времени считается выполненной корректно, если возможно однозначное восстановление исходного аналогового сигнала. При этом исходный сигнал должен удовлетворять следующим двум условиям\*:

частотный (спектральный) состав исходного сигнала должен быть ограничен некоторой верхней граничной частотой  $f_B$ ;

частота дискретизации (следования отсчетов)  $f_D$  должна быть больше или равна  $2f_B$ .

Если широкополосный сигнал не удовлетворяет первому из этих условий, его пропускают через фильтр нижних частот с частотой среза  $f_B$ . Дискретизацию во времени быстроизменяющегося сигнала чаще всего выполняют, фиксируя его мгновенные значения в моменты времени, определяемые частотой  $f_D$  следования импульсов выборки, в виде напряжения на запоминающем конденсаторе. Обычно выбирают частоту дискретизации  $f_D = (3 \div 10)f_B$ . Неизменное (на отрезке времени между двумя импульсами выборки) напряжение затем подается на вход АЦП, который должен «успеть» закончить его преобразование в цифровую форму до поступления следующего импульса выборки. Заметим, что при достаточно быстродействующем АЦП и высокой частоте дискретизации, когда  $f_D \gg f_B$ , исходный аналоговый сигнал может быть непосредственно подан на вход АЦП, который в этом случае корректно выполняет как дискретизацию во времени, так и квантование по уровню.

Основными характеристиками ЦАП и АЦП являются быстродействие и погрешность преобразования, определяемая абсолютной погрешностью преобразования и относительной разрешающей способностью. Быстродействие ЦАП и АЦП характеризуется временем преобразования: для ЦАП это отрезок времени после поступления входного двоичного кода до установления его выходного аналогового сигнала; для АЦП — интервал времени от его пуска до момента получения выходного двоичного кода.

Абсолютная погрешность преобразования равна половине шага квантования по уровню  $\Delta U$ . При шаге квантования  $\Delta U$ , например,  $n$ -разрядный ЦАП должен обеспечивать  $2^n$  различных значений выходного напряжения, максимальное значение которого называ-

---

\* Обычно эти условия формулируются в виде так называемой теоремы дискретизации (теоремы Котельникова)

ют напряжением шкалы  $U_{\text{шк}}$ , связанным с  $\Delta U$  соотношением  $U_{\text{шк}} = (2^n - 1)\Delta U$ . *Относительной разрешающей способностью  $\delta U$  называют отношение шага квантования по уровню  $\Delta U$  к напряжению шкалы\**. Для  $n$ -разрядных ЦАП и АЦП  $\delta U = 1/(2^n - 1)$ .

**Цифроаналоговые преобразователи.** ЦАП представляют собой устройства для создания аналогового выходного значения напряжения (или тока), соответствующего числовому эквиваленту двоичного цифрового кода на его входе. Зависимость выходного параметра ЦАП, например, напряжения на его выходе, от кодового эквивалента входного сигнала называют характеристикой преобразования. На рис.6.29,а представлена характеристика преобразования четырехразрядного ЦАП. Используя для значений двоичных чисел ( $p=2$ ) формулу (6.1), получим общее выражение для характеристики преобразования  $n$ -разрядного ЦАП

$$U_{\text{вых}}/U_{\text{шк}} = \delta U \sum_{k=0}^{n-1} 2^k a_k,$$

откуда, в частности, для выходного напряжения четырехразрядного ЦАП запишем

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{шк}}(a_0 + 2a_1 + 4a_2 + 8a_3)/15. \quad (6.8)$$

Поскольку выходное напряжение ЦАП представляется в виде суммы отдельных слагаемых, которые в зависимости от значений коэффициентов  $a_0 - a_3$  могут входить (при единичном значении) или не входить (при нулевом значении соответствующего коэффициента) в окончательный результат, ЦАП может быть построен на основе аналогового сумматора и транзисторных ключей, обеспечивающих необходимую коммутацию напряжений (или токов). На рис.6.29,б представлена схема четырехразрядного ЦАП с характеристикой преобразования (6.8), построенная на основе сумматора на интегральном операционном усилителе (ОУ) и резистивной матрицы (набор резисторов)  $R_0 - R_1 - R_2 - R_3 - R_{\text{ос}}$ .

В этой схеме транзисторные ключи  $S_0 - S_3$ , управляемые параллельным двоичным кодом, например, поступающим с выходов регистра или счетчика, осуществляют коммутацию напряжения  $U_{\text{шк}}$  на соответствующие входы  $2^0 \div 2^3$ . Поскольку коэффициент передачи напряжения  $U_{\text{вых}}/U_{\text{шк}}$  с некоторого входа  $l$  равен  $K_l = -R_{\text{ос}}/R_l$ , выходное напряжение сумматора определяется суммой вида

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R_0} U_{\text{шк}} \left( \frac{R_0}{R_3} a_3 + \frac{R_0}{R_2} a_2 + \frac{R_0}{R_1} a_1 + a_0 \right), \quad (6.9)$$

\* В этом смысле относительная разрешающая способность для ЦАП и АЦП подобна понятию относительной приведенной погрешности стрелочных приборов

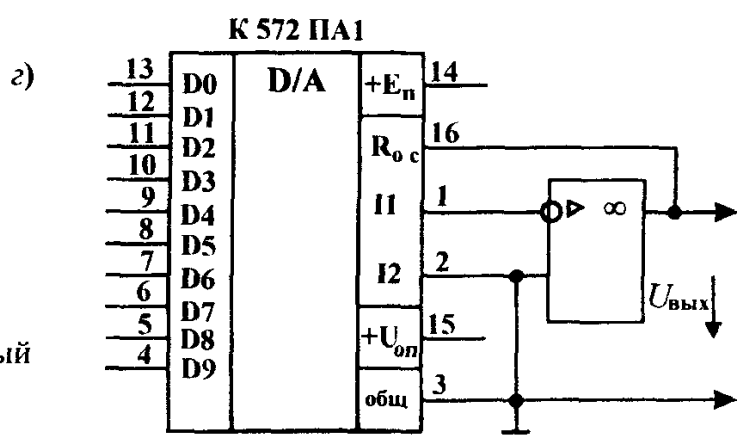
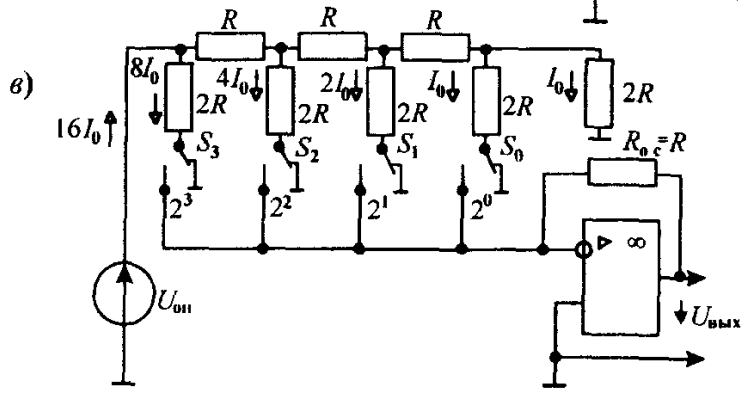
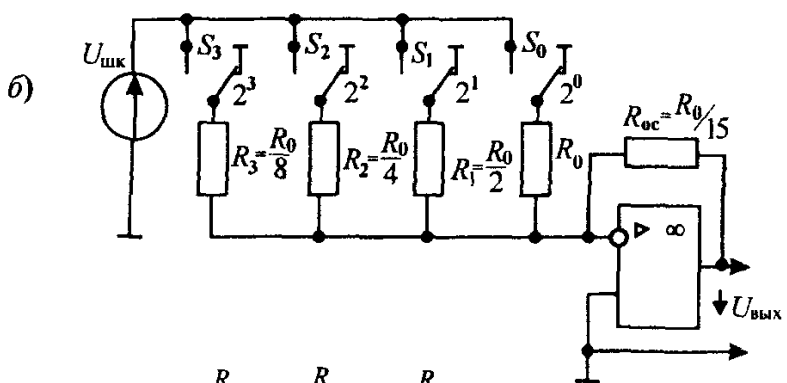
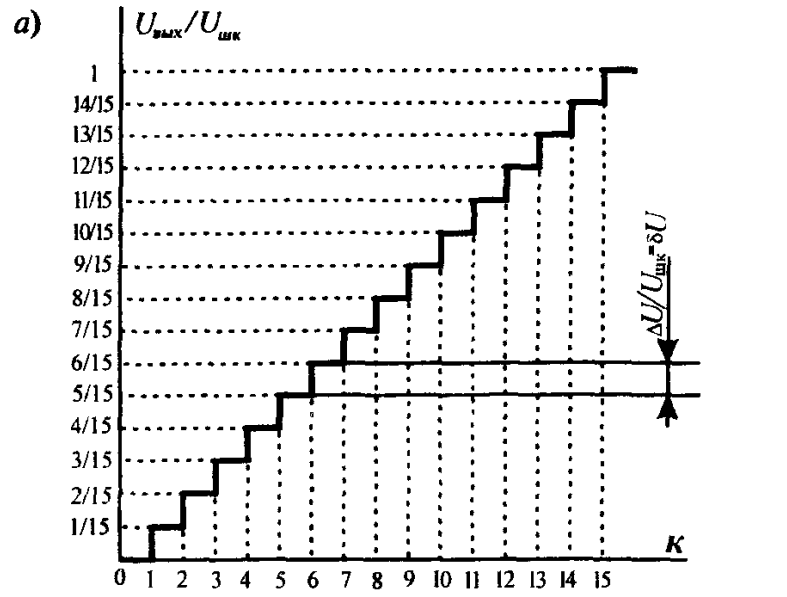


Рис 6.29 Цифро-аналоговый преобразователь

где  $(a_0 — a_3)$  принимают значения 0 или 1 в зависимости от положения соответствующих ключей  $S_0 — S_3$ .

Сопоставив (6.8) и (6.9), приходим к выводу, что при  $R_0 / R_{oc} = 15$ ;  $R_0 / R_3 = 8$ ;  $R_0 / R_2 = 4$  и  $R_0 / R_1 = 2$  выходное напряжение ЦАП с точностью до знака соответствует выражению характеристики преобразования (6.8).

Недостатком схемы ЦАП (см. рис.6.29,б) является значительный разброс номиналов и весьма жесткие требования по точности подгонки значений сопротивлений резистивной матрицы. На рис.6.29,в представлена схема четырехразрядного ЦАП на основе так называемой  $(R — 2R)$ -резистивной матрицы, свободная от указанных недостатков.

Резистивная  $(R — 2R)$ -матрица представляет собой цепь лестничной структуры, обладающая такими замечательными свойствами, что ее входное сопротивление не зависит от числа  $(R — 2R)$ -ячеек и всегда равно  $R$ , а токи резисторов  $2R$  в соседних ячейках различаются в 2 раза. В схеме ЦАП на рис.6.29,в транзисторные ключи  $S_0 — S_3$  осуществляют коммутацию токов в резисторах  $2R$  на соответствующие входы  $(2^0 — 2^3)$  инвертирующего сумматора. Современные интегральные ОУ характеризуются малыми входными токами и весьма высоким усилением по напряжению. Пренебрегая малым входным током ОУ, приходим к заключению, что суммарный ток входов  $(2^0 — 2^3)$  образует ток  $I_{oc}$  в резисторе обратной связи  $R_{oc}$ . Далее, поскольку при конечном выходном напряжении разность потенциалов между входами ОУ с бесконечно большим усилением стремится к нулю, для выходного напряжения ЦАП запишем

$$U_{\text{вых}} = - R_{oc} I_{oc} = - R_{oc} I_0 (8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + a_0), \quad (6.10)$$

где, как и ранее,  $a_0 — a_3$  в зависимости от состояния ключей  $(S_0 — S_3)$  принимают значения 1 или 0.

Для  $(R — 2R)$ -матрицы из четырех ячеек (как на рис.6.29,в) имеем  $U_{\text{оп}} = 16I_0R$ , откуда следует  $I_0 = U_{\text{оп}} / 16R$ . Сравнивая (6.10) и (6.8), приходим к выводу, что при  $R_{oc} = R$  и  $U_{\text{оп}} = 16U_{\text{шк}} / 15^*$  выходное напряжение ЦАП (см.рис.6.29,в) с точностью до знака соответствует характеристике преобразования (6.8).

Схема ЦАП (см.рис.6.29,в) содержит две группы резисторов с номиналами  $R$  и  $2R$ , что позволяет создавать интегральные схемы высокоточных ЦАП, так как в едином технологическом цикле нетрудно обеспечить одинаковые номиналы резисторов в пределах каждой из двух упомянутых групп. Более того, конкретное значение этого номинала не играет существенной роли, важно, чтобы сопротивления резисторов этих двух групп отличались в 2 раза.

---

\* В общем случае для  $n$ -разрядного ЦАП с  $(R — 2R)$ -резистивной матрицей  $U_{\text{оп}} = 2^n U_{\text{шк}} / (2^n - 1)$

Микросхемы ЦАП после номера серии в обозначении первой имеют букву П (для всех преобразователей), а второй — букву А. На рис.6.29,з представлена ИС типа К572ПА1, представляющая собой выполненный на основе КМОП-технологии 10-разрядный ЦАП с временем преобразования не более 5 мкс. К сожалению, при разработке этой ИС технологически не удалось на одной подложке вместе с КМОП-ключами и ( $R-2R$ )-матрицей выполнить и схему ОУ, поэтому ЦАП К572ПА1 всегда дополняют внешней микросхемой ОУ, подключение которой также показано на рис.6.29,з. В заключение отметим, что ЦАП К572ПА1 обеспечивает уникальную возможность выполнить операцию умножения аналоговой величины  $U_{оп}$  на другую величину, задаваемую двоичным цифровым кодом на входах  $D0-D9$ , при этом результат умножения представляется также в аналоговом виде выходным напряжением ЦАП. По этой причине ЦАП К572ПА1 иногда называют умножающим.

**Аналогово-цифровые преобразователи.** АЦП представляют собой устройство для сопоставления цифрового двоичного кода уровню аналогового сигнала на его входе. Характеристикой преобразования АЦП называют зависимость числового эквивалента двоичного кода на выходе АЦП от нормированного к напряжению шкалы входного аналогового сигнала ( $U_{вх}/U_{шк}$ ). Она также представляется многоступенчатой ломаной линией, подобной изображенной на рис.6.29,а, с той лишь разницей, что для четырехразрядного АЦП оси абсцисс и ординат меняются местами.

В настоящее время наибольшее распространение получила классификация интегральных АЦП на основе рассмотрения характера развития в них процесса преобразования во времени. Согласно такому подходу все интегральные АЦП можно разбить на два типа: последовательного действия (развертывающего типа) и параллельного действия (параллельного типа). К АЦП развертывающего типа относят АЦП с последовательным счетом, с поразрядным уравниванием (последовательных приближений) и интегрирующие АЦП.

Структурная схема АЦП последовательного счета представлена на рис.6.30,а. Постоянное (в течение времени действия импульса считывания, длительность которого выбирается чуть меньше периода дискретизации  $T_d = 1/f_d$ ) положительное напряжение  $U_{вх}$  поступает на неинвертирующий вход ОУ  $DA1$ , работающего в режиме компаратора. На инвертирующий вход  $DA1$  подается выходное напряжение ЦАП  $DA2^*$ , циф-

---

\* В простейшем случае вместо ЦАП может быть применен генератор линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН), запускаемый импульсом на входе «Пуск» Однако ввиду жестких требований к линейности его выходного напряжения такая замена, как правило, приводит к дополнительному увеличению общей погрешности преобразования АЦП



ровые входы которого подключены к выходам двоичного счетчика  $CT2$ . В исходное нулевое состояние счетчик  $CT2$  устанавливается импульсом на его входе сброса. АЦП запускается импульсом на входе «Пуск», разрешающем работу счетчика  $CT2$ , на счетный вход которого поступают тактовые импульсы, следующие с частотой повторения  $f_T$ . Двоичный код на выходах счетчика пробегает значения натурального числового ряда, а напряжение на выходе  $DA2$  ступенчато нарастает в соответствии с его характеристикой преобразования. В момент времени, когда это напряжение сравнивается с  $U_{вх}$ , срабатывает компаратор  $DA1$ , прекращая работу счетчика. Изменение состояния  $DA1$  используется в качестве сигнала «Конец преобразования», а выходной код счетчика соответствует цифровому эквиваленту входного аналогового сигнала.

Общий недостаток АЦП с последовательным счетом — сравнительно невысокое быстродействие, из-за чего они чаще всего применяются в низкочастотных цифровых вольтметрах.

**Задача. 6.13.** Определить верхнюю граничную частоту  $f_v$  аналоговых сигналов, преобразуемых 10-разрядным АЦП последовательного счета, тактовая частота которого  $f_T = 10 \text{ МГц}$

**Решение** Максимальное число  $N$  импульсов, подсчитанное двоичным счетчиком с  $n=10$ , составляет  $N=2^n - 1 = 1023$ . Тогда максимальная частота дискретизации преобразуемого сигнала будет  $f_d < f_T/N = 9,775 \text{ кГц}$ , а его верхняя граничная частота (по условию однозначности преобразования) составит  $f_a < f_d/2 = 4,89 \text{ кГц}$ .

Причина низкого быстродействия АЦП последовательного счета заключается в том, что в нем двоичный счетчик всякий раз пробегает все промежуточные значения от нуля до своего окончательного состояния,

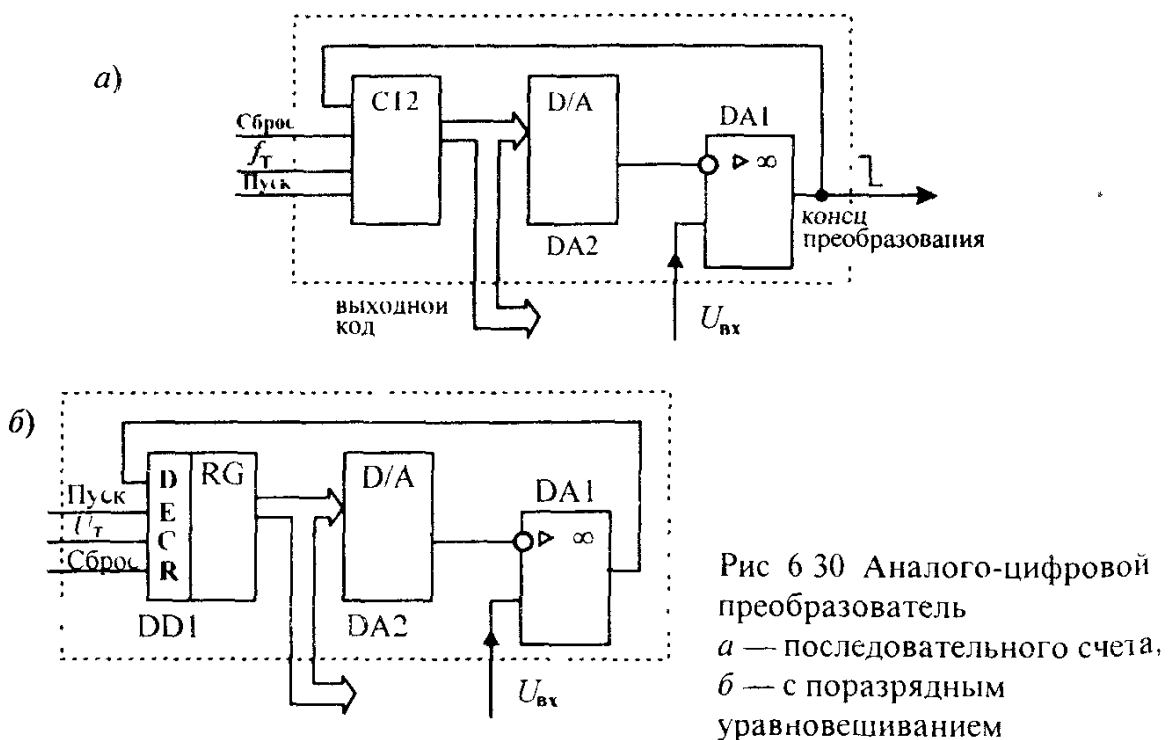


Рис 6.30 Аналого-цифровой преобразователь  
 а — последовательного счета,  
 б — с поразрядным уравниванием

определяемого напряжением  $U_{\text{вх}}$ . Увеличить быстродействие возможно, если сменить последовательную стратегию установки выходного кода АЦП на поразрядную, т.е. вначале сравнить  $U_{\text{вх}}$  с напряжением  $U_{\text{ЦАП}}$  на выходе ЦАП при коде с единственной единицей в старшем разряде и нулях в остальных разрядах. Если окажется, что  $U_{\text{вх}} > U_{\text{ЦАП}}$ , единицу в старшем разряде надо оставить, а если нет — сбросить. Далее можно установить единицу в следующем, младшем разряде и вновь повторить описанную процедуру. Процесс заканчивается определением содержимого самого младшего разряда. АЦП с поразрядной установкой выходного кода получили название АЦП с поразрядным уравниванием. Структурная схема такого АЦП представлена на рис. 6.30,б. Ее главное отличие от схемы рис.6.30,а состоит в том, что в ней двоичный счетчик заменен на так называемый регистр последовательных приближений (RG).

В исходное нулевое состояние все разряды RG  $DDI$ . (см.рис.6.30,б) устанавливаются импульсом сброса на входе  $R$ . АЦП запускается сигналом «Пуск» на входе разрешения  $E$ , причем весь цикл преобразования в нем всегда завершается за  $n$  тактовых импульсов  $U_T(t)$ , где  $n$ -разрядность АЦП. При положительном перепаде каждого тактового импульса в регистре устанавливается один из его разрядов, начиная со старшего, но окончательное состояние этого разряда определяется логическим уровнем на входе  $D$  на момент отрицательного перепада тактового импульса. В свою очередь, состояние входа  $D$  определяется компаратором  $DA1$  по результатам сравнения выходного напряжения  $U_{\text{ЦАП}}$   $DA2$  при коде, установленном в момент положительного перепада  $U_T(t)$ , и напряжением  $U_{\text{вх}}$ . Если  $U_{\text{вх}} > U_{\text{ЦАП}}$ , на входе  $D$  устанавливается единица, при  $U_{\text{вх}} < U_{\text{ЦАП}}$  — нуль.

В качестве примера построим временные диаграммы напряжения на выходе ЦАП, а также на выходе компаратора четырехразрядного АЦП с поразрядным уравниванием с напряжением шкалы  $U_{\text{шк}} = 15 \text{ В}$  при  $U_{\text{вх}} = 9,5 \text{ В}$ .

Весь цикл преобразования в данном АЦП завершится за  $n=4$  тактовых импульса, поэтому вначале изобразим временную диаграмму  $U_T(t)$  (рис.6.31,а). Под ней, указав моменты времени при положительных и отрицательных перепадах тактовых импульсов, изобразим диаграммы  $u_{\text{ЦАП}}(t)$  и  $u_{\text{КОМП}}(t)$ . На диаграмме  $u_{\text{ЦАП}}(t)$  отложим фиксированный уровень  $U_{\text{вх}} = 9,5 \text{ В}$  (см.рис.6.31,б).

В исходном состоянии (при  $t=0$ ) все разряды регистра сброшены, поэтому до первого тактового импульса  $u_{\text{ЦАП}}(t)=0$ , а  $u_{\text{КОМП}}(t)=1$  ( $U_{\text{вх}} > 0$ ). При положительном перепаде тактового импульса 1 в старший разряд регистра записывается единица, а напряжение на выходе ЦАП принимает значение 8 В. Поскольку при этом  $U_{\text{вх}} = 9,5 \text{ В} > u_{\text{ЦАП}} = 8 \text{ В}$ ,  $u_{\text{КОМП}}(t)=1$  к моменту отрицательного перепада первого тактового

импульса на входе  $D$  регистра  $RG$ , запишется в его старший разряд. В промежутке между тактовыми импульсами 1 и 2 на выходе ЦАП будет напряжение 8 В, а на выходе компаратора — состояние 1.

При положительном перепаде тактового импульса 2 в соседний (более младший) разряд запишется 1, а на выходе ЦАП установится напряжение  $u_{\text{ЦАП}}=12\text{В}$ . Поскольку  $u_{\text{ЦАП}}$  станет больше  $U_{\text{вх}}$ , на выходе компаратора установится нуль. Этот нуль при отрицательном перепаде тактового импульса 2 запишется в регистр, из-за чего выходное напряжение ЦАП вновь станет равным 8В, поэтому на выходе компаратора в промежутке между тактовыми импульсами 2 и 3 опять установится 1 ( $U_{\text{вх}} > u_{\text{ЦАП}}$ ) и т.д. Соответствующие временные диаграммы приведены на рис.6.31,б,в.

Еще одну разновидность АЦП развертывающего типа составляют так называемые интегрирующие АЦП, специально разработанные для высокочувствительных цифровых приборов постоянного (или медленноизменяющегося) тока. Для АЦП этого типа быстродействие не играет существенной роли, для них гораздо важнее обеспечение отстройки от влияния интенсивных помех, частоты которых кратны частоте  $f_c=50$  Гц переменного тока в промышленной питающей сети. В отличие от обычных АЦП последовательного действия интегрирую-

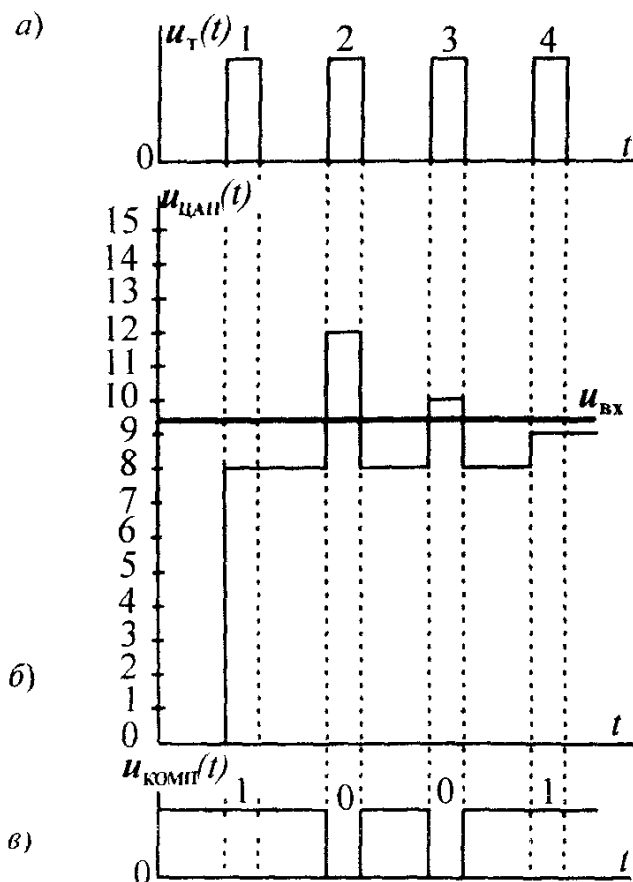


Рис. 6.31 Временные диаграммы, поясняющие принцип действия АЦП

щие АЦП вместо ЦАП используют интегратор. Поскольку интеграл от гармонической функции, взятый на отрезке интегрирования, кратном ее периоду, равен нулю, АЦП этого типа позволяют значительно ослабить влияние сетевых помех на показания цифровых приборов постоянного тока.

Структурная схема АЦП двойного интегрирования показана на рис.6.32,а, а поясняющие его работу временные диаграммы — на рис.6.32,б. В исходном состоянии двоичный счетчик *CT2* установлен в нуль, а переключатель *S* подключен к измеряемому постоянному входному напряжению. При отсутствии помех напряжение на выходе инвертирующего интегратора *DA1* изменяется по линейному закону, напряжение на выходе компаратора *DA2* положительно и разрешена работа счетчика, изменяющего свое состояние под действием тактовых импульсов  $U_T$ . Период их следования выбирается из соотношения  $T = kT_c/2^n$ , где  $k$  — целое число,  $n$  — разрядность счетчика, а  $T_c = 1/f_c = 0,02$  с — период сетевого напряжения переменного тока. В момент переполнения счетчика импульсом на выходе переноса в более высокий разряд  $[\geq(2^n - 1)]$ , подаваемым на вход схемы управления *SU*, перебрасывается переключатель *S*, подключая ко входу интегратора источник опорного напряжения  $U_{оп}$ , полярность которого противоположна  $U_{вх}$ . Напряжение на выходе интегратора *DA1* начинает линейно нарастать и в момент времени, когда оно достигает нуля, срабатывает компаратор *DA2*, прекращая работу счетчика *CT2*.

АЦП параллельного действия предназначены для преобразования быстроизменяющихся аналоговых сигналов, и поэтому они обладают весьма высоким быстродействием. Структурная схема АЦП этого типа приведена на рис.6.33,а и содержит  $(2n - 1)$  быстродействующих выходных компараторов  $D_1 - D_{2^{n-1}}$  ( $n$  — разрядность АЦП), шифратор *CD*, преобразующий выходные сигналы компараторов в двоичный код, и регистр *RG*, обеспечивающий хранение этого кода в промежутках времени между двумя соседними отсчетами АЦП. Частота следования этих отсчетов определяется частотой повторения тактовых импульсов  $U_T$ .

Работа компараторов разрешается сигналом на прямом входе разрешения *E*. На прямые входы компараторов подается входной сигнал  $u_{вх}(t)$ , а на инверсные — опорные напряжения, снимаемые с резисторов делителя напряжения источников  $+U_{оп1}$ ,  $-U_{оп2}$ , определяющих размах преобразуемого сигнала. Если входной сигнал  $u_{вх}(t)$  выходит за пределы  $U_{оп1}$ ,  $U_{оп2}$ , при  $U_T = 1$  все компараторы будут установлены в одинаковое состояние (1 или 0) независимо от изменений  $u_{вх}(t)$  до тех пор, пока  $u_{вх}(t)$  вновь не окажется в этих пределах. При некотором среднем значении входного сигнала компараторы  $D_1 - D_l$  установятся в

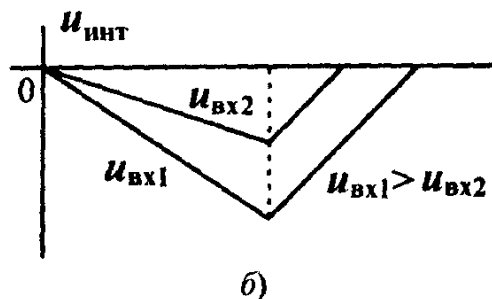
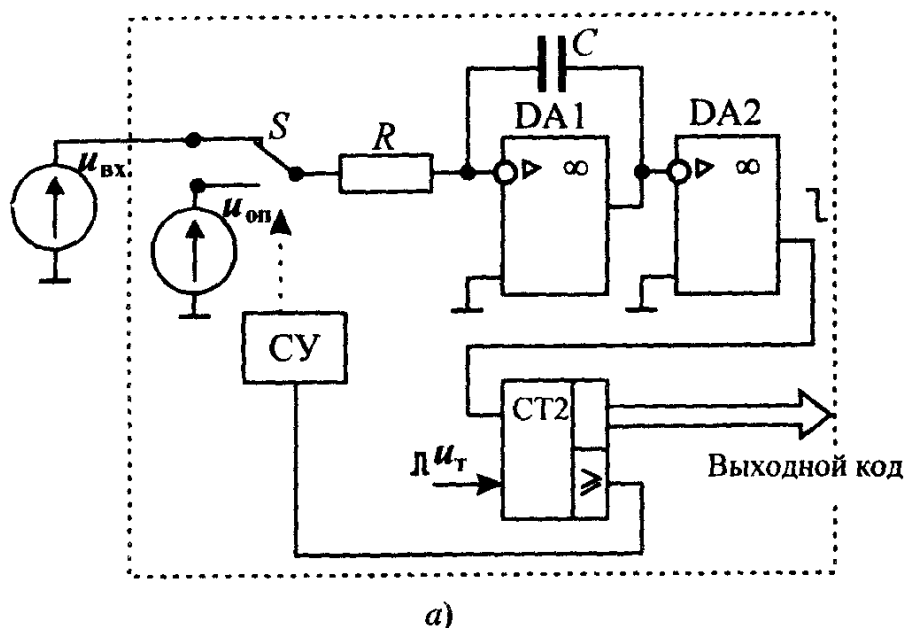
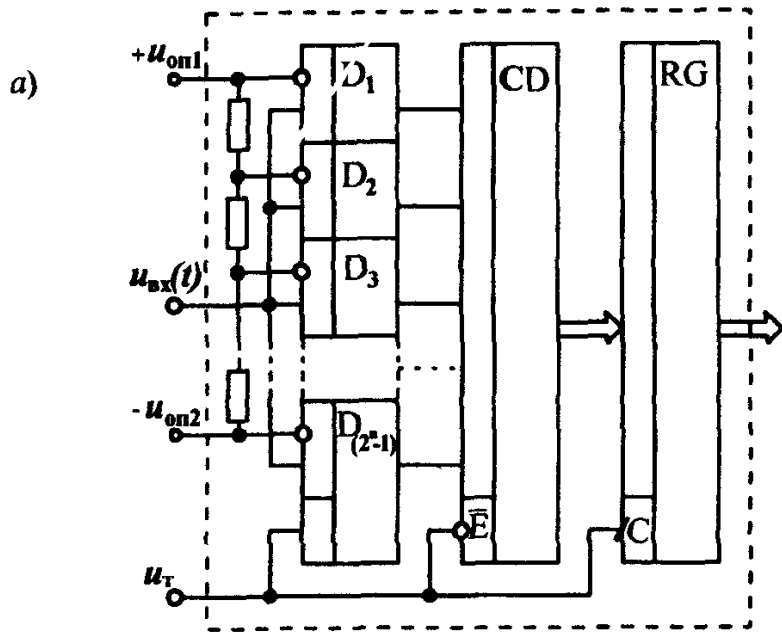


Рис. 6.32. Аналого-цифровой преобразователь двойного интегрирования

состояние 0, а  $D_{i+1} \dots D_{(2^n-1)}$  — в состояние 1.

Сигналы с выходов компараторов поступают на шифратор  $CD$ , который при  $U_T=1$  закрыт по инверсному входу разрешения  $E$ . При переходе  $U_T$  из состояния 1 в 0 шифратор выставляет двоичный код, который при следующем переходе  $U_T$  из 0 в 1 по прямому динамическому входу  $C$  переписывается в регистр  $RG$ , заменяя в нем предыдущее значение кода на выходе АЦП. Таким образом, если на выходе  $RG$  содержится код некоторого отсчета с номером  $N$ , на выходах закрытого шифратора выставлен код следующего  $(N+1)$ -го отсчета, а открытые компараторы обрабатывают  $(N+2)$ -й отсчет сигнала.

В параллельном АЦП действует своеобразный конвейер, когда в каждом такте отдельный узел обрабатывает свой отсчет, поэтому период следования отсчетов определяется временем задержки только одного (самого худшего по быстродействию) узла, а не суммой этих времен. По этой причине тактовая частота параллельных АЦП может достигать значений порядка 100 МГц, что позволяет преобразовывать сигналы с высшей частотой более 10 МГц. Основной недостаток АЦП параллельного действия, связанный с относительно небольшим числом его разрядов (из-за большого числа компараторов), может быть устранен парал-



К 1107 ПВ2

б)

28, 43	$U_{ин1}$	A/D	$U_{ин2}$	47,48
13, 15, 16	$U_{вх}$			49,50
18, 20	$U_T$		Q1	40
30			Q2	39
41	УВК1		Q3	38
36	УВК2		Q4	37
			Q5	35
11	$U_{оп1}$		Q6	34
22	$U_{оп2}$		Q7	33
			Q8	32
17	$K_{нл}$		ОЦ	29,42
14, 19	ОА			

Рис 6 33 Аналого-цифровой преобразователь параллельного действия

лельным включением нескольких преобразователей этого типа, у которых соответствующим образом подобраны опорные напряжения  $U_{оп1}$  и  $U_{оп2}$

## КОММЕНТАРИИ К ПРАВИЛЬНЫМ ОТВЕТАМ НА ВОПРОСЫ ГЛ 6

6.1.3 Каждый из пары элементов (см рис 6.10) реализует булеву функцию вида  $F = \overline{x_1 x_2 + x_3 x_4}$ . При подаче на один из входов сигнала  $x$  и единичных уровнях на остальных входах на выходе элемента получим  $F = \overline{x \cdot 1 + 1 \cdot 1} = 0$  независимо от сигнала  $x$ .

6.2.3 При сброшенном в нуль  $JK$ -триггере соединение инверсного выхода с прямым  $J$ -входом приводит к активному уровню сигнала на этом входе. В этом случае при изменении состояния  $K$ -входа  $JK$ -триггер будет функционировать в соответствии со строками 1 и 3 таблицы переходов (см рис 6.17). Строка 1 доставляет единичное значение  $Q^{t+1}$ , а строка 3 — значение  $Q^{t+1} = \overline{Q^t}$ , что при сброшенном триггере опять приводит к единице, т.е. независимо от состояния  $K$ -входа  $JK$ -триггер будет установлен.

6.3.4 Единичный уровень на инверсном входе запрета  $E1$  разрешает работу шифратора КМ555ИВ1. При этом активный уровень сигнала на одном из входов  $D0 — D7$  приведет к появлению на выходах  $Y0 — Y2$  двоичных кодов первых 8 десятичных чисел. Среди этих кодов активный уровень сигнала только на одном из выходов  $Y0 — Y2$  возможен в трех вариантах.

## Глава седьмая

# МИКРОПРОЦЕССОРЫ И МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ

### 7.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О МИКРОПРОЦЕССОРАХ

История развития современных средств вычислительной техники насчитывает около 50 лет, однако за этот период уже сменилось четыре поколения ЭВМ, существенно отличающихся друг от друга своей элементной базой

Первое поколение ЭВМ составляли громоздкие системы на электронных лампах. ЭВМ первого поколения не отличались высокой надежностью и имели быстродействие порядка нескольких десятков тысяч операций в секунду. Применение дискретных транзисторов в ЭВМ второго поколения значительно повысило их надежность и быстродействие (до сотен тысяч операций в секунду). Элементную базу ЭВМ третьего поколения в основном составляли цифровые ТТЛ — ИС малой и средней степени интеграции, что обеспечивало их достаточно высокую надежность и быстродействие на уровне миллиона операций в секунду.

Степень интеграции цифровой ИС определяется количеством размещенных в ней логических элементов (ЛЭ). К микросхемам малой степени интеграции (МИС) относят ИС, содержащие не более десяти ЛЭ, к средней степени интеграции (СИС) — ИС с числом ЛЭ в пределах 10 — 100. ИС большой степени интеграции (БИС) содержат 100 — 1000 ЛЭ, сверхбольшой (СБИС) — 1 — 10 тысяч ЛЭ, супербольшой степени интеграции (ССБИС) — 10 — 100 тысяч ЛЭ на одном кристалле.

Переход к ЭВМ четвертого поколения был достигнут не только благодаря заметному прогрессу в области схемотехники и технологии производства ИС. Весьма важным для дальнейшего развития вычислительной техники явилось создание в 70-х годах новых универсальных цифровых ИС, так называемых *микропроцессоров* (МП) — разновидности БИС, способных выполнять полный перечень функций центрального процессора ЭВМ. С появлением микропроцессоров отпала необходимость для каждого нового применения проектировать новую ИС. Вместо этого можно было взять готовый микропроцессор, разработав для него новую программу для выполнения требуемых функций.



Спектр возможных применений микропроцессоров оказался настолько широким, что построенные на их основе различного рода микропроцессорные системы сбора и обработки информации, управления и контроля технологическими процессами и т.п. стали проникать почти во все отрасли человеческой деятельности — от научных исследований и производственной сферы до медицины и повседневного быта. Микропроцессоры позволили разрешить казавшиеся ранее несовместимыми требования резкого увеличения скорости обработки информации и объема памяти и столь же резкого снижения размеров, стоимости и энергопотребления ЭВМ. Вслед за первыми однокристалльными МП было освоено массовое производство нескольких видов микропроцессорных комплектов и наборов, представляющих собой совокупность микропроцессорных и других ИС, номенклатура и количество которых необходимы и достаточны для построения любого конкретного изделия вычислительной и управляющей техники. На их основе были созданы многочисленные персональные ЭВМ (ПЭВМ), впервые появившиеся на рубеже 80-х годов, а также совершенно новый класс малопотребляющих компактных машин — *микрокомпьютеров*, быстродействие которых почти не уступает настольным вариантам, но их размеры и масса таковы, что они вполне помещаются в небольшом чемоданчике.

Эволюция архитектуры микропроцессоров пошла по нескольким различным направлениям, в результате чего появились следующие их классы:

простые однокристалльные 4- и 8- разрядные контроллеры относительно невысокой производительности для применения в бытовых приборах и небольших подсистемах;

быстродействующие секционные комплекты микропроцессорных БИС для создания ЭВМ произвольной разрядности с наращиваемой системой команд;

мощные однокристалльные 16- и 32- разрядные ССБИС микропроцессоров с фиксированной системой команд для персональных ЭВМ, производительность которых приближается к возможностям полупрофессиональных и миниЭВМ;

специализированные процессоры цифровой обработки, предназначенные для ускоренного выполнения арифметических операций и алгоритмов спектрального анализа сигналов;

аналоговые процессоры — устройства с аналоговым входом и выходом, внутри которых вся обработка сигналов ведется в цифровом виде

Построенные на основе универсальных и специализированных микропроцессоров средства вычислительной техники относят к ЭВМ чет-

вертого поколения. Они представляют собой многопроцессорные и многомашинные комплексы, отличающиеся высокой надежностью и быстродействием (десятки миллионов операций в секунду).

До недавнего времени появление каждого следующего поколения ЭВМ в основном связывалось с созданием новой элементной базы. Отличительной чертой перехода к ЭВМ пятого поколения считается разработка новых конфигураций центральных и специализированных микропроцессоров, а не применение новой элементной базы, поскольку ССБИС микропроцессоров использовались ранее и в составе ЭВМ четвертого поколения. В настоящее время выпускается много модификаций перспективных высокопроизводительных 32-разрядных МП, на основе которых построены некоторые модели микрокомпьютеров, относящиеся по реализованным в них идеям к ЭВМ пятого поколения.

Совершенствование микропроцессоров шло параллельно с развитием микроэлектронной технологии, позволяющей размещать в одном кристалле все большее и большее количество транзисторов. Достигнутое можно проследить на примере семейства МП фирмы "Intel", до настоящего времени прочно удерживающей лидирующие позиции в этой области. Это семейство началось с выпущенного впервые в 1971 г. 4-разрядного МП Intel 4004, выполненного на 2300 *n*-МОП транзисторах и ориентированного на применение в микрокалькуляторах. Значительно более совершенный 8-разрядный МП Intel 8080 (отечественный аналог — МП КР580ВМ80А) был выпущен в 1974 г. и уже содержал примерно 4500 транзисторов. В 1978 г. на основе высокоплотной *n*-МОП технологии выпускается 16-разрядный МП Intel 8086 (отечественный аналог — МП КМ1810ВМ86) на 29000 транзисторах. На МП этой серии впервые были построены широко распространенные во всем мире ПЭВМ серии IBM. Наконец, к началу 1986 г. на основе совместного использования экономичных КМОП-схем и отличающихся более высоким быстродействием *n*-МОП схем был создан перспективный 32-разрядный МП Intel 80386, содержащий до 275000 транзисторов. В этой связи также отметим разработанный фирмой "Hewlett Packard" 32-разрядный МП Focus, выполненный на 450000 транзисторах на МОП-кристалле. Такая высокая степень интеграции была достигнута путем существенного снижения (до 1,5 мкм по ширине и 1 мкм для интервалов между соседними областями) размеров транзисторов. Одновременно производительность МП выросла более, чем на три порядка.

В 1989 г. фирма "Intel" сообщила о разработке еще более совершенного МП i486DX. Одним из важнейших событий 1991 года вполне можно считать появление нового МП i486SX, производительность которого примерно на 40% превышала показатели лучших образцов МП Intel

80386 DX/SX. С начала 90-х годов 32-разрядные МП стали широко использоваться для производства на их основе портативных компьютеров ( типа ноутбук или лэптоп ), однако обычные микросхемы i80386DX/SX не полностью отвечали требованиям разработчиков. Для удовлетворения этих требований в 1990 г. фирмой "Intel" был разработан экономичный вариант МП i80386SL, который содержал 885 тысяч транзисторов. Это позволило создавать на площади, ненамного превышающей размеры игровой карты, 32-разрядные весьма миниатюрные компьютеры. Последующая разработка этой фирмы ( 1992 г. ) ИС МП i486SL представляла собой, пожалуй, самый производительный процессор серии SL. По производительности этот процессор не уступает i486DX, но благодаря пониженному напряжению питания ( 3,3 В ) и высокой экономичности только за счет использования нового МП среднее время автономной работы компьютера-блокнота (около трех часов) увеличивается примерно на один час. С марта 1993 г. начались промышленные поставки новейшей версии МП, объявленного ранее как 586 или P5, но зарегистрированного корпорацией "Intel" под торговой маркой Pentium. Новая ИС была выполнена по 0,8-микронной КМОП технологии и содержала около 3,1 млн. транзисторов. Современные персональные компьютеры, построенные на базе МП Pentium, полностью совместимы со 100 миллионами ПЭВМ, использующих МП Intel 8086, 8088, 80286, 80386 и i486.

Отметим, что повышение производительности процессоров всегда сопровождается существенным увеличением мощности потребления энергии. Так, первые МП версии Pentium, по скоростным параметрам оставляя далеко позади всех своих предшественников, имели мощность рассеивания около 14 Вт. С марта 1994 г. начал выпуск второго поколения ( более экономичных ) МП Pentium с кодовым названием P54C, при производстве которых была использована 0,6-микронная КМОП-технология, что позволило снизить мощность рассеивания МП до 4 Вт при напряжении питания 3,3 В. Количество транзисторов в этих ИС было увеличено до 3,3 млн. С 1995 г. фирма "Intel" объявила о начале коммерческих поставок микропроцессоров нового поколения Pentium Pro, число транзисторов основного кристалла которого составляет примерно 5,5 млн. Внутренняя архитектура этого процессора оптимизирована для работы с 32-разрядными приложениями, где он существенно опережает даже самые быстродействующие модели Pentium В планах корпорации "Intel" — совместная разработка с фирмой "Hewlett Packard" к концу 1997 г. совершенно необычного процессора P7 с базовой 64-разрядной архитектурой и ожидаемым быстродействием до 1 млрд. операций в секунду.

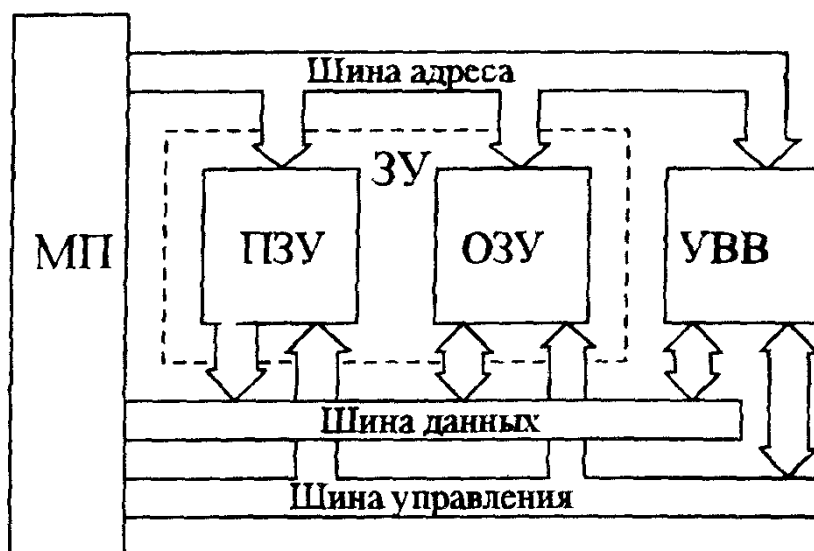


Рис 7.1 Базовая конфигурация современной микропроцессорной системы

На рис. 7.1 представлена базовая конфигурация современной микропроцессорной системы (МС), ядром которой служит центральный процессор, выполненный на основе БИС МП. Помимо МП в состав любой МС также входит и ряд вспомогательных устройств: устройства ввода/вывода (УВВ) и запоминающее устройство (ЗУ), без “поддержки” которых даже самый совершенный МП практически бесполезен. В ЗУ хранятся последовательности двоичных кодов управляющих программ и набора данных, необходимые МП для выполнения обработки информации, а УВВ обеспечивают его взаимодействие с внешними устройствами.

В свою очередь, ЗУ может включать в себя постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), обеспечивающее хранение управляющих программ и набора исходных данных для организации процесса обработки информации, а также оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) — для хранения изменяющейся части обрабатываемой информации. Некоторые специализированные МП снабжаются внутренней памятью (для хранения программ и данных) и встроенными УВВ, называемыми входными / выходными портами. Для таких МП требуется минимальное количество внешних вспомогательных ИС, и они идеально подходят для недорогих МС. Обычно их называют *однокристальными компьютерами*.

Особо отметим наличие в МС трех типов шин (данных, управления, адреса), каждая из которых выполняется в виде набора проводников, связывающих основные элементы МС между собой. По шине данных пере-

даются двоичные сигналы, соответствующие кодам данных и команд управляющих программ. МП определяет устройство — источник данных (откуда их нужно считать) и их получателя или приемник (куда надо записать данные) и передает по *шине управления* соответствующие сигналы о направлении передачи информации. Наконец, *шина адреса* служит для указания места расположения данных, по ней МП передает двоичный код соответствующей ячейки памяти (откуда взять или куда записать двоичный код, передаваемый по шине данных). Как правило, все неиспользуемые в данный момент вспомогательные устройства в составе МС переводятся в “третье состояние”, обеспечивающее их отключение от шин.

**Вопрос 7.1.** Какова главная отличительная особенность ЭВМ четвертого поколения по сравнению с более ранними их моделями ?

*Варианты ответа:*

7.1.1. ЭВМ четвертого поколения используют ИС более высокой степени интеграции.

7.1.2. ЭВМ четвертого поколения отличаются более высокой производительностью

7.1.3. ЭВМ четвертого поколения используют более сложное программное обеспечение.

7.1.4. ЭВМ четвертого поколения используют микропроцессоры.

**Вопрос 7.2.** Какой элемент в составе МС непосредственно управляет всеми операциями в ней ?

*Варианты ответа:*

7.2.1. ЗУ, хранящее набор управляющих программ.

7.2.2. МП, выполняющий программы, хранящиеся в ЗУ.

7.2.3. УВВ, с помощью которого оператор с клавиатуры вводит одну из команд МП

## **7.2. ВНУТРЕННЯЯ АРХИТЕКТУРА МИКРОПРОЦЕССОРОВ**

*Микропроцессором называется программно-управляемое устройство на одной или нескольких ИС, осуществляющее обработку цифровой информации и управляющее этим процессом. МП может принимать, дешифровать и выполнять команды, представленные в двоичном коде*

Типичная внутренняя организация МП приведена на рис. 7.2. Основными внутренними компонентами МП являются *арифметико-логическое устройство (АЛУ)*, реализующее множество арифметических и логических функций МП, *узел синхронизации и управления*, воспринимающий и генерирующий внешние управляющие сигналы; *набор регист-*

ров для временного хранения кодов команд, данных, адресов и информации о внутреннем состоянии МП. Содержимое некоторых из внутренних регистров МП может быть изменено программным путем, другая их часть недоступна программисту. Безусловно, общее число внутренних регистров МП разных семейств различно, как различны конкретные функции, выполняемые ими, и обозначения доступных программисту регистров. Тем не менее для всего многообразия внутренних регистров МП характерны следующие наиболее важные их виды.

*Регистр команды* воспринимает код текущей команды с шины данных и осуществляет его хранение в течение всего времени ее исполнения. Регистр команды не доступен программисту.

Для хранения данных и промежуточных результатов в МП используются программно доступные *рабочие регистры*. Если все рабочие регистры в составе МП позволяют непосредственно записывать в них результаты вычислений, выполненных АЛУ, их обычно называют *регистрами общего назначения* (РОН). Если в МП имеется всего лишь один такой специализированный регистр, его называют *аккумулятором*.

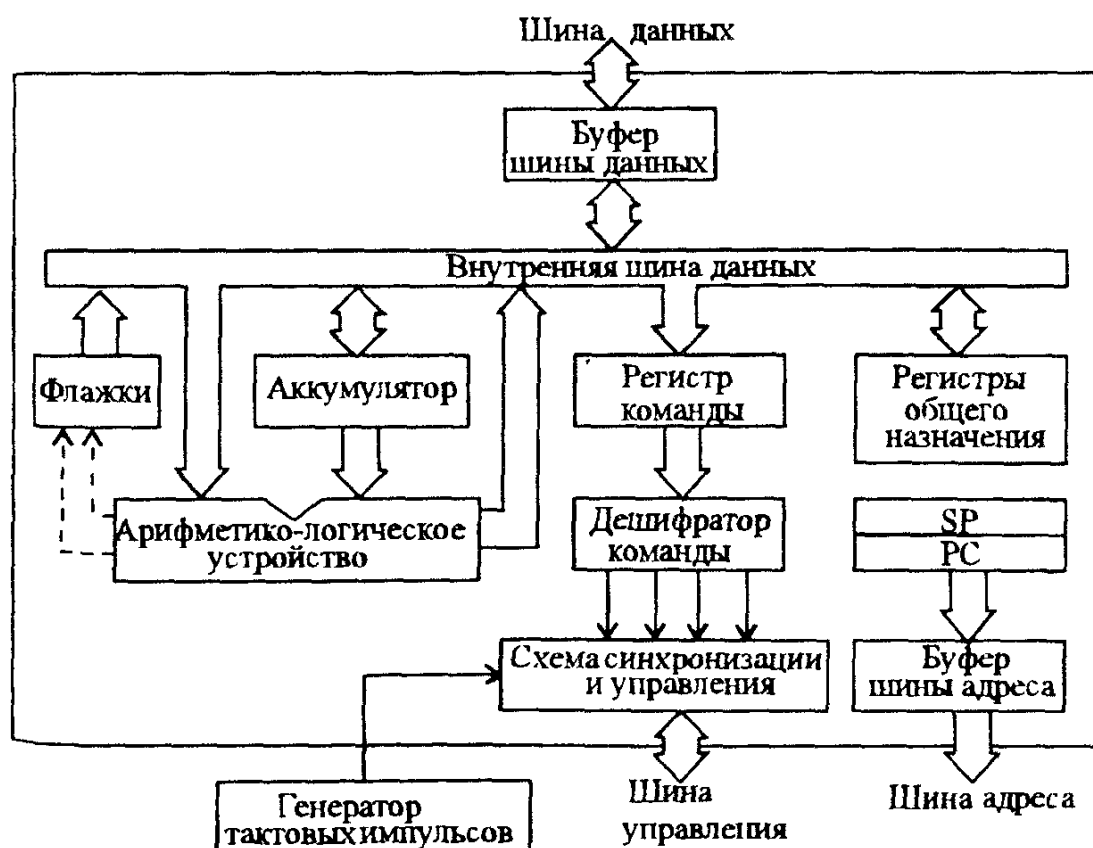


Рис. 7.2 Типичная внутренняя организация микропроцессора

Регистры для хранения адресов (указательные регистры) также программно доступны. К *указательным регистрам* относятся *программный счетчик* (другое наименование — указатель команды), а также регистры — указатели стека. Программный счетчик (РС) обеспечивает хранение двоичного кода адреса ячейки памяти, где помещена команда, которую предстоит выполнить процессору вслед за исполняемой им в данный момент командой. Новый цикл выбора команды МП всегда начинается с того, что на его шине адреса появляется содержимое РС, и очередная команда по этому адресу переписывается с шины данных в регистр команд, после чего она поступает на дешифратор команды. Выходы дешифратора подключены к узлу синхронизации и управления, определяющему требуемое для выполнения этой команды направление передач данных и реагирующему на внешние сигналы, поступающие по шине управления от других устройств. В процессе исполнения команды содержимое РС автоматически увеличивается; таким образом, в любой момент времени его содержимое представляет собой адрес очередной ячейки памяти, где может храниться либо следующая команда, либо дополнительные данные, привлекаемые МП для исполнения данной команды.

*Регистр — указатель стека* ( SP ) используется для хранения адреса последней использованной ячейки стека ( области памяти, размер которой изменяется в процессе обработки). Работа стека организована по принципу “последним пришел — первым вышел”. При записи данных в стек содержимое регистра SP автоматически уменьшается, и по этому адресу данные заносятся в память. При удалении данных из стека они переписываются из ячейки, адрес которой хранится в SP, после чего его содержимое автоматически увеличивается. Таким образом этот регистр всегда следит за положением *вершины стека* ( наиболее удаленной от начала стека ячейки памяти ).

Информация об особенностях результата последней операции, выполненной АЛУ ( информация о внутреннем состоянии МП ), хранится в *регистре флажков* ( другие его названия — регистр состояния, регистр кода условия ). В МП-технике так обычно называют простой набор триггеров, состояния которых зависят от результатов операции АЛУ ( строго говоря, простой набор отдельных триггеров нельзя называть регистром, но применительно к МП это не вызывает особых недоразумений ). Каждый триггер в составе регистра состояния устанавливается ( или сбрасывается ) при какой-то своей особенности результата в АЛУ ( например, триггер нуля Z, переполнения V, отрицательного результата N, переноса C и др. ). Регистры состояния программно доступны, причем программист может установить ( или сбросить ) каждый триггер в от-

дельности или одновременно весь регистр.

Рассмотренные выше основные компоненты в составе МП связаны между собой быстродействующей внутренней шиной данных, а его внешние шины отделены от нее буферными каскадами, повышающими нагрузочную способность внешних шин. Отметим, что разрядность МП определяется числом бит данных, которое обрабатывается в одной операции АЛУ, и всегда равна числу проводников внешней шины данных. Объем адресуемой памяти МП зависит от числа проводников внешней адресной шины. Нетрудно убедиться в том, что с помощью адресной шины из  $N$  проводников МП может передать  $2^N$  различных двоичных адресов ячеек памяти. Всякому внешнему устройству ввода — вывода также присваивается определенный адрес, что позволяет МП осуществлять операции ввода — вывода подобно обращению к обычной ячейке памяти.

Все операции в МП инициируются импульсами синхронизации от внешнего (реже встроенного) *генератора тактовых импульсов*, стабилизированного кварцевым резонатором. По значению частоты следования импульсов синхронизации в первом приближении можно судить о быстродействии МП. При прочих равных условиях оно тем больше, чем выше частота синхронизации. Первые образцы МП работали при частотах тактового генератора 2 — 4 мГц, для современных МП типичны значения частоты порядка 60 — 200 мГц и выше.

*8-разрядные МП* (например, такие широко распространенные МП, как Intel 8080 и разработанный примерно в то же время не менее популярный МП MC6800 фирмы "Motorola"; отечественный КР580ВМ80А; более совершенные Intel 8085, MCS6502, Z80, MC6809 и другие) выпускаются в виде ИС с 40 контактами при двухстороннем расположении выводов. Их шина адреса содержит 16 проводников, поэтому они непосредственно могут адресоваться к 65536 ячейкам (64 кбайт) памяти. Все эти микропроцессоры при одинаковой внутренней архитектуре, как на рис. 7.2, различаются некоторыми конструктивными особенностями, функциями и количеством программно доступных внутренних регистров и, как следствие этого, наборами используемых команд. Например, МП Intel 8085 отличается от своего предшественника (Intel 8080) наличием встроенного генератора тактовых импульсов, а также мультиплексированием (использованием одних и тех же выводов) шины данных с половиной шины адреса. Разработанный на основе семейства Intel 8080/8085 более совершенный МП Z80 может выполнять все программы, записанные в машинных кодах МП Intel 8085. Обратное же достигается не всегда, так как МП Z80 имеет больше программно доступных внутренних регистров, поэтому не все его команды могут быть исполне-



ны МП Intel 8085. Как правило, все последующие расширения набора команд МП одного семейства выполняются совместимыми на уровне машинных кодов, чтобы для последующих разработок можно было использовать все наработанное ранее программное обеспечение (совместимость снизу вверх).

8-разрядные МП, в основном, предназначены для создания на их основе *микроконтроллеров* — относительно несложных МС, широко применяемых в промышленности и в быту в качестве различных систем управления, воспринимающих сигналы (например, контактных) датчиков и выдающих исполнительным механизмам несколько управляющих сигналов (типа включить / выключить).

*16-разрядные МП* обычно имеют 64-контактный корпус также с двухрядным расположением выводов. По сравнению с 8-разрядными основные преимущества этих МП заключаются в расширении набора команд, более быстром их исполнении и увеличенном объеме адресуемой памяти (обычно 1 Мбайт и более). Общеизвестным лидером на рынке 16-разрядных микропроцессоров считается фирма "Intel". Популярные 16-разрядные МП (например, открывшие эру ПЭВМ МП семейства Intel 8086 / 8088 и более мощные 80186, 80286; отечественный МП КМ1810ВМ86 и другие) представляли собой не просто усовершенствование ранее описанных МП (Intel 8080 / 8085), а содержали некоторые принципиальные решения в области разработки новых конфигураций центральных и специализированных микропроцессоров, позволяющих значительно повысить их быстродействие. Увеличение быстродействия в 16-разрядных МП достигается путем улучшения организации процесса вычислений и применения дополнительных аппаратных средств.

Среди архитектурных особенностей 16-разрядных МП отметим несомненную находку, связанную с применением для более быстрого исполнения команд *принципа конвейеризации*. Так называют специальную организацию работы МП, при которой каждая очередная команда заносится в регистр команд не из памяти, а выбирается из *очереди команд*. Для этого перед регистром команды дополнительно включается сверхбыстродействующий блок памяти, в который предварительно из памяти переписываются несколько очередных команд (очередь команд). Длина очереди составляет 6 байт (для МП 8086) и 4 байта (для МП 8088). Такой подход позволяет существенно повысить скорость выполнения программы за счет сокращения простоев быстродействующего процессора в промежутках времени, когда производится относительно более медленное обращение к памяти.

К дополнительным аппаратным средствам относят разработанный

фирмой "Intel" специализированный процессор 8087 (более совершенный его вариант i80287) для ускоренного выполнения арифметических операций (с большими числами). Он подключается к шинам адреса/данных, а также к некоторым линиям шины управления и действует как вспомогательный процессор (*арифметический сопроцессор*). Сопроцессор 8087 контролирует командный поток, и в случае обнаружения специально зарезервированного кода команды он выполняет, а основной МП игнорирует ее. Сопроцессор может с повышенной точностью выполнять все арифметические операции и вычислять значения таких сложных математических функций, как логарифмические, тригонометрические и обратные тригонометрические функции; возведение в степень; извлечение корня и др. Следует особо подчеркнуть, что сопроцессор не может работать изолированно от центрального МП, но вместе они образуют мощный тандем, обеспечивающий в задачах численной обработки в 10 — 50 раз более высокую производительность. Отметим также, что и в 16-разрядных МП в целях экономии числа внешних выводов ИС часто применяется описанное ранее мультиплексирование шин данных и адреса.

32-разрядные МП имеют от 60 до нескольких сотен контактов (МП Pentium — 296, Pentium Pro — 387 контактов), расположенных либо по всем четырем сторонам корпуса, либо в узлах прямоугольной сетки, условно нанесенной на его поверхность (матричное размещение выводов). Как правило, шина адреса таких МП также состоит из 32 проводников, поэтому современные 32-разрядные МП обладают весьма большим диапазоном адресации памяти (4 Гбайт). Об их исключительно высокой производительности можно судить, хотя бы по типичным значениям частоты тактового генератора 100; 133; 166 и даже 200 мГц (вместо 10 мГц для лучших образцов 16-разрядных МП). При разработке 32-разрядных МП описанные выше тенденции по дальнейшему совершенствованию организации вычислительного процесса получили свое дальнейшее развитие и привели к использованию в них так называемой *кэш-памяти* и других дополнительных средств управления памятью.

*Кэш-память* называют *сверхбыстродействующую память для хранения в ней наиболее часто адресуемых команд и данных*. Дело в том, что для большинства используемых программ характерна тенденция более частого обращения к одним и тем же адресам памяти, и содержимое по этим адресам (вместе с самими адресами) заносится в кэш-память, которая либо встраивается в сам МП, либо помещается между МП и основной памятью. При выполнении программы кэш-память определяет, не совпадает ли запрашиваемый МП адрес с ее содержимым. В

случае совпадения (удачного "попадания") команда считывается из быстродействующей кэш-памяти без обращения к относительно медленной основной памяти. При достаточно высоком проценте удачных попаданий достигается заметное увеличение быстродействия всей системы. Очевидно, чем больше кэш-память, тем больше и удачных попаданий (объем кэш-памяти современных МП может достигать сотен кбайт).

*Дополнительные средства управления памятью* обеспечивают эффективное распределение областей памяти между различными программами (и их данными), а также их защиту от наложения друг на друга. Обычно они встраиваются в сам МП или выполняются в виде отдельных ИС.

К наиболее популярным 32-разрядным МП относятся уже упоминавшийся ранее МП Intel 80386 и его последующие модификации (i80386DX; более дешевый i80386SX; экономичный i80386SL), Intel 80486 и его модификации, Intel Pentium и описанные ранее все его модификации вплоть до Pentium Pro; Motorola MC68020; NS32032 фирмы "National Semiconductor"; Z80000 фирмы "Zilog" и др. Все 32-разрядные МП могут работать с сопроцессорами (например, использовать указанный ранее Intel 80287 или более совершенный арифметический сопроцессор 80387), а микропроцессоры i486 (кроме i486SX) даже имеют встроенный арифметический сопроцессор.

Относительно недавно семейство специализированных микропроцессоров пополнилось еще одним новым видом — *графическим сопроцессором*, предназначенным для широкого применения в видеомониторах (дисплеях) ПЭВМ, издательских системах, а также системах компьютерного моделирования и обработки изображений. Графические сопроцессоры оптимизированы на выполнение операций, связанных, например, с получением перемещающихся изображений и трехмерной графикой. Естественно, что такие графические операции они выполняют намного быстрее основного МП. Основной МП посылает графическому сопроцессору специальные команды или даже подпрограммы, которые тот выполняет, работая с ним параллельно, что существенно увеличивает быстродействие всей системы. Одним из первых графических сопроцессоров была ИС i82786, предназначенная для работы с 32-разрядным МП i80386. Наиболее популярным графическим сопроцессором, используемым в современных IBM-совместимых компьютерах, является ИС TMS34020 фирмы Texas Instruments. Она имеет в своем составе 32-разрядное АЛУ, тридцать один 32-разрядный регистр, сумматор, локальную память и кэш-память команд емкостью 512 байт. Конвейерный принцип обработки команд позволяет совместить в сопроцессоре обращения к локальной памяти, необходимые вычисления и выполнение

графических команд. ИС TMS34020 работает с тактовой частотой 40 МГц. При работе с интенсивными вычислениями при цифровой обработке изображений, трехмерной графикой и т.п. в ней предусмотрена возможность подключения до четырех дополнительных арифметических графических сопроцессоров TMS34082. При подключении арифметического сопроцессора TMS34082 производительность ИС TMS34020 увеличивается примерно в 4 раза.

**Вопрос 7.3.** Чем определяется разрядность МП ?

*Варианты ответа.*

7.3.1. Числом проводников его внешней шины данных.

7.3.2. Числом проводников его внешней шины адреса.

7.3.3. Числом проводников его внешней шины управления.

**Вопрос 7.4.** Чем определяется предельно возможный объем памяти, к которой может адресоваться МП ?

*Варианты ответа:*

7.4.1. Числом ячеек памяти ЗУ.

7.4.2. Сложностью программ, которые МП должен выполнять.

7.4.3. Разрядностью его шины данных.

7.4.4. Разрядностью его шины адреса.

**Вопрос 7.5.** Каково назначение рабочих регистров МП ?

*Варианты ответа:*

7.5.1. Рабочие регистры служат для расширения памяти МС .

7.5.2. Рабочие регистры хранят коды команд, которые должен выполнять МП.

7.5.3. Рабочие регистры хранят адреса команд, которые должен выполнять МП.

7.5.4. Рабочие регистры содержат элементы данных, обрабатываемые МП.

### **7.3. БАЗОВЫЕ КОМАНДЫ МИКРОПРОЦЕССОРОВ**

До сих пор в основном говорилось об *аппаратных средствах* МС. Для эффективного применения МС не менее важна и роль соответствующего *программного обеспечения* — совокупности управляющих и вычислительных программ, а также *средств автоматизации этапов их подготовки и отладки*. Для полного представления о возможностях любого МП, кроме внутренней архитектуры, необходимо также изучить его систему команд.

*Машинная команда представляет собой некоторый двоичный код, указывающий микропроцессору, какую операцию он должен выполнить, где хранятся привлекаемые для этой операции данные и куда*

должен быть помещен ее результат. Для различных семейств МП конкретные машинные коды команд могут различаться, полный же их набор часто называют *системой команд* (современные МП могут иметь до нескольких сотен команд).

Поскольку МП способен воспринимать только длинные цепочки битов, работать с которыми утомительно, для удобства используют более компактную запись команд в виде кода с основанием 8 или 16. Чаще всего (например, для МП семейства Intel) применяют 16-ричный код, позволяющий для каждого байта записывать всего лишь две 16-ричные цифры. 16-ричное кодирование имеет очевидное преимущество перед двоичным, однако для сложных и длинных программ и оно неудобно. Написание, чтение и отладка программ еще более упрощается при использовании записи команд в мнемокоде, когда каждой команде присваивается определенный набор букв, напоминающий действие этой команды (например, мнемоника MOV\* соответствует команде пересылки данных). Такие *машинно-ориентированные языки программирования МП называют ассемблерами* (для разных семейств МП могут быть свои ассемблеры). При помощи специальной программы цепочка команд затем автоматически переводится в двоичные коды, причем этот процесс очень напоминает обычный перевод со словарем иностранного текста. Безусловно, набор команд конкретного МП всегда отражает индивидуальные особенности его архитектуры, тем не менее для всех МП можно выделить *базовый набор команд*, состав и число которых необходимы и достаточны для написания программы любой сложности.

При изучении системы команд любого МП удобно группировать их по некоторым специфическим признакам. Например, в зависимости от выполняемых функций все команды базового набора могут быть отнесены к одной из следующих групп:

*команды передачи данных* (из памяти в регистр и наоборот, пересылка из регистра в регистр);

*арифметические и логические команды* (сложение и вычитание, для более совершенных МП — умножение и деление, сравнение, сдвиг разрядов влево или вправо, логические операции И, ИЛИ, НЕ и др.),

*команды переходов* из одной точки программы в другую (в том числе, так называемые, условные переходы по результатам предыдущей операции и т.п.),

*команды управления* (работой МП; вводом — выводом, работа со стеком и др.)

---

\* От слова move (англ.) — перемещать, двигать.

Другой способ разделить команды на группы — по количеству различных данных, используемых командой для выполнения ее действия. Любое необходимое для некоторой операции данное в общем случае называют *операндом*, различая при этом такие понятия, как операнд-источник и операнд-приемник. *Операндом-источником* называют используемое в операции данное, значение которого в процессе выполнения операции не изменяется. Если некоторый операнд необходим для данной операции и его значение изменяется в процессе ее выполнения, его называют *операндом-приемником*. В зависимости от числа привлекаемых операндов все команды МП могут быть отнесены к трем основным типам — безадресные, одноадресные и двухадресные команды.

*Безадресные команды* выполняют свои действия без ссылок на операнды. Сопоставляя эту классификацию с предыдущей, приходим к выводу, что к безадресным командам относится часть команд управления работой МП (например, такие команды, как HLT-останов или прекращение МП всех операций; WAIT — когда МП ожидает завершения другим устройством более медленной операции и т.п.). *Одноадресным командам* для выполнения своих действий требуется всего один операнд-приемник. К ним относятся, например, команды очистки содержимого программно доступных регистров (с мнемоникой CLC), увеличения (инкремента) или уменьшения (декремента) на единицу содержимого РОН (используются при организации циклов выполнения однотипных действий) и др. Наконец, *двухадресные команды* для выполнения своих действий требуют двух операндов, один из которых после операции будет содержать ее результат (операнд-приемник), а другой (операнд-источник) и после операции будет хранить свое содержимое неизменным. Напомним, что в некоторых МП в качестве приемника может быть использован только один рабочий регистр (аккумулятор), а в качестве источника — любой другой рабочий регистр. Другим ограничением, вводимым из соображений уменьшения длины команды, является обязательное использование в двухадресных командах как минимум ссылки хотя бы на один регистр (запрещены операции с содержимым двух ячеек памяти). В самом общем случае, все команды пересылки, арифметических и, частично, логических операций должны быть отнесены к двухадресным командам.

Любая одноадресная и двухадресная команда должна указывать МП, где помещены необходимые для ее исполнения операнды. Используемые для этого приемы часто называют *способами адресации*. Названия отдельных способов адресации для МП различных семейств могут несколько отличаться, но их смысл в общих чертах всегда сводится к следующему. Сам операнд или его адрес может непосредственно следовать за ко-

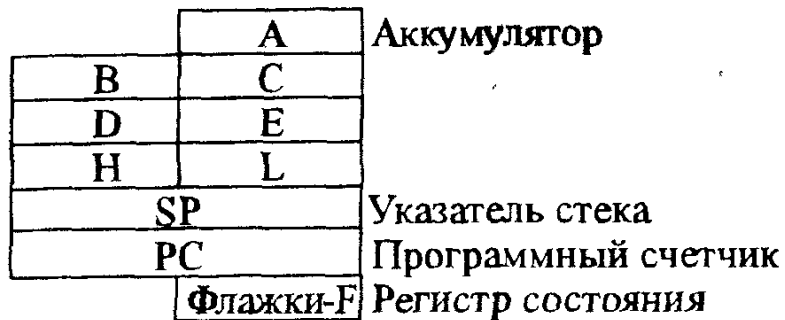
дом команды, операнд или его адрес может быть содержимым одного из рабочих регистров. Наконец, в очередной ячейке после ячейки с кодом команды может содержаться некоторое число (смещение), которое следует прибавить к содержимому одного из указываемых рабочих регистров, чтобы получить адрес операнда. Указанное сложение внутри МП реализовано аппаратно и выполняется автоматически.

Аппаратные средства современных МП также поддерживают несколько эффективных способов адресации, ориентированных на работу с цепочками данных, размещенных в соседних ячейках памяти. Например, при автоинкрементном способе адресации операнд выбирается по адресу в одном из регистров, после чего его содержимое автоматически увеличивается (инкрементируется) так, что к следующему обращению в нем содержится адрес следующей ячейки данных. При автодекрементном способе до операции содержимое адресуемого регистра автоматически уменьшается (декрементируется) и операнд извлекается по этому адресу\*.

Любой микропроцессор может быть представлен своей программной (регистровой) моделью, показывающей ресурсы МП, которыми программист может распоряжаться при разработке программ. Для сравнения на рис. 7.3 показаны программные модели четырех различных семейств МП. двух семейств 8-разрядных МП Intel 8080/8085 (МП КР580ВМ80А) и Z80, а также двух семейств 16-разрядных МП Intel 8086/8088 (МП КМ1810ВМ86) и отечественного семейства К1801 (МП типов К1801ВМ1; К1801ВМ1Г; К1801ВМ2). Как уже указывалось ранее, первые три из показанных на рис. 7.3 моделей МП совместимы снизу вверх, в то время как МП семейства К1801 имеют совсем другую систему команд. МП этого семейства были разработаны для решения инженерно-технических и экономических задач, для применения в системах управления технологическими процессами, в системах связи и контрольно-измерительной аппаратуре. В частности, на их основе разработан ряд получивших весьма широкое распространение отечественных микроконтроллеров и управляющих систем семейства «Электроника».

---

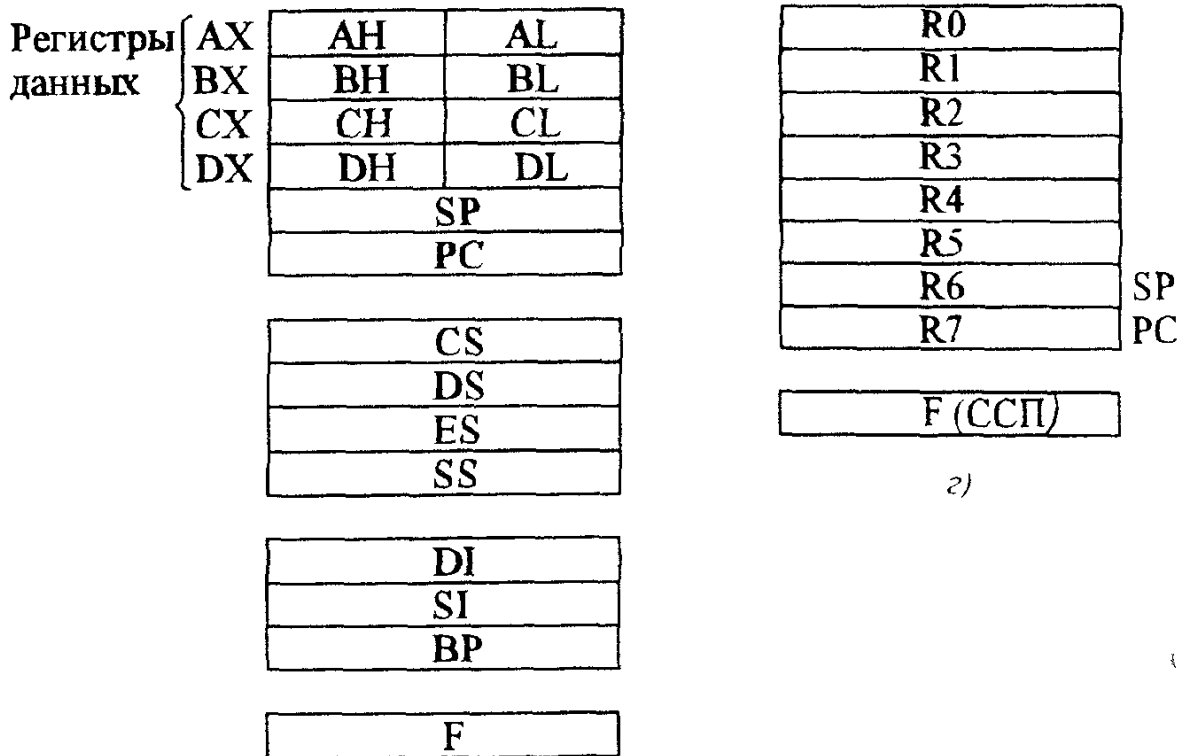
\* Применяются и другие, более сложные (косвенные) способы адресации, при которых все операции с содержимым указываемого регистра выполняются так, как это было описано, но содержимое регистра представляет собой не сам адрес, а адрес адреса операнда.



a)



б)



в)

Рис. 7.3. Программные модели некоторых микропроцессоров  
 а — МП Intel 8080/8085 (КР580ВМ80А). б — МП Z80, в — МП Intel 8086/8088  
 (КМ1810ВМ86), г — МП семейства К1801



Как следует из рассмотрения рис. 7.3, а, 8-разрядные МП семейства Intel 8080 / 8085 (КР580ВМ80А), помимо аккумулятора *A*, содержат шесть 8-битных рабочих регистров, обозначаемых буквами *B*, *C*, *D*, *E*, *H* и *L*, 8-битный регистр флажков *F*, а также два 16-разрядных указательных регистра *PC* и *SP*. Назначение и принцип работы всех этих регистров полностью соответствует приведенному ранее классическому описанию с тем лишь небольшим дополнением, что в некоторых командах возможно объединение 8-битных регистров в регистровые пары *BC*, *DE* и *HL*, используемые для работы с 16-разрядными словами или для хранения 16-битных адресов данных. По сравнению с МП семейства Intel 8080/8085, МП Z80 имеет вдвое большее число рабочих регистров, два регистра состояний (*F* и *F'*) и два дополнительных 16-битных индексных регистра (*IX* и *IY*) для адресации данных. Внутренние рабочие регистры *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *H*, *L* и регистр флажков *F* в программной модели МП Z80 (см. рис. 7.3, б) аналогичны соответствующим регистрам МП Intel 8080/8085. Использование второго точно такого же набора регистров (*A'*, *B'*, *C'*, *D'*, *E'*, *H'*, *L'* и *F'*) позволяет программисту значительно реже обращаться к памяти, из-за чего, в конечном счете, и достигается более высокое быстродействие МП Z80.

Все 14 внутренних регистров МП Intel 8086/8088 (КМ1810ВМ86) выполнены 16-разрядными (см. рис. 7.3, в), из них 4 рабочих регистра (*AX*, *BX*, *CX* и *DX*) допускают независимое обращение к своим младшим (*AL*, *BL*, *CL* и *DL*) и старшим (*AH*, *BH*, *CH* и *DH*) байтам. Совместимость снизу — вверх с более ранними 8-разрядными МП достигается на уровне машинных кодов при условии, что роль аккумулятора 8-разрядного МП выполняет младшая часть *AL* регистра *AX*, а вместо регистровых пар *BC*, *DE* и *HL* используются соответственно регистры *BX*, *CX* и *DX*. В остальных же командах 16-разрядного МП все его рабочие регистры работают как регистры общего назначения (РОН). Набор указательных регистров в 16-разрядных МП семейства Intel расширен до 9 регистров. Помимо описанных ранее счетчика команд *PC* и указателя стека *SP*, используемого для хранения адреса вершины стека, программная модель (см. рис. 7.3, в) включает в себя четыре дополнительных регистра *CS*, *DS*, *ES* и *SS*, обеспечивающие работу с объемом памяти до 1 Мбайт, два индексных регистра *SI* и *DI* для работы с цепочками данных и еще один дополнительный указательный регистр *BP*, с помощью которого легко организуется простой доступ к любым данным в пределах стека. МП аппаратно поддерживает большинство из описанных выше способов адресации, поскольку индексные и указательные регистры, подобно обычным РОН, могут участвовать в арифметических и логических операциях.

Программная модель МП семейства К1801 (см. рис. 7.3, з), помимо регистра состояния (называемого словом состояния процессора — ССП,) содержит 8 РОН (их обозначения  $R0$  —  $R7$ ), каждый из которых может использоваться как для выполнения арифметических и логических команд, так и для операций с адресами. Некоторые из указанных РОН также выполняют специальные функции, например, регистр  $R7$  выполняет роль указателя команд, а  $R6$  используется в командах, связанных с операциями со стеком. В отличие от описанных ранее семейств, МП семейства К1801 отличаются более развитой и весьма гибкой системой команд. Они поддерживают все (в том числе и самые сложные — косвенные) способы адресации, а также допускают в одной команде непосредственные операции между двумя ячейками памяти. МП К1801ВМ1 позволяет адресоваться к 64 кбайт памяти, а вдвое более производительный МП К1801ВМ2 допускает расширение адресного пространства до 128 кбайт. Последняя разработка МП этого семейства (К1801ВМ3) отличается еще более высокой производительностью, обеспечивает возможность подключения арифметического сопроцессора и позволяет работать с объемом памяти до 4 Мбайт. Таким образом, при сохранении своих индивидуальных особенностей в процессе дальнейшего совершенствования МП различных семейств происходит взаимный обмен удачными идеями и архитектурными решениями.

Полное описание всех выполняемых команд обычно приводится в специальных руководствах по применению конкретного МП и включает в себя двоичный код (формат) команд, его компактную запись восьмеричным или шестнадцатеричным кодом, мнемонику команд и описание их действия с необходимыми пояснениями и примерами. Особую часть описания команды составляет указание о ее влиянии на признаки состояния процессора, сведения о которых необходимы программисту для управления ходом выполнения вычислительного процесса при помощи, так называемых, *команд ветвления*. В составе этого типа команд имеются команды безусловных и условных ветвлений, обращения к подпрограммам и команды прерываний.

*Безусловное ветвление* применяется в том случае, когда очередная исполняемая команда программы по каким-либо причинам размещена в другой области памяти.

*Команды условных ветвлений* позволяют изменить порядок вычислений в зависимости от ранее полученного результата. Как правило, при выполнении таких команд МП автоматически анализирует состояния одного из битов регистра флажков, которое тот приобрел в результате предыдущих операций. При выполнении проверяемого условия содержимое регистра РС изменяется, указывая на адрес ячейки памяти, где содер-

жится выполняемое по этому условию продолжение программы. В противном случае выполняется следующая команда основной части программы. Примерами таких команд являются ветвление по нулю, ветвление при достижении отрицательного (или положительного) результата и другие подобные им команды. В случае необходимости программист может предварительно воспользоваться специальной командой проверки (например, состояния одного из рабочих регистров), единственное действие которой состоит в установке битов флажков по результатам анализа содержимого указываемого регистра, а затем применить требуемую команду ветвления.

В виде *подпрограмм* обычно оформляются наиболее часто используемые секции программы. Это могут быть вычисления значений каких-либо функций, а также любые последовательности операций, обращение к которым в основной программе проводится несколько раз. Такой механизм позволяет более эффективно использовать память, так как вместо многократного размещения одной и той же последовательности команд в нескольких участках основной программы он позволяет один раз записать ее, например, в конце основной программы. При этом в нужных местах основной программы применяется команда обращения к подпрограмме (общая мнемоника таких команд — CALL), адресная часть которой указывает МП место размещения требуемой подпрограммы. В процессе выполнения подпрограммы (это, конечно, зависит от ее сложности) МП может использовать все (или почти все) его рабочие регистры, поэтому для продолжения вычислений после возврата из подпрограммы их старое содержимое (а также содержимое регистра флажков) должно быть сохранено. Для возврата к основной программе также следует запомнить и адрес следующей команды (содержимое регистра РС) за командой обращения к подпрограмме (адрес возврата). Как правило, при обращении к подпрограмме вся необходимая для возврата к основной программе информация записывается в стеке. В некоторых МП (например, МС6800) такое сохранение выполняется автоматически, в других — организуется программно в тексте подпрограммы. В конце подпрограммы прежнее содержимое рабочих регистров восстанавливается, и по команде возврата из подпрограммы записанный в стеке адрес возврата заносится в регистр РС.

Иногда возникает необходимость заставить МП автоматически выполнить одну из набора специальных программ, когда в программе или в вычислительной системе возникают некоторые определенные условия. Такие действия называют *прерыванием*, а выполняемую при этом программу — *процедурой прерывания*. Различают внутреннее и внешнее прерывания. *Внутреннее прерывание* исполняемой программы вызыва-

ется состоянием самого МП, а *внешнее* — специальным сигналом, подаваемым в МП от обслуживаемого им внешнего устройства. Например, необходимость внутреннего прерывания возникает, когда в исполняемой МП программе имеет место попытка деления на нуль (ошибка в вычислениях) или когда МП выявляет, что поступивший в регистр команды двоичный код не соответствует ни одной из его команд (ошибка в программе). Внешние прерывания чаще всего используются при организации обслуживания МП нескольких параллельно работающих внешних устройств.

Процедура прерывания во многом подобна переходу к подпрограмме с той лишь разницей, что каждая из исполняемых в ней специальных программ не связывается с какой-либо конкретной программой, а располагается по фиксированному адресу. Существуют различные варианты реализации процедур прерывания, но чаще всего при выполнении условия для прерывания МП завершает текущую команду, заносит содержимое регистра флажков и указателя РС в стек, а затем обращается к *вектору прерывания* (зарезервированной для каждого вида прерывания ячейке памяти, где записано новое содержимое регистра состояния и адрес программы, выполняемой им в этом случае). Одним из примеров внешних прерываний является, так называемый, *сброс*, генерируемый при включении МП или при нажатии кнопки RESET на лицевой панели ПЭВМ. В этом случае МП всегда начинает выполнение программы начальной установки с некоторого фиксированного начального адреса. Обычно двоичный код этого адреса состоит из нулей во всех его битах. *Возврат из прерывания* осуществляется аналогично выходу из подпрограммы.

**Вопрос 7.6.** При выполнении некоторой двухадресной команды один из рабочих регистров МП использовался в качестве регистра-источника. Каким будет его содержимое после выполнения следующих нескольких команд, если ни в одной из них к нему не было обращения ?

*Варианты ответа:*

7.6.1 (7.7.1). Содержимым регистра будет результат, который в нем был до исполнения указанной двухадресной команды.

7.6.2 (7.7.2). Содержимым регистра будет результат исполнения указанной двухадресной команды.

7.6.3 (7.7.3). Содержимым регистра будет результат исполнения следующей команды после указанной двухадресной команды.

7.6.4 (7.7.4). Содержимым регистра будет результат исполнения последней из указанных нескольких команд.

**Вопрос 7.7.** Среди указанных выше вариантов ответа выберите правильный ответ, если в условиях вопроса 7.6 речь будет идти о регистре-приемнике

**Вопрос 7.8.** При обращении к подпрограмме содержимое всех регистров МП в некотором порядке поочередно записывается в стек. Каким должен быть порядок восстановления их содержимого из стека при выходе из подпрограммы с тем, чтобы можно было сразу продолжить основную программу (без дополнительных пересылок типа регистр — регистр)?

*Варианты ответа:*

7.8.1. Порядок может быть любым.

7.8.2. Должен быть сохранен прежний порядок.

7.8.3. Порядок должен быть обратным прежнему.

#### 7.4. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Современные цифровые электронные устройства (ЦЭУ) и, в частности, МС и ПЭВМ обычно используют три вида памяти: постоянную, оперативную и внешнюю. *Постоянная память* обеспечивает хранение информации, которая не должна изменяться в ЦЭУ в ходе выполнения программ, в *оперативной памяти* хранится переменная информация, допускающая изменение своего содержимого в ходе вычислительных операций. Первые два вида памяти реализуют при помощи различного рода запоминающих устройств. В бытовой технике, например, в телевизорах пятого поколения или в радиоприемниках с цифровой настройкой ЗУ применяются для хранения значений параметров, определяющих режимы их работы (частот каналов настройки, установленных уровней громкости, яркости, контрастности и т.п.). В современной цифровой технике широко используются различные виды запоминающих устройств (ЗУ), от отдельных триггеров и наборов регистров до специальных модулей памяти.

*Внешняя память* предназначена для долговременного хранения больших массивов информации на оптических или магнитных носителях. Используемые для этих целей ЦЭУ обычно называют *накопителями*, соответственно, на цифровых компакт-дисках, на гибких (флоппи) или постоянных магнитных дисках (сокращенно НГМД и ПМД).

ЗУ современных ЦЭУ предназначены для записи, хранения и выдачи цифровых данных и программ, для доступа к которым используется описанный ранее *адресный принцип*. Согласно этому принципу каждой ячейке памяти присваивается определенный номер (ее адрес), значение которого в том или ином виде указывается при каждом обращении к ней. Как правило, минимальной адресуемой единицей памяти является

байт, а обращение к машинному слову производится по адресу его младшего байта.

По виду доступа к хранимой информации различают ЗУ с последовательным и произвольным доступом (выборкой). *Последовательный доступ* предполагает обращение к ячейкам памяти только в порядке нарастания или убывания их адресов. ЗУ с *произвольной выборкой* позволяют при записи или считывании обращаться к ячейкам в их составе в любом произвольном порядке.

По типу используемых режимов работы различают постоянные и оперативные ЗУ. *Постоянные ЗУ (ПЗУ)* в основном используют только режимы хранения и считывания хранимой информации. ЗУ этого типа обладают тем преимуществом, что они могут сохранять информацию и при отключенном питании. Это свойство получило название *энергонезависимости*. Все ИС ПЗУ по способу занесения в них информации (программированию) делятся на *масочные* (ROM — Read Only Memory), программируемые изготовителем; *однократно программируемые* (PROM — Programmable ROM) и *многократно программируемые (репрограммируемые)* пользователем (EPROM — Erasable PROM). Последние, в свою очередь подразделяются на *стираемые электрически* и *с помощью ультрафиолетового облучения*.

Для однократной записи в процессе производства ИС масочного типа используют специальные маски, задающие способ соединения отдельных элементов памяти на общем полупроводниковом кристалле, из-за чего они и получили свое название. В отличие от них в каждый запоминающий элемент ИС типа PROM включают специальные плавкие перемычки, которые при записи индивидуальной программы пользователя могут быть в определенных местах разрушены, обеспечивая возможность однократного их программирования. Наконец, репрограммируемые ИС допускают их многократное программирование после предварительного стирания ранее хранимой в них информации. В некоторых из них предусмотрена возможность электрического стирания, в других — стирание информации осуществляют интенсивным ультрафиолетовым облучением в течение нескольких секунд поверхности кристалла ИС. В 1989 г фирма "Intel" анонсировала новую технологию *флэш-памяти* (flash), позволяющую создавать энергонезависимые ИС EPROM с электрическим стиранием, отличающиеся высокой скоростью доступа и быстрым стиранием записанной информации. Новые изделия флэш-памяти построены на основе так называемых МНОП-транзисторов (с комбинированной нитридно-оксидной изоляцией затвора).

В *МНОП-транзисторе*, в отличие от обычного транзистора, между металлическим затвором и пленкой двуокиси кремния, изолирующей за-

твор от канала, помещается тонкий слой нитрида кремния. Сохранить информацию после отключения источника питания позволяет эффект накопления зарядов вблизи поверхности раздела слоев нитрида и двуокиси кремния. Пленка двуокиси кремния предотвращает перенос этих зарядов в отсутствие напряжения затвора при отключенном питании. Разработанная по флэш-технологии ИС 28F008SA представляет собой энергонезависимую СБИС EPROM емкостью 1 МБайт с временем обращения 85 нс и электрическим стиранием записанной информации. Каждая ячейка памяти в ее составе выдерживает не менее 100 000 циклов записи/стирания и при отключенном питании обеспечивает время хранения записанной в ней информации не менее 10 лет. 20-мегабайтный полупроводниковый диск, изготовленный на основе ИС 28F008SA, характеризуется средней наработкой на отказ в 33,3 млн. ч, что в 333 раза превышает показатели аналогичного ПМД.

В оперативных ЗУ (ОЗУ), наряду с хранением и считыванием, основной рабочей операцией также является и операция записи. Для ЗУ этого типа характерны повышенные требования к быстродействию, поэтому их обычно выполняют в виде полупроводниковых ИС на основе биполярных или МОП-транзисторов. Чаще всего в ОЗУ используют микросхемы статической и динамической памяти с произвольной выборкой, на структурных схемах их сокращенно обозначают RAM (Random Access Memory).

ИС ОЗУ *статического типа* (SRAM — Static RAM) выполняют на статических триггерах. Такие ОЗУ характеризуются весьма высоким быстродействием и используются в наиболее «узких» участках системы, например, в качестве сверхоперативной памяти для кратковременного хранения промежуточных результатов, многочисленных буферных регистров для согласования скоростных характеристик различных устройств, кэш-памяти и т.п. Для снижения себестоимости хранения единицы информации чаще всего применяют простейшие схемы RS-триггера на двух инверторах.

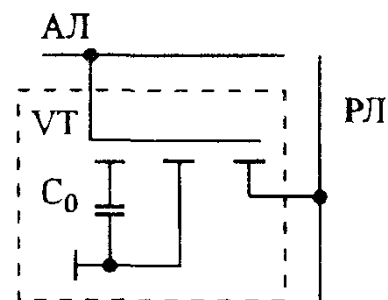


Рис 7.4 Схема элемента динамической памяти

В ИС ОЗУ динамического типа (DRAM) хранение одного бита информации осуществляется в виде заряда конденсатора, специально сформированного внутри МОП-структуры. На рис. 7.4 приведена схема элемента динамической памяти, которая, благодаря своей простоте и малому числу элементов, получила наибольшее распространение при построении современных динамических ЗУ большой емкости. При высоком уровне сигнала на адресной шине АЛ МОП-транзистор  $VT$  с индуцированным каналом открывается, и запоминающий конденсатор  $C_0$  подключается к разрядной шине  $PL$ , к которой в зависимости от режима работы ЗУ подключается либо вход усилителя считывания, либо выход усилителя записи. На рис. 7.4 запоминающий конденсатор показан в виде отдельного элемента, но реально его функции выполняет емкость закрытого  $p-n$ -перехода, значение которой обычно не превосходит  $0,1 - 0,2$  пФ. Поскольку ток утечки такого перехода имеет порядок  $0,1$  нА, динамический элемент памяти требует периодического (через  $1 - 2$  мс) восстановления (регенерации) записанного в нем состояния, иначе из-за разряда конденсатора  $C_0$  хранимая в нем информация постепенно разрушится. Это является, пожалуй, одним из основных недостатков динамической памяти, в то время как по критерию, учитывающему емкость памяти, стоимость и энергопотребление, этот тип памяти во многих случаях оказывается предпочтительнее статической. Некоторые МП (например, Z80) содержат встроенную схему регенерации памяти динамических ЗУ. В большинстве случаев современные ИС динамической памяти имеют встроенные средства регенерации, что уменьшает загрузку МП.

Элементы динамической памяти для ПЭВМ конструктивно выполняются либо в виде отдельных ИС, либо в виде модулей памяти, представляющих собой стеклотекстолитовые платы с печатным монтажом и установленными на них ИС в корпусах с двухрядным расположением выводов. До недавнего времени наиболее распространенными были модули с байтовой организацией памяти емкостью 256 Кбайт; 1; 4 и 16 Мбайт. В современных модулях памяти могут использоваться ИС емкостью до 64 Мбайт.

Микросхемы памяти представляют собой изделия высочайшего технологического уровня. Типичное значение времени выборки современных ИС динамической памяти составляет  $70 - 50$  нс. Они выпускаются рядом таких всемирно известных фирм, как "Samsung", "Toshiba", "Motorola", "Texas Instruments", "Siemens" и др. Кстати, первой фирмой, выпустившей 256-мегабайтную ИС динамической памяти, стала корейская компания Samsung. В настоящее время усилия многих фирм — производителей памяти направлены на поиск новых схемотехнических решений, позволяющих еще больше увеличить быстродействие динамичес-



кой памяти. Одним из таких решений является размещение на одном кристалле вместе с относительно медленной (35 — 40 нс), но большой по объему, динамической памятью небольшого количества быстродействующих (12 — 15 нс) ячеек памяти статического типа, выполняющих роль своеобразной кэш-памяти. Например, на одном кристалле могут находиться 4 Мбайта DRAM и всего 16 кбайт SRAM. Подобные ИС (SDRAM) уже производят фирмы "Mitsubishi", "Samsung" и "Ramtron".

Как в статических, так и в динамических ЗУ для сохранения информации обязательно наличие напряжения источника питания, так как в случае даже его кратковременного (на десятки миллисекунд) отключения записанная информация теряется. До недавнего времени для устранения этого недостатка применялось резервное питание такого типа ЗУ от специально встроенных батарей или малогабаритных аккумуляторов. В схемах энергонезависимых ЗУ, позволяющих при отключенном питании в течение довольно длительного времени (до нескольких тысяч часов) сохранять записанную информацию, применяют описанные выше МНОП-транзисторы.

Отечественные микросхемы ЗУ после номера серии имеют первой букву Р (для всей группы схем ЗУ), вторая буква указывает тип ЗУ. В качестве этой буквы могут быть: для ПЗУ (масочного типа) — буква Е, для однократно программируемых ПЗУ — Т, для многократно программируемых ПЗУ (энергонезависимых ОЗУ) — Р, для ПЗУ с ультрафиолетовым стиранием — Ф, для прочих ЗУ — П. Несмотря на многообразие структурных схем и технологий изготовления, все ИС ЗУ, как правило, имеют значения уровней входных и выходных сигналов, характерные для ТТЛ-схем.

**Вопрос 7.9.** Каково принципиальное отличие ОЗУ от многократно программируемого ПЗУ?

*Варианты ответа:*

7.9.1. ОЗУ отличаются от многократно программируемых ПЗУ меньшим временем выборки.

7.9.2. ОЗУ по сравнению с многократно программируемыми ПЗУ имеют больший объем памяти.

7.9.3. ОЗУ предназначены для хранения данных, изменяющихся в процессе исполнения программы.

7.9.4. ОЗУ допускают произвольную выборку.

**Вопрос 7.10.** Сравните максимально возможные объемы адресуемой памяти 8- и 16-разрядного МП, если и тот и другой используют 16-разрядную шину адреса ?

*Варианты ответа:*

7.10.1. У 8-разрядного по сравнению с 16-разрядным МП максимально возможный объем адресуемой памяти меньше.

7.10.2. У 16-разрядного по сравнению с 8-разрядным МП максимально возможный объем адресуемой памяти вдвое больше.

7.10.3. Их максимально возможные объемы адресуемой памяти одинаковы.

## **7.5. УСТРОЙСТВА ВВОДА / ВЫВОДА И ДРУГИЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ**

Любое внешнее устройство, совершающее по отношению к МП операции ввода/вывода, можно назвать *периферийным*. Микросхемы ввода/вывода применяются для подключения МС к разнообразным периферийным устройствам (внешней памяти, дисплею, принтеру и другим), линиям связи с датчиками, приборами, исполнительными механизмами, индикаторами и т.п. Чаще всего микросхемы ввода/вывода приспособляются под сигналы каждого конкретного МП и рассматриваются производителями МП как *вспомогательные аппаратные средства*.

Существует два основных способа организации ввода/вывода. Первый из них называют *вводом/выводом, отраженным на память*, и обычно используют при программировании операций ввода/вывода, когда в МП отсутствуют специальные команды для работы с внешними устройствами (как, например, в МП семейств K1801; Motorola MC6800; MC68020 и др.). Смысл его заключается в том, что внешние устройства (ВУ) считаются как бы наложенными на память МП, тогда процедура ввода/вывода по своей сути мало отличается от обращения к ячейке памяти (ввод рассматривается как считывание данных из ячейки с адресом устройства ввода, а вывод — как запись данных в ячейку с адресом устройства вывода). Большинство периферийных устройств работают много медленнее МП, поэтому в простейшем случае для них отводят пару адресов: один из адресов назначают триггеру состояния внешнего устройства, а другой — его буферному регистру данных. Тогда в программе обращения, допустим, к устройству вывода (принтеру) предусматривают, что МП проверяет его готовность (например, установлен ли старший бит регистра состояния принтера) и в случае его готовности к приему информации пересылает двоичный код данных по адресу буферного регистра. Недостатком такого подхода является уменьшение адресного пространства МП, так как занятые внешними устройствами адреса не могут быть использованы для других ячеек памяти.

При втором способе, применяемом, например, в МП семейства Intel, предполагается, что в операциях ввода/вывода могут участвовать только

*порты ввода/вывода*, представляющие собой специальные схемы сопряжения, включающие в себя один или несколько регистров ввода/вывода и позволяющие подключить ВУ к внешним шинам МП. Каждому порту назначается свой уникальный номер (адрес порта), который указывается в команде ввода или вывода (с мнемоникой соответственно IN или OUT) и в виде двоичного кода передается микропроцессором по адресной шине. При таком способе ввода/вывода адресные пространства основной памяти и портов ввода/вывода не пересекаются. Номер порта отделяется от точно такого же по значению адреса ячейки памяти соответствующим сигналом, который МП при каждом обращении к порту выдает на шине управления. Тем самым одни и те же адреса могут быть использованы для обращения как к ячейкам памяти, так и к ВУ.

Известны три основных метода управления вводом/выводом. Один из них — *программный ввод/вывод* был описан выше. Он обеспечивает полное управление ситуацией, но оказывается менее гибким и довольно медленным. Очевидным недостатком этого метода также является тот факт, что, пока МП занят обслуживанием одного из ВУ, запросы других внешних устройств просто игнорируются.

Более приспособленным к обслуживанию нескольких ВУ (и, конечно, более сложным) оказывается такой метод управления, когда по запросу ВУ допускается *прерывание* обычной работы МП. Получив от внешнего устройства запрос на прерывание, МП приостанавливает выполнение текущей программы (сохранив в стеке все необходимые параметры и адрес возврата), а затем выполняет предусмотренную программой прерывания процедуру обслуживания данной ситуации, как это было описано ранее в § 7.3. Для упорядочивания обслуживания многих ВУ каждому из них назначается определенный уровень приоритета в обслуживании. При этом, как правило, наивысшим приоритетом пользуются самые быстродействующие ВУ.

Наиболее эффективным, но, пожалуй, и самым сложным считается метод управления вводом/выводом, получивший название *прямого доступа в память* (ПДП), когда процедура ввода/вывода выполняется самим ВУ вообще без участия МП. При этом ВУ должно быть снабжено дополнительными аппаратными средствами, которые самостоятельно обеспечивают соответствующую адресацию к ячейкам памяти, а МП в эти моменты времени отключается от шин адреса и данных. Как правило, при этом МП продолжает выполнение команд текущей программы, не требующих обращения к ВУ.

По количеству одновременно передаваемых бит данных различают параллельный и последовательный ввод/вывод. Ранее уже отмечалось, что минимально адресуемой единицей данных в современных МП счита-

ется байт. Это означает, что при одном обращении к ВУ или ячейке памяти МП считывает или передает не менее 8 бит. При *параллельном вводе/выводе* за один цикл обращения к ВУ одновременно передаются все 8 бит (естественно, для этого к ВУ, помимо общего провода, должны, как минимум, подходить еще 8 проводов). *Последовательный ввод/вывод* позволяет передать байт данных поочередно бит за битом всего по двум проводам. В соответствии с этим и *порты* называют *последовательными*, когда в них информационные биты передаются последовательно один за другим, и *параллельными*, когда несколько бит данных передаются одновременно.

Подключение к ПЭВМ таких стандартных периферийных устройств, как принтер, клавиатура, манипулятор типа "мышь", игровые джойстики и другие, всегда производится через специальные устройства сопряжения или адаптеры. Совокупность линий связи, устройств сопряжения, программных и вспомогательных аппаратных средств, обеспечивающую обмен данными между МП и ВУ, обычно называют *интерфейсом*. Так, для подключения принтера в IBM-совместимых ПЭВМ обычно используются параллельные порты, часто их называют *принтер-портом*. Каждый принтер-порт в адресном пространстве имеет три адреса. Первый адрес соответствует регистру данных, посылаемых от МП к принтеру. Физически чтение данных производится через специальный буфер данных. Следующий на единицу больший адрес применяется для чтения через буфер содержимого регистра состояния принтера (ошибка печати, наличие или отсутствие бумаги), который характеризует состояние принтера и процесса передачи данных. Третий порт используется для чтения состояния регистра управления принтером (начальная установка принтера, подтверждение его готовности и т.п. ).

Ранние разработки параллельного интерфейса были выполнены на нескольких ТТЛ-микросхемах. На них выполнялось декодирование адреса, промежуточное хранение данных и формирование требуемых сигналов управления. По этой причине для стандартных параллельных интерфейсов требуется, чтобы все электрические сигналы имели ТТЛ-уровни (+5 В и 0 В). Затем широкое распространение получили ИС параллельного ввода/вывода, в которых практически все функции отдельных ТТЛ-схем были объединены в одной СБИС, выполненной по *n*-МОП или КМОП технологии (например, отечественная ИС КР580ВВ55А; зарубежные 6820; 8255; более совершенная 82С11 и другие), тем не менее, все они по-прежнему обеспечивают ТТЛ-уровни сигналов. Известны *непрограммируемые* и *программируемые* варианты таких ИС. *Программируемые ИС параллельного ввода/вывода* (PIO - Program Input / Output) допускают программное задание режимов работы (все порты работают

только на ввод или только на вывод, часть портов используется для ввода, остальные для вывода). Современные ПЭВМ, как правило, могут работать с тремя параллельными портами, которые имеют название (логические имена) LPT1, LPT2 и LPT3. Заметим, что эффективная скорость передачи данных при использовании матричных принтеров не превышает 150, в лучшем случае 300 кбайт/с. Это слишком небольшая скорость для новых моделей печатающих устройств, поэтому в последнее время появилось несколько модификаций скоростных интерфейсов, обеспечивающих скорость передачи до 2 — 5 Мбайт/с.

При передаче данных ТТЛ-уровнями максимальная длина кабеля связи в стандартном параллельном интерфейсе не должна превышать 2 — 3 м. Увеличение длины кабеля до 10 м возможно только при использовании специальных усилителей, поэтому для работы с более удаленными принтерами лучше всего использовать *последовательный интерфейс*. Стандартный последовательный интерфейс вначале разрабатывался для связи центральной ЭВМ с многочисленными удаленными терминалами, но его простота и богатые возможности обеспечили ему более широкое применение. Основным его преимуществом является возможность передачи данных на большие расстояния, как правило, не менее 30 м. В современных МС последовательный интерфейс используется для большинства периферийных устройств, таких, как клавиатура, удаленный принтер, внешний модем (устройство для межкомпьютерного обмена по линиям телефонной связи) и др.

В адресном пространстве стандартный последовательный адаптер занимает 8 последовательных портов. Для увеличения помехоустойчивости в нем по линии связи электрические сигналы передаются с более высокими уровнями (уровень логического нуля соответствует "+ 12 В", логической единице — "-12 В"), но все ИС последовательного ввода/вывода обеспечивают ТТЛ-совместимые уровни электрических сигналов. Основу последовательного интерфейса составляют СБИС *универсального асинхронного приемопередатчика* (UART — Universal Asynchronous Receiver/ Transmitter). При передаче они принимают с шины данных МП параллельный код с ТТЛ-уровнем, преобразуют его в последовательный код, а затем с более высоким уровнем передают его по линии связи, дополняя в начале и в конце посылки необходимые служебные биты (старта, останова и контроля). При приеме же, наоборот, они принимают последовательность битов с высоким уровнем, опускают служебные символы, преобразуют последовательный код данных в параллельный и выдают его с ТТЛ-уровнем на шину данных МП. В более ранних моделях IBM — совместимых ПЭВМ для этих целей применялись такие ИС, как отечественная ИС КР580ВВ51А и зарубежные 8250.

8256; 16450 и ее улучшенная версия 16550. В настоящее время все чаще используют ее последнюю модификацию UART 16550A, которая дополнительно к описанным ранее возможностям может использовать несколько каналов прямого доступа в память. IBM — совместимые компьютеры могут использоваться до четырех последовательных портов, имеющих логические имена COM1, COM2, COM3 и COM4. Типичное значение скорости последовательной передачи данных — 9600 бит/с, но при специальном программировании можно достигнуть скорости обмена до 115200 бит/с. В современных ПЭВМ обычно на одной плате конструктивно выполняется сразу несколько адаптеров (например, последовательного и параллельного портов, приводов гибких и жестких дисков и т.п.), обычно ее называют *многофункциональной платой ввода/вывода*.

В некоторых моделях ПЭВМ, разработанных в последние годы, для связи с клавиатурой, лазерным принтером и другими ВУ все чаще стал использоваться *беспроводной последовательный интерфейс*. Его принцип действия точно такой же, как у систем дистанционного управления современной бытовой аппаратурой (телевизоров, видеомагнитофонов, лазерных проигрывателей компакт-дисков и т.п.). На передающей стороне такого интерфейса устанавливается инфракрасный светодиод, преобразующий электрические сигналы в световые импульсы, которые затем воспринимаются фотодиодом на приемной стороне и преобразуются им опять в электрические сигналы. Такая связь обеспечивает дополнительные удобства в эксплуатации и отличается относительно невысокой ценой и малым потреблением энергии. Обычно ее используют для передачи информации на расстояния порядка 1 м. При этом довольно легко достигаются скорости передачи от 9600 до 115200 бит/с (последнее расширение этого стандарта предусматривает увеличение скорости передачи данных до 4,0 Мбит/с).

Для создания полноценной МС, помимо рассмотренных ранее вспомогательных ИС, могут понадобиться и другие, такие, как *тактовый генератор, таймер* и различные *контроллеры*. Ранее уже говорилось о том, что некоторые МП выпускаются с встроенной схемой генератора тактовых импульсов, к внешним выводам которого достаточно лишь подключить кварц. В подавляющем большинстве случаев для синхронизации работы внутренних элементов МП требуются так называемые *двухфазные импульсные сигналы*, представляющие собой сдвинутые во времени друг относительно друга две неперекрывающиеся последовательности тактовых импульсов одинаковой частоты. Такие сигналы упрощают формирование различного рода стробирующих импульсов в промежутке между двумя тактовыми импульсами. Для МП без встроенного генератора выпускают специальные ИС, например, генераторы тактовых сигналов

КР580ГФ24 и i8284, генераторы двухфазной синхронизации МС6870, МС6871, МС6875 и др. Отметим, что в пределах одного семейства МП могут выпускаться модификации, рассчитанные на разные тактовые частоты. Очевидно, что медленные МП не могут использоваться на более высоких частотах. Для многих быстродействующих МП также существует ограничение и на нижнее значение тактовой частоты. Это связано с тем, что применяемая в них динамическая память постоянно требует хотя бы одной регенерации в течение определенного отрезка времени, превышение которого может привести к потере информации.

Еще один тип генератора импульсов может потребоваться для получения в МС отсчетов реального времени. Обычно для этого используют свой "часовой" кварц и различного рода ИС таймеров, на основе которых выполняются схемы часов реального времени. ИС программируемого таймера (К580ВИ53) имеется и в составе отечественного МП комплекта серии К580. Среди зарубежных таймеров известны КМОП-таймер 555 (например, IСМ7555РА), в IBM-совместимых ПЭВМ раньше таймер выполняли на микросхеме i8254, а сейчас в большинстве случаев применяют часы реального времени МС146818А.

Ранее речь уже шла о микроконтроллерах (относительно несложных специализированных МС для различных систем управления). Для применения в составе любых более сложных МС разработано много ИС различных контроллеров\*, но здесь остановимся только на двух известных их видах — контроллеры прерываний и прямого доступа в память.

Как известно, в любой фиксированный момент времени МП может обслуживать только одно событие, а при обслуживании многих ВУ используется прерывание по их приоритету. Не исключена такая ситуация, что в некоторый момент времени одновременно поступят запросы на прерывание от нескольких ВУ или ИС ввода/вывода. ИС контроллера прерываний помогает основному МП в этой нелегкой задаче, устанавливая каждому из всех ВУ определенный уровень важности (приоритета). В первых компьютерах семейства IBM для этих целей использовалась ИС i8259 (отечественный аналог КР580ВН59), которая имела восемь входов для приема сигналов прерывания, но путем каскадного соединения таких же ИС допускала увеличение их числа до 64. Среди других контроллеров прерываний отметим также ИС МС8507 фирмы "Motorola"

Контроллеры прямого доступа в память (DMA — Direct Memory Access) помогают ВУ генерировать адреса ячеек памяти и обеспечивают занесение в них данных без участия МП. Известно достаточно много ИС контроллеров ПДП, среди наиболее популярных из них — разработки

---

\* От слова control (англ.) — управлять.

фирмы "Intel" i8237, i8257 и более совершенная ИС i82258, DMA Z8016, отечественная ИС КР580ВТ57 и др. В IBM-совместимых компьютерах для этой цели довольно долго использовалась четырехканальная ИС i8237, один из каналов которой использовался для регенерации динамической памяти, два других — для управления передачей данных от дисководов гибкого и жесткого дисков, и только один канал был доступен для дополнительного оборудования. Последующие модели ПЭВМ этого семейства уже имели семь каналов ПДП, что достигалось каскадным включением двух ИС i8237. В современных разработках описанные выше вспомогательные ИС и контроллеры, как правило, уже не используются, а все их функции реализованы в одной СБИС, обеспечивающей со своими предшественниками полную программную совместимость. В качестве примера можно привести СБИС *периферийного контроллера* 82C206. Функционально она заменяет два контроллера прерываний типа i8259, два контроллера ПДП типа i8237, таймер типа i8254, часы реального времени и дополнительные 100 Байт КМОП ОЗУ статического типа.

**Вопрос 7.11.** Каково принципиальное отличие параллельного и последовательного ввода/вывода ?

*Варианты ответа:*

- 7.11.1. Они различаются длиной и числом жил кабеля связи.
- 7.11.2. Они различаются используемым оборудованием и типами применяемых ИС .
- 7.11.3. При параллельном методе информация передается и принимается одновременно байтами, а при последовательном поочередно битами.

**Вопрос 7.12.** Чем объяснить использование в стандартных интерфейсах более одного порта ?

*Варианты ответа:*

- 7.12.1. Большим объемом передаваемой информации.
- 7.12.2. Стремлением ускорить темпы передачи информации.
- 7.12.3. Необходимостью обеспечить функции управления процессом передачи данных и контроля состояния внешнего устройства

**Вопрос 7.13.** В каких из следующих случаев целесообразно применение метода ввода/вывода с прерыванием ?

*Варианты ответа:*

- 7.13.1 МП обслуживает одно внешнее устройство
- 7.13.2 МП обслуживает одно устройство ввода и одно устройство вывода



## 7.6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сферы применения микропроцессоров безграничны, а мир микропроцессорной техники неисчерпаем хотя бы потому, что с каждым годом появляются все более совершенные ее представители, для эффективного использования которых требуется изучение принципов построения современных аппаратных и программных средств. Прогресс в области разработки новейших аппаратных средств во многом обязан последним достижениям в технологии изготовления ИС, что позволило более чем в 4 раза (с 1,5 до 0,35 мкм) снизить технологические нормы для линейных размеров КМОП-транзисторов, обеспечив фантастическую плотность их размещения на одном кристалле. Одновременно это позволило существенно увеличить тактовые частоты. В настоящее время уже выпускаются МП, работающие на внешней тактовой частоте 200 МГц, а в недалеком будущем представляются вполне реальными тактовые частоты до 500 МГц.

При достижении столь высоких скоростных показателей МП стало очевидным, что возможности дальнейшего увеличения производительности современных МС в рамках классической архитектуры уже практически исчерпаны. В настоящее время они принципиально ограничиваются последовательной выборкой команд и данных из памяти. Один из способов увеличения пропускной способности шины данных состоит в увеличении числа параллельно передаваемых по ней битов, поэтому скорее всего МП нового поколения будут 64-разрядными, хотя на пути их конструктивного оформления уже сейчас встречаются определенные трудности.

Среди новейших архитектурных решений МС наибольшие надежды связывают с отказом от классической (последовательной) модели вычислителя и переходом к так называемым *параллельным вычислениям*. При параллельных вычислениях применяется разбиение основной программы на составные части, которые могут выполняться отдельными МП классической структуры одновременно и независимо друг от друга. В нужные моменты времени готовые результаты таких параллельных вычислений передаются еще одному такому же МП, который продельвает с ними необходимые операции и, при необходимости, для продвижения к конечному результату может вновь обращаться к группе параллельно работающих МП. Теоретически подобная конфигурация при увеличении числа параллельно работающих МП обеспечивает линейный рост производительности всей системы.

Одним из первых элементов нового семейства таких ИС, предназначенных для построения МС с параллельными вычислениями, стала выпу-

щенная в конце 1985 г. английской фирмой "Inmos" КМОП ИС *транспьютера\** T414 (более совершенная ее версия — T800). В ее состав входят 32-разрядный МП, ОЗУ на 2 Кбайта и четыре линии связи, позволяющие с очень высокой скоростью передавать сообщения в другие транспьютеры. При тактовой частоте 5 МГц транспьютер T414 может выполнять до 10 млн операций в секунду. Помимо основного транспьютера T414 (T800) фирма "Inmos" также предлагает несколько ИС вспомогательных транспьютеров, среди которых арифметический транспьютер F424, графический транспьютер G412, транспьютер контроллера жесткого диска M212 и др.

В МС с новой нетрадиционной архитектурой используется *матричный принцип соединения транспьютеров*, согласно которому каждый из них располагается в ячейках матрицы и своими четырьмя линиями связывается с транспьютерами в соседних ячейках. В такой МС отдельные части процесса (исполняемой программы) выполняются параллельно различными транспьютерами, и поэтому, чем больше матрица, тем выше производительность системы. По сообщению фирмы "Inmos", производительность сети из 256 транспьютеров даже превышает возможности большой машины. Конечно, не всякие алгоритмы допускают их простое расчленение на параллельно выполняемые части, но это отдельная задача, решение которой возможно методами бурно развивающейся теории параллельных вычислений.

## КОММЕНТАРИИ К ПРАВИЛЬНЫМ ОТВЕТАМ НА ВОПРОСЫ ГЛ. 7

7.1.4. Переход к каждому следующему поколению ЭВМ характеризуется применением новой элементной базы и/или принципиально новыми архитектурными решениями. Наиболее важной чертой ЭВМ четвертого поколения стало широкое использование микропроцессоров, поскольку ИС средней и частично высокой степени интеграции к тому времени уже использовались в лучших, более ранних моделях.

7.2.2. В МС все управляющие программы хранятся в ЗУ, которое в этом смысле подобно обычному почтовому ящику. Однако все необходимые аппаратные средства для обращения к ЗУ входят в состав МП, который извлекает из ЗУ управляющие программы и в соответствии с ними организует, выполняет и непосредственно управляет процессом вычислений.

---

\* Это название — результат слияния двух слов: транзистор и компьютер

7.3.1. Разрядность МП определяется числом бит данных, которые он может обработать одной командой, поэтому его шина данных должна обеспечивать одновременное считывание из ЗУ именно такого количества бит. Таким образом, разрядность МП однозначно определяется числом проводников (разрядностью) его внешней шины данных.

7.4.4. Предельно возможный объем памяти, которой может быть укомплектована МС, определяется разрядностью шины адреса используемого МП. Как правило, даже 8-разрядные МП, работающие с байтами данных, имеют 16-разрядную адресную шину, что позволяет им адресоваться не более, чем к  $2^{16}=65536$  ячейкам памяти. Поскольку 1 Кбайт равен 1024 байта, максимальный объем адресуемой памяти в этом случае будет 64 Кбайта.

7.5.4. Рабочие регистры предназначены для хранения промежуточных результатов и элементов данных, обрабатываемых МП. Основное же количество ячеек памяти обеспечивает ЗУ. Как правило, общее число рабочих регистров МП не так уж и велико, чтобы можно было говорить о заметном расширении за счет них объема памяти МС. Конечно, в рабочих регистрах могут храниться какие-то адреса, но предварительно эти адреса должны быть либо вычислены в процессе выполнения программы, либо извлечены из ячеек памяти. В этом смысле правильнее будет считать, что эти адреса являются промежуточными результатами исполнения программы, для хранения которых и используются рабочие регистры.

7.6.1. Содержимое регистра-источника не может измениться в процессе выполнения данной двухадресной команды, следовательно, сразу после ее исполнения в нем будет храниться то содержимое, которое он приобрел раньше. В последующих командах не было обращения к этому регистру, поэтому в процессе их выполнения его содержимое также не изменится.

7.7.2. Содержимое регистра-приемника изменяется в процессе исполнения двухадресной команды. В последующих командах обращения к этому регистру не было, поэтому в процессе их выполнения его содержимое останется таким же, каким оно получилось в результате исполнения двухадресной команды.

7.8.3. Работа со стеком организована по принципу “последним пришел. первым выйдешь”, поэтому порядок восстановления прежнего содержимого всех регистров из стека должен быть обратным порядку занесения их содержимого в стек.

7.9.4. ОЗУ предназначены для хранения данных, изменяющихся в процессе исполнения программы, и в данном случае это самое главное,

так как, подобно ОЗУ, многократно программируемые ПЗУ также обеспечивают произвольную выборку, а современные ИС многократно программируемых ПЗУ (например, флэш-памяти) по времени выборки почти не уступают ОЗУ. Отметим также, что в многократно программируемых ИС ПЗУ количество циклов перезаписи ограничено, в то время как в ИС ОЗУ таких ограничений нет.

7.10.3. Разрядность МП определяется числом бит данных, которое он может обработать одной командой. Для 8-разрядного МП это байт, а для 16-разрядного МП — машинное слово, состоящее из двух байт. Естественно, 16-разрядный МП может за один цикл обращения к памяти считать 2 байта, а 8-разрядный только один байт. В любом МП объем адресуемой памяти определяется разрядностью его шины адреса, причем минимальной адресуемой единицей объема памяти всегда считается байт. В данном случае рассматриваемые МП имеют 16-разрядную шину адреса, поэтому для них максимальное число адресуемых байт памяти одинаково и равно 65536 байт или 64 Кбайт.

7.11.3. Принципиальным отличием параллельного способа передачи и приема информации от последовательного является то, что у них различно количество одновременно передаваемых бит (при параллельной — сразу байт, а при последовательной — поочередно битами). Остальные варианты ответов в данном случае отмечают лишь несущественные детали. Конечно, у них разные предельно допустимые длины кабеля и разное оборудование, но это является всего лишь следствием принципиального их различия.

7.12.3. Необходимость применения более одного порта в ИС ввода/вывода связана не только с передачей данных (для этого было бы достаточно одного порта), но и с требованием управления процессом передачи и контроля со стороны МП за состоянием внешнего устройства (ВУ). При этом как минимум необходимо дополнительное обращение к регистру состояния ВУ, для чего нужен еще хотя бы один порт.

7.13.2. Из описания принципа ввода/вывода с прерыванием следует, что такой метод управления применяется при работе МП с несколькими одновременно обслуживаемыми внешними устройствами, причем безразлично, будут ли это устройства только ввода или только вывода. Важно их число, а не исполняемые ими функции, так как в любой момент времени и те, и другие могут потребовать их обслуживания. Конечно, прерывание не потребуется, если для нескольких ВУ не требуется одновременного их обслуживания, однако в данном случае ввод может понадобиться в любой момент времени. Если именно в это время МП будет, например, выводить информацию, конфликтной ситуации не избежать.

## Глава восьмая

### ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Для измерения электрических и неэлектрических величин широко применяются электронные измерительные приборы. В зависимости от способа преобразования входного сигнала электронные приборы делятся на аналоговые и цифровые.

Для электронных измерительных приборов характерны следующие преимущества — высокая чувствительность, малое собственное потребление энергии из измерительной цепи, широкий частотный диапазон. Кроме того, электронные измерительные приборы характеризуются рядом особенностей — быстродействием, автоматизацией процесса измерения, простотой и удобством регистрации результатов измерения, возможностью сопряжения с ПЭВМ.

Применение электронных измерительных приборов разнообразно. Наиболее распространенные — электронные вольтметры. Кроме этого электронные приборы используются для измерения интервалов времени, частоты и углов сдвига фаз, для измерения спектральных характеристик сигнала и др.

Говоря о совершенствовании электронных измерительных приборов, необходимо подчеркнуть качественные изменения их вследствие внедрения микропроцессоров и микропроцессорных систем, которые стали неотъемлемой частью многих электронных измерительных приборов, улучшили их характеристики, придали новые свойства. С помощью микропроцессорных систем, встроенных в электронные измерительные приборы, достигается многофункциональность приборов, автоматизация регулировок, самокалибровка, улучшаются метрологические характеристики, создаются программируемые, полностью автоматизированные приборы.

К недостаткам электронных измерительных приборов можно отнести сложность, обусловленную большим количеством элементов, необходимость источников питания.

#### 8.1. АВТОМАТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

**Общие сведения.** Автоматическими измерительными приборами (АИП) называются приборы, в которых процесс измерения производится автоматически, без участия операторов. АИП предназначены для измере-

ния и регистрации параметров, характеризующих технологические процессы производства. К таким параметрам относятся температура, давление, уровень и расход жидкости, влажность, концентрация и состав газов и жидкостей, электрические напряжения и ток, мощность, частота и др.

Широкое использование в настоящее время АИП и все большая потребность в них объясняется рядом важнейших метрологических и эксплуатационных характеристик: высокая точность (до 0,001%) и чувствительность (до  $10^{-8}$ ), незначительная зависимость показаний прибора от условий эксплуатации, малое собственное потребление энергии и возможность использования маломощных первичных преобразователей сигнала, возможность одновременного измерения нескольких величин и получение документальной информации. Эти показатели обеспечиваются использованием компенсационного метода измерения, применением совершенных электронных устройств, характеризующихся малой инерционностью и большой выходной мощностью, некоторым усложнением схем узлов АИП, использованием объективного отсчета измеряемых параметров.

В общем случае структурную схему АИП непрерывного действия можно представить в виде рис 8 1, где ПП — первичный преобразователь, ИЦ — измерительная цепь, У — усилитель, РД — реверсивный двигатель, Р — редуктор, КУ — корректирующее устройство, ВУ — выходное устройство.

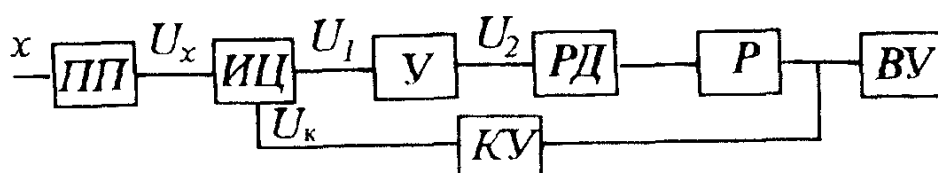


Рис 8 1 Структурная схема АИП непрерывного действия

Звенья прямой передачи сигнала или прямого тракта системы (ИЦ, У, РД, Р), охваченные корректирующим устройством КУ, образуют следящую систему (СС) и обеспечивают автоматизацию процесса измерения. Принцип действия СС заключается в сравнении измеряемой величины  $U_1$ , поступающей от ПП, с компенсирующей ее величиной  $U_k$ , вырабатываемой КУ. Разность этих величин  $\Delta U = U_1$  усиливается и подается на РД, который, воздействуя через Р на КУ, одновременно обеспечивает работу ВУ. Равновесие системы наступает при  $\Delta U = 0$ . Это равновесие возможно в астатической системе, необходимым условием которой является наличие в прямом тракте передачи сигнала интегрирующего звена. В данном случае интегрирующим звеном является РД — скорость поворота его выходного вала пропорциональна поданному на управляющую обмотку напряжению

$$d\alpha/dt = kU_2, \text{ или } \alpha = k \int U_2 dt, \quad (8.1)$$

где  $\alpha$  — угол поворота выходного вала  $PД$ ;  $k$  — постоянный коэффициент;  $U_2$  — выходное напряжение  $У$

В действительности при равновесии  $\Delta U \neq 0$ , а определяется порогом чувствительности  $\Delta U_{пор}$  — минимальным значением  $\Delta U$ , приводящим к троганию двигателя, и инерционностью используемых звеньев системы.

По типу измерительных систем существующие АИП непрерывного действия подразделяют на мосты с уравниванием по одному параметру, потенциометры постоянного тока, приборы с дифференциально-трансформаторной системой. Принцип построения и требования, предъявляемые к ИЦ и КУ перечисленных АИП, имеют принципиальные различия.

**Автоматический мост для измерения температуры.** На рис.8.2 приведена упрощенная схема автоматического уравновешенного одинарного моста, применяемого для измерения температуры с помощью терморезистора  $R_t$ . В одно из плеч моста включается терморезистор, подсоединяемый с помощью линии связи сопротивлением  $R_{л}$ . Три остальных плеча выполнены из термостабильных резисторов  $R, R_2, R_3, R_4$ . Уравнивание моста при некоторой начальной температуре осуществляется изменением положения движка переменного резистора  $R$ . При отклонении температуры от начальной изменяется сопротивление терморезистора и мост выходит из равновесия, появляется сигнал рассогласования  $\Delta U$ , поступающий на вход усилителя. Усиленный электрический сигнал подается в обмотку управления  $ОУ$  реверсивного двигателя  $РД$ , на валу которого имеется редуктор  $P$ , механически связанный с движком переменного резистора  $R$  и указателем выходного устройства  $ВУ$ . Посредством этих связей мост автоматически приводится в равновесие. Обработка сигнала рассогласования происходит до тех пор, пока  $\Delta U$  больше порога чувствительности регулятора  $\Delta U_{пор}$ . Выходная величина может быть отсчитана по шкале, градуированной непосредственно в градусах Цельсия. Градуировка шкалы справедлива для каждого конкретного терморезистора.

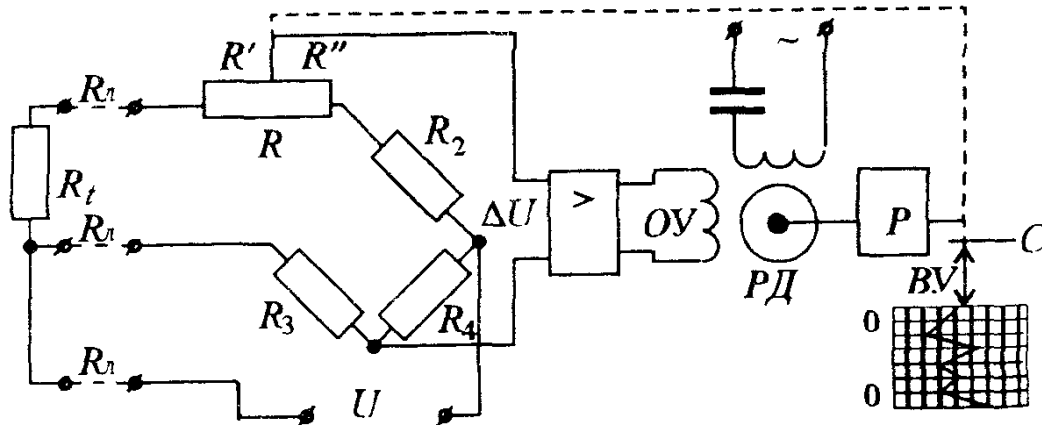


Рис.8 2 Схема автоматического уравновешенного одинарного моста

Трехпроводное включение терморезистора позволяет существенно снизить влияние сопротивления соединительных проводов  $R_{\text{л}}$  на точность измерения. Действительно, с учетом того, что два провода сопротивлением  $R_{\text{л}}$  подсоединены в смежные плечи моста, а третий с таким же сопротивлением — в диагональ питания моста, получим.

$$(R'_1 + R_{\text{л}})R_4 = R'_2(R_3 + R_{\text{л}}), \quad (8.2)$$

где  $R'_1 = R_t + R'$  и  $R'_2 = R_2 + R''$ .

При симметрии плеч моста, т.е. при  $R'_2 = R_4$ , получаем полное устранение влияния  $R_{\text{л}}$  на погрешность измерения. Шкала прибора, т.е. соответствующая зависимость  $\alpha = f(T)$ , имеет линейный характер при включении терморезистора  $R_t$  в плечо мостовой цепи, прилегающей к реохорду  $R$ .

**Автоматический потенциометр постоянного тока.** В качестве примера реализации автоматического устройства, использующего компенсационный метод измерения, рассмотрим потенциометр, работающий в комплекте с термопарой, на концах которой создается термо-ЭДС  $E_t$ . Схема его приведена на рис.8.3.

Компенсирующее устройство этого потенциометра выполнено по мостовой схеме. Процесс измерения осуществляется в два приема. При положении  $K$  переключателя  $\Pi$  происходит установка рабочего тока с использованием нормального элемента с ЭДС  $E_N$ . Напряжение разбаланса  $\Delta U = E_N - R_N I_{\text{p}2}$  поступает на вход усилителя. С выхода усилителя

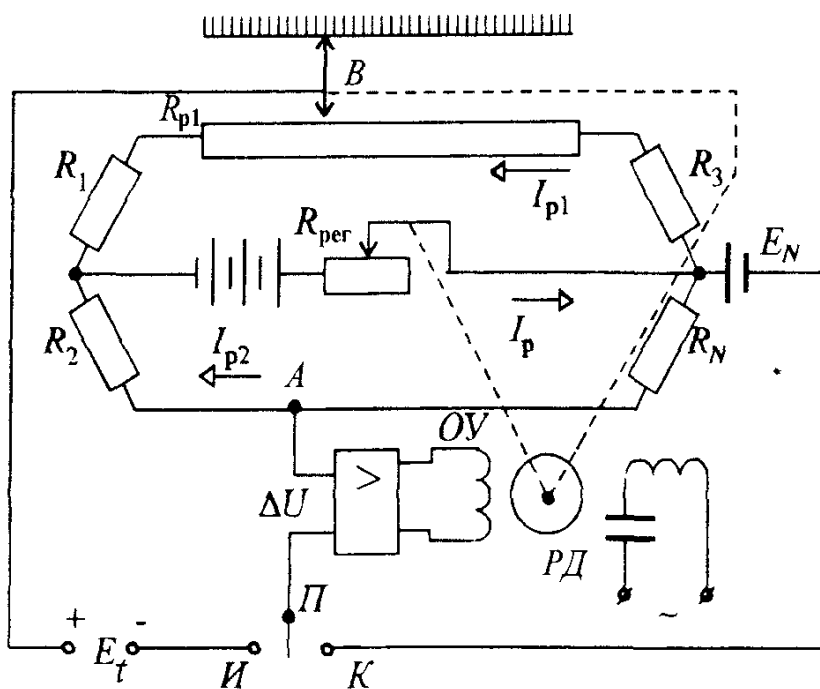


Рис 8.3 Схема автоматического потенциометра постоянного тока



напряжение подается на обмотку управления  $OU$  реверсивного двигателя  $PD$ , который изменяет положение движка реостата  $R_{рег}$ . Прибор автоматически доводит значение  $\Delta U$  до нуля. В этом случае в цепи устанавливаются определенные токи  $I_p, I_{p1}$  и  $I_{p2}$ .

При положении  $II$  переключателя  $П$  происходит переключение механической связи  $PD$  на движок  $B$  потенциометра. Измеряемая ЭДС  $E_t$  термопары уравнивается компенсирующим напряжением

$$U_k = (R_{p1} + R_1) I_{p1} - R_2 I_{p2}$$

путем воздействия напряжения разбаланса  $\Delta U$  на реверсивный двигатель  $PD$ , механически связанный с движком  $B$  потенциометра, положение которого влияет на сопротивление  $R_{p1}$  компенсирующего резистора.

Значение измеряемой термо-ЭДС  $E_t$  считывается согласно положению движка  $B$  на шкале, отградуированной в вольтах.

Современные автоматические потенциометры для измерения температуры снабжаются стабилизированными источниками питания. Они не имеют нормального элемента и режима автоматической установки рабочих токов.

**Дифференциально-трансформаторное устройство (ДТУ).** Схема рис. 8.4 нашла широкое применение для измерения давления (автоматический манометр), уровня жидкости (уровнемер), расхода жидкости (расходомер).

Основными узлами измерительной цепи являются дифференциальный трансформаторный преобразователь  $ДТП$  и компенсационный дифференциальный трансформатор  $КДТ$ . По устройству  $ДТП$  и  $КДТ$  аналогичны. Их вторичные обмотки включены последовательно и встречно. Плунжер (подвижный сердечник)  $ДТП$  имеет возможность под воздействием какой-либо механической величины перемещаться вдоль оси катушек на расстояние  $\delta$ . На выходе  $ДТП$  при этом возникает сигнал  $U_x = k\delta$ , а  $КДТ$  образует компенсирующее напряжение

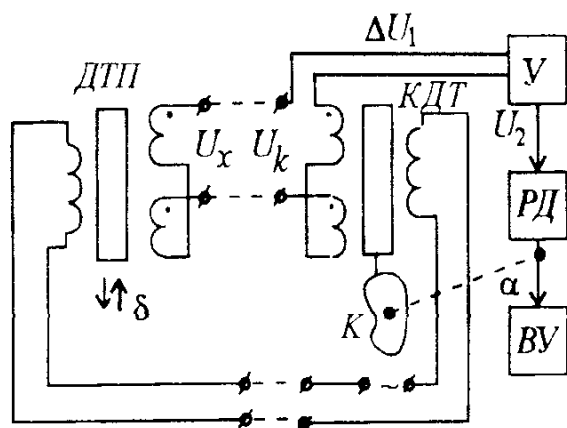


Рис 8.4. Дифференциально-трансформаторная схема

$U_k$ . Если  $U_x \neq U_k$ , то система обрабатывает сигнал  $\Delta U_1 = (U_x - U_k)$  до тех пор, пока  $\Delta U_1$  не станет равным  $\Delta U_{\text{пор}}$ . При этом угол поворота выходного вала  $PД$  является функционально связанным с величиной  $U_x$  и отображает эту величину. Так как  $U_x = F(\delta)$ , то уравнение шкалы всего прибора представляется в виде

$$\alpha = f(\delta). \quad (8.3)$$

При измерении давления  $p$  и уровня жидкости  $L$  (рис.8.5,а,б) значения последних пропорциональны  $\delta$ , а так как  $U = c \delta$ , то все звенья системы являются линейными. В этом случае кулачок  $K$  (см.рис.8.4) выполняется с линейным профилем.

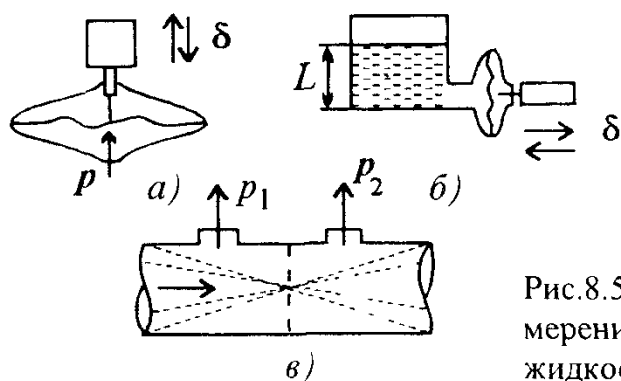


Рис.8.5. Примеры применения ДТП для измерения давления (а), уровня (б) и расхода жидкости (в)

Для расходомера (см.рис.8.5,в)  $\delta = cQ$ , где  $Q = k(p_1 - p_2)$  — расход жидкости. В этом случае для получения линейного уравнения шкалы прибора используют кулачок с квадратичным профилем (где  $k$  и  $c$  — постоянные коэффициенты пропорциональности, определяемые конструкцией прибора).

Дифференциально-трансформаторные измерительные схемы нашли применение в автоматических приборах типа ЭПИД, ДСМР2 и др.

Одним из основных параметров, характеризующих качество аstaticкой системы регулирования, является порог чувствительности  $\Delta U_{\text{пор}}$ . Его значение определяется в основном коэффициентом усиления усилителя. Поэтому при проектировании последнего основным требованием является обеспечение большого коэффициента усиления. Кроме того, приведение в действие реверсивного двигателя требует большой выходной мощности. Поэтому между усилителем  $У$  и  $PД$  применяют, как правило, промежуточный усилитель мощности (см.рис.8.4).

**Вопрос 8.1.** Что называют автоматическими измерительными приборами?

*Варианты ответа:*

8.1.1. Приборы, оснащенные автоматическими выключателями.

8.1.2. Приборы с автоматическим процессом измерения.

8.1.3. Приборы с автоматическим выбором параметров для измерения.

**Вопрос 8.2.** Каков принцип действия автоматического моста для измерения температуры ?

*Варианты ответа*

8 2 1 Прямое измерение температуры и считывание со шкалы прибора

8 2 2 Разбалансировка плеч моста, которая приводит к изменению показаний выходного устройства

8 2 3 Автоматическое уравнивание моста при изменении температуры и считывание нового значения ее со шкалы выходного устройства

## 8.2. ЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

В этих приборах измеряемое напряжение преобразуется с помощью электронных устройств в постоянный ток, который воздействует на магнитоэлектрический измерительный механизм со шкалой, градуированной в единицах напряжения. Электронные вольтметры (ЭВ) обладают широким диапазоном измерения (от десятков нановольт до десятков киловольт), большим входным сопротивлением (единицы мегаом), широким частотным диапазоном (от нуля до сотен мегагерц).

Различают вольтметры постоянного, переменного напряжения, универсальные, импульсные и селективные.

**Электронные вольтметры постоянного напряжения (ЭВПН).** Упрощенная структурная схема ЭВПН показана на рис 8 6, где *УВ* — усилитель входной, *УПТ* — усилитель постоянного тока, *ИМ* — магнитоэлектрический измерительный механизм. Можно показать, что угол отклонения *ИМ*

$$\alpha = K_{УВ} K_{У} S_{ИМ} U_{X} = K_{ИМ} U_{X},$$

где  $K_{УВ}$  и  $K_{У}$  — коэффициенты преобразования *УВ* и *УПТ*;  $S_{ИМ}$  — чувствительность *ИМ* по напряжению,  $K_{ИМ}$  — коэффициент преобразования ЭВ.

Повышение чувствительности ЭВ путем повышения  $K_{У}$  наталкивается на технические трудности из-за нестабильности работы *УПТ*, характеризующейся изменением  $K_{У}$  и дрейфом нуля. Поэтому в таких вольтметрах  $K_{У} \approx 1$ , а основное назначение *УПТ* — обеспечить большое входное сопротивление  $R_{ВХ}$ . В связи с этим предел измерения этих приборов не бывает ниже десятков милливольт.

Рис 8 6 Структурная схема электронного вольтметра постоянного напряжения

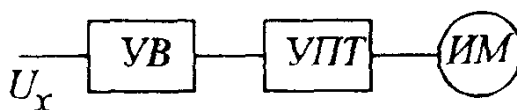
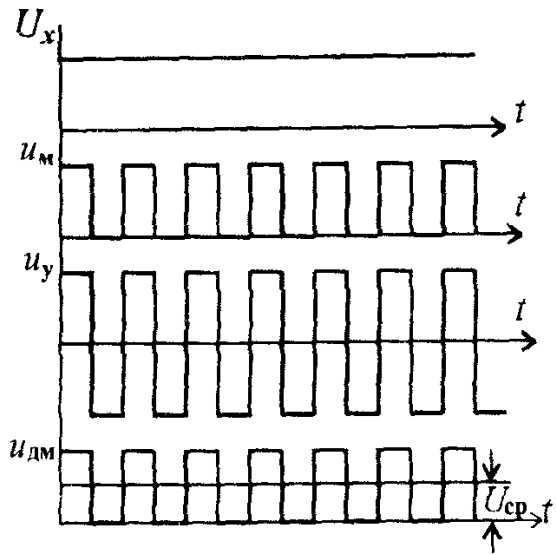


Рис 8.7. Диаграммы работы УПТ типа МДМ для ЭВПН

$u_m$  — выходной сигнал модулятора,  $u_y$  — выходной сигнал усилителя переменного напряжения,  $u_{дм}$  — выходной сигнал демодулятора



Для построения высокочувствительных вольтметров постоянного напряжения применяют УПТ типа МДМ (модуляция сигнала — усиление — демодуляция). Среднее значение выходного напряжения в этом случае равно  $U_{ср} = K_y U_x$  (рис.8.7). В этом случае можно иметь большой  $K_y$ , так как дрейф нуля усилителей постоянного тока типа МДМ очень мал. Такое построение ЭВПН позволяет обеспечить измерение напряжений порядка десятка микровольт. Например, вольтметр типа В2-25 имеет диапазон измерения от 3 до 1000 мкВ (у этого вольтметра  $K_y \approx 3.33 \cdot 10^5$ ).

**Электронные вольтметры переменного напряжения.** Структурная схема такого вольтметра (рис.8.8) включает в себя преобразователь переменного напряжения  $Пр$ , усилитель постоянного УПТ (рис.8.8,а) или переменного  $У\sim$  (рис.8.8,б) тока и магнитоэлектрический измерительный механизм  $ИМ$

Электронный вольтметр, построенный по схеме рис. 8.8,а имеет широкий частотный диапазон (до  $10^3$  МГц), но невысокую чувствительность (по тем же причинам, что и у вольтметров постоянного напряжения). Предел измерения таких вольтметров — десятки милливольт.

Электронные вольтметры, использующие схему рис.8.8,б, имеют высокую чувствительность, однако обеспечить широкий частотный диапазон усилителей переменного напряжения с большим  $K_y$  технически трудная задача. Поэтому эти вольтметры имеют предел измерения до десятка микровольт, а частотный диапазон до 10 МГц

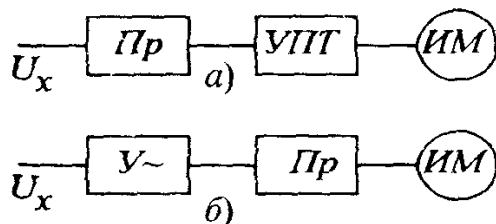


Рис 8.8 Структурные схемы электронных вольтметров переменного напряжения

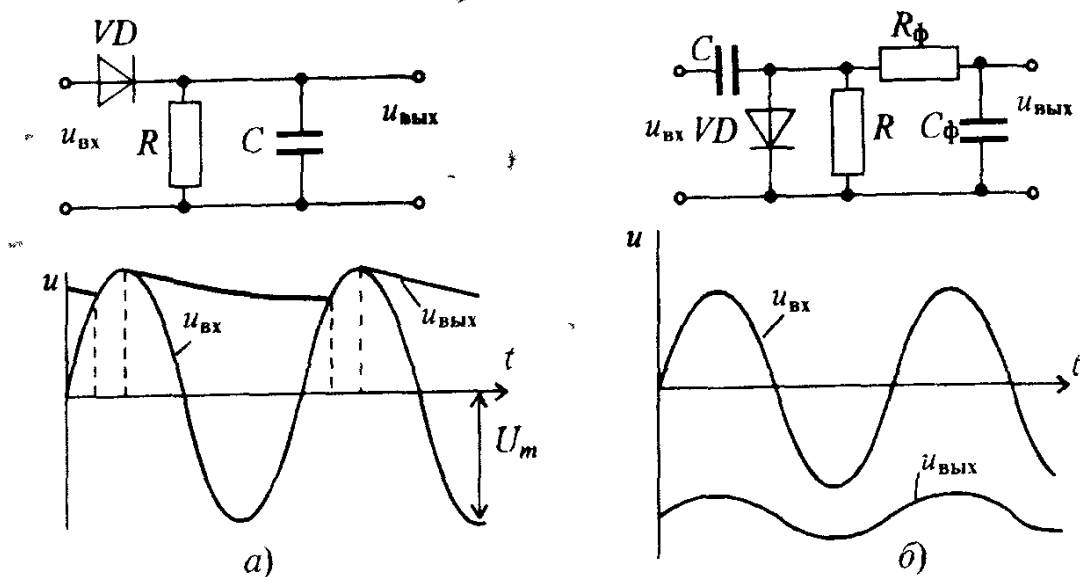


Рис 8.9 Схемы и временные диаграммы амплитудных детекторов с открытым (а) и закрытым (б) входами

В зависимости от того, какие значения напряжений необходимо измерять, различают вольтметры амплитудного, средневыпрямленного и действующего значений напряжений.

**Амплитудные вольтметры** имеют амплитудные (пиковые) детекторы с открытым (рис.8.9,а) или закрытым (рис.8.9,б) входами. Для уменьшения пульсации в первой схеме необходимо обеспечить соотношение  $\tau_{\text{раз}} \gg \tau_{\text{зар}}$ , где  $\tau_{\text{раз}}$  и  $\tau_{\text{зар}}$  — постоянные времени разрядки и зарядки конденсатора  $C$ , или  $\tau_{\text{зар}} < 1/f_{\text{в}}$  и  $\tau_{\text{раз}} > 1/f_{\text{н}}$ , где  $f_{\text{в}}$  и  $f_{\text{н}}$  — верхняя и нижняя границы частотного диапазона. Особенностью этих преобразователей является то, что они пропускают постоянную составляющую входного сигнала  $U_0$  (если она есть) и тогда  $U_{\text{вых}} = U_0 + U_m$ , а уравнение шкалы прибора:

$$\alpha = K_U (U_0 + U_m). \quad (8.4)$$

Для второй схемы характерны пульсации, равные  $U_m$ . Для уменьшения их используется фильтр  $R_{\text{ф}}C_{\text{ф}}$ .

Необходимо учитывать, что шкала электронного вольтметра градуируется в действующих значениях синусоидального напряжения, поэтому при измерении напряжения другой формы необходимо делать перерасчет, используя коэффициент амплитуды несинусоидального напряжения.

**Вольтметры среднего значения напряжения** используют преобразователи переменного напряжения в постоянное (рис.8.10) При использовании схемы рис. 8.10,а (однополупериодное выпрямление) ток в ИМ существует в течение полупериода. Диод  $VD_2$  и резистор  $R$  используют для выравнивания обеих полувольт тока в общей цепи, а также для защиты от пробоя диода  $VD_1$  в закрытом состоянии.

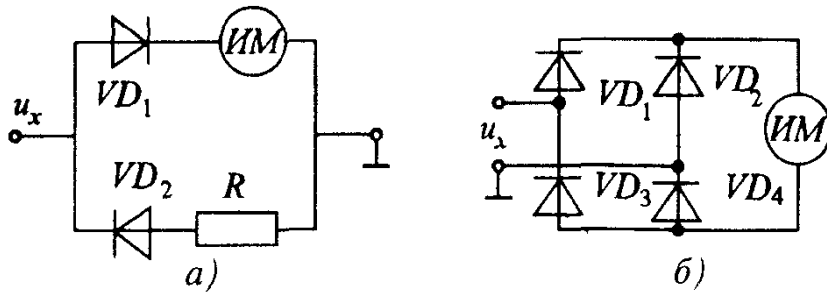


Рис 8 10. Схемы однополупериодного (а) и двухполупериодного (б) преобразователя напряжения

При использовании схемы рис.8.10,б выпрямленный ток через ИМ существует в оба полупериода и, следовательно, чувствительность этой схемы выше, чем предыдущей.

На эти преобразователи обычно подается усиленное напряжение  $u_x$ . Это повышает чувствительность вольтметров и понижает влияние нелинейности диодов. Уравнение шкалы у вольтметров среднего значения напряжения:

$$\alpha = K_U \cdot 1/T \int_0^T |u_x(t)| dt = K_U U_{cp} \quad (8.5)$$

Вольтметры действующего значения напряжения имеют преобразователь переменного напряжения с квадратичной характеристикой  $U_{вых} = K_U U_{вх}^2$ .

В качестве таких преобразователей могут быть использованы термо-преобразователи. У вольтметров с такими преобразователями показания независимо от формы кривой измеряемого напряжения пропорциональны квадрату действующего значения

$$\alpha = K_U \cdot 1/T \int_0^T u_x^2 dt = K_U U_x^2, \quad (8.6)$$

т.е. вольтметры имеют квадратичную шкалу, что не всегда удобно. Поэтому существуют разработки вольтметров действующего значения с равномерной шкалой. Пример построения такого вольтметра показан на рис.8.11. Здесь использованы два квадратичных элемента, один из которых находится в цепи отрицательной обратной связи (ООС):

$$e_1 = k_1 I_1^2; e_2 = k_2 I_2^2, \quad (8.7)$$

где  $I_1$  и  $I_2$  — токи нагревателей,  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты, зависящие от свойств термопар.

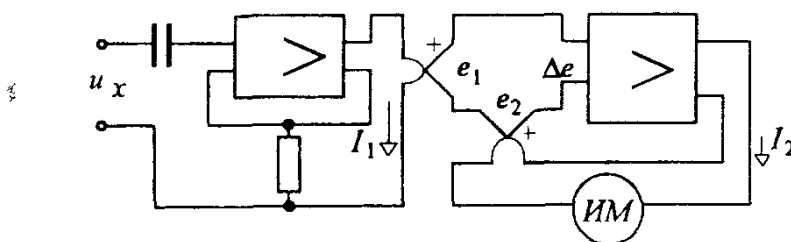


Рис 8.11 Схема вольтметра действующего значения с равномерной шкалой

Так как  $I_1 = K_{y1} U_x$  (см. рис. 8.11), то  $e_1 = k_1 K_{y1}^2 U_x^2$ . При большом коэффициенте усиления  $K_{y2}$  получим  $\Delta e = e_1 - e_2 \approx 0$ . Это означает, что  $e_1 \approx e_2$  и

$$k_1 K_{y1}^2 U_x^2 = k_2 I_2^2$$

и отклонение указателя измерительного механизма *ИМ* составит

$$\alpha = S_I I_2 = S_I K_{y1} \sqrt{\frac{k_1}{k_2}} U_x = K_U U_x \quad (8.8)$$

Таким образом получаем равномерную шкалу вольтметра.

**Универсальные вольтметры.** Эти вольтметры предназначены для измерения постоянного и переменного напряжений, а также для измерения сопротивления  $R_x$  (рис. 8.12). Преобразователь  $\Pi_R$  обеспечивает функцию преобразования  $U_{\text{вых}} = f(R_x)$ , преобразователь  $\Pi_p$  чаще всего — это преобразователь амплитудного значения с закрытым входом, что объясняется независимостью напряжения на выходе от постоянной составляющей напряжения на входе. Появление высокостабильных операционных усилителей с малым дрейфом позволяет существенно снизить порог чувствительности в режиме измерения переменного напряжения при сохранении достаточно широкого частотного диапазона.

**Импульсные вольтметры.** Эти вольтметры используются для измерения амплитуды импульсных сигналов различной формы. Особенностью их работы является малая длительность измеряемых импульсов (10 — 100 нс), большая скважность (до  $10^9$ ). Импульсные вольтметры градуируются в амплитудных значениях напряжений. В современных приборах используются компенсационные схемы амплитудных преобразователей (рис. 8.13). Напряжение  $u_{\text{вх}}$  заряжает конденсатор  $C_1$ .

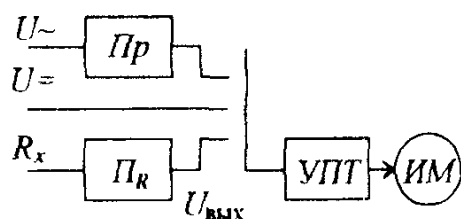


Рис. 8.12 Структурная схема универсального вольтметра

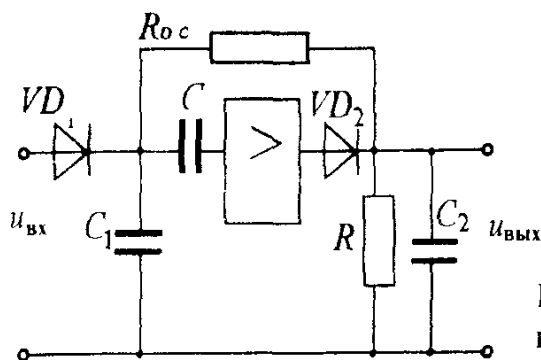


Рис. 8.13. Схема амплитудного преобразователя

Переменная составляющая напряжения на конденсаторе  $C_1$ , вызванная подзарядкой конденсатора измеряемым импульсом и его разрядкой в промежутки времени между импульсами, усиливается усилителем и выпрямляется с помощью диода  $VD_2$ . Постоянная времени выходной цепи выбирается большой, поэтому напряжение  $u_{\text{вых}}$  изменяется мало в промежутки между импульсами. С выхода усилителя через резистор обратной связи  $R_{oc}$  подается на конденсатор  $C_1$  компенсирующее напряжение и поэтому напряжение на нем в установившемся режиме практически равно амплитуде измеряемых импульсов, а выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = U_m R / (R + R_{oc}). \quad (8.9)$$

**Селективные вольтметры.** Это вольтметры предназначены для измерения действующего значения напряжения в некоторой полосе частот или отдельных гармонических составляющих несинусоидального напряжения

Упрощенная схема (в качестве примера) приведена на рис.8.14. Измеряемое напряжение  $U_x$  через измерительный усилитель (входной)  $УВ$  подается на смеситель  $См$ . Последний преобразует частотный спектр измеряемого напряжения так, что на выходе появляется напряжение с разностной частотой генератора  $\Gamma$  —  $f_\Gamma$  и измеряемого напряжения —  $f_x$ , т.е.

$$f_{см} = f_\Gamma - f_{x1},$$

где  $f_{x1}$  — гармоническая составляющая входного напряжения. Усилитель промежуточной частоты  $УПЧ$  настроен на фиксированную среднюю частоту  $f_\Phi$ . Это означает, что на выходе усилителя  $f_{см} = f_\Phi$  или  $f_{x1} = f_\Gamma - f_\Phi$ . Действующее значение этой гармоники измеряется вольтметром действующего значения  $ВДЗ$ . Изменяя частоту генератора, можно измерить действующее значение различных гармонических составляющих входного напряжения.

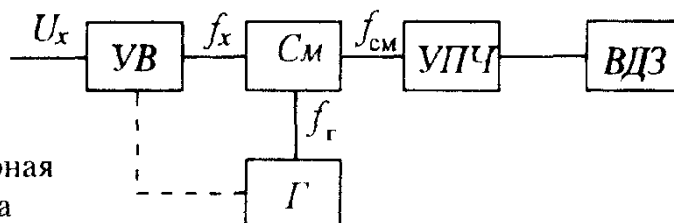


Рис 8 14 Упрощенная структурная схема селективного вольтметра

**Вопрос 8.3.** Чем ограничивается предел измерения ЭВПН?

*Варианты ответа*

8.3 1. Нестабильностью работы УПТ

8 3 2. Большим входным сопротивлением УПТ.

8.3.3. Цепью отрицательной обратной связи.



**Вопрос 8.4.** Чем отличаются амплитудные детекторы открытого и закрытого типа?

*Варианты ответа*

8 4 1 Входным напряжением.

8 4 2 Использование явления резонанса

8 4 3 Наличием конденсатора на входе детектора

### 8.3. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Электронные омметры имеют широкий диапазон измерения ( $10^{-4}$  —  $10^{12}$  Ом) и служат для измерения сопротивлений резисторов, изоляции, контактов и т. д. Погрешность этих приборов составляет от единиц процентов до 10% (при измерении больших сопротивлений).

В основу построения омметров положено преобразование измеряемого сопротивления в постоянное напряжение от источника стабилизированного напряжения (ИСН), которое подается на магнитоэлектрический измерительный механизм (ИМ). Наибольшее распространение получили схемы, приведенные на рис 8 15, где показаны два варианта включения резисторов  $R_0$  и  $R_x$

Используемый усилитель постоянного тока (УПТ) имеет большое входное сопротивление  $R_{вх}$ , поэтому шунтирующим его действием пренебрегаем. Тогда

$$\alpha = k U_x = k U_0 \frac{R_x}{R_x + R_0}, \quad \text{1-й вариант (см рис 8.15,а)} \quad (8 10)$$

$$\alpha = k U_x = k U_0 \frac{R_0}{R_0 + R_x}, \quad \text{2-й вариант (см рис 8 15,б)} \quad (8 11)$$

Очевидно, что шкала омметров неравномерна

Для уменьшения погрешности в омметрах предусмотрены регулировка «Установка нуля» при  $R_x = 0$  и «установка  $\infty$ » при  $R_x = \infty$ .

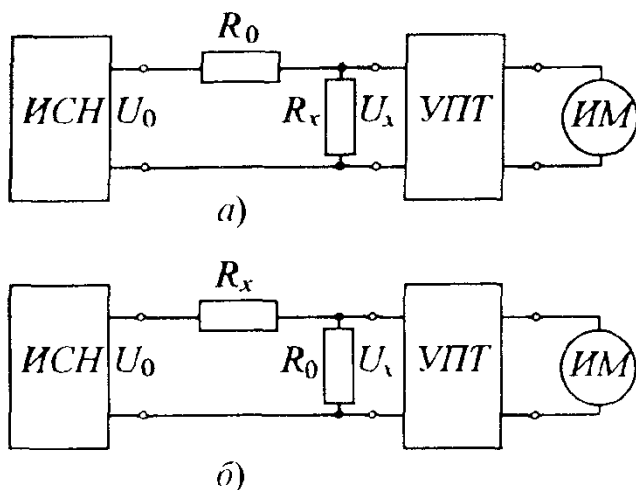
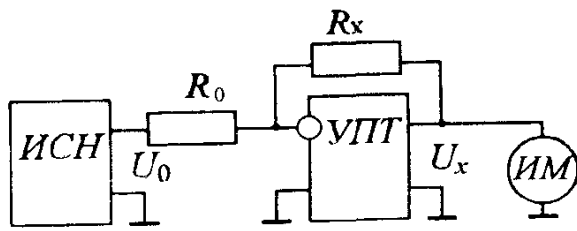
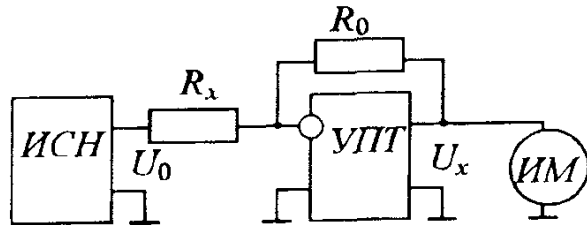


Рис 8 15 Схемы электронных омметров



а)



б)

Рис 8 16 Схемы электронных омметров с цепями обратной связи

Также применяются схемы для построения омметров, представленные на рис. 8.16. В цепь обратной связи УПТ включается резистор с измеряемым сопротивлением  $R_x$  или образцовый резистор  $R_0$ . Входной ток усилителя практически равен нулю, поэтому будут справедливы соотношения:

$$U_0/R_0 = U_x/R_x \quad (\text{рис.8.16,а}) \quad (8.12)$$

или

$$U_0/R_x = U_x/R_0 \quad (\text{рис.8 16,б}). \quad (8.13)$$

Для первого варианта  $U_x = U_0 R_x/R_0$  и  $\alpha = S U_x$ , где  $S$  — чувствительность ИМ

При измерении больших сопротивлений ( $R_x = 10^6 - 10^{12}$  Ом) использование этой схемы (рис.8.16,а) приводит к большим значениям погрешности из-за того, что токи через резисторы  $R_0$  и  $R_x$  становятся соизмеримыми с входным током УПТ и токами утечки. В этом случае необходимо использовать схему второго варианта прибора (рис 8.16,б), у которого гиперболическая шкала:

$$\alpha = S U_0 R_0 / R_x \quad (8.14)$$

Ток через резистор  $R_x$  можно увеличить путем увеличения  $U_0$  (до сотен вольт) и использовать резистор  $R_0$  с меньшим сопротивлением

Измерение малых сопротивлений (до  $10^{-4}$  Ом) производится миллиомметрами. Их особенностями является питание переменным напряжением от генератора  $\Gamma$  (рис 8.17) для исключения влияния термо-ЭДС и обеспечения высокой чувствительности (большого коэффициента усиления усилителя) при измерении малых сопротивлений. Для уменьшения влияния сопротивления соединительных проводов измеряемый резистор включают по четырехпроводной схеме

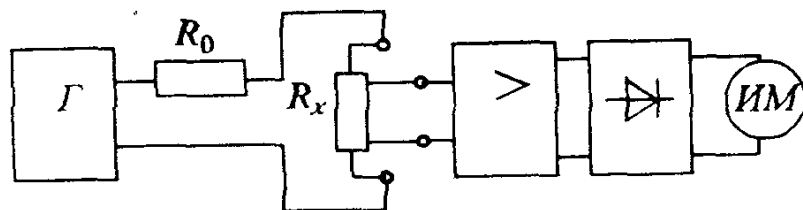


Рис.8 17 Схема электронного омметра для измерения малых сопротивлений

Электронные приборы для измерения индуктивности катушки  $L$ , емкости конденсатора  $C$  и добротности контура  $Q$ . Эти приборы чаще всего используют принцип, основанный на явлении резонанса в  $LC$ -контуре. На рис.8.18 приведена схема куметра ( $Q$ -метра), предназначенного для измерения  $L, C, Q$ . На схеме ПГ — перестраиваемый генератор (генератор напряжений переменной частоты),  $R_0$  — резистор с малым сопротивлением (0,05 Ом),  $V$  — электронный вольтметр. Катушку  $L_x$  или конденсатор  $C_x$  подсоединяют к соответствующим зажимам. Изменением емкости конденсатора  $C_0$  добиваются резонанса, фиксируемого по максимальному показанию вольтметра. Определение добротности основано на свойстве последовательного колебательного контура при резонансе иметь на реактивном элементе напряжение в  $Q$  раз больше напряжения на входе, т.е.  $U_{C_0} = QR_0 I$ . Шкалу вольтметра градуируют в единицах добротности для определенного рабочего тока.

Определение  $L_x$  и  $C_x$  основано на соотношении

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC},$$

где  $f_0$  — резонансная частота.

При измерении индуктивности

$$L_x = 1/[(2\pi f_0)^2 C_0],$$

при измерении емкости

$$C_x + C_0 = 1/[(2\pi f_0)^2 L_0].$$

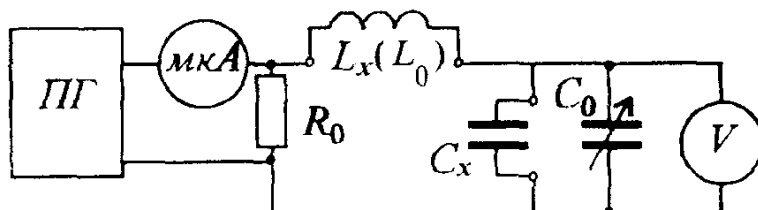


Рис.8.18. Схема куметра

**Вопрос 8.5.** Чем отличаются схемы электронных омметров для измерения больших и малых сопротивлений?

*Варианты ответа:*

8.5.1. Местом в измерительной цепи, куда подключается резистор с измеряемым сопротивлением.

8.5.2. Напряжением источника питания.

8.5.3. Типом измерительного прибора, используемого в качестве выходного устройства.

**Вопрос 8.6.** Какой принцип заложен в электронных приборах для измерения индуктивности, емкости и добротности?

*Варианты ответа:*

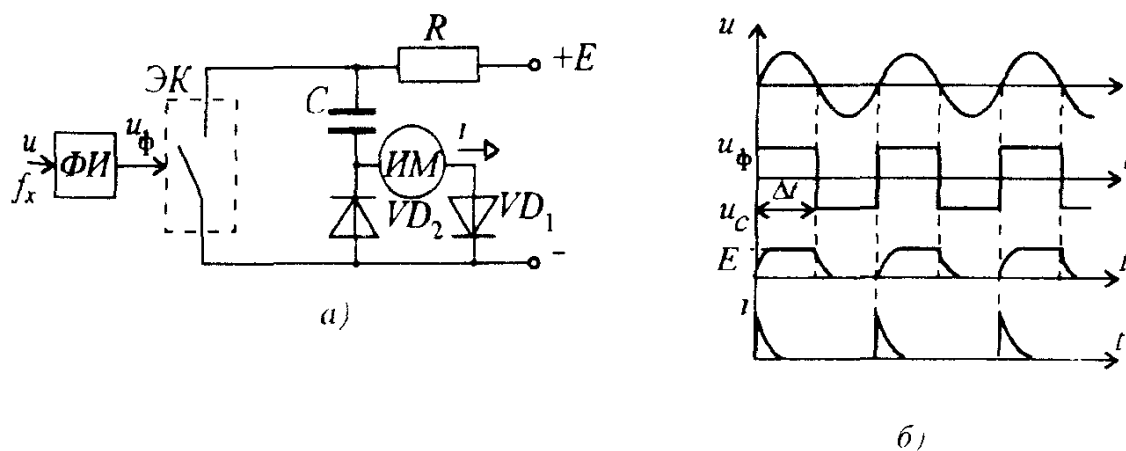
8.6.1. Свойство накопления энергии реактивными элементами.

8.6.2. Наличие угла сдвига фаз между током и напряжением.

8.6.3. Явление резонанса в цепи переменного тока.

#### 8.4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ И ФАЗОМЕТРЫ

**Электронный частотомер.** На рис.8.19,а показана его схема, а на рис. 8.19,б временные диаграммы. Принцип действия его заключается в следующем. Формирователь импульсов *ФИ* формирует импульсы длительности  $\Delta t$  с частотой  $f_x$  входного сигнала ( $u_\phi(t)$  на рис.8.19,б). Ими управляется электронный ключ *ЭК*. При разомкнутом ключе конденсатор *C* заряжается по цепи  $R - C - ИМ - VD_1$ . При замкнутом ключе — разряжается по цепи  $C - VD_2$ . Если постоянные времени зарядки и разрядки конденсатора *C* подобраны так, что он за время  $\Delta t$  успевает полностью зарядиться до напряжения  $U_C = E$  и разрядиться до нуля (график  $u_C(t)$  на рис.8.19,б), то среднее значение за-



8.19. Схема (а) и временные диаграммы (б) электронного частотомера

рядного тока ( $i(t)$  на рис.8.19,б), через магнитоэлектрический измерительный механизм ИМ будет равно:

$$I_{cp} = q/T_v = C E f_v, \quad (8.15)$$

т.е. пропорционально частоте исследуемого сигнала. Этот принцип работы заложен в частотомере Ф5043, имеющего верхний предел измерений 20 кГц и класс точности 0,5.

**Электронный фазометр.** Структурная схема и временные диаграммы электронного фазометра показаны на рис.8.20. Напряжения  $u_1$  и  $u_2$ , сдвинутые по фазе, в обоих каналах с помощью формирователей импульсов (ФИ), дифференцирующих цепей (ДЦ) и диодов  $VD_1$  и  $VD_2$  преобразуются в короткие импульсы ( $u_{VD1}$  и  $u_{VD2}$  на рис 8.20,б), которые поступают на входы  $R$  и  $S$  триггера. Импульсы последнего подаются на магнитоэлектрический измерительный механизм ИМ ( $i(t)$  на рис.8.20,б).

Длительность импульса  $t_\varphi$  на выходе триггера связана с фазовым сдвигом

$$t_\varphi = \varphi_v / 2\pi f, \quad (8.16)$$

где  $f$  — частота входных напряжений.

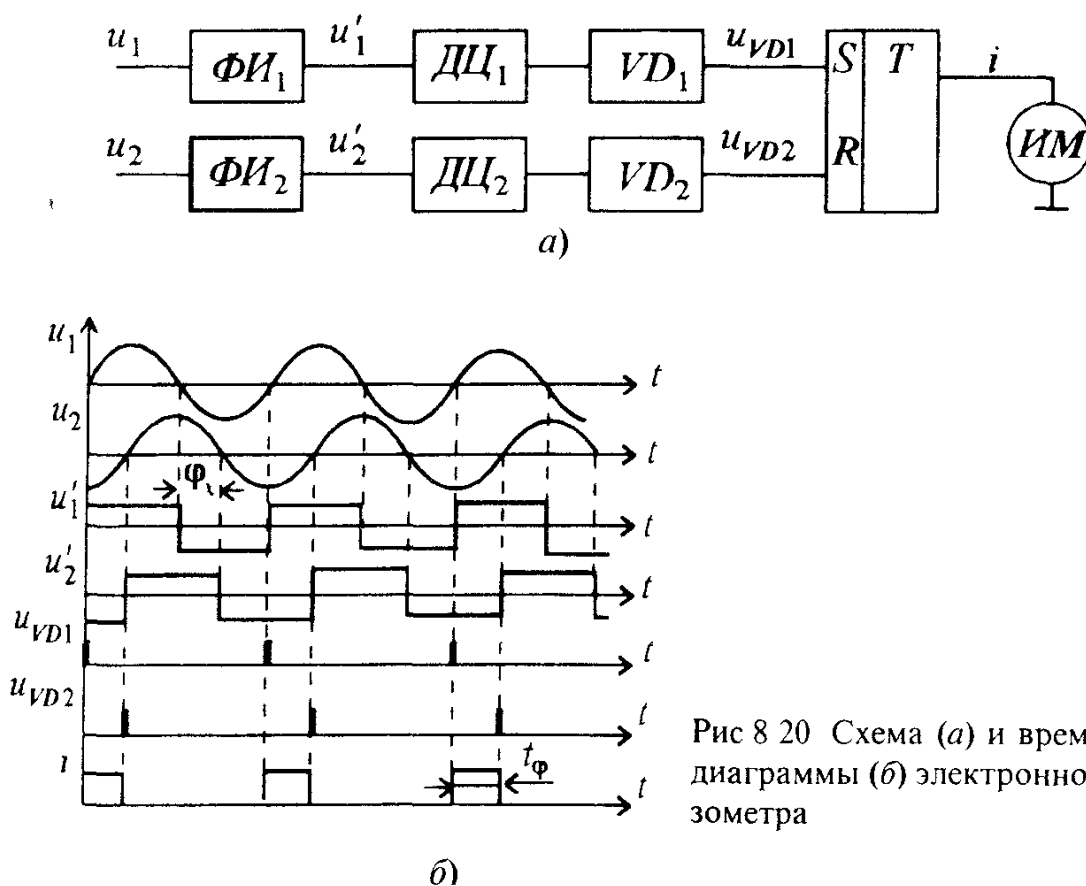


Рис 8.20 Схема (а) и временные диаграммы (б) электронного фазометра

Среднее значение тока через ИМ

$$I_{\text{ср}} = I_m t_{\varphi} / T = I_m \varphi_x / 2\pi, \quad (8.17)$$

т.е. шкала прибора линейна и не зависит от частоты входных сигналов  $f$ .

**Вопрос 8.7.** Чем достигается линейность шкалы в электронных частотомерах и фазометрах?

*Варианты ответа*

8.7.1. Подбором времени зарядки и разрядки конденсатора в измерительной цепи.

8.7.2. Подбором характеристик диодов.

8.7.3. Использованием специальных измерительных механизмов на выходе.

### 8.5. ЭЛЕКТРОННЫЕ ВАТТМЕТРЫ И СЧЕТЧИКИ

Электронные ваттметры строятся на основе измерительного преобразователя мощности в напряжение, на выходе которого устанавливается магнитоэлектрический механизм.

Принцип работы преобразователей заключается в реализации зависимости  $P = 1/T \int_0^T u i dt$ . Отсюда следует, что необходимым элементом является устройство для перемножения  $u$  и  $i$  — множительное устройство (МУ). Различают параметрические и модуляционные МУ.

Параметрические МУ могут быть с прямым и косвенным перемножением. При прямом перемножении используется четырехполюсник, на вход которого подается одна величина (например  $u$ ), а вторая величина  $i$  управляет коэффициентом передачи (рис.8.21,а). В этом случае выходной сигнал  $u_{\text{ВЫХ}} = k u i$ . Для указанной схемы имеем

$$u_{\text{ВЫХ}} = u R_y / R; R_y = K_y i$$

Тогда выходной сигнал

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_y u i / R. \quad (8.18)$$

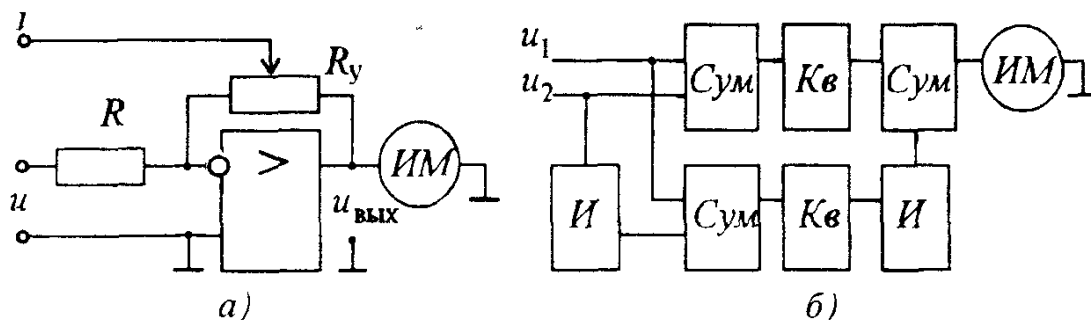


Рис 8.21. Структурные схемы электронных ваттметров

В качестве устройств усреднения здесь служит измерительный механизм *ИМ*. Поэтому

$$U_{\text{ВЫХ}} = 1/T_0 \int_0^T u_{\text{ВЫХ}} dt = (K_y/R) 1/T_0 \int_0^T u i dt = K_y P/R . \quad (8.19)$$

Угол отклонения магнитоэлектрического *ИМ*

$$\alpha = S U_{\text{ВЫХ}} = S K_y P/R . \quad (8.20)$$

Параметрические МУ могут быть построены с использованием косвенных способов умножения. Например, рассмотрим равенство

$$4 u_1 u_2 = (u_1 + u_2)^2 - (u_1 - u_2)^2 .$$

Если

$$u_1 = U_m \sin \omega t, \quad u_2 = R i = R I_m \sin (\omega t - \varphi), \quad \text{то}$$

$$4 u_1 u_2 = 4 u_1 R i = 4 R U I \cos \varphi - 4 R U I \cos (2\omega t - \varphi) .$$

Постоянную составляющую  $4 R U I \cos \varphi$  можно измерить магнитоэлектрическим *ИМ*, а переменная составляющая отфильтруется им. Структурная схема ваттметра с таким параметрическим МУ показана на рис 8 21,б, где *И* — инверторы, *Сум* — сумматоры, *Кв* — квадратирующие устройства. Эта схема обладает невысокой точностью измерения мощности из-за трудностей подбора элементов с квадратичной характеристикой. Инверторы (рис.8.22,а) и сумматоры (рис.8.22,б) достаточно просто реализуются на операционных усилителях. Пример схемной реализации квадратирующего устройства, выполненного на диодно-резистивных ячейках, показан на рис. 8.22,в.

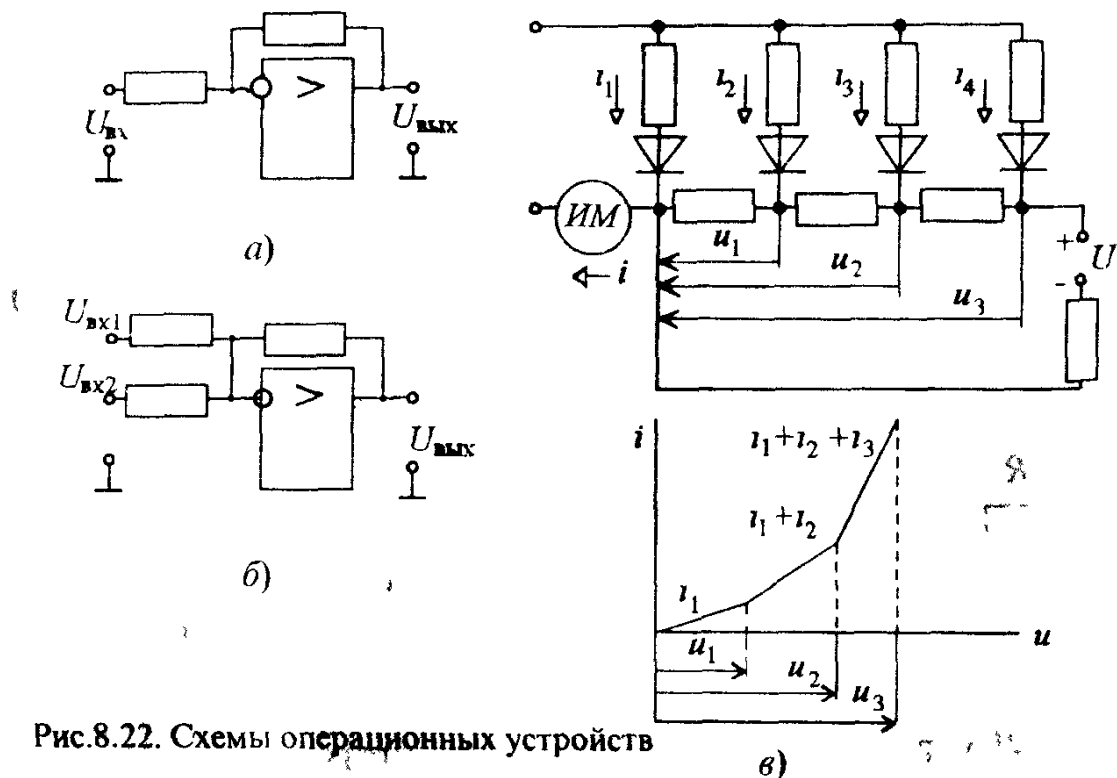


Рис.8.22. Схемы операционных устройств

Наиболее точными являются модуляционные МУ, основанные на двойной модуляции импульсных сигналов — широтно-импульсной и амплитудно-импульсной. Структурная схема и временные диаграммы такого преобразователя мощности в напряжение показаны на рис.8.23. Генератор  $\Gamma$  вырабатывает прямоугольные импульсы с постоянной амплитудой  $U_a$  периодом  $T_0$  и длительностями положительной  $t_1$  и отрицательной  $t_2$  полуволн. При  $t_1 = t_2$  среднее значение напряжения  $U_{\Gamma}=0$ . Под действием тока  $i$  в широтно-импульсном модуляторе (ШИМ) длительности  $t_1$  и  $t_2$  изменяются по закону

$$(t_1 - t_2)/T_0 = \Delta t / T_0 = K_{\text{ш}} i,$$

где  $K_{\text{ш}}$  — коэффициент преобразования ШИМ.

Среднее значение напряжения на выходе ШИМ за период:

$$U_{\text{ш}} = \Delta t / T_0 U_a = K_{\text{ш}} i U_a.$$

В амплитудно-импульсном модуляторе (АИМ) амплитуда этих импульсов модулируется пропорционально напряжению  $u$ , т.е.

$$U_a = K_a u,$$

где  $K_a$  — коэффициент преобразования АИМ.

Тогда среднее значение напряжения на выходе АИМ будет равно

$$U_{\text{ср}} = K_a K_{\text{ш}} u i,$$

т.е. пропорционально мгновенному значению мощности.

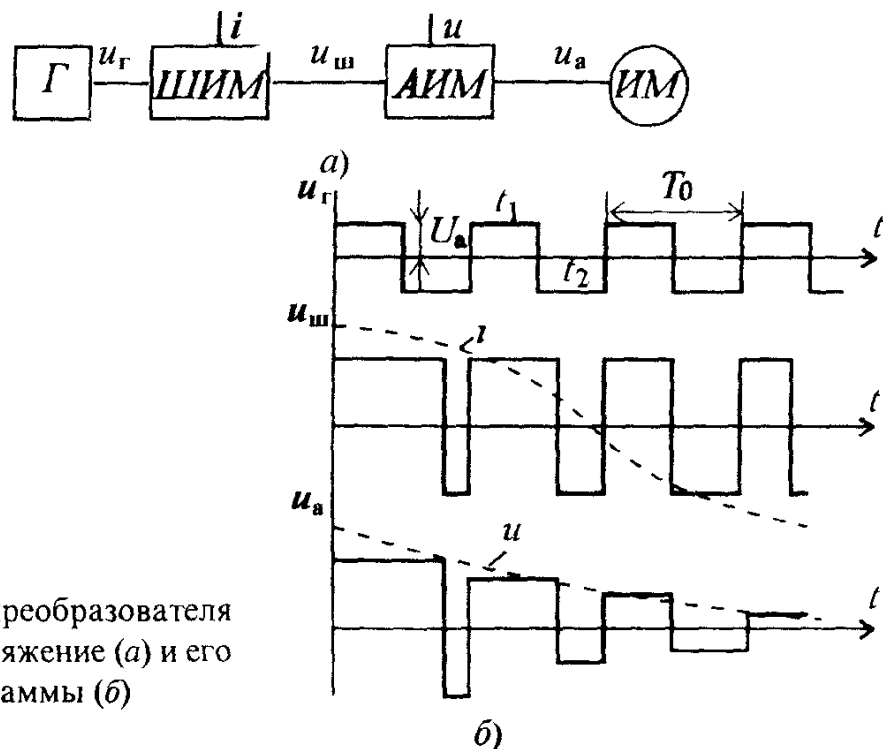


Рис 8 23 Схема преобразователя мощности в напряжение (а) и его временные диаграммы (б)





Рис.8.24 Структурная схема электронного счетчика активной энергии

\* Измерительный механизм ИМ усредняет это напряжение.

$$U = 1/T_0 \int_0^T K_a K_{ш} u \, dt = K_a K_{ш} P, \quad (8.21)$$

где  $T$  — период изменения тока  $i$  и напряжения  $u$ .

Электронные счетчики активной энергии строятся на основе рассмотренных преобразователей с последующим интегрированием выходной величины в соответствии с зависимостью  $W = \int_{t_1}^{t_2} P \, dt$ . Одна из возможных реализаций имеет структурную схему, показанную на рис. 8.24. Здесь  $Пр$  — преобразователь мощности в напряжение (один из рассмотренных выше),  $ПНЧ$  — преобразователь напряжения в частоту,  $Сч$  — счетчик импульсов. Напряжение  $u_{\text{вых}}$  преобразователя пропорционально активной мощности, как показано выше. Это напряжение преобразуется  $ПНЧ$  в частоту  $f$ , которая также получается пропорциональной мощности  $P$ . Выходные импульсы с полученной частотой пересчитываются счетчиком  $Сч$  и, следовательно, его показания пропорциональны энергии  $W$ .

**Вопрос 8.8.** Какие типы преобразователей используются в электронных ваттметрах?

*Варианты ответа*

8.8.1. Квадратирующие преобразователи.

8.8.2. Параметрические и модуляционные множительные устройства.

8.8.3. Суммирующие преобразователи.

## 8.6. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Электронно-лучевые осциллографы (ЭЛО) предназначены для визуального наблюдения, измерения и регистрации электрических сигналов. Они также могут быть использованы для измерения частоты, угла сдвига фаз, составляющих комплексного сопротивления и т.д.

В настоящее время выпускается множество осциллографов, различающихся назначением и характеристиками. Кроме универсальных ЭЛО, которые используются при периодических и непериодических сигналах непрерывного и импульсного характера, выпускаются запоминающие ЭЛО для регистрации одиночных импульсов, стробоскопические для исследования высокочастотных процессов, цифровые ЭЛО и др.

Осциллографы различаются чувствительностью, полосой пропускания, погрешностью воспроизведения формы кривой

Основными узлами ЭЛО являются (рис.8.25) электронно-лучевая трубка ЭЛТ, делитель напряжения ДН, усилители вертикального УВО и горизонтального УГО отклонения, калибраторы амплитуды КА и длительности КД, генератор развертки ГР, блок синхронизации БС.

Электронно-лучевая трубка имеет подогреваемый катод  $K$ , модулятор яркости  $M$ , фокусирующий анод  $A_1$  и ускоряющий анод  $A_2$ . Делитель напряжения ДН служит для ослабления исследуемого сигнала, усилители УВО и УГО служат для увеличения чувствительности при исследовании слабых сигналов. Калибраторы КА и КД служат для калибровки вертикального и горизонтального отклонения луча ЭЛТ. Генератор ГР формирует специальное пилообразное напряжение, которое подается на пластины горизонтального отклонения. Блок БС синхронизирует генератор ГР и входной сигнал. Принцип получения изображения на экране ЭЛТ можно понять с помощью рис.8.26, где показаны кривые изменения напряжения  $u_x$ , поступающего от генератора ГР (см. рис.8.25) на горизонтально отклоняющие пластины, и напряжения  $u_y$  — входного напряжения, поступающего на вертикально отклоняющие пластины. При равных периодах изменения напряжений  $u_x$  и  $u_y$  на экране ЭЛТ получим один период изменения  $u_y$ .

Если при неизменном периоде напряжения  $u_x$ , уменьшить период входного сигнала  $u_y$ , например, в 2 раза, то на экране мы увидим два периода входного напряжения. Для получения устойчивого изображения на экране необходимо, чтобы частота пилообразного напряжения ГР была кратна частоте входного сигнала.

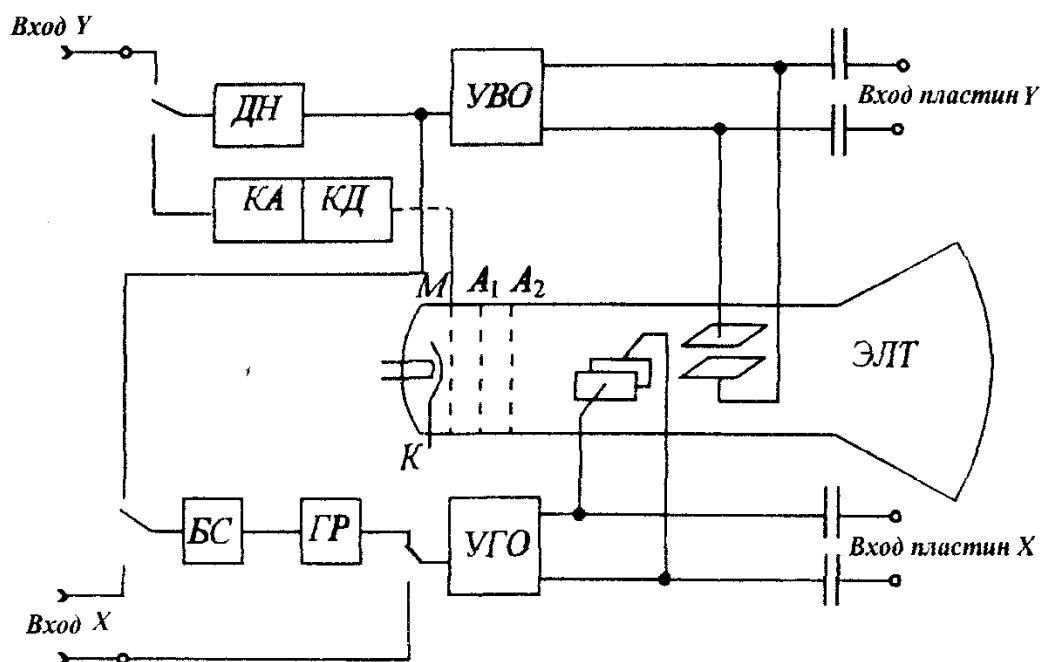


Рис.8.25. Структурная схема электронно-лучевого осциллографа

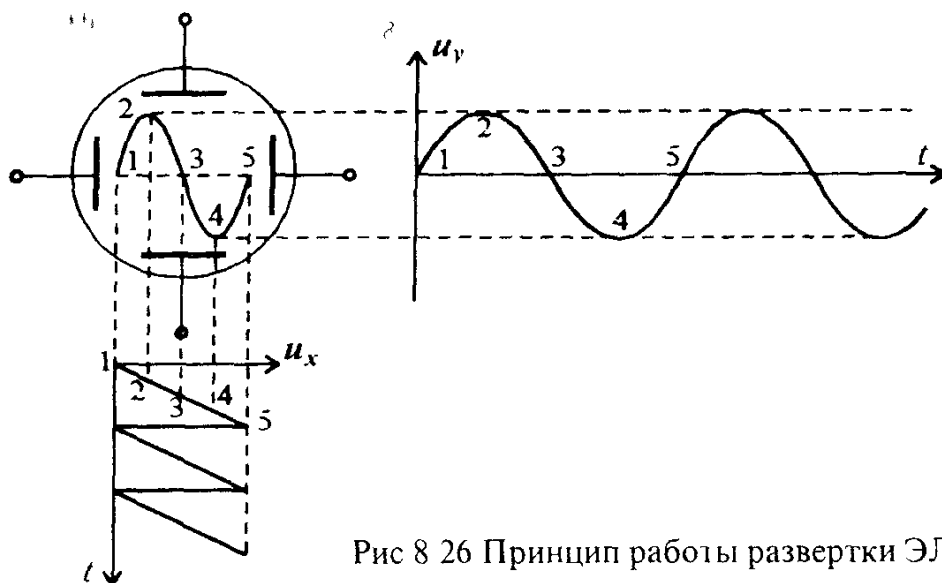


Рис 8 26 Принцип работы развертки ЭЛО

Электронно-лучевой осциллограф может использоваться не только для наблюдения формы сигнала, но и для измерения параметров сигнала и параметров цепи.

**Измерение мгновенного значения напряжения.** Измеряемое напряжение определяется непосредственно с помощью градуированной сетки экрана осциллографа, при использовании значений коэффициентов усиления усилителя вертикального отклонения, обозначенных на передней панели ЭЛО в милливольт на сантиметр или в вольтах на сантиметр. Измеренное амплитудное значение напряжения в вольтах равно произведению измеренного в сантиметрах по шкале экрана длины отрезка  $l$ , соответствующего амплитуде входного напряжения, и масштаба градуировки  $k_y$ , т е

$$U_m = lk_y$$

Этому способу измерения напряжения присуща погрешность отсчета — субъективная погрешность. Для уменьшения ее используют двойную шкалу, нанесенную как с внутренней, так и с наружной стороны трубки или изготавливают безпараллаксные шкалы из прозрачного материала с линиями на двух сторонах. Погрешность измерения напряжения этим способом находится на уровне 4 — 7%.

**Измерение частоты.** Наиболее распространенным является способ сравнения неизвестной частоты с эталонной по фигурам Лиссажу. При этом измерении на вход усилителя  $Y$  подается сигнал с измеряемой частотой  $f_x$ , а на вход  $X$  — сигнал от генератора образцовой частоты  $f_0$ . Когда частоты  $f_0$  и  $f_x$  близки по значению, на экране появляется изображение вращающегося эллипса, который становится неподвижным при полном совпадении частот. При кратном соотношении частот на экране появляется более сложная фигура (фигура Лиссажу). При этом частота сигнала, поданного на вход  $Y$  (частота  $f_x$ ), так относится к частоте сигнала, поданного на вход  $X$  (частота  $f_0$ ), как число точек касания  $n$

касательной, проведенной к данной фигуре по горизонтали, относится к числу точек касания  $m$  касательной, проведенной по вертикали (рис 8.27), т.е.

$$\frac{f_{\lambda}}{f_0} = \frac{n}{m} \quad (8.22)$$

Искомая частота может быть определена также с помощью яркостных меток, получаемых за счет модуляции яркости луча осциллографа подачей сигнала образцовой частоты с использованием калибратора длительности КД (см.рис.8.25). Для проведения измерения необходимо на экране ЭЛО получить неподвижное изображение сигнала, на котором будут видны яркие метки с темными промежутками. Зная количество меток за период исследуемого сигнала и частоту следования меток, можно определить частоту измеряемого сигнала.

**Измерение сдвига фаз.** Одним из методов измерения сдвига фаз между двумя синусоидальными функциями является использование фигуры Лиссажу — метод эллипса. Пусть заданы два напряжения:

$$u_x = U_{xm} \sin(\omega t + \varphi), \quad (8.23)$$

$$u_y = U_{ym} \sin(\omega t).$$

На входы  $X$  и  $Y$  осциллографа подаются напряжения  $u_x$  и  $u_y$ . Если угол  $\varphi \neq 0$  или  $\varphi \neq \pi/2$ , то на экране осциллографа появляется эллипс (рис 8.28). При  $\varphi = 0$  на экране будет прямая, а при  $\varphi = \pi/2$  — окружность, если коэффициенты усиления по каналам  $X$  и  $Y$  равны, т.е.  $K_x = K_y$ .

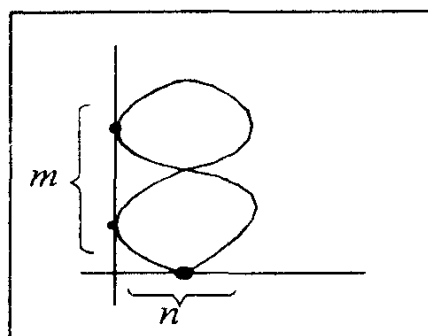


Рис 8.27 Измерение частоты по фигурам Лиссажу

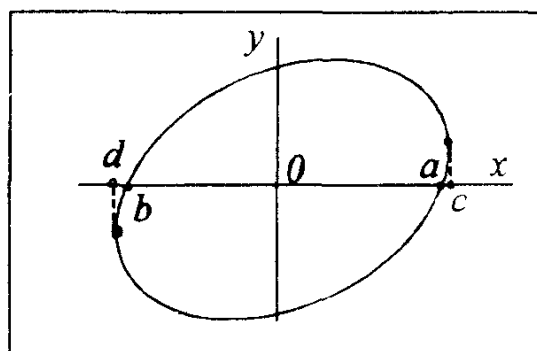


Рис 8.28 Измерение сдвига фаз с помощью ЭЛО

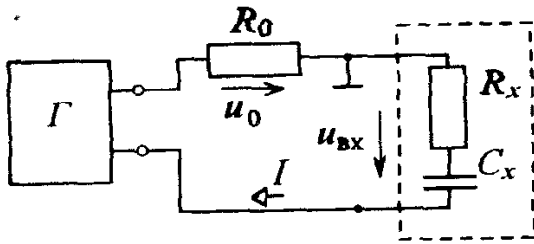


Рис.8.29. Схема измерения сопротивления двухполюсника с помощью ЭЛО

Измеряя на экране ЭЛО отрезки  $Oa$  и  $Oc$  или  $ab$  и  $cd$ , можно определить значение

$$\sin \varphi = \frac{Oa}{Oc} = \frac{ab}{cd}. \quad (8.24)$$

Знак угла рассмотренный метод непосредственно определить не позволяет, но по наклону эллипса можно судить, находится ли угол в пределах от  $0$  до  $90^\circ$  или от  $90^\circ$  до  $180^\circ$ .

**Измерение входного сопротивления двухполюсника.** Измерение входного комплексного сопротивления любого двухполюсника сводится к измерению значения входного напряжения, тока и угла сдвига фаз между ними (рис.8.29). Перед началом измерения необходимо отключить генератор развертки и установить луч в центре экрана. Целесообразно также провести уравнивание коэффициентов усиления по каналам  $X$  и  $Y$ .

Далее измеряют напряжение  $u_0$  на образцовом резисторе  $R_0$  и, зная сопротивление последнего, вычисляют входной ток. Аналогично измеряют напряжение  $u_{вх}$ . Затем известным способом измеряют угол сдвига фаз  $\varphi$  между  $u_0$  и  $u_{вх}$ .

Модуль комплексного сопротивления  $z$  определяют как

$$z = U_{вх} / I. \quad (8.25)$$

Активная и реактивная составляющие комплексного входного сопротивления вычисляются по формулам

$$R = z \cos \varphi ; X = z \sin \varphi. \quad (8.26)$$

Кроме рассмотренного осциллографа, существуют и другие разновидности.

**Стробоскопические осциллографы.** Используются для исследования быстропротекающих процессов или очень коротких импульсов (периодически повторяющихся или искусственно превращаемых в периодическую последовательность).

Стробоскопический метод осциллографирования позволяет значительно уменьшить скорость развертки по сравнению с той, которая требуется при непосредственном наблюдении исследуемого импульса на

скоростном осциллографе. Скорость развертки удается уменьшить, трансформируя масштаб времени. На экране осциллографа появляется изображение, по форме подобное исследуемому сигналу, но в увеличенном временном масштабе. При этом роль переносчиков информации играют короткие стробирующие импульсы, длительность которых значительно меньше длительности исследуемого импульса. Стробоскопические осциллографы позволяют, не применяя специальных ЭЛТ, получить эквивалентную полосу пропускания осциллографа порядка сотен и тысяч мегагерц при фактической полосе пропускания усилителя вертикального отклонения в десятки килогерц или единицы мегагерц.

**Запоминающие осциллографы** могут быть аналоговые, со специально запоминающими ЭЛТ, и цифровые, выполняемые на обычных ЭЛТ. В аналоговых ЭЛО применяют запоминающие ЭЛТ с видимым изображением. Записываемый сигнал хранится в форме потенциального рельефа и может быть в последствии воспроизведен путем считывания рельефа электронным лучом.

Достоинством аналоговых осциллографов является широкий частотный диапазон исследуемых сигналов. Цифровые запоминающие осциллографы имеют свои преимущества: практически неограниченное время хранения информации, широкие пределы изменения скорости считывания, возможность замедленного воспроизведения отдельных участков запомненной осциллограммы, простота управления, вывод информации в цифровой форме на ЭВМ или обработка ее внутри осциллографа.

**Вопрос 8.9.** Для чего используются электронно-лучевые осциллографы?

*Варианты ответа*

8.9.1. Для коррекции формы входного сигнала.

8.9.2. Для получения сигналов специальной формы.

8.9.3. Для наблюдения, измерения и регистрации электрических сигналов.

## **8.7. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА, ИЗМЕРИТЕЛИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ**

При изучении электрических сигналов применяют временные и спектральные методы анализа. Исследование сигналов во времени производят, как правило, с помощью ЭЛО, а исследование спектров сигналов, т.е. зависимость амплитуд гармонических составляющих от частоты, выполняют с помощью *анализаторов спектра или гармоник*

Анализ спектра обычно производится последовательным или параллельным способом.

Первый способ реализуется схемами, изображенными на рис. 8.30.

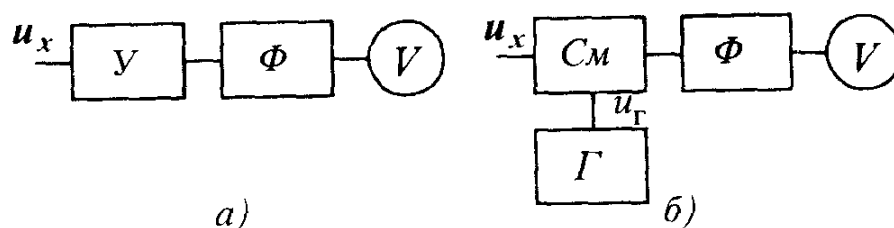


Рис 8 30 Структурные схемы анализатора спектра последовательного действия

В первой схеме (рис 8 30,а) усиленное напряжение  $u_x$  поступает на фильтр  $\Phi$ , последовательно настраиваемый на частоту первой, второй и т д гармоник, и измеряется вольтметром действующего значения. Такая схема используется, например, в анализаторе гармоник С4-7 диапазон частот 20 Гц — 20 кГц, пределы измерения напряжений 10 мВ — 3 В, основная погрешность  $\pm 5\%$ , погрешность измерения частоты  $\pm 3\%$ .

Во второй схеме (см рис 8 30,б) применен генератор с регулируемой частотой (гетеродин). Анализируемое напряжение  $u_x$  поступает на смеситель  $См$ , на второй вход которого поступает напряжение генератора  $u_r$ . На выходе  $См$  образуются смешанные частоты, в том числе и разностная. Сигнал разностной частоты поступает на узкополосный фильтр  $\Phi$  и далее измеряется вольтметром  $V$ . Частота гармоники определяется по частоте гетеродина. В качестве фильтрующих элементов выбирают кварцевые резонаторы, отличающиеся высокой добротностью. Эти приборы применимы для исследования периодических процессов — ими нельзя анализировать одиночные импульсы. По второй схеме выполнен, например, анализатор С5-1 диапазон частот 100 Гц — 20 кГц, пределы измерения напряжений 100 мкВ — 100 В, основная погрешность  $\pm 3\%$ .

Анализаторы спектра параллельного действия (рис 8 31) применяются для анализа высокочастотных колебаний и одиночных импульсов. Исследуемый сигнал  $u_x$  поступает на фильтры  $\Phi_1 — \Phi_n$ , настроенные на различные частоты. Сигналы далее через выпрямители  $B_1 — B_n$ , коммутатор  $K$ , усилитель  $У$  поступают на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. На горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ поступает напряжение с генератора развертки  $ГР$ , работа которого синхронизирована с работой коммутатора и управляется тактовым генератором  $\Gamma$ . В результате на экране за период развертки возникают импульсы, расстояние между которыми пропорционально частотному интервалу между гармониками. Амплитуда пропорциональна спектральной плотности  $A(\omega)$  сигнала на соответствующей частоте, т е воспроизводится спектр исследуемого сигнала.

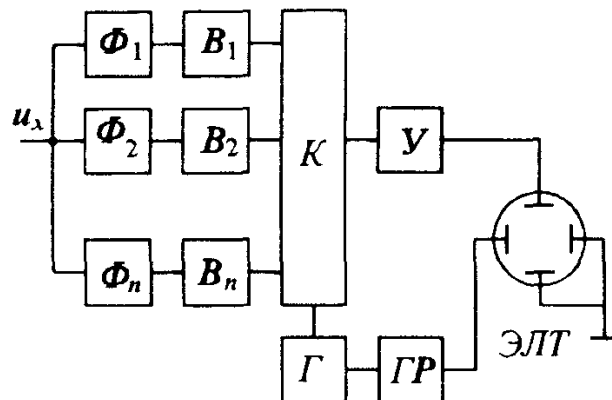


Рис 8 31 Структурная схема анализатора спектра параллельного действия

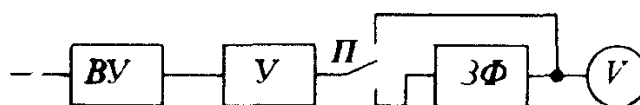


Рис 8 32 Структурная схема измерителя нелинейных искажений

Для оценки отличия от синусоидальной формы выпускают *измерители нелинейных искажений*. Искажения характеризуются коэффициентом гармоник  $K_r$  и коэффициентом нелинейных искажений  $K_n$ . Можно показать связь между ними  $K_r = K_n / \sqrt{1 - K_n^2}$  (так при  $K_r \leq 10\%$  различие их  $\leq 1\%$ ). Схема измерителя нелинейных искажений показана на рис 8 32. Здесь  $V$  — вольтметр действующего значения,  $ЗФ$  — заградительный фильтр, подавляющий основную гармонику,  $ВУ$  — входное устройство,  $У$  — широкополосный усилитель.

Отношение напряжений, снятых при разных положениях переключателя  $П$  определяет  $K_n$ .

Наша промышленность выпускает несколько типов измерителей нелинейных искажений. Так, прибор С6-1А диапазон частот 20 Гц — 20 кГц, пределы измерений  $K_r = 0,1-100\%$ , основная погрешность  $\pm 5\%$ , предел измеряемых напряжений 0,1 — 100 В.

**Вопрос 8.10.** Какие имеются способы анализа спектра сигнала?

*Варианты ответа*

8 10 1 С помощью электронного вольтметра

8 10 2 Последовательный и параллельный способы

8 10 3 Использование мостов переменного тока



## 8.8. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ (ЦИП). МЕТОДЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НЕПРЕРЫВНЫХ ВЕЛИЧИН В КОД

Появление и интенсивное развитие ЦИП (середина XX в.), обладающих целым рядом преимуществ по сравнению с аналоговыми (высокая точность измерения, широкий диапазон, индикация результатов в цифровой форме, быстрое действие, возможность ввода информации в ЭВМ и цифropечатающие устройства, автоматический процесс измерения, управление рядом работ, выбором пределов измерения), поставили вопрос о дальнейшем пути развития электроизмерительной техники вообще

ЦИП характеризуется двумя особенностями наличием операций аналого-цифрового преобразования сигналов и цифрового отображения результата измерения. Технически реализуются эти операции с помощью аналого-цифровых преобразователей АЦП и блока регистрации БР с цифровым отсчетным устройством, который служит для представления результата в цифровой форме (рис 8.33). В состав ЦИП входят также входные аналоговые преобразователи — входные устройства ВУ простые — масштабные (делители, усилители) и сложные — функциональные (преобразователи  $u_{\sim}$  в  $U_{\pm}$ , преобразователи  $P$  в  $U_{\pm}$ ). В приборы с цифровой обработкой информации входит также арифметическое устройство АУ для выполнения вычислительных операций. Работу всех узлов прибора синхронизирует блок управления БУ. Между АЦП и АУ, а также между АУ и БР могут устанавливаться преобразователи кода (ПК). БУ задает моменты дискретизации входных сигналов. Он же задает режим работы АУ, на информационные входы которого поступают коды мгновенных значений с АЦП.

Необходимо отметить, что преобразование дискретной величины в код присуще любому процессу измерения в смысловом значении. В аналоговых приборах преобразование осуществляет человек. В цифровых приборах это преобразование происходит без участия человека — автоматически.

Поэтому общим отличительным признаком ЦИП является автоматизация преобразования. При преобразовании непрерывной величины в код неизбежны методические погрешности за счет дискретизации и квантования.

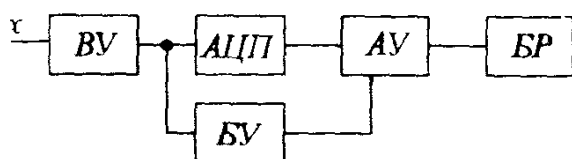


Рис 8.33 Структурная схема цифрового измерительного прибора

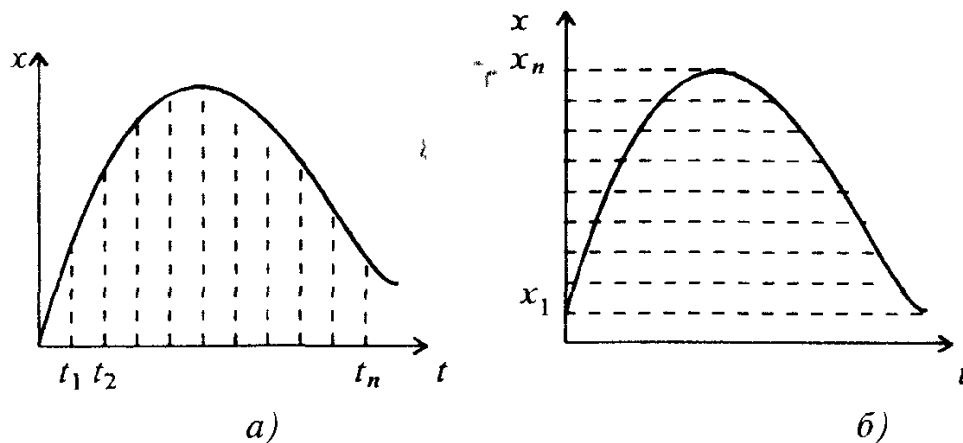


Рис 8 34 Операции преобразования непрерывной величины в код дискретизация (а) и квантование (б)

Дискретизация — операция преобразования, при которой мгновенные значения непрерывной величины сохраняются только в определенные моменты времени (рис 8 34,а)

Квантование — операция преобразования, при которой осуществляется замена мгновенных значений непрерывной величины фиксированными уровнями (рис 8 34,б)

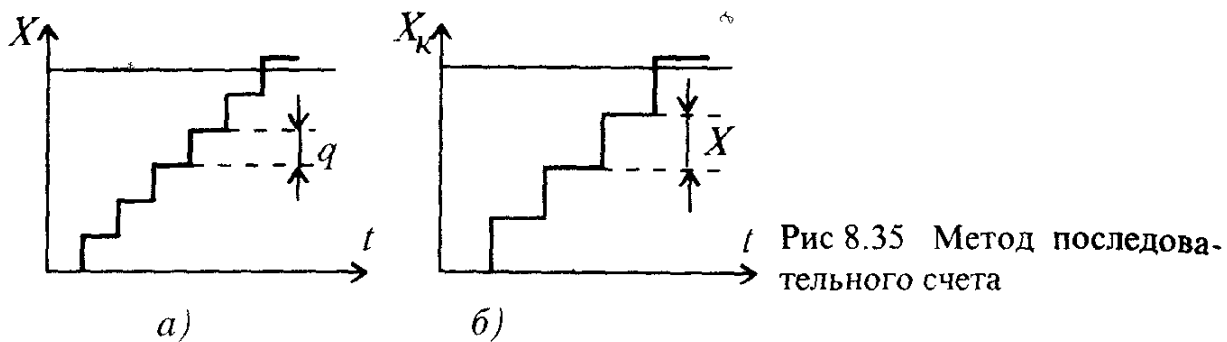
Известно из теоремы Котельникова, что сигнал с ограниченным спектром может быть точно восстановлен по его мгновенным значениям в дискретных точках, если частота дискретизации вдвое превышает граничную частоту сигнала. Для сигналов неограниченного спектра с убывающими амплитудами эта теорема приближенно определяет «порог» восстановления, но ничего не говорит о точности восстановления, которая определяется как раз отбрасываемыми высокочастотными составляющими. Поэтому оценку погрешности дискретизации необходимо выполнять иными методами.

Погрешность квантования определяется размером шага квантования, т.е. числом разрядов АЦП. Эта погрешность, обусловленная нахождением мгновенного значения между уровнями квантования, имеет случайный характер и может быть отнесена к помехам.

Пусть необходимо измерить некоторую величину  $X$ . Можно сделать это несколькими способами.

**Первый** способ заключается в сравнении измеряемой величины  $X$  с известной мерой, повторяющейся столько раз, пока вес  $X$  сравняется с весом по  $q$ . Характерная черта метода — последовательный счет повторяющейся мелкой единичной меры — кванта до приближения получаемой суммы  $q$  к значению измеряемой величины  $X$  (рис 8 35 а).

Разновидностью такого способа измерения является последовательный счет повторяющейся измеряемой величины  $X$  до приближения получаемой суммы к значению крупной меры  $q$ , кратной кванту (рис 8 35,б).



Этот метод называют методом последовательного счета (рис.8.35).  
**Второй** способ заключается в сравнении измеряемой величины  $X$  с известными мерами  $X_k$ , значения которых могут изменяться в соответствии с весовыми коэффициентами двоичного кода  $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$  и т.д. Сначала сравнивают наибольшую меру. Если она меньше, то ее оставляют и добавляют следующую по порядку убывания. Далее сравнивают с  $X$  сумму  $X_k$  и т.д. (рис.8.36).

Если наибольшая мера оказалась больше  $X$ , то вместо нее ставят меньшую по степени убывания меру. Далее процесс становится ясным. Характерная черта метода — наличие нескольких мер, кратных кванту и соотносящихся как весовые коэффициенты кода. Результаты сравнения (больше, меньше) определяют состояние в разрядах кода в направлении от старших к младшим. В нашем случае 0101. Этот метод называется кодо-импульсным или методом поразрядного уравнивания.

**Третий** способ заключается в сравнении измеряемой величины  $X$  одновременно со многими мерами, кратными кванту  $q$ . Выделяется подмножество мер, меньшее  $X$  и мерам приписывается 1, для остальных — 0. Образуется единичный код числа  $N$ , выражающий значение  $X$  в единицах  $q$ . Характерная черта метода — одновременное сравнение измеряемой величины  $X$  со множеством мер. Этот метод называют методом считывания (рис.8.37).

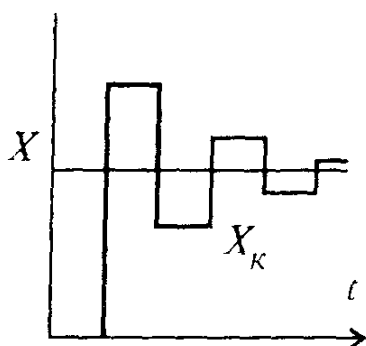


Рис 8.36 Метод поразрядного уравнивания

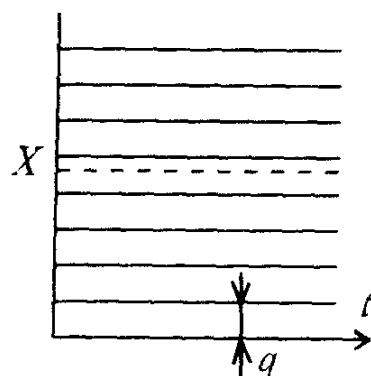


Рис.8.37 Метод считывания

Отметим, что  $X$  может быть как электрической, так и неэлектрической величиной. С помощью преобразователей эти величины преобразуются в выходную величину  $Y$ , ограниченную, как правило, интервалом времени  $\Delta t$  ( $Y = \Delta t$ ), частотой следования импульсов  $f$  ( $Y = f$ ), напряжением  $U$  ( $Y = U$ ), угловым или линейным перемещением ( $Y = \alpha^\circ$ ;  $Y = l$ ).

Первый способ ограничивает самое низкое быстродействие, а третий обеспечивает максимальное быстродействие, но требует больших аппаратных затрат.

Всегда необходимо иметь в виду, что никакая система не может быть оптимальной во всех отношениях. Оптимальность достижима в определенном смысле. Используемые в ЦИП АЦП оценивают по двум основным критериям: быстродействию и погрешности преобразования. Эти критерии взаимно противоречивы.

**Вопрос 8.11.** Какими особенностями характеризуются ЦИП?

*Варианты ответа:*

8.11.1. Преобразование сигнала в код и цифровое отображение результата измерения.

8.11.2. Широкий диапазон измерения, высокая точность измерения.

8.11.3 Автоматический процесс измерения.

## 8.9. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИП

*Измеряемые величины, диапазоны измерения.* Первое, что необходимо знать — какую физическую величину измеряет ЦИП и в каком диапазоне.

Большинство ЦИП имеет несколько диапазонов, для которых указываются предельные значения.

Выбор диапазона производится вручную или автоматически. Переключение сопровождается изменением положения запятой на цифровом отсчетном устройстве (ЦОУ).

*Чувствительность.* Мы уже привыкли под чувствительностью понимать отношение  $dY/dX$ . В ЦИП под этим термином понимают значение измеряемой величины, приходящейся на единицу дискретности (значение единицы дискретности или кванта). Для ЦИП с несколькими диапазонами значение кванта разное. В общем случае значение кванта выражается формулой

$$q = K \cdot 10^m,$$

где  $K = 1, 2, 5$ ;  $m$  — любое целое число или нуль.

Заметим, что значение кванта не всегда совпадает со значением единицы младшего разряда. Например, при  $q = 5 \cdot 10^{-6}$  квант в 5 раз больше значения единицы младшего разряда; при  $q = 2 \cdot 10^{-4}$  — в 2 раза больше.

*Максимальное число, количество разрядов, количество квантов, разрешающая способность* В любом ЦИП предусмотрено определенное количество десятичных разрядов. Если во всех разрядах используются все 10 состояний, то максимальное число  $N_{\text{макс}}$ , индцированное на ЦОУ, будет выражаться девятками: 999, 9999. Чаще старший разряд или два разряда имеют два состояния 0 или 1. Поэтому при четырех разрядах ЦОУ будет иметь  $N_{\text{макс}}=1999$ . Максимальное число есть не что иное, как длина шкалы.

Количество квантов  $N_q$  совпадает с  $N_{\text{макс}}$ , если  $K=1$ . В общем случае  $N_q = N_{\text{макс}}/K$ .

Число  $N_q$  определяет разрешающую способность  $1/N_q$  прибора.

*Точность* — многоплановая характеристика любого средства измерения. Она представляет целый комплекс характеристик, количественно выражаемых погрешностями.

*Быстродействие* В общем смысле показатели быстродействия связаны с динамическими погрешностями преобразования или измерения. Характеризуется быстродействие временем одного преобразования входной величины в код или частотой таких преобразований.

**Вопрос 8.12.** Какая связь между чувствительностью и квантом в ЦИПе?

*Варианты ответа*

8.12.1 Значение кванта всегда совпадает со значением единицы младшего разряда.

8.12.2 Значение кванта не всегда совпадает с единицей младшего разряда.

8.12.3 Значение кванта не влияет на чувствительность ЦИП.

## 8.10. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Цифровые вольтметры (ЦВ) широко распространены в технике измерения постоянных и переменных напряжений. Это объясняется многими достоинствами: высокая точность, широкий диапазон измерения, высокая чувствительность, цифровой отсчет, автоматический выбор предела измерения и полярности измеряемого сигнала, возможность ввода информации в ЭВМ.

Дальнейшее развитие ЦВ, расширение их возможностей и улучшение характеристик достигается применением микропроцессоров (МП), встраиваемых непосредственно в измерительный прибор.

Классифицируют ЦВ по назначению (постоянного напряжения, универсальные, импульсные), по схемному решению (с жесткой логикой работы и с микропроцессорным управлением), по методу аналого-цифрового преобразования (время-импульсные, поразрядного урав-

новешивания, частотноимпульсные)

Учитывая, что ЦВ переменных напряжений представляют собой сочетание ЦВ постоянного напряжения и входного измерительного преобразователя переменного напряжения в постоянное напряжение (эти преобразователи обычно находятся во входном устройстве), рассмотрим принцип действия приборов постоянного напряжения

**Время-импульсный вольтметр.** Структурная схема и временные диаграммы его приведены на рис 8 38

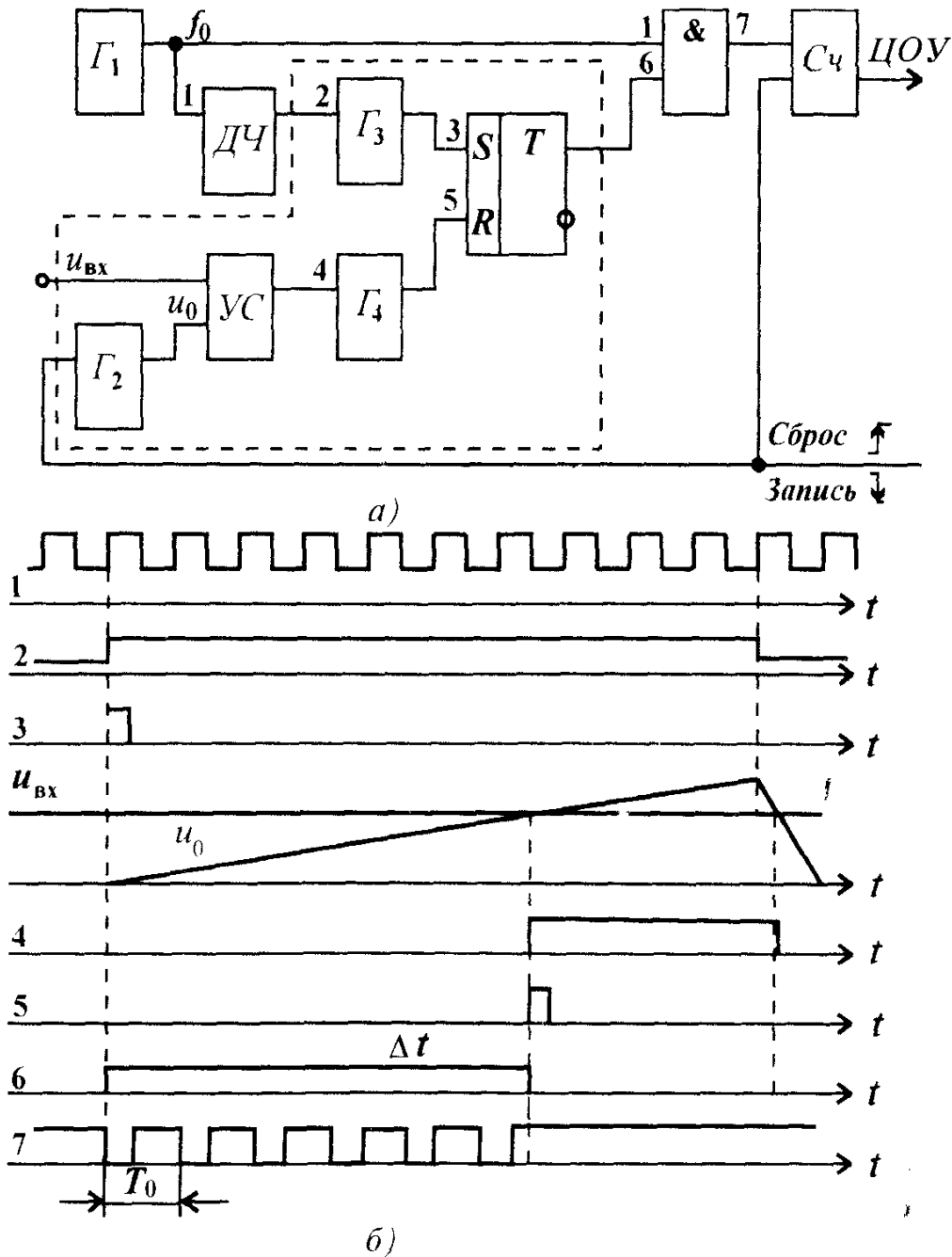


Рис 8 38 Структурная схема время-импульсного вольтметра (а) и его временные диаграммы (б)

Генератор линейно-изменяющего напряжения (ГЛИН)  $\Gamma_2$ , устройство сравнения УС, одновибраторы  $\Gamma_3$  и  $\Gamma_4$  и триггер  $T$  образуют преобразователь входного напряжения (обозначен пунктиром)  $u_{вх}$  в интервал времени  $\Delta t$ , в течении которого от генератора прямоугольных импульсов  $\Gamma_1$  частотой  $f_0$  через логический элемент И на счетчик Сч проходит  $N$  импульсов. Очевидно, что число  $N$  пропорционально  $\Delta t$ , а значит и  $u_{вх}$ . Фронт сигнала 2 делителя частоты ДЧ (частота его выходных сигналов в  $K$  раз меньше  $f_0$ ) устанавливает триггер  $T$  через одновибратор  $\Gamma_3$ , в состояние 1, сбрасывает Сч в нулевое состояние и запускает  $\Gamma_2$ . Срез сигнала 2 дает команду на запись кода из Сч в регистр цифрового отсчетного устройства ЦОУ. Когда  $u_0$  становится больше  $u_{вх}$ , фронт сигнала 4 через одновибратор  $\Gamma_4$  возвращает триггер  $T$  в исходное состояние. Из рис.8.38,б видно, что

$$N = \Delta t / T_0 = \Delta t f_0; \Delta t = U_{вх} / S, \quad (8.28)$$

где  $S$  — крутизна  $u_0(t)$ ;

$$N = (f_0 / S) U_{вх}; U_{вх} = SN / f_0. \quad (8.29)$$

**Вольтметр с двухтактным интегрированием.** Схема и временные диаграммы его показаны на рис. 8.39

Интервал  $t_1 - t_2$  (рис.8.39,б) соответствует первому такту интегрирования,  $t_2 - t_3$  — второму. Фронт первого, после сигнала «Пуск», импульса сигнала 2 генератора тактовых импульсов ГТИ через устройство управления УУ задает начало первого такта: короткий импульс 3 сбрасывает счетчик Сч, сигнал 4 замыкает ключ  $K_1$ . На Сч начинает поступать сигнал 6 от ГТИ, противофазный импульсам 2. Входное напряжение  $u_{вх}$  через  $K_1$  поступает на интегратор Инт и на выходе его получается  $u(t)$ . Через полпериода сигнала 4, после того, как на Сч поступит заданное число импульсов  $N_1$  сигнала 6, заканчивается первый такт и начинается второй. Информацию о том, что  $N_1$  импульсов поступило на Сч дает сигнал 7, снимаемый с четвертого триггера старшей декады Сч

В этот момент импульс 3 сбрасывает Сч, сигнал 4 размыкает ключ  $K_1$ , сигнал 8 замыкает ключ  $K_2$ . Импульсы 6 продолжают поступать на Сч. На Инт поступает  $U_0$  от источника опорного напряжения ИОН. Приращение  $u(t)$  меняет знак. Как только  $u(t)=0$  срабатывает устройство сравнения УС и дает команду, что второй такт закончен. На Сч поступило  $N_2$  фронтов сигнала 6. Сигнал 8 размыкает  $K_2$

Итак,  $N_2$  — результат измерения. Связь  $N_2$  и  $u_{вх}$  установим следующим образом. К концу первого такта

$$u(t_2) = -1/\tau_1 \int u_{вх} dt = -\Delta t_1 / \tau_1 U_{вх}, \quad (8.30)$$

где  $\tau_1$  — постоянная интегрирования на первом такте.

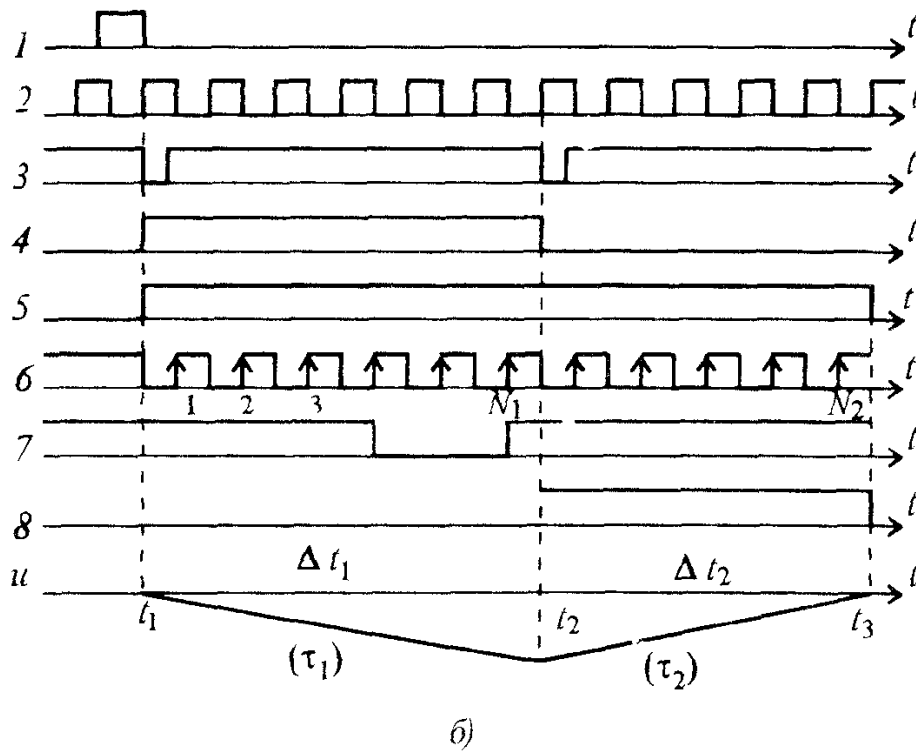
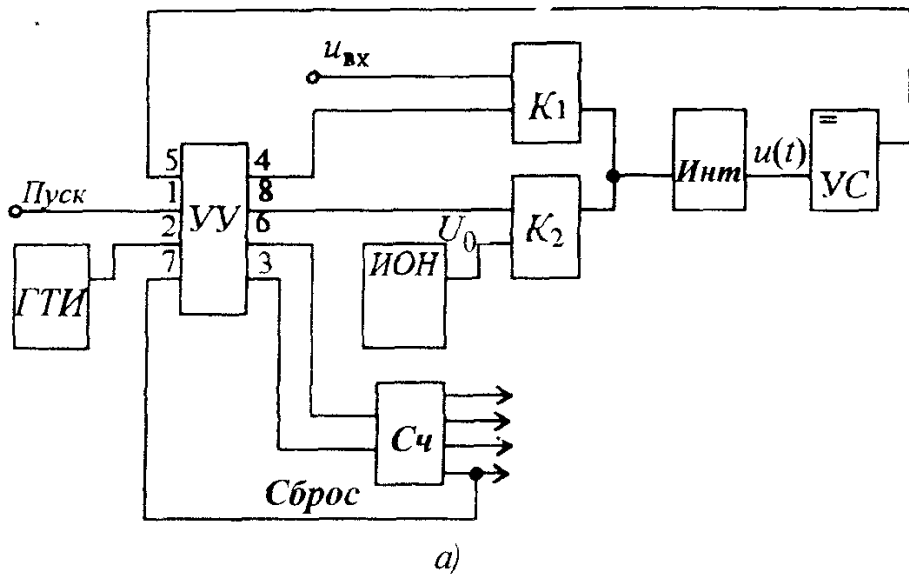


Рис 8.39 Структурная схема вольтметра с двухтактным интегрированием (а) и его временные диаграммы (б)

К концу второго такта

$$u(t_3) = -\Delta t_1 / \tau_1 U_{\text{вх}} + \Delta t_2 / \tau_2 U_0 = 0, \quad (8.31)$$

где  $\tau_2$  — постоянная интегрирования на втором такте,

$$\text{и } \Delta t_1 / \tau_1 U_{\text{вх}} = \Delta t_2 / \tau_2 U_0, \Delta t_2 = \Delta t_1 / U_0 U_{\text{вх}}, \quad (8.32)$$

если  $\tau_1 = \tau_2$ .



Заметим, что долговременной стабильности  $\tau$  не требуется. Так как  $\Delta t_1 = \text{const}$  (определяется  $N_1$  — постоянным для заданного преобразователя напряжения в код (ПНК) и  $U_0 = \text{const}$ , то  $\Delta t_2 = k U_{\text{вх}}$ .

Очевидно, что  $\Delta t_2 = N_2 T = N_2 / f$ , где  $T$  и  $f$  — период и частота сигналов ГТИ, а  $\Delta t_1 = N_1 T = N_1 / f$ . Учитывая это, можно записать:

$$N_2 / U_{\text{вх}} = N_1 / U_0, U_{\text{вх}} = U_0 N_2 / N_1. \quad (8.33)$$

Частота  $f$  отсутствует в уравнении шкалы (предполагается, что  $f$  стабильна в течение цикла измерения). Значит, требуется кратковременная стабильность и не требуется долговременной.

**Вопрос 8.13.** Какие достоинства у цифровых вольтметров?

*Варианты ответа*

8.13.1 Высокая точность и чувствительность, цифровой отсчет результата измерения, широкий диапазон измерений.

8.13.2. Широкая полоса частот, возможность влиять на процесс измерения.

8.13.3 Сложная электрическая схема, большое число элементов схемы.

**Вопрос 8.14** Какими особенностями обладает вольтметр с двухтактным интегрированием?

*Варианты ответа*

8.14.1. Зависимостью показаний вольтметра от частоты генератора тактовых импульсов.

8.14.2 Кратковременной стабильностью частоты генератора тактовых импульсов.

8.14.3. Пониженной помехозащищенностью вольтметра.

## 8.11. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЦИП ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Часто приходится иметь дело с измерением переменных напряжений и токов. Многофункциональные ЦИП — мультиметры, выполняют, как правило, на основе ЦВ, дополненных преобразователями входной величины в постоянное напряжение. Эти преобразователи используют в виде сменных блоков. Так как получить при построении мультиметров погрешность меньше, чем при измерении постоянного напряжения невозможно, то основной проблемой в этом случае является обеспечение высокой точности преобразователей входных величин.

**Преобразователи среднего по модулю переменного напряжения** (назовем сокращенно ПС) строятся на базе операционных усилителей из-за простоты схемотехнической реализации, возможности использования интегральных микросхем, высоких метрологических характеристик. Для реализации соотношения

$$U_{cp} = 1/T_0 \int_0^T |u_x(t)| dt \quad (8.34)$$

рассмотрим схему, часто используемую на практике (рис.8.40,а). Это однополупериодное выпрямительное устройство с разделенными цепями ООС для положительной и отрицательной полуволн входного напряжения. Постоянная составляющая выходного напряжения  $U_{вых}$ , пропорциональная  $U_{cp}$ , выделяется с помощью фильтра  $\Phi$ .

Благодаря поочередной работе двух симметричных ветвей с диодами  $VD_1$  и  $VD_2$  и резисторами  $R_2$  и  $R_3$ , в каждой из этих ветвей происходит однополупериодное выпрямление, но ток через резистор  $R_1$  является синусоидальным. Важно, что  $VD_2$  оказывается включенным в прямой тракт, а не в цепи ООС, поэтому нелинейность и нестабильность его характеристик почти не влияют на функцию преобразования.

Главным фактором, определяющим погрешность ПС, оказывается нелинейность и нестабильность обратных сопротивлений диодов  $R_{обр}$ . Действительно, с учетом приведенных диаграмм (рис.8.40,б) имеем

$$U_{вых} = U_x \frac{R_3}{R_1 [1 + R_3 / (R_2 + R_{обр})]} \sqrt{2}. \quad (8.35)$$

Если выбрать отношение  $R_3/R_1 = \pi/\sqrt{2}$ , то  $U_{вых}$  без учета погрешностей будет равно действующему значению  $U_x$ .

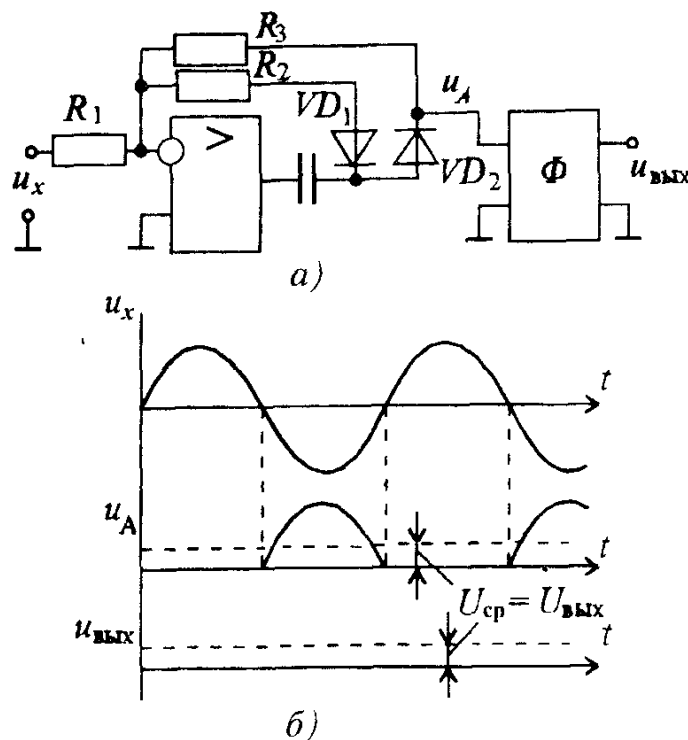


Рис.8.40. Схема преобразователя среднего по модулю переменного напряжения (а) и его временные диаграммы (б)

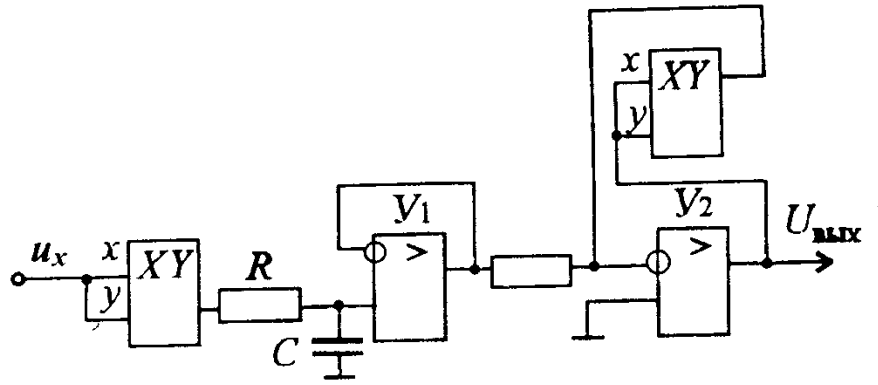


Рис.8.41. Схема преобразователя действующего значения напряжения

**Преобразователи действующего значения напряжения (ПДЗ)** должны выполнять достаточно сложный алгоритм преобразования

$$U_c = \sqrt{1/T_0 \int u_x^2(t) dt}, \quad (8.36)$$

т.е. возведение в квадрат, усреднение по времени, извлечение корня.

До последних лет схемотехническая реализация таких алгоритмов вызывала трудности и поиски велись по проектированию элементов с квадратичной характеристикой (чаще — термопары).

В последнее время благодаря бурному развитию микроэлектроники были созданы ПДЗ, непосредственно реализующие алгоритм получения действующего значения. Так на рис. 8.41 показана схема ПДЗ, осуществляющая метод прямого вычисления  $U_c$ . Напряжение  $u_x$  подается на оба входа аналогового умножителя, на выходе которого получается сигнал, пропорциональный  $u_x^2$ . Усреднение сигнала во времени выполняет фильтр нижних частот (цепь RC). На выходе, с целью развязки включен повторитель на усилителе  $Y_1$ ; операционный усилитель  $Y_2$ , охваченный ООС, содержащей второй умножитель, выполняет операцию извлечения корня.

**Вопрос 8.15.** Как влияют преобразователи входной величины на погрешность измерения переменных напряжений ЦВ?

*Варианты ответа:*

8.15.1. Чем выше точность преобразователя, тем меньше погрешность измерения.

8.15.2. Точность преобразователя не влияет на погрешность измерения.

8.15.3. Влияние на погрешность измерения зависит от значения входного напряжения.

## 8.12. ЦИФРОВЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ И ФАЗОМЕТРЫ С ЖЕСТКОЙ ЛОГИКОЙ РАБОТЫ

**Цифровой частотомер.** Современные цифровые частотомеры, даже выполненные по схемам с жесткой логикой — приборы многофункциональные, работающие в нескольких режимах: измерение частоты синусоидального сигнала, частоты следования импульсов, интервалов времени, периода синусоидального сигнала и т.д.

Рассмотрим схему частотомера применительно к измерению частоты периодического сигнала (рис. 8.42).

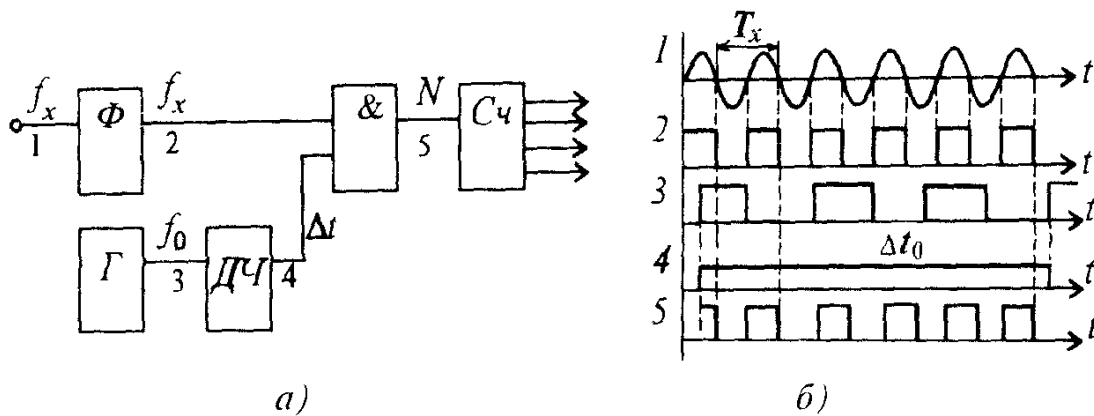


Рис.8.42 Структурная схема цифрового частотомера (а) и его временные диаграммы (б)

Сигнал неизвестной частоты  $f_x$  поступает на формирователь  $\Phi$ , далее на один из входов логического элемента И. На другой вход И подается импульс заданной длительности  $\Delta t$ , сформированный генератором  $\Gamma$  и делителем частоты  $ДЧ$ . Коэффициент деления  $ДЧ$  равен  $K$ . На выходе образуются сигналы, переходы которых из 0 в 1 на интервале  $\Delta t_0$  подсчитываются счетчиком  $Сч$ . В соответствии с рис.8.42,б

$$N = \frac{\Delta t_0}{T_x} = \Delta t_0 f_x \quad (8.37)$$

или

$$f_x = \frac{N}{\Delta t_0} = qN, \quad (8.38)$$

где  $q$  — квант или значение единицы дискретности частотомера,  $N$  — результат подсчитывания счетчика

**Цифровые фазометры.** Необходимость измерения сдвига фаз  $\varphi$  двух сигналов возникает при исследовании различных устройств (усилителей, фильтров, трансформаторов, фазовращателей и т.д.). Обязательным условием в фазометрах является равенство частот исследуемых напряжений. Обобщенная схема фазометра показана на рис 8.43

Входные синусоидальные напряжения  $u_1$  и  $u_2$  преобразуются в короткие импульсы с помощью формирователей импульсов  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , которые управляют работой триггера  $T$ , после которого образуются прямоугольные импульсы  $u_T$  длительностью  $\Delta T = \varphi / \omega = \varphi / 2\pi f$ , где  $f$  и  $\omega$  — частота и круговая частота входных напряжений. Импульсы опорной частоты  $f_0$  от генератора импульсов  $\Gamma$  проходят через логический элемент И на счетчик импульсов в течение интервала времени  $\Delta T$ . Количество прошедших импульсов определяется выражением

$$N = \Delta T / T_0 = \Delta T f_0 \quad (8.39)$$

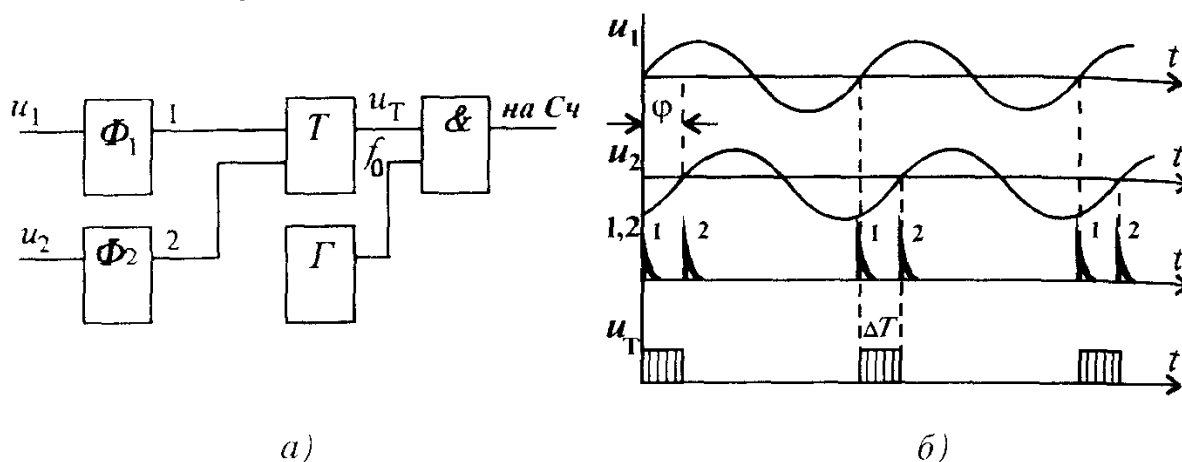


Рис 8.43 Структурная схема цифрового фазометра (а) и его временные диаграммы (б)

**Вопрос 8.16** Какой вид имеет уравнение шкалы цифрового частотомера?

*Варианты ответа*

8.16.1 Шкала квадратичная

8.16.2 Зависит от формы входного сигнала

8.16.3 Шкала линейная

### 8.13. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОПРОЦЕССОРОВ В ЦИП

Оценивая роль микропроцессоров (МП) в современных средствах измерения (СИ), можно сказать, что они совершили революцию в электронном приборостроении. Применение их в измерительной технике позволяет повысить точность, надежность, быстродействие приборов, расширить их возможности, решать задачи, которые раньше вообще не ставились.

Появился новый класс "интеллектуальных" приборов. Изменяется идеология построения приборов. МП становится составной частью прибора, изменяются конструкции и схемные решения, управление и обработка данных уже входит в измерительную процедуру без участия экспериментатора.

Рассмотрим основные возможности СИ с применением МП

**Многофункциональность.** До применения МП многофункциональные приборы представляли собой совокупность нескольких узлов, объединенных в конструктивное целое. При использовании таких приборов переход от одной функции к другой производился с помощью коммутирующих устройств. В результате производитель как бы составляет из отдельных узлов определенный прибор для измерения конкретного параметра объекта. Здесь характерно противоречие между числом возможных функций прибора и экономической и технической эффективностью

МП, введенный в состав многофункционального СИ, радикально изменил его, преобразовал в программно-управляемое устройство. Функциональные возможности определяются уже программой, их можно легко видоизменить путем перехода от одной программы к другой, хранить в ПЗУ. Это позволяет осуществить гибкость перестройки, наращивание функций без существенных изменений в схеме

**Расширение измерительных возможностей** Применение МП позволяет существенно расширить возможности измерений многих параметров сигнала с использованием казалось бы устаревших видов измерений — косвенных и совокупных. Действительно, из-за необходимости применения нескольких приборов, снятия ряда отсчетов, последующих вычислений косвенные измерения воспринимаются как примитивные. Даже при использовании микрокалькулятора они занимают много времени. Не очень проста и процедура оценки погрешности косвенных измерений, а без этого измерение не может быть признано достоверным

Коренным образом меняется все это при включении в состав прибора МП. В этом случае по команде с клавиатуры прибор выбирает режим измерений, запоминает результаты прямых измерений, проводит необходимые вычисления и выдает окончательный результат на дисплей. Хотя измерения по своей природе остаются косвенные, экспериментатор воспринимает их как прямые.

Еще более эффективны приборы с МП при совокупных измерениях, т.е. одновременно производимых измерениях нескольких величин, по которым путем решения системы уравнений находят искомые результаты

**Упрощение управления прибором** Степень сложности передней панели прибора является одним из критериев универсальности прибора. Универсальный прибор должен иметь простой набор органов управления. Для современных приборов, содержащих МП, характерна кнопочная система управления в виде клавиатуры

При наличии МП уменьшается число органов управления, автоматизируется выбор предела измерения, интервала дискретизации исследуемого сигнала и других режимов работы

В некоторых приборах предусмотрена сигнализация о некорректных шагах экспериментатора, выдача инструкций по правильности и последовательности действий

**Уменьшение аппаратной части СИ и повышение надежности.** Использование МП позволяет резко уменьшить число элементов в при-

боре, так как многие функции и задачи решаются программным путем. Если учесть и самодиагностику приборов с МП, то намного увеличивается и его надежность.

**Организация измерительных систем.** Прибор, содержащий МП, обычно позволяет подключать его к стандартной интерфейсной шине. Это дает возможность объединять определенную совокупность приборов в единую измерительную систему (измерительно-вычислительный комплекс).

**Улучшение метрологических характеристик.** Рассмотрим такие характеристики как точность, разрешающая способность, чувствительность и помехозащищенность.

*Повышение точности* приборов с МП основано на использовании автокалибровки. С помощью автокалибровки удается минимизировать погрешности настолько, что они становятся сравнимыми с погрешностями образцовой меры.

*Повышение разрешающей способности.* Требование высокой разрешающей способности является обязательным для АЦП приборов с МП для обеспечения высокой точности математической обработки результатов промежуточных преобразований. Она должна быть на порядок выше разрешающей способности обычных ЦИП. Решение этой задачи основано на усложнении алгоритмов преобразования в программной части прибора.

*Увеличение чувствительности.* Чувствительность (цена единицы последнего разряда) ограничена шумами измерительного тракта. Влияние его можно снизить за счет обработки результатов измерений, полученных многократно.

*Повышение помехозащищенности.* Применение МП в измерительных приборах существенно повышает их помехозащищенность за счет возможности вносить поправки в результаты измерений с учетом вида помех.

**Вопрос 8.17.** Что позволяет улучшить в ЦИП применение МП?

*Варианты ответа:*

8.17.1. Точность, надежность, быстродействие.

8.17.2. Упростить схему ЦИП, уменьшить массу.

8.17.3. Увеличить частотный диапазон.

## КОММЕНТАРИИ К ПРАВИЛЬНЫМ ОТВЕТАМ НА ВОПРОСЫ ГЛ.8

8.1.2. Автоматическими измерительными приборами называют приборы, в которых процесс измерения происходит автоматически, без участия оператора.

8.2.3 При отклонении температуры от начальной мост выходит из состояния равновесия и появляется сигнал рассогласования. Отработку сигнала рассогласования производит реверсивный двигатель, который механической связью с резистором в плече моста приводит его в равновесие и при этом устанавливается новое значение температуры на шкале выходного устройства.

8.3.1. Повышение чувствительности ЭВПН ограничивается нестабильностью работы УПТ, связанной с изменением коэффициента усиления и дрейфом нуля.

8.4.3. У детектора закрытого типа имеется во входной цепи последовательно включенный конденсатор, а у детектора открытого типа конденсатор отсутствует.

8.5.1. Наиболее распространенные схемы включения измеряемого резистора, в зависимости от его сопротивления, показаны на рис. 8.15.

8.6.3. Электронные приборы для измерения индуктивности катушки  $L$ , емкости конденсатора  $C$  и добротности контура  $Q$  используют принцип, основанный на явлении резонанса в  $LC$ -контуре.

8.7.1. Если постоянные времени зарядки и разрядки конденсатора в измерительной цепи подобраны так, что он за время измерения успевает полностью зарядиться до напряжения питания и разрядиться до нуля, то шкала прибора будет линейной.

8.8.2. В электронных ваттметрах используются в качестве преобразователей множительные устройства, которые бывают двух типов — параметрические и модуляционные.

8.9.3. Электронно-лучевые осциллографы предназначены для визуального наблюдения, измерения и регистрации электрических сигналов.

8.10.2. Анализ спектра сигнала с помощью анализатора спектра обычно проводится последовательным или параллельным способом.

8.11.1. Цифровые измерительные приборы характеризуются двумя особенностями: наличием операции аналого-цифрового преобразования сигнала и цифрового отображения результата измерения.

8.12.2. Значение кванта не всегда совпадает со значением единицы младшего разряда. Например, при значении кванта  $q=5 \cdot 10^1$  квант в 5 раз больше значения единицы младшего разряда.

8.13.1. Широкое распространение цифровых вольтметров объясняется их многими достоинствами: высокая точность, широкий диапазон измерения, высокая чувствительность, автоматический выбор предела измерения и цифровой отсчет результата измерения.

8.14.2. Так как частота  $f$  тактового генератора отсутствует в уравнении шкалы, предполагается, что она стабильна только в течение цикла измерения.

8.15.1. Так как при построении мультиметра получить погрешность меньше, чем при измерении напряжения постоянного тока невозможно, то необходимо обеспечить высокую точность преобразователя входной величины, так как она сильно влияет на точность измерения переменных напряжений.

8.16.3. Уравнение шкалы цифрового частотомера линейное:  $f=qN$ , где  $q$  — квант или значение единицы дискретности, а  $N$  — результат подсчитывания счетчика.

8.17.1. Применение микропроцессоров в ЦИП позволяет повысить точность, надежность, быстродействие приборов.



## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 *Основы промышленной электроники/Под ред В Г Герасимова М Высшая школа, 1986*
- 2 *Лабораторные работы по основам промышленной электроники/Под ред В Г Герасимова М Высшая Школа, 1989*
- 3 *Гусев В.Г., Гусев Ю.М Электроника М Высшая школа, 1991*
- 4 *Электронные приборы/Под ред Г Г Шишкина М Энергоатомиздат, 1989*
- 5 *Полупроводниковые приборы диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы Справочник/Под ред Н Н Горюнова М Энергоатомиздат, 1985*
- 6 *Полупроводниковые приборы транзисторы Справочник/Под ред Н Н Горюнова М Энергоатомиздат, 1985*
- 7 *Интегральные микросхемы Справочник/Под ред Б Б Тарабрина М Энергоатомиздат, 1985*
- 8 *Иванов В.И., Аксенов А.И., Юшин А.М Полупроводниковые оптоэлектронные приборы Справочник М Энергоатомиздат, 1988*
- 9 *Перельман В.Л Полупроводниковые приборы Справочник М СОЛОН, МИКРОТЕХ, 1996*
- 10 *Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е Промышленная электроника М Энергоатомиздат, 1988*
- 11 *Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы М Высшая школа, 1987*
- 12 *Мирский Г.Я Электронные измерения М Радио и связь, 1986*
- 13 *Электротехника/Под ред В Г Герасимова М Высшая школа 1985*
- 14 *Электрические измерения/Под ред В Н Малиновского М Энергоатомиздат, 1985*
- 15 *Холленд Р Микропроцессоры и операционные системы Краткое справочное пособие Пер с англ М Энергоатомиздат 1987*
- 16 *Токхайм Р Микропроцессоры Курс и упражнения Пер с англ /Под ред В Н Герасевича М Энергоатомиздат, 1987*
- 17 *Тули М Справочное пособие по цифровой электронике Пер с англ М Энергоатомиздат 1990*
- 18 *Борзенко А.Е IBM PC Устройство, ремонт, модернизация 2-е изд, перераб и доп М Компьютерпресс, 1996*
- 19 *Гутников В.С Интегральная электроника в измерительных установках Л Энергоатомиздат, 1988*

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
<b>Глава первая Электрические измерения</b>	<b>4</b>
1 1 Общие вопросы электрических измерений	4
1 2 Погрешности измерений Обработка и представление результатов измерений	9
1 3 Электромеханические преобразователи и приборы на их основе	16
1 4 Измерение тока и напряжения	27
1 5 Измерение мощности и энергии в электрических цепях	33
1 6 Измерение параметров элементов электрических цепей	41
1 7 Измерение частоты и угла сдвига фаз электрических сигналов электромеханическими приборами	52
1 8 Понятия об измерении неэлектрических величин электрическими методами	54
Комментарии к правильным ответам на вопросы гл 1	62
<b>Глава вторая Полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы</b>	<b>63</b>
2 1 Общие сведения о полупроводниковых приборах и электронных устройствах	63
2 2 Полупроводниковые диоды	65
2 3 Биполярные транзисторы	73
2 4 Полевые транзисторы	80
2 5 Тиристоры	86
2 6 Полупроводниковые фотоэлектрические приборы	89
2 7 Интегральные микросхемы	96
2 8 Оптоэлектронные приборы	103
2 9 Полупроводниковые и жидкокристаллические индикаторы	108
2 10 Система обозначений полупроводниковых приборов и интегральных микросхем	114
Комментарии к правильным ответам на вопросы гл 2	116
<b>Глава третья Электронные усилители</b>	<b>119</b>
3 1 Общие сведения	119
3 2 Усилительный каскад с общим эмиттером	122
3 3 Температурная стабилизация усилительного каскада с общим эмиттером	133
3 4 Усилительный каскад с общим коллектором	134
3 5 Усилительные каскады на полевых транзисторах	138
3 6 Режим работы усилительных каскадов	141
3 7 Усилители мощности	144
3 8 Усилители напряжения с резистивно-емкостной связью	149
3 9 Обратные связи в усилителях	156
3 10 Усилители постоянного тока	162
3 11 Операционные усилители	168
Комментарии к правильным ответам на вопросы гл 3	175
<b>Глава четвертая Электронные генераторы</b>	<b>177</b>
4 1 Общие сведения и классификация генераторов	177
4 2 Условия самовозбуждения автогенераторов	178
4 3 Автогенераторы синусоидальных колебаний	179
4 4 Стабилизация частоты в автогенераторах	185
4 5 Импульсные электронные генераторы	190
Комментарии к правильным ответам на вопросы гл 4	197
<b>Глава пятая Источники вторичного электропитания</b>	<b>198</b>
5 1 Общие сведения и классификация источников электропитания	198
5 2 Однофазные и трехфазные выпрямители	199

5 3 Стабилизирующие фильтры	211
5 4 Внешние характеристики выпрямителей	217
5 5 Стабилизаторы напряжения и тока	219
5 6 Управляемые выпрямители	229
5 7 Импульсные преобразователи постоянного напряжения(ИППН)	232
5 8 Инверторы	234
5 9 Преобразователи частоты	242
Комментарии к правильным ответам на вопросы гл 5	245
<b>Глава шестая Цифровые электронные устройства</b>	247
6 1 Позиционные системы счисления	247
6 2 Элементы теории булевых функций	250
6 3 Упрощение булевых функций	255
6 4 Логические элементы	259
6 5 Триггеры	268
6 6 Типовые комбинационные цифровые устройства	277
6 7 Арифметические и арифметико-логические устройства	282
6 8 Последовательностные цифровые устройства	287
6 9 Устройства для преобразования формы представления информации	298
Комментарии к правильным ответам на вопросы гл 6	310
<b>Глава седьмая Микропроцессоры и микропроцессорные системы</b>	311
7 1 Основные сведения о микропроцессорах	311
7 2 Внутренняя архитектура микропроцессоров	316
7 3 Базовые команды микропроцессоров	323
7 4 Запоминающие устройства	332
7 5 Устройства ввода/вывода и другие вспомогательные интегральные схемы	335
7 6 Заключение	344
Комментарии к правильным ответам на вопросы гл 7	345
<b>Глава восьмая Электронные измерительные приборы</b>	348
8 1 Автоматические измерительные приборы	348
8 2 Аналоговые электронные вольтметры	354
8 3 Электронные приборы для измерения параметров электрических цепей	360
8 4 Электронные частотомеры и фазометры	363
8 5 Электронные ваттметры и счетчики	365
8 6 Электронно-лучевые осциллографы	368
8 7 Анализаторы спектра измерители нелинейных искажений	373
8 8 Цифровые измерительные приборы(ЦИП) Методы преобразования непрерывных величин в код	376
8 9 Технические характеристики ЦИП	379
8 10 Цифровые вольтметры	380
8 11 Использование ЦИП для измерения переменных напряжений	384
8 12 Цифровые частотомеры и фазометры с жесткой логикой работы	387
8 13 Применение микропроцессоров в ЦИП	388
Комментарии к правильным ответам на вопросы гл 8	390
<b>Глава девятая Моделирование электронных устройств</b>	392
9 1 Общие сведения о программе MicroCAP	392
9 2 Исследование переходных характеристик биполярного транзистора	394
9 3 Моделирование переходных процессов в источниках вторичного электропитания	399
9 4 Расчет частотных характеристик усилителя	406
9 5 Моделирование электронных устройств с помощью программы ELECTRONICS WORKBENCH 3 0(EWB)	411
Приложения	416
Список литературы	430

**По вопросам распространения издания  
обращаться по адресу:**

*111250 Москва, Красноказарменная ул д 14*

*Издательство МЭИ*

*Тел /факс (095) 362-02-13*

*113114, Москва Шлюзовая наб д 10*

*Энергоатомиздат*

*Тел 235-91-38*

*Факс 235-91-58*

Учебное издание

**Гаев Геннадий Павлович, Герасимов Виктор Григорьевич,  
Князьков Олег Михайлович, Кузнецов Эдуард Васильевич,  
Культиасов Петр Сергеевич, Сергеев Виктор Георгиевич,  
Соломенцев Валерий Евгеньевич**

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА**

**Книга 3. Электрические измерения и основы электроники**

Редактор *ТМ Дубович*

Художественный редактор *ГВ Гурочкина*

Корректор *СВ Мальшева*

ИБ № 4054

ЛР № 10256 от 07 07 92

Набор выполнен в издательстве

Подписано в печать с оригинала-макета 13 10 1998

Формат 60×88 1/16      Бумага офсетная

Усл печ л 26,46      Усл кр -отг 26,71      Уч -изд л 25,83

Тираж 3500 экз      Заказ 248

Энергоатомиздат, 113114 Москва Шлюзовая наб , 10

Типография ЦНИИ “Электроника”, 117415, Москва, проспект Вернадского, д 39