

М.В. Гальперин

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА



Squid - 10 MB - www.megasquirt.info - (C)

М. В. Гальперин

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

Издание 2-е, исправленное и дополненное

*Допущено Министерством образования Российской Федерации
в качестве учебника для студентов образовательных учреждений
среднего профессионального образования, обучающихся по группам
специальностей 1900 Приборостроение, 2000 Электроника
и микροэлектроника, радиотехника и телекоммуникации,
2100 Автоматизация и управление, 2200 Информатика
и вычислительная техника*

Москва
ИД «ФОРУМ» — ИНФРА-М
2010

УДК 621.38(075.32)

ББК 32.85я723

Г15

Рецензенты:

зав. кафедрой технической кибернетики и автоматики Московского государственного университета инженерной экологии, генеральный директор Центрального научно-исследовательского института комплексной автоматизации, д-р техн. наук, профессор *А. Э. Софиев*;
директор Московского государственного техникума технологии, экономики и права им. Л. Б. Красина, кандидат физико-математических наук *В. В. Соколов*

Гальперин М. В.

Г15 **Электронная техника: учебник.** — 2-е изд., испр. и доп. — М.: ИД «ФОРУМ»: ИНФРА-М, 2010. — 352 с.: ил. — (Профессиональное образование).

ISBN 978-5-8199-0176-2 (ИД «ФОРУМ»)

ISBN 978-5-16-002314-4 (ИНФРА-М)

В учебнике рассмотрены физические принципы действия и структуры электронных приборов; образование и свойства *p-n*-перехода, контактные явления в нем; устройство, принцип действия, основные параметры, параметрические соотношения, и схемы включения полупроводниковых и фотоэлектронных приборов — диодов, тиристоров, биполярных и полевых транзисторов с *p-n*-переходом и с изолированными затворами, фоторезисторов, фото- и светодиодов, фототранзисторов и фотоумножителей.

Приводятся подробные сведения о принципах действия типовых электронных узлов и устройств: усилительных каскадов, операционных усилителей, компараторов, генераторов сигналов и таймеров, схем передачи и отображения информации, модуляции и демодуляции. Описаны параметры и характеристики основных семейств логических и цифровых элементов, выполнение на их базе логических операций, построение цифровых узлов и их применение в электротехнических устройствах. Приведены сведения о цифровых запоминающих устройствах, структуре микропроцессоров, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей.

Изложены принципы работы, методы расчета и защиты источников питания и схем преобразования тока — электронных выпрямителей, линейных и импульсных стабилизаторов, трансформаторов постоянного тока и инверторов. Особое внимание уделено защите электронных устройств и линий связи от внешних и внутренних помех.

Издание дополнено приложениями, содержащими характеристики элементов и примеры расчета электронных схем.

УДК 621.38(075.32)

ББК 32.85я723

ISBN 978-5-8199-0176-2 (ИД «ФОРУМ»)

ISBN 978-5-16-002314-4 (ИНФРА-М)

© М. В. Гальперин, 2007

© ИД «ФОРУМ», 2007

Предисловие

Электронная техника стала неотъемлемой частью современной цивилизации и включает в себя огромное число специализированных областей. Настоящий учебник включает в себя только наиболее общие элементы, необходимые для освоения курсов промышленной автоматики, измерительной, микропроцессорной и вычислительной техники. Внимание сосредоточено на основных принципах работы электронных устройств и ключевых практических сторонах их построения и эксплуатации, таких как проблема устойчивости, стабилизация режимов и защита от перегрузок и помех.

Значительная часть книги посвящена компонентам электронных схем, их характеристикам и способам представления в виде упрощенных моделей. Эти знания нужны не только разработчику электронной аппаратуры, они нужны и тому, кто ее использует, — иначе он не сможет обеспечить ее эффективную эксплуатацию или будет применять сложное оборудование и приемы там, где можно обойтись простыми средствами.

Внедрение компьютерной техники в системы управления технологическими агрегатами требует прежде всего грамотного построения и эксплуатации внешней «обвязки» компьютеров. Поэтому здесь уделено много места проблемам организации линий связи и технике усиления и преобразования информации, поступающей от датчиков в компьютер и от компьютера к исполнительным механизмам.

Для работы с учебником достаточно знания математики и физики в объеме средней школы, в том числе операций с комплексными числами и элементов математического анализа. Чтобы облегчить пользование книгой неопытному читателю, ниже приведены перечни основных аббревиатур и обозначений, а также используемых единиц измерения.

Список литературы включает в себя ряд современных изданий и учебников, а также монографий, наиболее полно отражающие рассмотренные вопросы и полезных для их углубленного изучения.

В настоящем издании исправлен ряд опечаток и погрешностей, а также введены приложения, включающие характеристики элементов и примеры расчета электронных схем.

Всех читателей, заметивших опечатки и иные погрешности в книге, автор просит сообщать о них в издательство.

Автор признателен Л. Г. Мельник и Л. В. Трофимовской за благожелательную критику и поддержку.

Автор

Основные аббревиатуры и обозначения

Заглавные буквы в индексах и на рисунках К, Б, Э означают соответственно «коллектор», «база», «эмиттер», С, З, И — «сток», «затвор», «исток».

Под термином «земля» подразумевается провод или шина, потенциал которой принимается равным нулю.

Символ \parallel означает параллельное соединение элементов в электрической цепи. Например, $R_1 \parallel R_2$ означает параллельное соединение резисторов R_1 и R_2 .

АМ — амплитудная модуляция;

АЦП — аналого-цифровой преобразователь;

ГР — схема гальванического разделения цепей;

ЗУ — запоминающее устройство;

И²Л — логические элементы с двойной инжекцией;

КМОП — схемы и логические элементы с комплементарными полевыми транзисторами обогащенного типа со структурой металл-окисел-полупроводник;

КОСС — коэффициент ослабления синфазного сигнала;

КОДП — коэффициент ослабления дифференциальной помехи;

ЛАЧХ — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика;

МОП — структура металл-окисел-полупроводник;

ОБ — схема с общей базой;

ОК — схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель);

ОУ — операционный усилитель;

ОЭ — схема с общим эмиттером;

ПЗУ — постоянное запоминающее устройство;

ППЗУ — перезаписываемое постоянное запоминающее устройство;

ПТ — полевой транзистор с *p-n*-переходом;

ТТЛ — транзисторно-транзисторные логические схемы;

ТТЛШ — транзисторно-транзисторные логические схемы с диодами (транзисторами) Шоттки;

ФАПЧ — фазовая автоподстройка частоты и схемы, ее реализующие;

ФЧХ — фазо-частотная характеристика;

- ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь;
ЧИМ — частотно-импульсная модуляция;
ЧМ — частотная модуляция;
ШИМ — широтно-импульсная модуляция;
ЭДС — электродвижущая сила;
 C — электрическая емкость;
 $C_{\text{вп}}$ — емкость фильтра выпрямителя;
 C_K и C_E — емкости коллекторного и эмиттерного переходов биполярного транзистора;
 C_H — емкость нагрузки;
 $C_{\text{ЗС}}$ — емкость затвор—сток полевого транзистора;
 E — напряжение источника питания;
 $E_{\text{см}}$ — напряжение источника смещения;
 f — частота;
 $f_{\text{гр.в}}$ — верхняя граничная частота (полосы пропускания схемы или цепи);
 $f_{\text{гр.н}}$ — нижняя граничная частота (полосы пропускания схемы или цепи);
 G — проводимость;
 I — сила тока;
 I_0 — тепловой ток p - n -перехода;
 I_B, i_B — ток базы биполярного транзистора для большого и малого сигнала соответственно;
 I_G — сила тока генератора или источника;
 I_K — ток коллектора;
 $I_{\text{к.з}}$ — ток короткого замыкания;
 $I_{\text{обр}}$ — обратный ток p - n -перехода;
 I_C — ток стока (канала) полевого транзистора;
 $I_{\text{С нач}}$ — начальный ток стока (канала) полевого транзистора;
 $I_{\text{см}}$ — ток смещения дифференциального каскада или операционного усилителя;
 I_T — ток термогенерации p - n -перехода;
 I_E — ток эмиттера;
 $h_{11Э}$ — собственное входное сопротивление транзистора, измеряемое между базой и эмиттером, для сигнала, приложенного к базе;
 $h_{21Б}$ — статический коэффициент усиления по току биполярного транзистора в схеме с общей базой (ОБ);
 $h_{21Э}$ — статический коэффициент усиления по току биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером (ОЭ);
 $h_{21э}$ — коэффициент усиления по току биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером (ОЭ) для малого сигнала;

j — мнимая единица;

$K(\omega)$ — модуль коэффициента передачи на частоте ω , ЛАЧХ;

$K(j\omega)$ — комплексный передаточный коэффициент (коэффициент усиления) звена или схемы;

k_{Γ} — коэффициент нелинейных искажений (гармоник);

$K_{o.c}$ — коэффициент усиления усилителя с замкнутой обратной связью;

$K_U(j\omega)$ — комплексный коэффициент усиления по напряжению;

K_{ω} — коэффициент усиления по напряжению в пределах полосы пропускания;

L — индуктивность;

P_H — мощность в нагрузке;

$P_{\text{доп}}$ — допустимая мощность рассеяния прибора;

Q — электрический заряд;

R — активное сопротивление;

R_H и R_{Γ} — активные сопротивления нагрузки и источника;

$R_{\text{вх}}$ — входное активное сопротивление цепи или схемы;

$R_{\text{вых}}$ — выходное активное сопротивление цепи или схемы;

r — дифференциальное активное сопротивление;

$r_{\text{б}}$ — объемное сопротивление базы биполярного транзистора или диода;

$r_{\text{к}}$ — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода на низкой частоте;

$r_{\text{с}}$ — дифференциальное сопротивление стока полевого транзистора;

$r_{\text{эо}}$ — объемное сопротивление эмиттера биполярного транзистора или диода;

$r_{\text{э}}$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода биполярного транзистора или диода;

t — время;

$t_{\text{рас}}$ — время рассасывания заряда неосновных носителей в базе;

$t_{\text{фр}}$ — длительность фронта импульсного сигнала;

T — постоянная времени или период колебаний;

U — разность потенциалов, напряжение относительно нулевой шины (земли);

$U_{\text{а}}$ — амплитуда сигнала;

$U_{\text{бэ}}$ — напряжение между внешними выводами эмиттера и базы прямосмещенного p - n -перехода эмиттер—база биполярного транзистора или диода;

$U_{БЭ\text{ нас}}$ и $U_{КЭ\text{ нас}}$ — остаточные напряжения на базе и коллекторе насыщенного биполярного транзистора;

$U_{вх}$, $u_{вх}$ — напряжение на входе цепи или схемы для большого и малого сигнала соответственно;

$U_{вх.синф}$ — синфазное входное напряжение;

$U_{вых}$, $u_{вых}$ — напряжение на выходе цепи или схемы для большого и малого сигнала соответственно;

$U_{ЗИ}$ — напряжение затвор—исток полевого транзистора;

$U_{ЗИ\text{ отс}}$ — напряжение затвор—исток отсечки тока канала полевого транзистора;

$U_{ЗИ\text{ пор}}$ — пороговое напряжение обогащенного полевого транзистора с изолированным затвором;

$U_{КЭ}$ — напряжение между коллектором и эмиттером биполярного транзистора;

U_H — напряжение на нагрузке;

$U_{СИ}$ — напряжение сток—исток полевого транзистора;

$U_{сдв 0}$ — напряжение сдвига нуля дифференциального каскада или операционного усилителя;

$u_{о.с}$ — напряжение обратной связи;

u_{Σ} — напряжение сигнала в суммирующей точке;

$Z(j\omega)$, Z — комплексное сопротивление;

Z_H — комплексное сопротивление нагрузки;

$Z_{вх \Sigma}$ — комплексное входное сопротивление в суммирующей точке;

β — коэффициент передачи цепи обратной связи;

γ — коэффициент передачи входной цепи в схеме с обратной связью;

Δ — знак малого приращения;

ξ — декремент затухания;

$\Theta_{\text{доп}}$ — допустимая температура переходов (типичное значение для кремния 150 °С);

$\Theta_{\text{окр}}$ — температура окружающей среды;

τ — время жизни носителей в базе биполярного транзистора;

φ — угол фазового сдвига;

φ_{Θ} — температурный потенциал;

$\Delta\varphi_k$ — контактная разность потенциалов;

$\varphi(\omega)$ — фазочастотная характеристика;

ω — круговая частота.

Единицы измерения и их обозначения в тексте и на рисунках

| Величина | Название | Размерность | Обозначения |
|---------------------------------------|--|---|---|
| Время | Секунда Миллисекунда Микросекунда Наносекунда | s $10^{-3} s$ $10^{-6} s$ $10^{-9} s$ | s $мс$ $мкс$ $нс$ |
| Частота | Герц Килогерц Мегагерц Гигагерц | $1/s$ $10^3 Гц$ $10^6 Гц$ $10^9 Гц$ | $Гц$ $кГц$ $МГц$ $ГГц$ |
| Количество электричества (заряд) | Кулон Пикокулон | $A \cdot s$ $10^{-12} Кл$ | $Кл$ $пКл$ |
| Разность потенциалов, напряжение, ЭДС | Вольт Милливольт Микровольт | $A \cdot Ом$ $10^{-3} В$ $10^{-6} В$ | $В$ $мВ$ $мкВ$ |
| Сила тока | Ампер Миллиампер Микроампер Наноампер | $Кл/с = В/Ом$ $10^{-3} А$ $10^{-6} А$ $10^{-9} А$ | $А$ $мА$ $мкА$ $нА$ |
| Сопротивление | Ом Килоом Мегаом Гигаом Тераом | $В/А = с/Ф = Гн/с$ $10^3 Ом$ $10^6 Ом$ $10^9 Ом$ $10^{12} Ом$ | Ом или не пишется кОм или к МОм или М ГОм или Г ТОм |
| Емкость | Фарада Микрофарада Нанофарада Пикофарада | $с/Ом = Кл/В$ $10^{-6} Ф$ $10^{-9} Ф$ $10^{-12} Ф$ | $Ф$ мкФ или не пишется н или нФ п или пФ |
| Индуктивность | Генри Миллигенри Микрогенри | $Ом \cdot с$ $10^{-3} Гн$ $10^{-6} Гн$ | $Гн$ $мГн$ $мкГн$ |

Глава I

ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМ И ИХ МОДЕЛИ

Реальный мир очень сложен, и мы вынуждены делать упрощающие допущения. О них никогда нельзя забывать и думать, что наша модель целиком отражает реальность.

Роберт Шеннон.
«Моделирование систем — искусство и наука»

Простота хуже воровства.
Пословица

1.1. Эквивалентные генераторы и простейшие цепи

Чтобы в электрической цепи протекал ток, она должна образовывать замкнутый контур. Сила тока, то есть заряд, проходящий через любое сечение контура в единицу времени, определяется законом Ома:

$$I = U_{\text{х.х}} / (R_{\text{Н}} + R_{\text{Г}}),$$

где I — сила тока в амперах, А, $U_{\text{х.х}}$ — напряжение холостого хода источника тока, равное его электродвижущей силе (ЭДС) в вольтах, В, $R_{\text{Н}}$ и $R_{\text{Г}}$ — активные сопротивления нагрузки и источника в омах, Ом. Если измерить напряжение ненагруженного источника, то оно равно его электродвижущей силе. Но этим способом нельзя точно определить ЭДС, так как сам вольтметр отбирает ток от источника энергии, и при измерении ток цепи не равен нулю. Чтобы точно определить ЭДС и $R_{\text{Г}}$, необходимо учесть внутреннее сопротивление вольтметра. Подключив к источнику известное сопротивление нагрузки (рис. 1.1, а), обнаружим, что прибор покажет напряжение $U_{\text{Н}} = IR_{\text{Н}} < U_{\text{х.х}}$, где $U_{\text{Н}}$ и $R_{\text{Н}}$ известны, поэтому можно подсчитать I . При появлении тока I «внутри» источника происходит падение напряжения на внутреннем сопротивлении $R_{\text{Г}}$. Таким образом, источник электрической энергии можно представить как генератор напряжения $U_{\text{х.х}}$, соединенный последовательно с его внутренним сопротивлением $R_{\text{Г}}$.

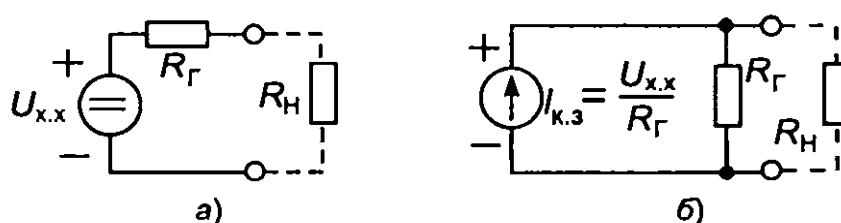


Рис. 1.1. Представление источника электрического тока в виде генератора напряжения холостого хода $U_{x,x}$ с последовательным внутренним сопротивлением R_{Γ} (а) и в виде генератора тока короткого замыкания $I_{к.з}$ с параллельным внутренним сопротивлением R_{Γ} (б)

Сам генератор напряжения не имеет внутреннего сопротивления, оно равно нулю. Поэтому токи, порождаемые внешними источниками, через генератор напряжения замыкаются накоротко. При коротком замыкании ток генератора напряжения теоретически бесконечен. Генераторов напряжения в природе не бывает, — каждый источник электрического тока обладает конечным внутренним сопротивлением. Генератор напряжения — это модель источника, справедливость которой связана с обязательным выполнением неравенства $R_{\Gamma} \ll R_H$. Очевидно, что схемы — источники с малыми R_{Γ} , близкие по свойствам к генераторам напряжения, не следует включать между собой параллельно во избежание возникновения больших токов.

Нередко в электронных схемах ближе к истине оказывается модель источника электрической энергии или сигнала, соответствующая не неизменному напряжению на нагрузке R_H , а току в ней, мало зависящему от сопротивления R_H . Из закона Ома видно, что это выполняется, если $R_{\Gamma} \gg R_H$. Так как для любого источника ЭДС действует правило $U_{x,x} = I_{к.з} R_{\Gamma}$, источник можно представить генератором тока короткого замыкания $I_{к.з}$, не зависящим от сопротивления нагрузки R_H , то есть источником с бесконечно большим внутренним сопротивлением. Внутреннее сопротивление R_{Γ} реального источника в этой модели включено параллельно генератору тока $I_{к.з}$ (рис. 1.1, б). Так как $U_H = I R_{\Gamma}$, а $I_{к.з}$ источника — генератора тока не зависит от нагрузки (ток всегда равен току короткого замыкания $I = I_{к.з}$, в том числе при $R_H = 0$), то при размыкании цепи нагрузки $R_H \rightarrow \infty$ и $U_H \rightarrow \infty$ — на выходе источника тока должно оказаться бесконечно большое напряжение, что невозможно. Отсюда следует, что генераторы тока можно включать параллельно, но нельзя — последовательно.

Таким образом, если генератор напряжения «не терпит» коротких замыканий выхода (ток короткого замыкания $I_{к.з} \rightarrow \infty$), то генератор тока, наоборот, «не терпит» холостого хода (напряжение холостого хода $U_{x,x} \rightarrow \infty$). Это правило построения моделей электриче-

ских цепей показывает, что свойства последних коренным образом меняются при его нарушении.

Любой реальный источник можно представить схемой с генератором тока или схемой с генератором напряжения. По отношению к R_H обе схемы рис. 1.1 эквивалентны, и для обоих представлений и ток в R_H , и напряжение на R_H будут одинаковы. Но для $R_H \gg R_r$ естественно считать источник ЭДС генератором напряжения, а при $R_r \gg R_H$ — генератором тока.

Закон Ома справедлив только для линейных цепей, и из него следует принцип суперпозиции, гласящий, что при наложении (совмещении) контуров линейных электрических цепей действия источников ЭДС алгебраически складываются. Законы Кирхгофа есть следствие принципа суперпозиции. Линейность цепи означает, что ее параметры, в том числе сопротивления в ней, не зависят от токов и напряжений. Многие цепи и схемы, с которыми приходится сталкиваться, являются линейными, а, следовательно, поддаются достаточно простым расчетам.

Если в рабочем диапазоне токов и напряжений схема не описывается законом Ома, то обычно ее характеристику напряжение — ток (вольтамперную характеристику) удастся разбить на почти линейные участки, на каждом из которых закон Ома выполняется с достаточной точностью. На рис. 1.2 приведен пример нелинейной вольтамперной характеристики. Усредненное сопротивление схемы в точке «а» будет равно

$$R_{cp} = \operatorname{ctg} \alpha_2 = U_a / I_a,$$

но оно не характеризует приращение тока ΔI при изменении напряжения ΔU . Это приращение будет зависеть от угла α_1 наклона характеристики к оси U в точке «а», то есть от величины

$$R_{\text{дифф}} = \operatorname{ctg} \alpha_1 = dU / dI \cong \Delta U / \Delta I,$$

называемой дифференциальным сопротивлением.

Еще один параметр, характеризующий цепь, — это мощность, отдаваемая источником в нагрузку. Напряжение U_H характеризует ту элементарную работу, которую источник совершает, «пропуская» единицу заряда через R_H . Вместе с тем, ток I есть число единичных зарядов, проходящих через R_H в

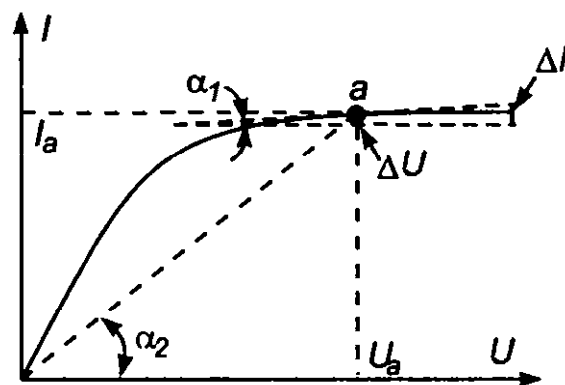


Рис. 1.2. Пример нелинейной вольтамперной характеристики

единицу времени. Полная работа, совершаемая источником в единицу времени, есть мощность, отдаваемая в R_H , и она равна элементарной работе U_H , умноженной на число элементарных работ в единицу времени, то есть мощность в нагрузке есть:

$$P_H = U_H I = U_H^2 / R_H = I^2 R_H.$$

Отсюда следует, что единицей мощности электрического тока может служить 1 Вт = 1 В · 1 А. Определим, когда источник отдает в нагрузку максимальную мощность. Если нагрузка мала (то есть $R_H \rightarrow \infty$), то ток в ней мал, и P_H будет мала. Если нагрузка велика (то есть $R_H \rightarrow 0$), то напряжение U_H будет мало, и потому P_H также будет мала. Поэтому следует ожидать, что P_H будет максимальна ($P_{H \text{ макс}}$) при некотором среднем значении R_H . Для схемы рис. 1.1, а можно записать:

$$P_H = I^2 R_H = U_{x.x}^2 R_H / (R_H + R_\Gamma)^2.$$

Чтобы найти $P_{H \text{ макс}}$, это выражение можно продифференцировать по R_H и производную приравнять нулю, учитывая, что $U_{x.x}$ и R_Γ — постоянные величины. После вычислений получим, что $P_{H \text{ макс}}$ соответствует $R_H = R_\Gamma$. График зависимости P_H от R_H показан на рис. 1.3. Легко показать, что для схемы рис. 1.1, б зависимость P_H от R_H будет точно такой же. Подставив в выражения для P_H величину $R_H = R_\Gamma$, получим:

$$P_{H \text{ макс}} = I_{K3}^2 R_\Gamma / 4 = U_{x.x}^2 / 4 R_\Gamma.$$

При сопротивлении $R_H = R_\Gamma$, соответствующем $P_{H \text{ макс}}$, отнюдь не достигается наибольший коэффициент полезного действия (КПД) источника, то есть максимум отношения мощности в нагрузке ко всей рассеиваемой мощности. Формально максимум КПД всегда

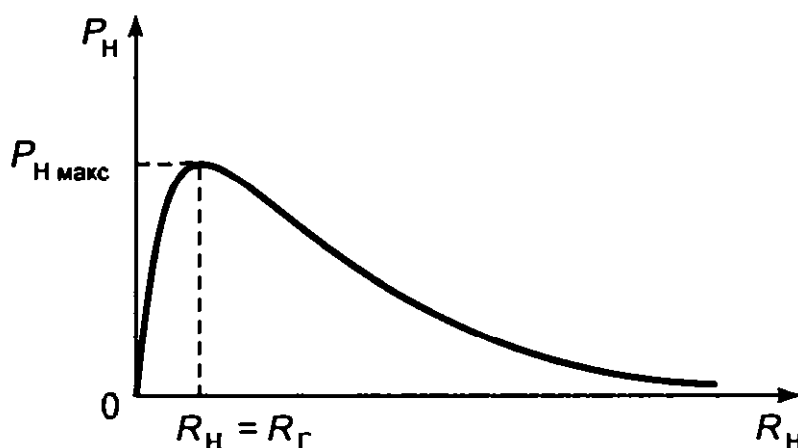


Рис. 1.3. Зависимость мощности в нагрузке от соотношения R_Γ и R_H

равен 1 и для источника напряжения достигается при $R_H \rightarrow \infty$, а для источника тока — при $R_H = 0$. С энергетической точки зрения два представления источника ЭДС на рис. 1.1 не эквивалентны, и их выбор для описания схем часто зависит именно от этого.

Сопротивление цепи можно рассматривать как коэффициент, показывающий, как велико падение напряжения на ней при данном токе. Вместо него можно использовать понятие проводимости G — величины, обратной сопротивлению и соответственно показывающей, какой ток в цепи вызывает данное напряжение $I = GU$. Во многих случаях это удобнее. Например, при параллельном включении сопротивлений R_1 и R_2 общее сопротивление цепи есть:

$$R_{\Pi} = 1/(1/R_1 + 1/R_2) = R_1 R_2 / (R_1 + R_2),$$

а проводимость определяется проще:

$$G_{\Pi} = G_1 + G_2.$$

Единицей проводимости служит сименс: 1 См = 1/Ом.

Можно представить себе сопротивление, напряжение на котором U зависит не только от тока в нем в данный момент, но и от значений тока в предыдущие моменты времени. В простейшем случае — это линейная зависимость от времени t при постоянном источнике тока I_{Γ} :

$$U = I_{\Gamma} t / C, \quad (1.1)$$

где C — постоянный коэффициент, называемый емкостью. В формуле (1.1) сопротивление t/C со временем растет, но в момент включения тока оно бесконечно мало. Из (1.1) следует, что размерность емкости C есть секунда/Ом = [с/Ом]. Эта единица измерения именуется фарадой [Ф]. Емкость в 1 Ф — это очень большая емкость. Полый металлический шар с размерами Земли имеет емкость в 700 мкФ = $7 \cdot 10^{-4}$ Ф. Элементы, специально изготавливаемые так, чтобы для них выполнялось соотношение (1.1), называют конденсаторами. Из определения емкости следует, что генератор напряжения не может быть нагружен на идеальный конденсатор, так как в момент его подключения ток в цепи будет бесконечно велик.

Точно также можно представить проводимость, линейно растущую со временем, когда к ней присоединен генератор напряжения:

$$I = U_{\Gamma} t / L, \quad (1.2)$$

где L — постоянный коэффициент, называемый индуктивностью. Проводимость t/L со временем линейно растет, но в момент вклю-

чения она равна нулю. Из (1.2) видно, что размерность индуктивности L есть секунда \cdot Ом = [с \cdot Ом]. Эта единица измерения называется генри [Гн]. Из определения индуктивности следует, что генератор тока не может быть нагружен на идеальную индуктивность, так как в момент его подключения напряжение на ней будет бесконечно велико.

Физические реализации проводимостей, для которых токи и напряжения зависят от времени, связаны с обратимыми преобразованиями энергии источника в энергию физических полей. Хотя емкостной характер проводимости могут иметь цепи, в которых нет конденсаторов — приборов, однако он всегда обусловлен способностью накапливать электрический заряд ($I_{\Gamma}t = Q$, где Q — заряд) и соответственно энергию в виде электрического поля. Индуктивность цепи всегда обусловлена превращением энергии электрического тока в энергию магнитного поля, но индуктивный характер проводимости могут иметь и цепи, лишенные внешнего сходства с катушками индуктивности. Емкость «запоминает» напряжение, образовавшееся на ней за счет проходившего тока, и при уменьшении приложенной извне ЭДС отдает во внешнюю цепь накопленный заряд, действуя при разряде как генератор напряжения. Индуктивность «запоминает» ток, протекающий через нее под действием внешней ЭДС, и, когда это действие прекращается, начинает действовать как генератор тока.

Рассмотрим простейшие случаи взаимодействия источников с емкостной и индуктивной проводимостями. Обратимся к схеме рис. 1.4 и примем, что в момент времени $t = 0$ ключ K_{Π} замыкается (здесь R и C могут быть резистором и конденсатором, но могут и характеризовать электрические свойства иных элементов цепи). Первоначальный заряд на емкости равен нулю, и напряжение на ней равно нулю. В течение первого после замыкания ключа, очень малого отрезка времени Δt на емкости появится напряжение (1.1):

$$\Delta U_{C1} = U_0 \Delta t / RC,$$

причем ток заряда

$$I \cong U_0 / R$$

практически не изменится за время Δt . Однако уже на следующем малом интервале времени Δt надо учесть появившееся на емкости напряжение $U_C = \Delta U_{C1}$, так как ток заряда станет

$$I \cong (U_0 - \Delta U_{C1}) / R.$$

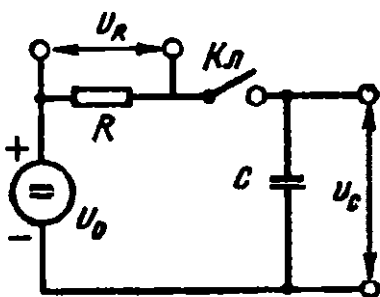


Рис. 1.4. Схема заряда емкости от генератора напряжения

Для некоторого, более удаленного момента времени t ток заряда, таким образом, равен

$$I(t) = (U_0 - U_C) / R,$$

где U_C — напряжение, накопившееся на емкости. Поэтому приращение напряжения за малый интервал времени, следующий за любым моментом времени t , равно

$$\Delta U_C = (U_0 - U_C) \Delta t / RC.$$

Так как U_C будет расти, стремясь достичь U_0 , то ΔU_C на каждом следующем интервале времени Δt будет становиться все меньше. В результате $\Delta U_C / \Delta t$, то есть мгновенная скорость изменения напряжения U_C (иначе — производная от U_C по времени dU_C / dt), будет уменьшаться, а само напряжение U_C — плавно стремиться к напряжению U_0 по закону

$$U_C(t) = U_0 [1 - \exp(-t / RC)], \quad (1.3)$$

где \exp — обозначение показательной функции с основанием $e \cong 2,7183...$, e — иррациональное число — основание натуральных логарифмов. Существенно, что в (1.3) RC имеет размерность времени [с] (см. выше размерность C) и называется постоянной времени, а потому показатель степени при e есть безразмерная величина. Темп процесса заряда емкости определится величинами U_0 и RC . Напряжение $U_C(t)$ никогда не принимает значения U_0 , но к нему монотонно приближается, его график приведен на рис. 1.5. Полезно помнить, что за время $t = RC$ напряжение U_C становится равным $0,63 U_0$, а за время $t = 2,3 RC$ — примерно $0,9 U_0$. Можно считать, что при $t \geq 6 RC$ получается $U_C = U_0$ с ошибкой менее 0,15 %. Величина RC численно равна тому времени, за которое $U_C(t)$ стало бы равно U_0 , если бы начальный темп процесса заряда $dU_C / dt = U_0 / RC$ оставался неизменным с ростом U_C . Именно такова была ситуация, опи-

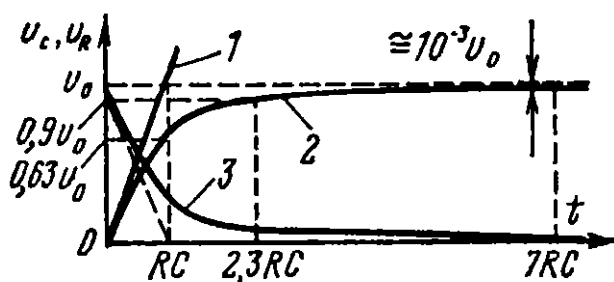


Рис. 1.5. Процессы в схеме рис. 1.4: 1 — процесс заряда при постоянном токе, равном U_0 / R ; 2 — форма напряжения на ёмкости C ; 3 — форма напряжения на сопротивлении R

сываемая уравнением (1.1) — там ток заряда не зависел от U_C . Так как сумма падений напряжений на R и C есть U_0 в любой момент времени, то напряжение на R есть

$$U_R(t) = U_0 \exp(-t/RC).$$

Пусть теперь емкость заряжается от генератора тока I_r в соответствии с уравнением (1.1), но ток I_r зависит от времени. Как будет зависеть от времени $U_C(t)$? Разобьем график зависимости $I_r(t)$ на отдельные участки очень малой длительности Δt , такие, чтобы ток на каждом из них можно было считать постоянным (рис. 1.6, а), и перенумеруем их от 1 до N ($n = 1, 2, 3, \dots, N$). Тогда элементарное приращение напряжения на n -ом участке есть $\Delta U_C = I_r(t) \Delta t / RC$. Если теперь значение Δt сделать бесконечно малым dt (то есть $\Delta t \rightarrow 0$), то и $\Delta U_C \rightarrow 0$, но сумма ΔU_C будет конечной величиной — интегралом ($N \rightarrow \infty$):

$$U_C(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N \Delta U_C = \int_0^t I_r(t) dt / C, \quad (1.4)$$

где $\tau = t$ — время заряда.

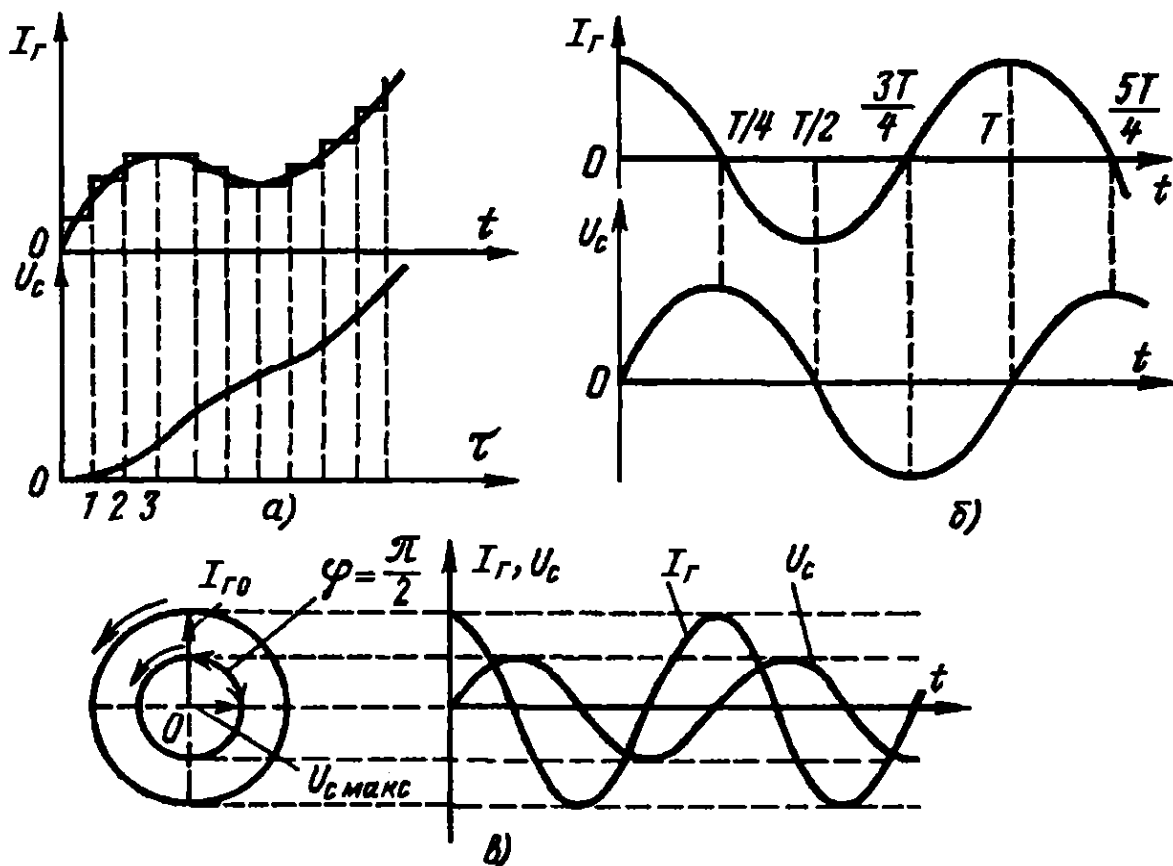


Рис. 1.6. Процессы в цепях с конденсаторами: а — интегрирование тока конденсатором; б — колебания тока и напряжения на конденсаторе; в — модель синусоидальных колебаний

Цепь, обладающую такими свойствами, называют интегрирующей цепью. Предположим, что $I_r(t)$ изменяется по закону гармонического колебания, например, косинуса

$$I_r(t) = I_{r0} \cos \omega t, \quad (1.5)$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота; $f = 1/T$ — обычная частота, равная единице, деленной на полный период колебаний T .

Рассмотрим рис. 1.6, б. Понятно, что в течение первой четверти периода $I_r(t)$ напряжение $U_C(t)$ будет плавно возрастать, но темп этого роста на интервале от 0 до $T/4$ будет замедляться, потом с момента $T/4$ ток $I_r(t)$ станет отрицательным, то есть изменит свое направление на противоположное, и $U_C(t)$ начнет убывать. При этом сначала убывание будет ускоряться (до момента $T/2$), а далее замедляться, и к моменту $t = 3T/4$ станет равным нулю; начиная от $3T/4$ и до T , снова пойдет рост $U_C(t)$. Далее процесс повторится. Закон изменения $U_C(t)$ — также гармонический, но синусоидальный: он сдвинут по оси абсцисс так, что колебания $U_C(t)$ запаздывают по отношению к $I_r(t)$ на время $T/4$.

Прибегнем к обычной модели синусоидальных колебаний. Будем изображать величину, изменяющуюся по синусоидальному закону, $I_r(t)$ в виде стрелки — вектора длиной I_{r0} , начало которой закреплено в точке 0, а конец вращается вокруг этой точки против часовой стрелки, описывая круг (рис. 1.6, в). Спроектируем точки этого круга на вертикальную прямую — ось ординат. Отклонения точки — проекции конца вектора на эту прямую от нулевой точки на этой прямой — есть $I_{r0} \cos \alpha$. Угол α в момент времени t можно вычислить так: если частота вращения, выраженная в периодах в секунду [1/с], есть f , то полный оборот на угол 2π радиан (360°) стрелка-вектор совершит за время $T = 1/f$, значит, скорость изменения угла α есть $2\pi f$, рад/с. Обозначив величину $2\pi f$ через ω , получим закон (1.5), а развернув колебания точки на оси ординат во времени — косинусоиду $I_r(t)$ на рис. 1.6, в. Теперь рассмотрим закон изменения $U_C(t)$. Эти колебания можно моделировать вращением с частотой f другой стрелки-вектора, повернутой относительно стрелки $I_r(t)$ на $\pi/2$ (90°) в направлении, противоположном вращению обеих стрелок. Таким образом, $U_C(t)$ изменяется по синусоиде:

$$U_C(t) = U_{C \max} \cos (\omega t - \pi/2) = U_{C \max} \sin \omega t,$$

где $U_{C \max}$ — амплитуда напряжения на емкости.

Угол сдвига между такими векторами будем называть фазовым или фазой и говорить соответственно об опережении или отставании.

нии по фазе φ . Здесь $\varphi = -\pi/2$, то есть $U_C(t)$ отстает по фазе от $I_T(t)$ на угол $\pi/2$. Действительно, напряжение на емкости запаздывает по отношению к току — это уже было видно из рассмотрения реакции на скачкообразное воздействие (см. рис. 1.5). Вместе с тем амплитуда напряжения на емкости будет пропорциональна периоду T или обратно пропорциональна частоте ω .

В линейных цепях реакцию на любое воздействие можно представить в виде суммы реакций на набор элементарных скачков, из которых надо предварительно построить входное воздействие (аппроксимировать его) так, как это было сделано на рис. 1.6, а для $I_T(t)$. Таким образом, зная реакцию цепи на скачок (рис. 1.7), можно предсказать реакцию цепи на любой тип воздействия. Другой универсальной характеристикой цепи является реакция на синусоидальный сигнал, так как реакцию на любое периодическое воздействие можно представить суммой реакций на отдельные частоты, из которых это воздействие составлено.

Теперь обратимся к схеме рис. 1.8 и, замкнув в момент времени $t = 0$ ключ, изучим изменения напряжения и тока в цепи. По определению ток в цепи в первый момент равен нулю. Это значит, что на индуктивности L будет падать все напряжение U_0 , а на R — ничего. В дальнейшем появится ток в индуктивности, но по мере его нарастания будет уменьшаться напряжение, приложенное к L . Словом, процесс аналогичен происходящему в емкостной цепи рис. 1.4, только напряжение и ток поменялись ролями. Поэтому

$$U_L(t) = U_0 \exp(-tR/L),$$

$$U_R(t) = U_0 [1 - \exp(-tR/L)],$$

а ток во всей цепи есть $U_R(t)/R$. Здесь постоянной времени оказывается величина L/R .

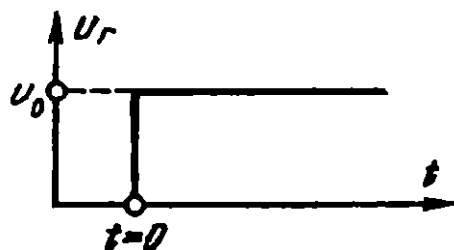


Рис. 1.7. Единичный скачок напряжения — пробный сигнал для изучения переходных процессов в электрических цепях

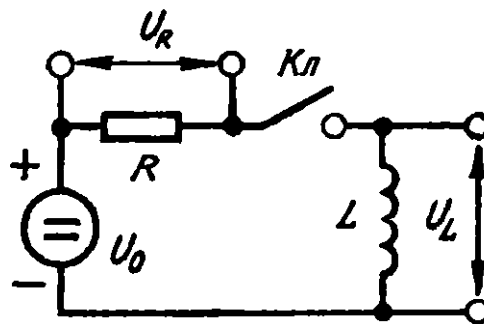


Рис. 1.8. Цепь с индуктивностью и скачкообразным подключением источника ЭДС

Рассуждения, аналогичные предыдущим, покажут, что $U_L(t)$ обгоняет по фазе $I_L(t)$. Если индуктивность нагружает генератор напряжения $U_r(t) = U_{r0} \cos \omega t$, а $R = 0$, то $U_L(t)$ опередит по фазе $I_L(t)$ на $\pi/2$ (90°). Векторная диаграмма для этого случая показана на рис. 1.9. Таким образом, из симметрии уравнений (1.1) и (1.2) следует глубокая симметрия в свойствах емкостных и индуктивных проводимостей. Для амплитуд синусоидального сигнала можно говорить о соблюдении закона Ома (при данной частоте). Действительно, чтобы получить амплитудное значение колебаний, то есть вычислить длину вектора $U_{C \text{ макс}}$ на рис. 1.6, в, надо амплитуду тока I_{r0} умножить на $1/\omega C$. Итак, можно определять амплитуды синусоидальных сигналов, рассматривая только зависимость их от частоты:

$$U_{C \text{ макс}} = |U_C(\omega)| = |I_C(\omega)| / \omega C = I_{r0} / \omega C. \quad (1.6)$$

Аналогично для индуктивности получим:

$$I_{L \text{ макс}} = |I_L(\omega)| = |U_L(\omega)| / \omega L = U_{r0} / \omega L. \quad (1.7)$$

Здесь прямые скобки означают, что рассматриваются длины соответствующих векторов, то есть их модули или абсолютные величины, равные амплитудам напряжений и токов без учета фазовых соотношений. Величины $1/\omega C$ и ωL играют роль сопротивлений, поэтому их естественно назвать модулями реактивных сопротивлений $|Z_C(\omega)| = 1/\omega C$, $|Z_L(\omega)| = \omega L$, но эти соотношения ничего не говорят о фазах колебаний. Заметим, что если векторы I_C и U_L на векторных диаграммах повернуть, то есть задать входным воздействиям ненулевой фазовый угол, то и векторы, изображающие выходные реакции (U_C и I_L соответственно), повернутся на тот же угол. Вместе с тем фазовые сдвиги $-\pi/2$ и $\pi/2$, получившиеся на диаграммах рис. 1.6, в и 1.9, сохранятся. Они представляют собой характеристики реактивных сопротивлений Z , поэтому Z также разумно представить в виде векторов.

Таким образом, гармонические сигналы данной частоты и реактивные сопротивления можно представить векторами на плоскости со следующим правилом умножения: модули (длины) перемножаются, а фазовые углы складываются.

Правила суммирования реактивных сопротивлений (проводимостей) можно свести к следующим: при последовательном соединении по правилу параллелограмма складываются сопротивления, а

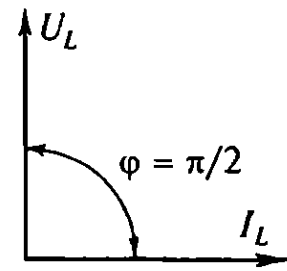


Рис. 1.9. Векторная диаграмма при синусоидальном воздействии на индуктивность

при параллельном — проводимости. Аналогично: токи параллельно соединенных генераторов тока или последовательно включенных генераторов напряжения также складываются по правилу параллелограмма.

Эти правила в точности соответствуют правилам сложения комплексных чисел, если их представлять в виде точек — вершин векторов на плоскости, а поэтому можно написать формулы (1.6) и (1.7), введя мнимую единицу, то есть представив $U_C(\omega)$, $I_C(\omega)$, $Z_C(\omega)$, $I_L(\omega)$, $U_L(\omega)$ и $Z_L(\omega)$ как функции комплексной переменной $j\omega$, где $j = (-1)^{1/2}$ — мнимая единица:

$$U_C(j\omega) = I_C(j\omega) / j\omega C, \quad (1.8)$$

$$I_L(j\omega) = U_L(j\omega) / j\omega L. \quad (1.9)$$

Здесь введение аргумента $j\omega$ вместо ω означает, что учтены и модуль (длина вектора на диаграммах рис. 1.6, б и 1.9) соответствующей величины, и фазовый угол.

Преобразовав $Z_C = 1/j\omega C = -j / \omega C$, можно видеть, что и Z_C и $Z_L = j\omega L$ — чисто мнимые величины: они не имеют действительных частей, но имеют разные знаки, поскольку «разворачивают» векторы токов и напряжений в разные стороны. Удобство такого представления проводимостей в том, что можно обращаться с Z_C , Z_L и R как с обычными алгебраическими величинами, складывая их, умножая и т. д. Тем самым можно вычислять полные проводимости и сопротивления RLC -цепей по формулам для чисто активных цепей.

Например, параллельное соединение конденсатора C и резистора R дает:

$$Z = (R/j\omega C) / (R + 1/j\omega C) = R / (j\omega RC + 1), \quad (1.10)$$

откуда [при вычислениях необходимо умножение числителя и знаменателя (1.10) на величину $(1 - j\omega RC)$, называемую комплексно-сопряженной знаменателю] получаем

$$|Z| = R / (1 + \omega^2 R^2 C^2)^{1/2}. \quad (1.11)$$

Частота $\omega_c = 1/RC$ называется сопрягающей. Если $\omega \ll \omega_c$, то $|Z| \cong R$, так как $\omega^2 R^2 C^2 \ll 1$. Если $\omega \gg \omega_c$, то $\omega^2 R^2 C^2 \gg 1$ и $|Z| \cong 1/\omega C$. При $\omega = \omega_c$ $|Z| = R/2^{1/2}$.

Если через Z протекает синусоидальный ток, то напряжение на Z окажется сдвинутым по фазе на угол, тангенс которого есть отношение мнимой к действительной части Z . Нетрудно подсчитать, что этот угол $\varphi = \arctg(-\omega RC)$ — емкость вызывает запаздывание напряжения

по отношению к току, и φ оказывается, как и следовало ожидать, отрицательным. При $\omega = \omega_c$ получаем $\varphi = -\pi/4$ (так как $\operatorname{tg} \varphi = -1$), при $\omega \ll \omega_c$ $\varphi \cong 0$, а при $\omega \gg \omega_c$ $\varphi \rightarrow -\pi/2$ (так как $\operatorname{tg} \varphi \rightarrow -\infty$).

1.2. Линейные звенья электронных устройств и их характеристики

Линейными называются звенья (схемы и цепи), параметры которых не зависят от величины протекающего по ним тока и, соответственно, от приложенного к ним напряжения. Схема или система, состоящая из линейных звеньев, также линейна. Абсолютно линейных объектов в природе не бывает, но в большинстве случаев удается в определенных пределах и с необходимой точностью рассматривать электронные звенья и системы как линейные.

Отношение выходного напряжения звена или схемы к напряжению на входе

$$K(j\omega) = U_{\text{вых}}(j\omega) / U_{\text{вх}}(j\omega) \quad (1.12)$$

называется (комплексным) передаточным коэффициентом звена или схемы, а его модуль $|K(j\omega)|$ — коэффициентом усиления (в случае пассивных цепей это чаще коэффициент ослабления, но для схем, усиливающих сигнал это название справедливо). По теореме Пифагора величина $|K(j\omega)|$ есть

$$|K(j\omega)| = \{\operatorname{Re}[K(j\omega)] + \operatorname{Im}[K(j\omega)]\}^{1/2}, \quad (1.13)$$

где символ Re означает действительную часть $K(j\omega)$, а Im — его мнимую часть.

Зависимость $|K(j\omega)|$ от частоты ω называют амплитудно-частотной характеристикой АЧХ звена (схемы). Для простоты записи далее АЧХ будет обозначаться $K(\omega) = |K(j\omega)|$. АЧХ, построенную в двойном логарифмическом масштабе, называют логарифмической амплитудно-частотной характеристикой ЛАЧХ. При построении ЛАЧХ $K(\omega)$ обычно выражают в децибелах:

$$K(\omega) [\text{дБ}] = 20 \lg_{10} |K(j\omega)| = 20 \lg_{10} K(\omega). \quad (1.14)$$

Сдвиг фазы сигнала $U_{\text{вых}}(j\omega)$ относительно $U_{\text{вх}}(j\omega)$ равен

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \{\operatorname{Im}[K(j\omega)] / \operatorname{Re}[K(j\omega)]\} \quad (1.15)$$

и называется фазо-частотной характеристикой ФЧХ звена.

Одним из следствий основной теоремы алгебры о корнях линейного уравнения n -й степени является тот факт, что любую ли-

нейную схему можно представить в виде конечной комбинации элементарных звеньев и цепей. При последовательном соединении звеньев их передаточные коэффициенты перемножаются, при параллельном — складываются (рис. 1.10). При расчетах соединений звеньев следует не забывать, что они нагружают друг друга и таким образом взаимно влияют на передаточные коэффициенты.

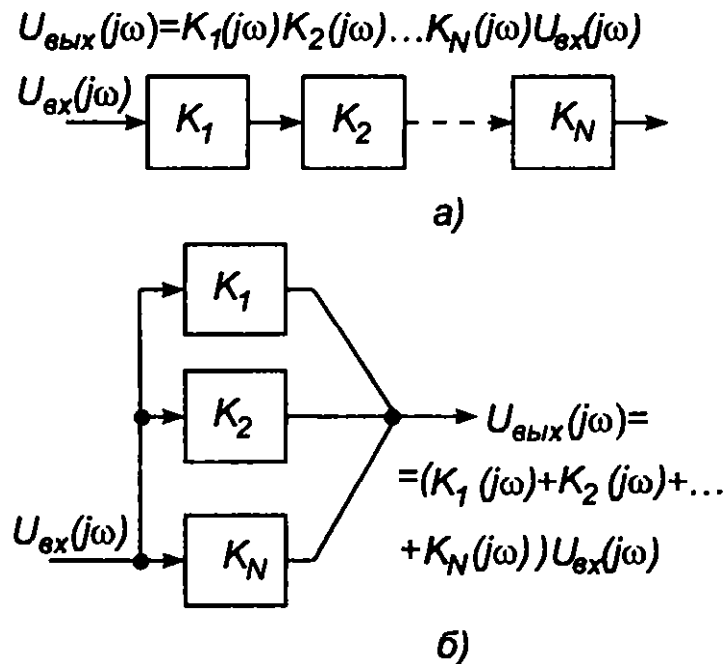


Рис. 1.10. Последовательное (а) и параллельное (б) соединение электронных цепей

Апериодическое звено

Схемы апериодических звеньев показаны на рис. 1.11, а и б. Выходное напряжение звена рис. 1.11, а рассчитывается обычным образом:

$$U_{\text{вых}}(j\omega) = U_{\text{вх}}(j\omega) (1/j\omega C) / (R + 1/j\omega C) = U_{\text{вх}}(j\omega) / (1 + j\omega T),$$

где $T = RC$. Для схемы рис. 1.11, б получим тот же результат, но $T = L/R$. Следовательно, передаточный коэффициент звена

$$K(j\omega) = 1/(1 + j\omega T). \quad (1.16)$$

Действуя так же как при выводе формулы (1.11), получим

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= (1 - j\omega T) / (1 + j\omega T)(1 - j\omega T) = \\ &= [1/(1 + \omega^2 T^2)] - j[\omega T / (1 + \omega^2 T^2)]. \end{aligned}$$

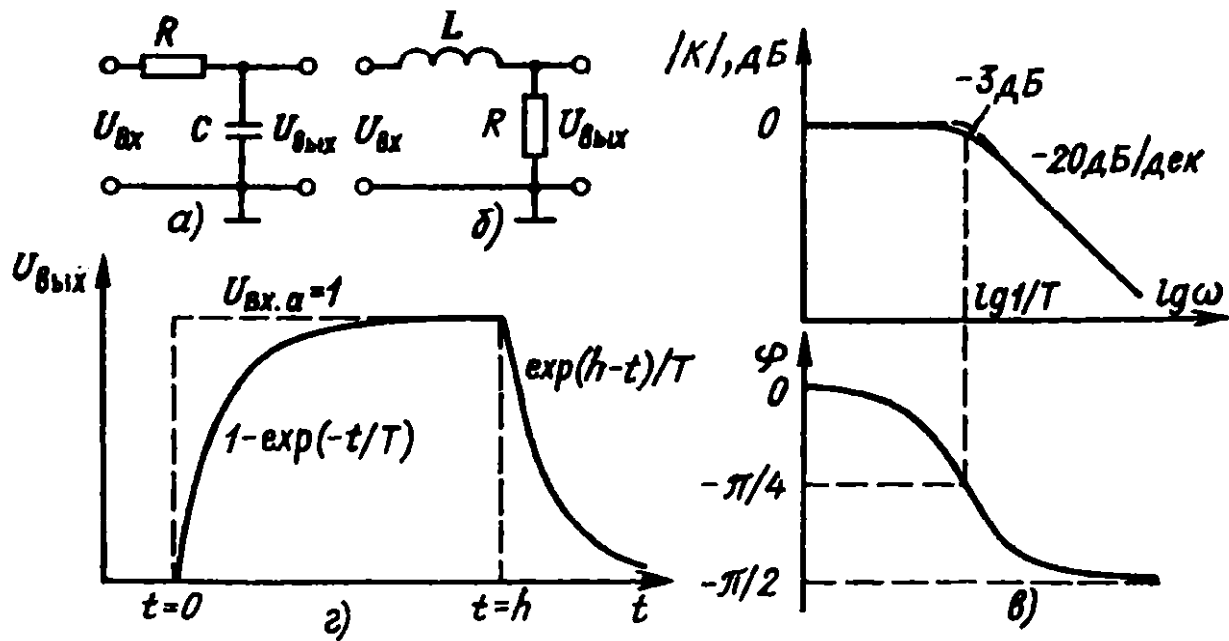


Рис. 1.11. Аперидическое звено: *a* и *б* — схемы; *в* — частотные характеристики; *г* — реакция на входное воздействие в виде прямоугольного импульса напряжения с единичной амплитудой $U_{вх.а}$

Таким образом действительная и мнимая части $K(j\omega)$ есть

$$\text{Re}[K(j\omega)] = 1/(1 + \omega^2 T^2) \text{ и } \text{Im}[K(j\omega)] = -\omega T / (1 + \omega^2 T^2),$$

где Re — символ действительной части, а Im — символ мнимой части. Используя (1.13) и (1.15), получаем

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = 1/(1 + \omega^2 T^2)^{1/2};$$

и

$$\varphi(\omega) = \text{arctg}(-\omega T).$$

Частотные характеристики аперидического звена показаны на рис. 1.11, *в*. Полоса пропускания аперидического звена — плоская часть ЛАЧХ — слева не ограничена, но, начиная с круговой частоты $\omega_c = 1/T$, начинается спад $K(\omega)$ с наклоном -20 дБ/дек . (дек. — сокращение от «декада», что означает десятикратное увеличение частоты). Эта частота называется сопрягающей, так как на ней горизонтальная, плоская часть ЛАЧХ переходит в наклонную. В данном случае угловая частота ω_c одновременно является верхней границей полосы пропускания звена. Соответствующая ей частота называется верхней граничной частотой

$$f_{гр.в} \cong 2\pi\omega_c.$$

На этой частоте $K(\omega_c) = 1/2^{1/2} \cong -3 \text{ дБ}$ и $\varphi(\omega_c) = -\pi/4 = -45^\circ$.

Реакция апериодического звена на скачкообразное воздействие рис. 1.7 была рассмотрена выше [см. (1.3)]. На рис. 1.11, *г* показана реакция звена на прямоугольный импульс.

Квазидифференцирующее и дифференцирующее звенья (рис. 1.12).

Названия этих звеньев связаны с тем, что их выходное напряжение прямо пропорционально производной входного сигнала по времени

$$U_{\text{вых}} \sim dU_{\text{вх}} / dt.$$

Выходное напряжение звена рис. 1.12, *а* есть

$$U_{\text{вых}}(j\omega) = U_{\text{вх}}(j\omega)R / (R + 1/j\omega C) = U_{\text{вх}}(j\omega)[j\omega T / (1 + j\omega T)],$$

где $T = RC$. В случае схемы рис. 1.12, *б* $T = L/R$. Передаточный коэффициент звена

$$K(j\omega) = j\omega T / (1 + j\omega T). \quad (1.17)$$

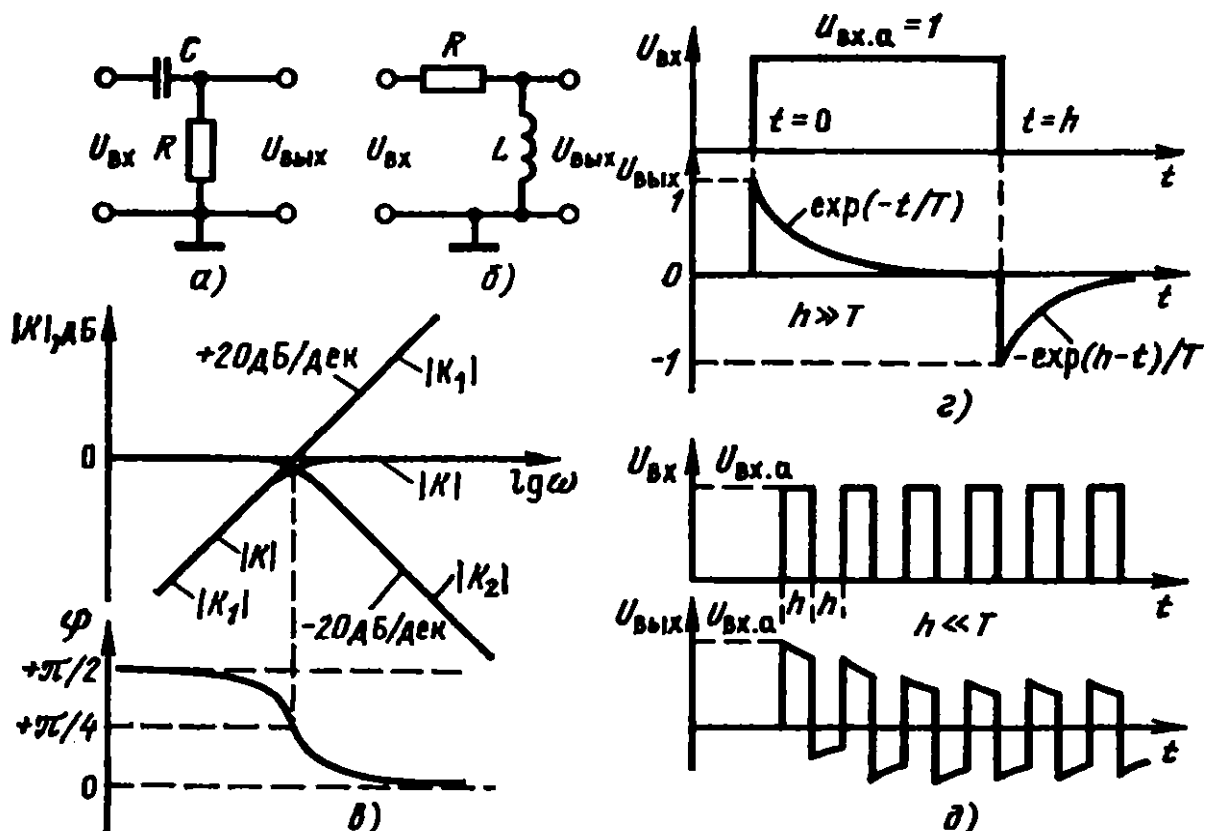


Рис. 1.12. Квазидифференцирующее звено: *а* и *б* — схемы; *в* — частотные характеристики; *г* — реакция на входное воздействие в виде прямоугольного импульса напряжения; *д* — реакция на последовательность импульсов

Разделяя действительную и мнимую части $K(j\omega)$, получим

$$K(j\omega) = [j\omega T(1 - j\omega T) / (1 + j\omega T)(1 - j\omega T)] = \\ = [\omega^2 T^2 / (1 + \omega^2 T^2)] + j[\omega T / (1 + \omega^2 T^2)],$$

$$\operatorname{Re}[K(j\omega)] = \omega^2 T^2 / (1 + \omega^2 T^2) \text{ и } \operatorname{Im}[K(j\omega)] = \omega T / (1 + \omega^2 T^2),$$

откуда

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \omega T / (1 + \omega^2 T^2)^{1/2} \quad (1.18)$$

и

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}(1/\omega T). \quad (1.19)$$

На рис. 1.12, *в* показаны ЛАЧХ и ФЧХ квазидифференцирующего звена. Его полоса пропускания ограничена снизу сопрягающей частотой $\omega_c = 1/T$, и частота

$$f_{\text{гр.н}} \cong 1/2\pi\omega_c$$

называется нижней граничной частотой, причем $K(\omega_c) = 1/2^{1/2} \cong \cong -3$ дБ и $\varphi(\omega_c) = \pi/4 = 45^\circ$.

Реакция квазидифференцирующего звена на скачкообразное входное воздействие рис. 1.7 выражается формулой

$$U_{\text{вых}}(t) = U_0 \exp(-t/T)$$

и показана на рис. 1.12, *г*.

Присмотревшись к (1.17), можно заметить, что квазидифференцирующее звено формально можно рассматривать как последовательное соединение звена с передаточным коэффициентом

$$K_1(j\omega) = j\omega T \quad (1.20)$$

и апериодического звена (1.16) с передаточным коэффициентом K_2 и постоянной времени T . Звено с передаточным коэффициентом (1.20) называется дифференцирующим, так как формально его выход и вход связаны точным соотношением $U_{\text{вых}} = dU_{\text{вх}} / dt$. ЛАЧХ дифференцирующего звена показана на рис. 1.12, *в*. ЛАЧХ представляет собой прямую с наклоном 20 дБ/дек., а ФЧХ — постоянная, равная $\pi/2$. Сумма ЛАЧХ дифференцирующего и апериодического звена, как и следовало ожидать, есть ЛАЧХ квазидифференцирующего звена, также как сумма их ФЧХ есть ФЧХ этого звена.

Физически реализовать одиночное дифференцирующее звено невозможно — это было бы равносильно способности точного предсказания будущего для любого процесса.

Форсирующее звено (рис. 1.13)

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = K_1(1 + \omega^2 T_0^2)^{1/2} / (1 + \omega^2 T^2)^{1/2}; \quad (1.21)$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}(\omega T_0) + \operatorname{arctg}(-\omega T), \quad (1.22)$$

где $K_1 = R / (R + R_0)$; $T_0 = R_0 C$ и $T = R_0 R C / (R_0 + R)$. Переходный процесс при скачке на входе имеет вид:

$$U_{\text{вых}}(t) = U_0 [R / (R + R_0) + R_0 \exp(-t/T) / (R + R_0)]. \quad (1.23)$$

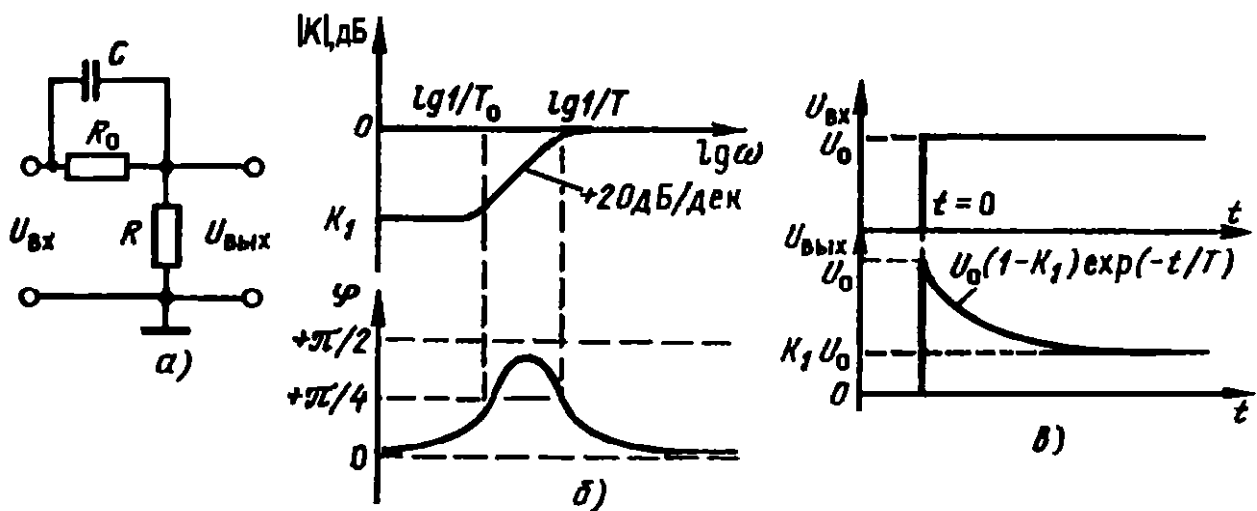


Рис. 1.13. Форсирующее звено (а), его частотные (б) и переходная (в) характеристики

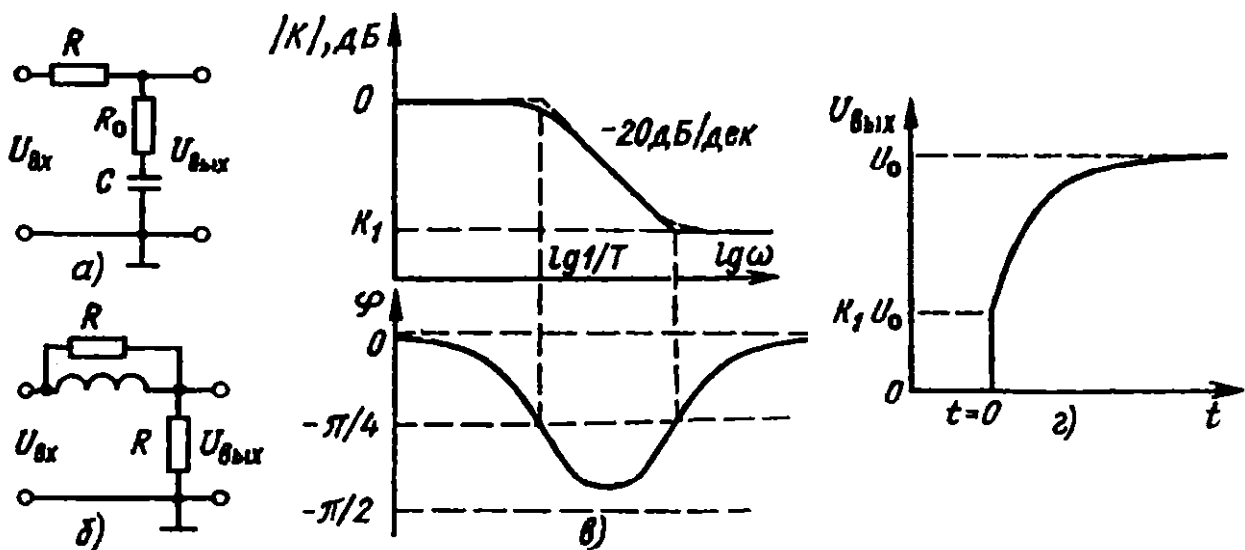


Рис. 1.14. Интегрирующее звено: а, б — схемы; в — частотные характеристики; г — реакция на воздействие рис. 1.7

Интегрирующее звено (рис. 1.14)

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = (1 + \omega^2 T_0^2)^{1/2} / (1 + \omega^2 T^2)^{1/2}; \quad (1.24)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg(\omega T_0) + \arctg(-\omega T), \quad (1.25)$$

где $T_0 = R_0 C$ и $T = T_0 + RC$. Переходный процесс при скачке на входе имеет вид:

$$U_{\text{вых}}(t) = U_0 \{1 - [R / (R + R_0)] \exp(-t/T)\}. \quad (1.26)$$

Интегрирующее звено

Интегрирующее звено может быть образовано источником тока, заряжающим емкость [см. (1.4)]. Передаточный коэффициент интегрирующего звена

$$K(j\omega) = 1/j\omega T \quad (1.27)$$

и, следовательно, $K(\omega) = 1/\omega T$ и $\varphi(\omega) = -\pi/2$, где T называется постоянной времени интегрирования. ЛАЧХ интегрирующего звена показана на рис. 1.15.

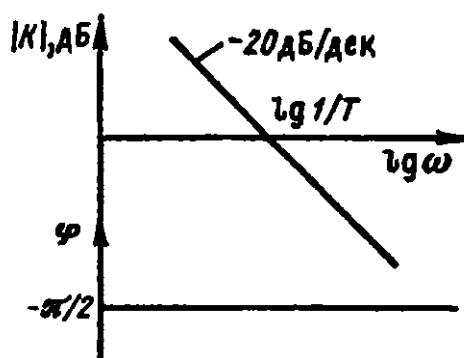


Рис. 1.15. ЛАЧХ интегрирующего звена

Звенья второго порядка — резонансное и колебательное звено (рис. 1.16)

Рассмотренные выше звенья есть звенья 1-го порядка. Максимальный рост или спад $K(\omega)$ у этих звеньев ± 20 дБ/дек., их АЧХ может изменяться пропорционально первой степени ω , а вносимый ими фазовый сдвиг находится в пределах $\pm \pi/2$.

Элементарные звенья второго порядка, у которых АЧХ может изменяться пропорционально ω^2 (наклон ЛАЧХ до ± 40 дБ/дек.), а фазовый сдвиг достигать $\pm \pi$, могут быть реализованы с использованием колебательных контуров.

Для «идеальных» параллельного и последовательного колебательных контуров значения комплексного сопротивления Z на резонансной частоте становятся соответственно бесконечно большим и бесконечно малым, так как векторы полных проводимостей и сопротивлений L и C в этих цепях на резонансной частоте оказываются равными и направленными в противоположные стороны. Когда контур включен в цепь, содержащую активные сопротивления, то возбужденные в нем колебания затухают из-за потерь, которые характеризуются декрементом затухания ξ .

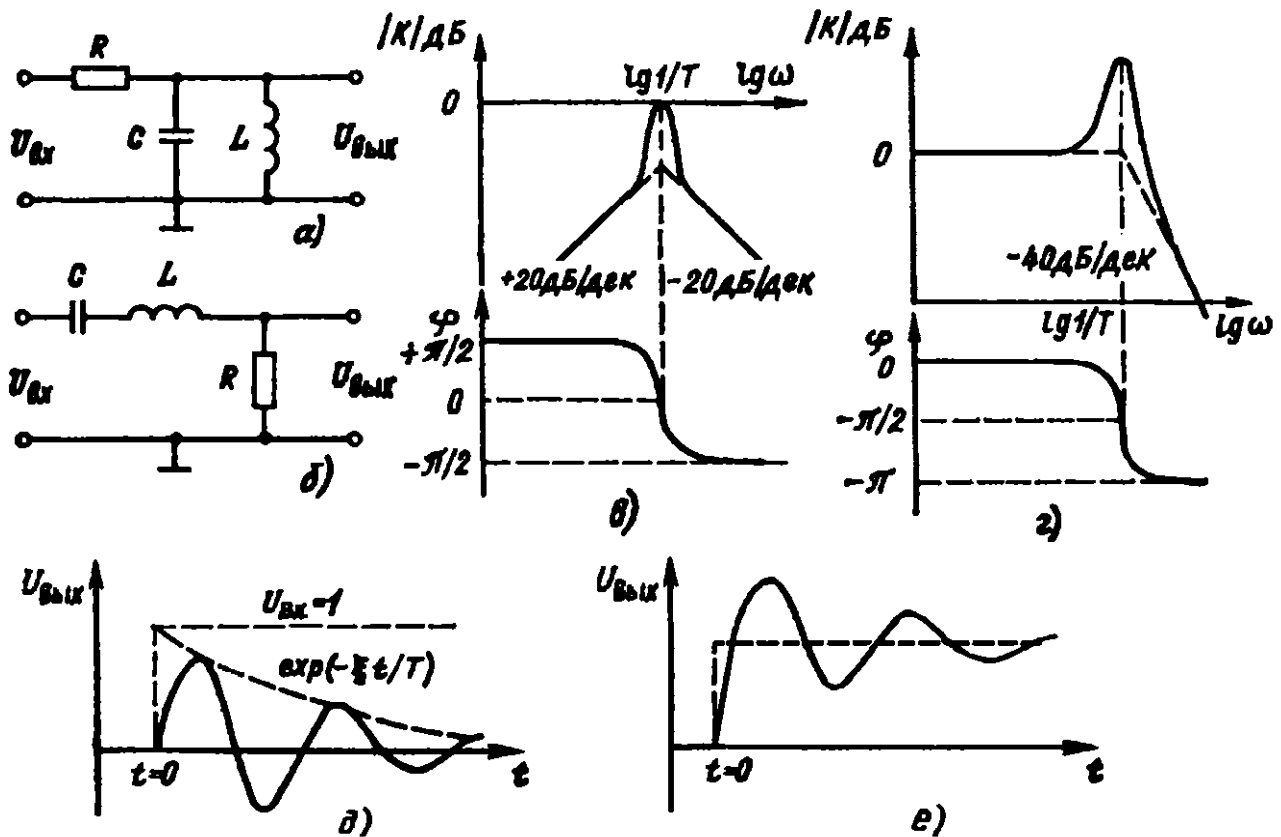


Рис. 1.16. Резонансное и колебательное звенья: а и б — схемы резонансного звена с параллельным и последовательным колебательными контурами соответственно; в — ЛАЧХ и ФЧХ резонансного звена; г — ЛАЧХ и ФЧХ колебательного звена; д и е — реакция резонансного и колебательного звеньев на входное воздействие в виде прямоугольного импульса напряжения с единичной амплитудой

Для резонансных звеньев рис. 1.16, а и б комплексный коэффициент передачи можно представить в виде:

$$K(j\omega) = j\omega 2\xi T / (1 - \omega^2 T^2 + j\omega 2\xi T), \quad (1.28)$$

где $T = (LC)^{1/2}$ и $\xi = L/2RT = (L/C)^{1/2}/2R$ для параллельного (рис. 1.16, а) и $\xi = RC/2T$ для последовательного (рис. 1.16, б) контура. Из (1.28) следует:

$$K(\omega) = 2\xi\omega T / [(1 - \omega^2 T^2)^2 + 4\xi^2\omega^2 T^2]^{1/2}; \quad (1.29)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg [(1 - \omega^2 T^2)/2\xi\omega T]. \quad (1.30)$$

На резонансной частоте контура $\omega_p = 1/(LC)^{1/2}$ значение $K(\omega)$ максимально и равно $K(\omega_p) = 1$, а $\varphi(\omega_p) = 0$.

Резонансное звено можно представить как последовательное соединение дифференцирующего звена с $K(j\omega) = j\omega 2\xi T$ и колебательного звена:

$$K(j\omega) = 1/(1 - \omega^2 T^2 + j\omega 2\xi T). \quad (1.31)$$

Звенья второго порядка сохраняют резонансные свойства, если $\xi < 1$. При $\xi \geq 1$ знаменатель в формулах (1.28) и (1.31) раскладывается на множители первого порядка, и резонансное звено превращается в последовательное соединение квазидифференцирующего и двух апериодического звеньев, а колебательное звено — в последовательное соединение двух апериодических звеньев. Реакция резонансного звена на скачок (при $\xi < 1$) имеет вид:

$$U_{\text{вых}}(t) = [2\xi / (1 - \xi^2)^{1/2}] \exp(-\xi t/T) \sin [t(1 - \xi^2)^{1/2}/T]. \quad (1.32)$$

Звено задержки (чистого запаздывания)

Это звено описывает ситуацию, когда сигнал без искажения передается с задержкой во времени τ . Для этого звена

$$K(j\omega) = \exp(-j\omega\tau); \quad (1.33)$$

$$K(\omega) = 1;$$

$$\varphi(\omega) = -\omega\tau. \quad (1.34)$$

Усилительное звено

Усилительное звено умножает сигнал на заданное число (коэффициент усиления), никак не влияя на его форму, то есть $K(\omega) = K = \text{const}$ и $\varphi(\omega) = 0$.

Подобно дифференцирующему звену это звено «в чистом виде» не реализуемо, а всегда находится в комбинации с другими звеньями. При $K > 1$ усилительное звено всегда требует подключения внешнего источника энергии.

1.3. Свойства реальных пассивных компонентов

Свойства реальных компонентов — резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности могут существенно отличаться от их идеальных моделей. Эти отличия зависят от технологии, материала и условий эксплуатации.

Резисторы, помимо активного сопротивления, обладают ощутимой на высоких частотах проходной емкостью, включенной параллельно активному сопротивлению и составляющей от сотых долей до единиц пикофарад. Лакопленочные и иные резисторы, в которых используются сплошные слои проводящего материала, почти не имеют собственной индуктивности, и ею можно пренебречь вплоть до частот в сотни мегагерц, но между их проводящим слоем и дру-

гими частями схемы образуются паразитные конденсаторы с емкостями до нескольких пикофарад. Как правило, эти емкости больше, чем проходные. Другой недостаток резисторов этих типов — сильная зависимость активного сопротивления от времени, температуры и влажности. Обычно сопротивления резисторов не выходят из пределов, оговоренных в технических условиях, но нельзя применять их в устройствах, рассчитанных на меньшие отклонения. Например, если расчетное значение сопротивления резистора 10 кОм при допустимом отклонении ± 100 Ом (т. е. $10 \text{ кОм} \pm 1\%$), то не следует брать резисторы МЛТ или аналогичные им с номиналом 10 кОм $\pm 10\%$ и отбирать среди них тот, сопротивление которого укладывается в диапазон 9,9—10,1 кОм. Дело в том, что уже в процессе пайки сопротивление резистора «уйдет» значительно больше, чем на 100 Ом, и шансы, что оно «вернется», весьма невелики.

Проволочные резисторы обладают значительно большей температурной и временной стабильностью, но у них больше паразитные емкости и значительны паразитные индуктивности. Для уменьшения последних прибегают к так называемой бифилярной (встречной) намотке проволоки на каркас, однако снизить индуктивность до уровня пленочных сопротивлений не удается. Вместе с тем в цепях, где точность и стабильность активных элементов имеют решающее значение, проволочные резисторы незаменимы.

Реальные конденсаторы еще больше отличаются от идеала, чем резисторы. Прежде всего, у них есть сопротивление утечки, шунтирующее емкость. Для высококачественных конденсаторов (например, слюдяных, фторопластовых, керамических и т. п.) собственные утечки составляют при малой влажности и нормальной температуре гигаомы ($1 \text{ ГОм} = 10^9 \text{ Ом}$) и в большей мере зависят от состояния поверхности корпуса или монтажной платы, чем от диэлектрика. Изготовление высококачественных конденсаторов, больших, чем единицы мкФ, с приемлемыми габаритами и стоимостью — пока не решенная задача. Конденсаторы с большими емкостями, например электролитические, имеют сопротивления утечек в сотни, иногда — десятки килоом, но зато могут иметь емкость до десятков и сотен тысяч мкФ. Промежуточное положение занимают бумажные и пленочные конденсаторы. Последние типы конденсаторов имеют еще одну существенную особенность — абсорбцию заряда. Часть носителей заряда в этих конденсаторах оказывается химически связанной с материалом диэлектрика. Это создает эффект нелинейного разряда и кажущегося увеличения емкости: после как будто полного разряда емкости через некоторое время на ней снова появляется напряжение. Например, если заряженный до номинального напряже-

ния электролитический конденсатор разрядить, замкнув его контакты на несколько секунд, то спустя еще несколько секунд после размыкания обнаружим на нем напряжение в несколько процентов от первоначального. Явление абсорбции и другие физико-химические явления в конденсаторах создают эффект паразитной RL -цепи, включенной последовательно с емкостью и имеющей индуктивность в несколько десятков мкГ и сопротивление порядка долей Ом.

Катушки индуктивности, не имеющие ферромагнитных сердечников, могут быть достаточно близки к идеальной индуктивности, но даже в них сопротивление провода играет роль. В дросселях с сердечниками нелинейность последних приводит к тому, что отличия от идеальной индуктивности оказываются очень существенными. Другая особенность, вносимая сердечниками, — потери энергии на их перемагничивание и на вихревые токи Фуко в них. Эта энергия в конечном счете обращается в тепловую и ведет к нагреву сердечника. Последнее обстоятельство во многом определяет КПД и качество трансформаторов.

1.4. Основные свойства *p-n*-переходов. Полупроводниковые диоды и их разновидности

Полупроводниковый диод представляет собой простейший прибор, основанный на свойствах *p-n*-перехода. Переход в теле монокристалла полупроводника образуется путем диффузии в него примесей, способных отдавать электроны (увеличивать концентрацию свободных электронов) или отбирать их (то есть создавать подвижные вакансии для электронов в кристаллической решетке — дырки). Эти примеси соответственно называются донорными или акцепторными. Схематично *p-n*-переход показан на рис. 1.17, *a*. В полупроводнике типа *p* имеются в избытке свободные положительные заряды — дырки, которые ведут себя как положительно заряженные частицы. В полупроводнике типа *n* преобладают свободные электроны, несущие отрицательные заряды. На границе слоев за счет теплового движения (диффузии) часть дырок переходит из слоя *p* в слой *n*, и наоборот, некоторые электроны попадают из слоя *n* в слой *p*. При этом слой *p* возле перехода получает избыточный отрицательный заряд, а слой *n* — положительный. Возникает контактная разность потенциалов $\Delta\varphi_k$ (диффузионный потенциал, потенциальный барьер), препятствующая этому процессу. Часть дырок под действием электрического поля возвращается в слой *p*, а часть элек-

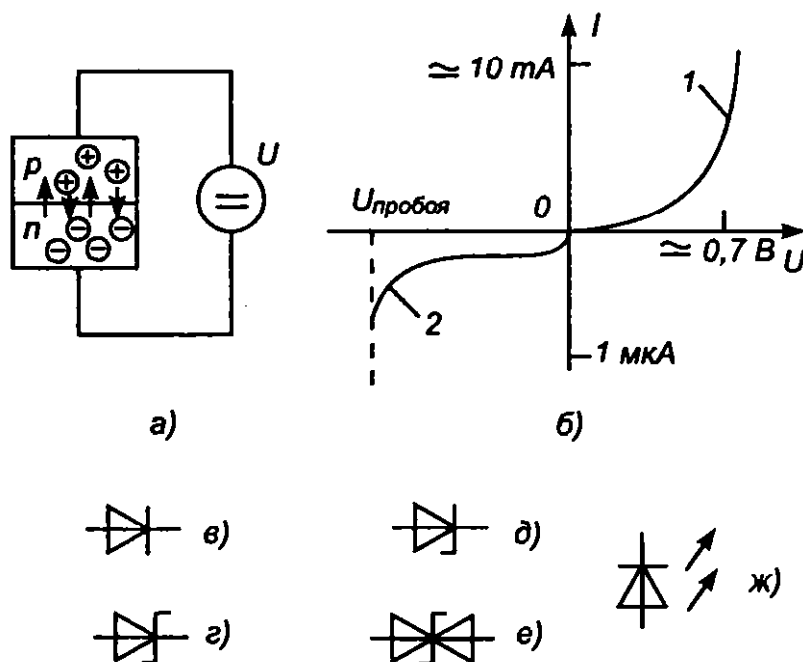


Рис. 1.17. Схематическое изображение структуры p - n -перехода (а), вольтамперная характеристика p - n -перехода (б), где 1 — прямая и 2 — обратная ветви вольтамперной характеристики, и условные обозначения полупроводниковых диодов: в — обычный диод; г — диод Шоттки; д — стабилитрон; е — двуханодный стабилитрон; ж — светодиод. Обратите внимание на разницу масштабов прямой и обратной ветви вольтамперной характеристики

тронов — в слой n . Образуется динамическое равновесие из-за постоянного движения носителей зарядов через переход.

Если к p - n -переходу приложено внешнее напряжение в прямом направлении (плюс к слою p и минус к слою n), то это напряжение, скомпенсировав контактную разность потенциалов, создаст прямой ток через переход. Когда напряжение приложено в обратном направлении, оно увеличивает потенциальный барьер, и проводимость перехода становится весьма малой.

Модель p - n -перехода Молла — Эберса дает выражение для тока I через переход в виде:

$$I = I_0 [\exp (U / \varphi_0) - 1] \quad (1.35)$$

где I_0 — тепловой ток перехода; U — падение напряжения на переходе; φ_0 — температурный потенциал, равный примерно 25 мВ при 20 °C:

$$\begin{aligned} \varphi_0 &\cong 87 [\text{мкВ/град}] \cdot \Theta [\text{град К}] \cong \\ &\cong 23,5 \text{ мВ} + 0,087 \cdot \Theta [\text{град С}] \text{ мВ}. \end{aligned} \quad (1.35a)$$

Здесь в первом случае температура Θ выражена в градусах Кельвина (абсолютная температура), а во втором — в градусах Цельсия.

Ток I_0 мал: для кремниевых *p-n*-переходов он составляет обычно доли или единицы нА, для германиевых — мкА. Поэтому для прямой ветви характеристики *p-n*-перехода $\exp(U/\phi_0) \gg 1$, и обычно (1.35) пишут в виде

$$I = I_0 \exp(U/\phi_0). \quad (1.36)$$

Уравнение (1.35) хорошо описывает поведение *p-n* переходов в области малых и средних прямых токов, где собственные сопротивления слоев не играют существенной роли. Из этого уравнения следует, что уже при небольшом обратном смещении ток через *p-n*-переход практически не зависит от U и равен I_0 . Это утверждение близко к истине для германия. Однако в кремниевых *p-n*-переходах обратный ток определяется не столько составляющей I_0 , сколько током термогенерации, зависящим от обратного напряжения:

$$I_T = I_{T\text{ном}} (U/U_{\text{ном}})^{1/2}, \quad (1.37)$$

где $I_{T\text{ном}}$ — ток термогенерации при номинальном обратном напряжении $U_{\text{ном}}$ (здесь и далее: номинальный режим есть режим типовых испытаний, указанный в паспортных данных).

Ток I_T вызывается появлением свободных носителей за счет тепловой энергии и их ускорением под действием U . При повышении обратного напряжения на переходе именно рост I_T определяет пробой перехода. Обычно I_T в кремнии больше I_0 в 10^3 — 10^4 раз, а в германии — наоборот, $I_T \ll I_0$. Таким образом, вольтамперная характеристика кремниевого перехода имеет вид, показанный на рис. 1.17, б.

Прямой ток через *p-n*-переход определяется носителями заряда, неосновными для того слоя, куда они проникают. В процессе движения через слой полупроводника эти носители сталкиваются с основными носителями данного слоя, имеющими противоположный заряд, и рекомбинируют, то есть взаимно с ними уничтожаются (как носители заряда). Рекомбинация носителей характеризуется средней длиной пробега неосновных носителей (диффузионной длиной) или средним временем жизни носителей. При рекомбинации выделяется энергия в виде излучения. В некоторых случаях это излучение может находиться в области видимого света — в этом принцип действия светоизлучающих диодов, широко используемых для индикации и других целей.

Если концентрации основных носителей в слоях *p* и *n* различны (а, следовательно, различаются соответствующим образом и проводимости слоев), то *p-n*-переход оказывается смещен от границы между слоями в сторону высокоомного слоя. При разнице между концентрациями носителей прямой ток через переход практически

определяется инжекцией («впрыскиванием») основных носителей низкоомного слоя в высокоомный. Низкоомный слой, имеющий высокую концентрацию носителей, служит поставщиком зарядов для тока. Такой низкоомный слой называется эмиттером (создающим эмиссию носителей), а высокоомный слой — базой. Именно по такому принципу строятся полупроводниковые выпрямительные и универсальные диоды. Низкоомный эмиттер «ответственен» за хорошую прямую проводимость, а высокоомная база — за способность выдерживать обратное напряжение. В наиболее быстродействующих диодах — диодах Шоттки — в качестве эмиттера выступает металл.

Если обратное напряжение, приложенное к p - n -переходу, превосходит некоторое предельное значение, то возникает пробой перехода. Различают несколько типов пробоя: полевой, подобный пробую диэлектрика в конденсаторе, лавинный, вызываемый лавинообразным нарастанием числа носителей, проходящих через переход, и, наконец, зенеровский пробой. При лавинном пробое энергии одного носителя в среднем становится достаточно, чтобы вызвать при соударении с атомом кристаллической решетки появление более чем одного вторичного носителя (это и есть пробой, вызываемый I_T). В принципе механизмы всех типов пробоя сходны, однако зенеровский пробой отличается тем, что при внешнем ограничении тока через переход последний не разрушается, и на нем устанавливается напряжение, равное напряжению пробоя. На этом основано построение кремниевых стабилитронов — диодов, имеющих фиксированный уровень пробоя в обратном направлении и используемых в качестве источников стабильного электрического напряжения. Помимо обычных стабилитронов, выпускаются в виде отдельных приборов двуханодные стабилитроны, состоящие из двух встречно включенных стабилитронов и имеющие симметричную характеристику пробоя.

Обратный ток p - n -перехода вне области пробоя есть сумма теплового тока I_0 , тока термогенерации I_T и непредсказуемых токов утечки, возникающих вследствие технологического загрязнения. При соблюдении технологических норм токи утечки малы. Тепловой ток I_0 и ток термогенерации I_T сильно зависят от температурного потенциала ϕ_0 , а потому и от температуры Θ . У германиевых p - n -переходов I_0 увеличивается вдвое при нагреве перехода на каждые 10°C , у кремниевых p - n -переходов I_0 удваивается при нагреве на 5°C . Примерно так же, как I_0 германиевых, зависит от температуры ток I_T кремниевых p - n -переходов. А так как обратные токи $I_{\text{обр}}$ германиевого и кремниевого переходов примерно равны соответ-

венно I_0 и I_T , то и зависимости этих обратных токов от температуры примерно одинаковы:

$$I_{\text{обр}} = I_0 + I_T \cong I_{\text{обр ном}} 2^{\Delta\Theta/10}, \quad (1.38)$$

где для кремния $I_0 \ll I_T$, а для германия $I_0 \gg I_T$; $I_{\text{обр ном}}$ — номинальный обратный ток при номинальной температуре $\Theta_{\text{ном}}$ (обычно $\Theta_{\text{ном}} = 20$ или 25 °C); $\Delta\Theta = \Theta - \Theta_{\text{ном}}$. Падение напряжения на прямом смещенном p - n -переходе U также сильно зависит от температуры, так как оно прямо пропорционально температурному потенциалу ϕ_Θ . Если преобразовать уравнение (1.36) с учетом температурной зависимости I_0 , то окажется, что

$$U = \phi_\Theta [\ln(I / I_{0 \text{ ном}}) - 0,14 [1/\text{град}] (\Theta - \Theta_{\text{ном}})]; \quad (1.39)$$

$$dU / d\Theta = U / \Theta - 3,5 [\text{мВ/град}], \quad (1.40)$$

где \ln — знак натурального логарифма и $I_{0 \text{ ном}}$ — тепловой ток перехода при номинальной температуре $\Theta_{\text{ном}}$. Так как $I_{0 \text{ ном}}$ у кремниевых переходов много меньше, чем у германиевых, то падение напряжения на кремниевых переходах обычно существенно больше при одинаковых прямых токах I .

1.5. Биполярный транзистор

Пусть толщина базы p - n -перехода на рис. 1.17, a окажется много меньше, чем диффузионная длина. Тогда значительная часть неосновных носителей, инжектированных в базу эмиттером, будет способна пройти всю ее длину. Поместим на конце базы еще один слой полупроводника, образующий с базой p - n -переход, смещенный в обратном направлении. Для основных носителей тока в базе проход через этот переход будет запрещен, но для неосновных, пришедших из эмиттера, он будет «потенциальной ямой», то есть будет открыт, и они свободно перейдут в этот дополнительный слой, называемый коллектором. Так как слой базы тонок, то основная часть носителей, инжектированных эмиттером, перейдет в коллекторный слой. На рис. 1.18, a показана схема распределения слоев и носителей в такой структуре — транзисторе n - p - n типа.

В линейном усилительном режиме на базе транзистора n - p - n должно быть малое, порядка контактной разности потенциалов, положительное смещение относительного эмиттера, в то время как коллекторный слой должен быть под большим положительным потенциалом относительно базы. Ток инжекции эмиттера определяется уравнением (1.36), в котором обычно $U \gg \phi_\Theta$. Определим усили-

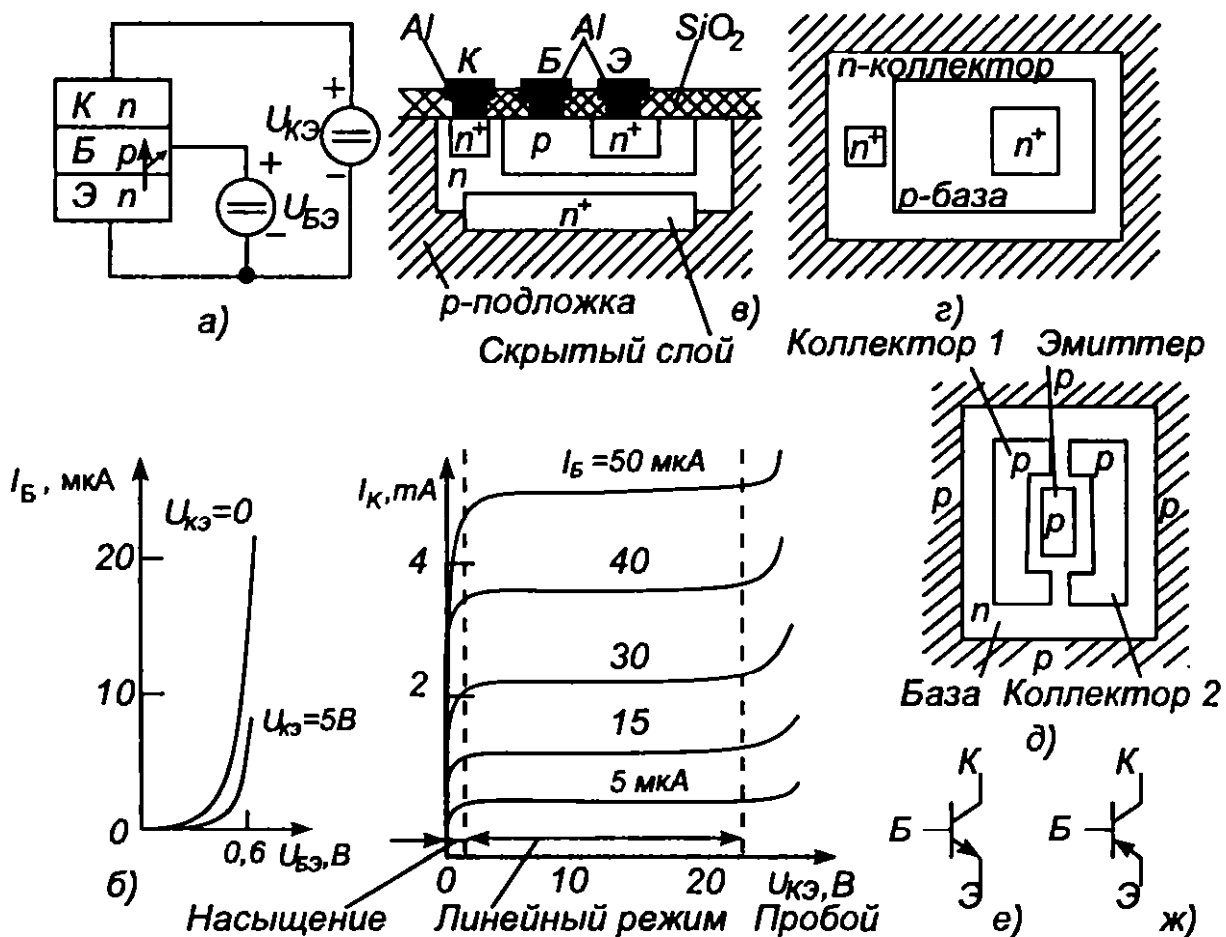


Рис. 1.18. Схематическое изображение структуры *n-p-n*-транзистора (а) и его вольтамперные характеристики (б); планарный *n-p-n*-транзистор в поперечном разрезе (в); вид в плане планарного *n-p-n*-транзистора (г); боковой *p-n-p*-транзистор в плане (д); обозначения на схемах *n-p-n* (е) и *p-n-p* (ж) транзисторов; Э — эмиттер; Б — база; К — коллектор

тельные свойства такого плоскостного транзистора. Обозначим через $h_{21Б}$ коэффициент, показывающий, какая часть тока эмиттера попадает в коллекторный слой. Тогда

$$I_K = I_{\text{Э}} - I_{\text{Б}} = I_K / h_{21Б} - I_{\text{Б}},$$

где $I_{\text{Э}}$, $I_{\text{Б}}$, I_K — токи эмиттера, базы и коллектора соответственно. Следовательно,

$$I_K = h_{21Б} I_{\text{Б}} / (1 - h_{21Б}),$$

и поэтому наибольшую чувствительность коллекторного тока к изменениям базового тока можно обеспечить, приближая $h_{21Б}$ к 1.

Коэффициент

$$h_{21Э} = I_K / I_{\text{Б}} = h_{21Б} / (1 - h_{21Б}) \quad (1.41)$$

называется статическим коэффициентом усиления по току в схеме с общим эмиттером.

Если бы $h_{21Э}$ не зависел от $I_{\text{Э}} \cong I_K$, то его значение определяло бы свойства транзистора и при больших (порядка I_K), и при малых

(по сравнению с режимным I_K) сигналах — изменениях токов транзистора. Иначе говоря, если коллекторный ток был бы независимым от напряжения на коллекторе и $h_{21Э}$ независим от $I_Э$, то выходные характеристики транзистора $I_K(U_{КЭ})$ (рис. 1.18, б) при различных $I_Б$ (или $U_{БЭ}$), были бы эквидистантными и параллельными оси абсцисс $U_{КЭ}$ прямыми для любых значений $U_{КЭ} > U_{БЭ}$. На самом деле это неверно, так как $h_{21Б}$, а, следовательно, и $h_{21Э}$ зависят от $U_{КЭ}$ и $I_Э$. Эта зависимость нарушает линейность и иногда должна учитываться. Поэтому характеристики транзисторов обычно имеют вид, показанный на рис. 1.18, б. Коэффициент усиления по току для малого сигнала $h_{21э}$ превышает статический коэффициент $h_{21Э}$ в 1,5—2 раза. Так как оговариваемый паспортный разброс этих параметров редко бывает меньше, то при обычных расчетах можно принимать их равными друг другу.

Для оценки усиления каскадов на биполярных транзисторах целесообразно ввести в рассмотрение крутизну транзистора $S = dI_K / dU_{БЭ}$, где $U_{БЭ}$ — напряжение между эмиттером и базой, равное сумме падений напряжения на объемных сопротивлениях базы $r_Б$ и эмиттера $r_{Э0}$, а также на самом эмиттерном p - n -переходе. Типичные значения для маломощных транзисторов $r_{Э0} = 1 \div 10$ Ом, $r_Б = 50 \div 100$ Ом. Если $h_{21э} \gg 1$, что в режиме усиления всегда выполняется, то

$$S_Э \cong I_Э / \varphi_Э = 1 / r_Э, \quad (1.42)$$

где $r_Э$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода.

Собственное входное сопротивление транзистора, измеряемое между базой и эмиттером, для сигнала, приложенного к базе, есть

$$h_{11Э} = r_Б + (r_{Э0} + \varphi_Э / I_Э) h_{21Э} \cong \varphi_Э h_{21Э} / I_Э, \quad (1.43)$$

так как обычно $r_{Э0} \ll r_Б \ll \varphi_Э h_{21Э} / I_Э$.

Структура n - p - n -транзистора, изготовленного по наиболее употребительной планарной технологии, показана на рис. 1.18, в и г. Небольшая, сильно легированная n^+ — эмиттерная область с высокой концентрацией электронов охвачена тонким p -слоем базы, а последний охвачен n -слоем коллектора (знаком «+» сверху принято обозначать сильно легированные области полупроводниковых структур). Такая конструкция обеспечивает получение больших значений $h_{21Б}$ и $h_{21Э}$ — почти все электроны, попавшие в базу из эмиттера, перехватываются коллекторным переходом. Под n -слоем коллектора располагается скрытый (или захороненный) n^+ -слой. Его назначение — шунтировать высокое объемное сопротивление коллектора, облегчая поступление носителей к коллекторному выводу.

Сверху располагается изолирующий слой двуокиси кремния, в котором сделаны окна для алюминиевых выводов эмиттера, базы и коллектора. Одна интегральная схема (ИМС) может содержать тысячи таких структур, характерные размеры которых лежат в пределах от 0,13 мкм до сотен мкм и более у мощных приборов. В одном кристалле ИМС не удастся выполнить биполярные транзисторы обоих типов проводимости с одинаковой конфигурацией. При необходимости совмещать в схеме транзисторы обоих типов проводимости делают так называемые боковые *p-n-p*-транзисторы. На рис. 1.18, *д* показана структура такого транзистора в плане. Параметры боковых транзисторов всегда намного хуже, чем у планарных.

Процесс производства полупроводниковых приборов (как отдельных дискретных диодов, транзисторов и т. д., так и ИМС) начинается с выращивания монокристаллов кремния обычно по методу Чохральского. В расплав кремния погружают затравку — ориентированный должным образом маленький кристалл кремния. Далее его постепенно извлекают из расплава, медленно вращая. Так получают цилиндрические монокристаллические слитки длиной до нескольких метров и диаметром до 12,5 см. Расплав заранее легируют, чтобы получить полупроводник *p* или *n* типа. Слиток нарезается на пластины толщиной 0,25—0,4 мм. На каждой такой пластине одновременно создаются от нескольких штук до сотен и тысяч интегральных схем или дискретных приборов.

В случае *n-p-n*-транзисторов прежде всего создаются скрытые слои, поверх которых наращивается эпитаксиальный *n*-слой, кристаллическая решетка которого продолжает решетку подложки и который впоследствии образует коллекторные области.

Диффузией акцепторной примеси в эпитаксиальном слое формируются *p*-карманы, в которых и размещаются транзисторы. Далее проводится базовая диффузия акцепторной примеси и внутри коллекторного *n*-слоя образуется *p*-область. В ней концентрация носителей много выше, чем в коллекторе и соответственно ниже ее удельное сопротивление. Наконец, внутрь базовой области делается эмиттерная диффузия акцепторной примеси. Слой эмиттера оказывается наиболее сильно легированным и имеющим наименьшее сопротивление. Таким образом по своим свойствам оба перехода оказываются оптимальны — коллекторный переход способен выдерживать достаточно большие обратные напряжения, а эмиттерный — обеспечивать высокий уровень инжекции носителей в базу.

Изоляция транзисторных структур друг от друга достигается за счет наличия между ними встречно включенных *p-n* переходов. В наиболее быстродействующих и высококачественных схемах в ка-

честве материала подложки используется сапфир, кристаллическая структура которого аналогична кремнию.

Рассмотрим теперь два важных предельных режима работы транзистора. Прежде всего режим, когда $I_K < h_{21Э} I_B$ и соответственно напряжение между коллектором и эмиттером $U_{КЭ}$ меньше напряжения $U_{БЭ}$. При нем усиление транзистора падает до очень малых величин, коллектор не только «собирает» носители, но и инжектирует их в базу, где создается значительный объемный заряд. Сам транзистор электрически стягивается почти «в точку», то есть в первом приближении электроды транзистора можно считать замкнутыми накоротко. Этот режим называется насыщением. Противоположный режим, когда и эмиттерный, и коллекторный переходы транзистора закрыты обратным смещением, называется состоянием отсечки.

При слишком больших обратных напряжениях на переходах в транзисторе возникает пробой. Наряду с пробоями, аналогичными пробоям двухслойной диодной структуры, возможны «прокол» базы и смыкание коллектора с эмиттером. Механизмы этих пробоев близки и в основном определяются тем, что по мере увеличения напряжения на коллекторном p - n -переходе сам переход сдвигается вглубь высокоомного базового слоя и, в конце концов, сталкивается с эмиттерным переходом — толщина базы становится равной нулю. Заметим, что пробой этого типа сильно зависит от внешнего сопротивления между эмиттером и базой. Если оно равно нулю, пробой такого рода исключен. По мере роста сопротивления между базой и эмиттером увеличивается вероятность пробоя, а обрыв цепи базы делает пробой зачастую неизбежным. Поэтому сопротивление между базой и эмиттером в технических условиях обычно ограничено сверху. Для эмиттерного перехода при задании обратного, запирающего транзистор смещения на базу характерен зенеровский, восстанавливающийся при ограничении тока пробой. Последнее обстоятельство и режим насыщения играют основную роль в импульсных схемах.

Структура биполярного транзистора определяет его динамические характеристики. Конечное время движения носителей через базу создает эффект запаздывания, что эквивалентно наличию выходной емкости со стороны коллектора. Рассмотрим «емкостные» свойства транзисторной структуры.

Предположим, что на базе n - p - n -транзистора, структура которого показана на рис. 1.18, *а*, задан отрицательный относительно эмиттера потенциал, на коллекторе — напряжение, положительное относительно эмиттера и тем более базы (ключ K_1 на принципиаль-

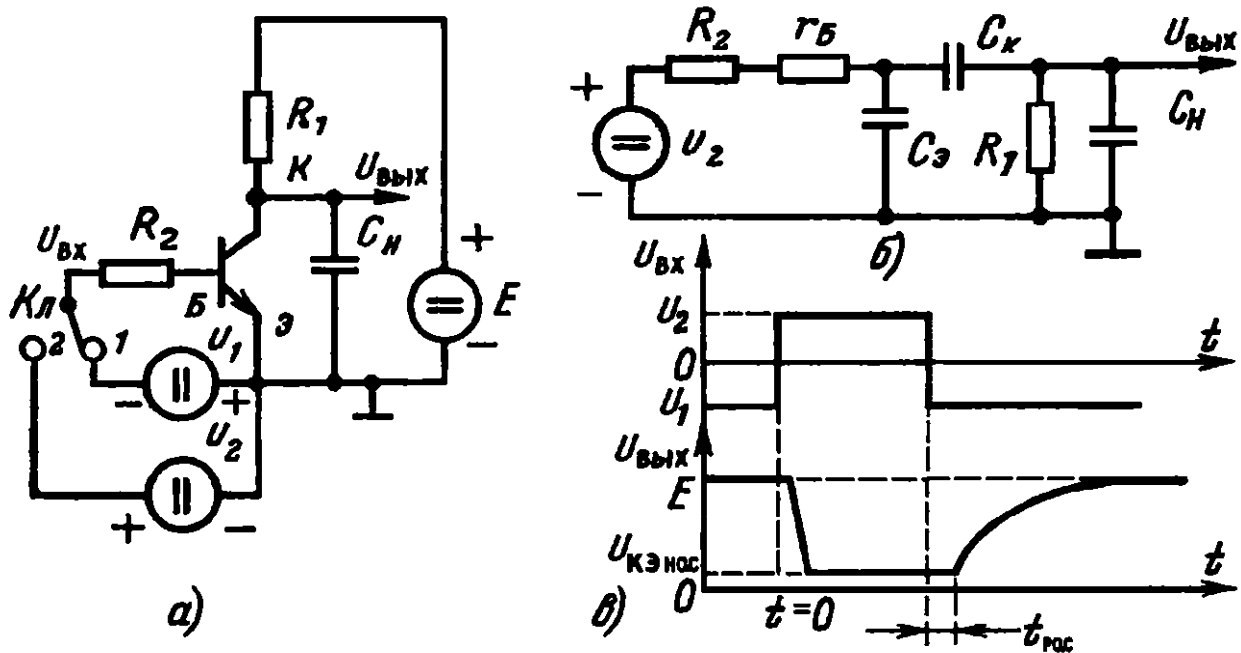


Рис. 1.19. Простейший *n-p-n*-транзисторный каскад (а), его эквивалентная схема (б) и переходные процессы в нём (в)

ной схеме рис. 1.19, а в положении 1). В этом состоянии эмиттерный переход закрыт, и вокруг него существует за счет суммы U_1 и контактной разности потенциалов $\Delta\phi_k$ обедненный носителями слой. Этот слой с зарядами в теле эмиттера и базы подобен заряженному конденсатору (барьерная емкость — от потенциального барьера), напряжение на котором равно $U_1 + \Delta\phi_k$. Аналогична ситуация и на коллекторном переходе.

Пусть в момент времени $t=0$ ключ мгновенно перебрасывается в положение 2. Через сопротивление R_2 начинает протекать ток базы I_b . Прежде чем этот ток сумеет открыть эмиттерный переход, он должен перезарядить емкости C_k и $C_э$ коллекторного и эмиттерного переходов. Таким образом, на этом этапе эквивалентная схема каскада рис. 1.19, а для сигнала будет иметь вид рис. 1.19, б. Сопротивление $R_2 + r_b$ совместно с $C_э$ образует апериодическое звено, последовательно с которым включено квазидифференцирующее звено, состоящее из C_k и R_1 . Если пренебречь влиянием C_k , то для напряжения на эмиттерном переходе $U_{бэ}$ справедлив закон (1.3). Однако он соблюдается только до тех пор, пока эмиттерный переход закрыт. Как только он откроется, емкость $C_э$ «исчезнет», а на переходе установится напряжение, соответствующее значению (1.39), где ток $I = I_э$. Вместе с тем через C_k прямо на выходной резистор нагрузки R_1 может пройти короткий импульс. Таким образом, после открытия эмиттерного перехода скорость процессов в схеме возрастает, и начинается быстрый процесс разряда C_k и емкостной на-

грузки C_H . Этот процесс окончится, когда транзистор попадет в насыщение при

$$(U_2 - U_{БЭ\text{ нас}})/R_2 \geq (E - U_{КЭ\text{ нас}})/h_{21Э}R_1, \quad (1.44)$$

где $U_{БЭ\text{ нас}}$ и $U_{КЭ\text{ нас}}$ — остаточные напряжения на базе и коллекторе насыщенного транзистора. Обычно $U_{КЭ\text{ нас}}$ находится в пределах от 0,05 до 0,7 В ($U_{КЭ\text{ нас}} \ll E$).

Разряд C_K и емкостной нагрузки C_H происходит за счет тока коллектора, равного $h_{21Э}I_B$. Транзистор при этом работает как генератор тока. Формы напряжений сигналов на коллекторе показаны на рис. 1.19, в.

Теперь предположим, что ключ K_1 вернулся в исходное состояние (отрицательный перепад $U_{вх}$ на рис. 1.19, в). В базе транзистора в этот момент накоплен заряд, образованный неосновными (для базы) носителями. Прежде чем может начаться процесс закрытия транзистора и формирования положительного фронта на коллекторе, ток в цепи базы, направленный теперь в противоположную сторону, должен обеспечить рассасывание этого заряда. Следовательно, процесс запираения снова будет носить характер, соответствующий емкостной входной проводимости транзистора. Заряд неосновных носителей в базе насыщенного транзистора может быть приближенно оценен как $I_Э\tau$ (τ — время жизни носителей в базе). Отсюда, зная ток рассасывания, легко оценить длительность процесса

$$t_{\text{рас}} \cong I_Э\tau / I_B. \quad (1.45)$$

Например, при $\tau = 1$ мкс, $I_Э = 1$ мА и $I_B = 1$ мА получим $t_{\text{рас}} = 1$ мкс. В процессе рассасывания напряжение на коллекторе почти не меняется, но по окончании этой стадии и стадии (сравнительно быстрой) закрытия транзистора начинается формирование положительного фронта на выходе. Теперь цепи базы и коллектора уже не связаны, и выходной сигнал схемы имеет простейшую форму: эквивалентная схема цепи выхода — апериодическое звено с постоянной времени R_1C_H .

Итак, входная проводимость транзистора носит емкостный (точнее резистивно-емкостный) характер, а со стороны коллектора транзистор в линейных режимах представляет собой генератор тока, шунтированный емкостью C_K и большим внутренним сопротивлением коллектора.

Чтобы охарактеризовать линейный режим, остановимся на зависимостях коэффициента передачи $h_{21Э}$ от режима, температуры и частоты усиливаемого сигнала и, исходя из всего сказанного, изобразим транзистор в виде эквивалентной схемы для линейных ре-

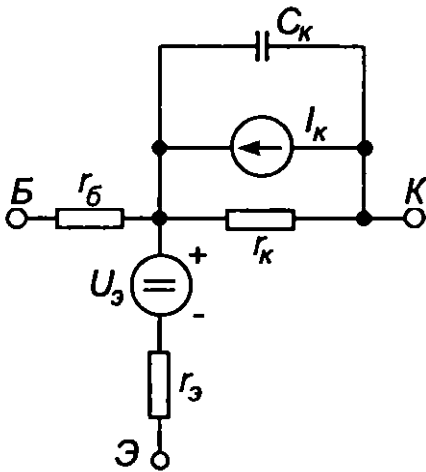


Рис. 1.20. Эквивалентная схема n - p - n -транзистора в линейном режиме

жимов рис. 1.20. Здесь $r_б$ — объемное сопротивление базы, а эмиттерная цепь представлена как генератор ЭДС с напряжением холостого хода $U_э$, равным постоянному падению напряжения на эмиттерном переходе (1.39), и с внутренним сопротивлением

$$r_э = dU_э / dI_э \cong \varphi_0 / I_э. \quad (1.46)$$

Объемным сопротивлением эмиттера в последнем равенстве пренебрегаем, так как эмиттер — низкоомный слой.

Коллекторная цепь представлена в виде генератора тока

$$I_к = h_{21э} I_б, \quad (1.47)$$

шунтированного большим сопротивлением коллектора $r_к$ и емкостью $C_к$.

Величина $h_{21э}$ существенно зависит от режима транзистора (рис. 1.21). Она растет при увеличении тока коллектора до некоторого максимума, после которого уменьшается (рис. 1.21, а). Дифференциальное сопротивление коллектора $r_к$ в линейном режиме на низкой частоте определяется в основном зависимостью $h_{21э}$ от напряжения на коллекторе $U_{кэ}$, показанной на рис. 1.21, б: с ростом $U_{кэ}$ увеличивается и $h_{21э}$, а это ведет к увеличению $I_к$.

Зависимость коэффициента $h_{21э}$ от частоты, показанная на рис. 1.21, в, определяется конечным временем движения носителей в базе и ответвлением части $I_к$ в $C_к$ с ростом частоты. Это эквивалентно снижению $h_{21э}$ с частотой по закону, аналогичному снижению коэффициента передачи апериодического звена, причем сопрягающая круговая частота этой зависимости равна примерно $1/\tau$ — величине, обратной времени жизни носителей в базе. Дополнительное фазовое запаздывание вносит конечное время диффузии носителей через базу, что соответствует последовательному включению звена задержки с временем запаздывания $\tau_3 \cong \tau / h_{21э}(0)$, где $h_{21э}(0)$ — значение коэффициента усиления по току на низких частотах. В первом приближении можно принять:

$$h_{21э}(j\omega) = h_{21э}(0) [\exp(-j\omega\tau_3)] / (1 + j\omega\tau). \quad (1.48)$$

В технических условиях обычно указываются $C_к$ и верхняя граничная частота в схеме с общим эмиттером (входной сигнал подан в базу) $f_{0э} = 1/2\pi\tau$.

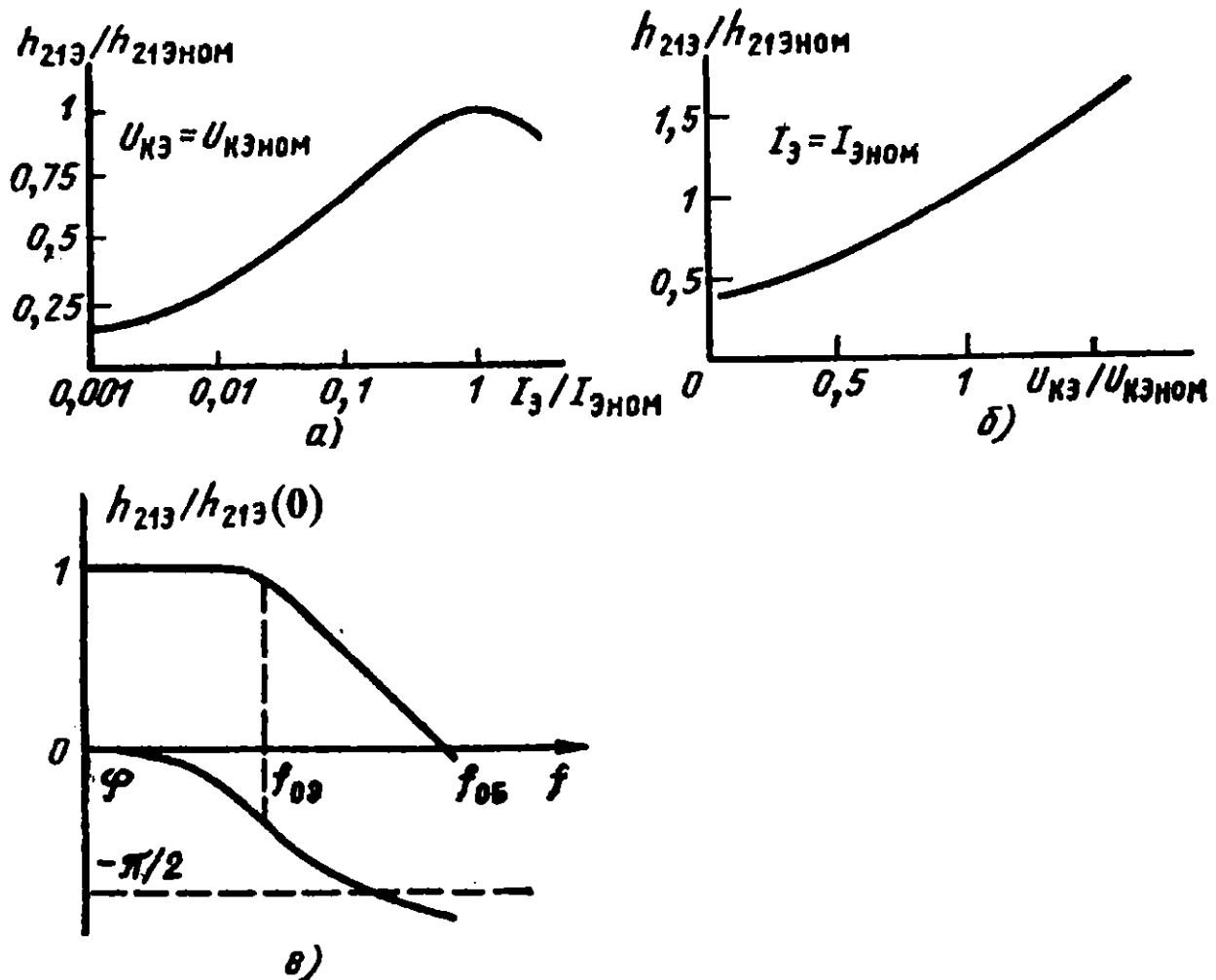


Рис. 1.21. Зависимости h_{213} от тока эмиттера (а), напряжения коллектор — эмиттер (б) и частоты (в)

Иногда задают $|h_{213}(f_{ном})|$ (абсолютную величину h_{213} на определенной частоте $f_{ном}$), отсюда легко подсчитать f_{03} и τ . Например, если $|h_{213}(0)| = 100$ на нулевой (низкой) частоте и $|h_{213}(100 \text{ МГц})| = 2,5$, то $f_{03} \cong |h_{213}(100 \text{ МГц})| 100 \text{ МГц} / |h_{213}(0)| = 2,5 \text{ МГц}$, $\tau \cong 60 \text{ нс}$ и $\tau_3 \cong 0,6 \text{ нс}$. Иногда граничной частотой называют не сопрягающую частоту для h_{213} , а сопрягающую частоту $f_{0Б}$ для $h_{21Б}$ (равную частоте среза h_{213} , на которой $h_{213} = 1$). В нашем примере $f_{0Б} \cong 250 \text{ МГц}$.

Величина h_{213} связана с температурой прямой пропорциональной зависимостью с коэффициентом пропорциональности для кремния $b \cong 5 \cdot 10^{-3} [1/\text{град}]$.

1.6. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы с p - n -переходом (диффузионным затвором) имеют, как правило, плоскую структуру, показанную на рис. 1.22, а для случая n -канала (с носителями — электронами). Переход за-

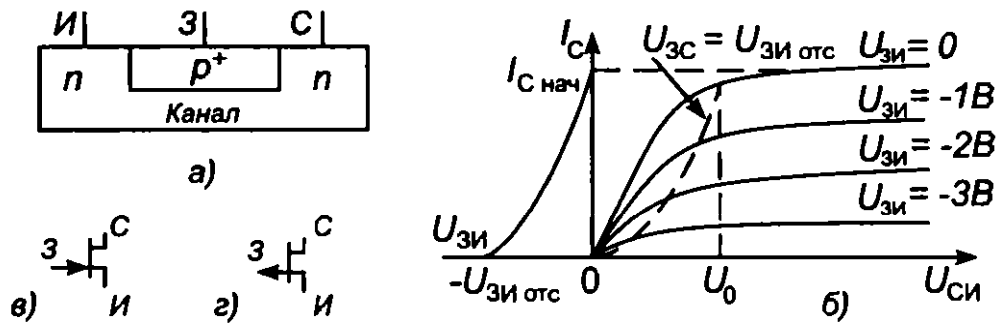


Рис. 1.22. Полевой транзистор ПТ с p - n -переходом (а), его вольтамперные характеристики (б) и условные обозначения на схемах: в — ПТ с n -каналом; г — ПТ с p -каналом; И — исток; З — затвор; С — сток

твор — канал в нормальном режиме смещен в обратном направлении, ток затвора очень мал (это обратный ток p - n -перехода) и поле, индуцирующееся из затвора в канал, препятствует движению в нем носителей. Увеличение запирающего потенциала $U_{ЗИ}$ ведет к полному перекрытию канала при некотором напряжении $U_{ЗИ \text{ отс}}$, называемом напряжением отсечки, а уменьшение $U_{ЗИ}$ — к увеличению тока через канал вплоть до $I_{С \text{ нач}}$ при $U_{ЗИ} = 0$ и достаточно большом по модулю напряжении сток — исток $|U_{СИ}| \geq |U_{ЗИ \text{ отс}}|$ (для p -канала $U_{СИ}$, разумеется отрицательное, а $U_{ЗИ}$ — положительное). Заметим, что при этом регулируется ток основных носителей канала. В принципе сток и исток адекватны друг другу, что и позволяет называть эти транзисторы униполярными.

При заданном $U_{ЗИ}$ и постепенном увеличении напряжения сток — исток $|U_{СИ}|$ зависимость тока стока (канала) I_C от напряжения $|U_{СИ}|$ сначала имеет крутой участок, но по достижении напряжением на стоке значения $U_{СИ}$, обеспечивающего $|U_{СИ} - U_{ЗИ}| > |U_{ЗИ \text{ отс}}|$, ее наклон уменьшается, и она становится почти горизонтальной. Это связано с перекрытием канала у стока за счет напряжения сток — затвор. Таким образом, вольтамперные характеристики полевых транзисторов имеют вид рис. 1.22, б. Пологий участок выходных характеристик $I_C(U_{СИ})$ называется областью насыщения (с областью насыщения биполярных транзисторов ничего общего!). В этой области семейство входных характеристик полевого транзистора хорошо описывается уравнением

$$I_C = I_{С \text{ нач}} (1 - U_{ЗИ} / U_{ЗИ \text{ отс}})^2. \quad (1.49)$$

Наклон выходных характеристик в области насыщения задается остаточным сопротивлением стока r_C или его остаточной выходной проводимостью в схеме с общим истоком $g_{22И} = 1 / r_C$. Именно в области насыщения полевые транзисторы используются в линейных

схемах. Для расчетов схем полезным является выражение для крутизны в области насыщения:

$$S = |dI_C / dU_{3и}| = S_0(1 - U_{3и} / U_{3и \text{ отс}}), \quad (1.50)$$

где

$$S_0 = 2I_{C \text{ нач}} / U_{3и \text{ отс}}. \quad (1.51)$$

В импульсных и ключевых режимах (закрит — полностью открыт) существенным параметром является проводимость канала $G_{си}$ (или его сопротивление $R_{си}$) при $U_{си} \cong 0$, которая оказывается равной крутизне в режиме насыщения:

$$G_{си} = 1/R_{си} = S. \quad (1.52)$$

При напряжениях $U_{3и}$, открывающих p - n переход затвора, полевой p - n -транзистор теряет работоспособность, а если возникающий ток затвора не будет ограничен на уровне долей миллиампера, то p - n -переход затвора окажется разрушен. Вместе с тем обрыв цепи затвора не выводит полевой p - n -транзистор из строя. Поэтому принимают меры, гарантирующие отсутствие отпирающих смещений на затворе. При правильном смещении на затворе, когда p - n -переход закрыт, через цепь затвора протекает обратный ток p - n -перехода, для которого действительно соотношение (1.38).

Полевые транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы) отличаются тем, что затвор выполнен в виде слоя проводника (металла), отделенного от полупроводника канала тонким изолирующим слоем (обычно пленкой окисла SiO_2 , откуда и название МОП — металл-окисел-полупроводник).

Наличие слоя изоляции обеспечивает ничтожные значения постоянных токов затворов, обусловленных только утечками, — от 10^{-12} до 10^{-17} А. Вместе с тем напряжение пробоя диэлектрика затвора обычно не превышает 100 В. Поэтому затвор может быть пробит внешней наводкой, и до включения МОП-транзистора в устройство, где между затвором и подложкой появятся ощутимые проводимости (хотя бы порядка 10^{-9} — 10^{-10} См), затвор и один из электродов транзистора должны быть электрически соединены. Обычно это осуществляется пружинным зажимом, снимаемым по окончании монтажа. Во многих случаях между затвором и подложкой формируют защитный стабилитрон, но меры безопасности при этом все равно желательны.

Каналы между истоками и стоками МОП-транзисторов в зависимости от требуемых свойств получают двумя путями. Во-первых, канал может быть встроенным, то есть специально изготовлен-

ным (рис. 1.23, а, б). В этом случае характеристики МОП-транзистора аналогичны характеристикам транзистора с p - n -переходом, но отличаются возможностью «прямых» смещений затвора (рис. 1.23, в, г, где характеристики транзисторов с p - и n -каналами условно показаны симметричными). Уравнение (1.49) здесь сохраняет силу, причем роль $I_{C \text{ нач}}$ и S_0 переходит к току стока и крутизне при $U_{зи} = 0$ и $|U_{си}| > |U_{зи \text{ отс}}|$.

С точки зрения технологической простоты исполнения и уникальных электрических свойств для производства интегральных логических и цифровых схем очень эффективны МОП-транзисторы с индуцированным (наводимым) каналом. Рассмотрим структуру рис. 1.24, а. Предположим, что напряжение на затворе постепенно повышается. В пластине p -полупроводника присутствуют одновременно не только дырки, но и свободные электроны, но дырок больше. Электроны под действием положительного напряжения на затворе будут притягиваться к нему, в то время как основные носители (дырки) от затвора оттеснятся (рис. 1.24, б). При некотором

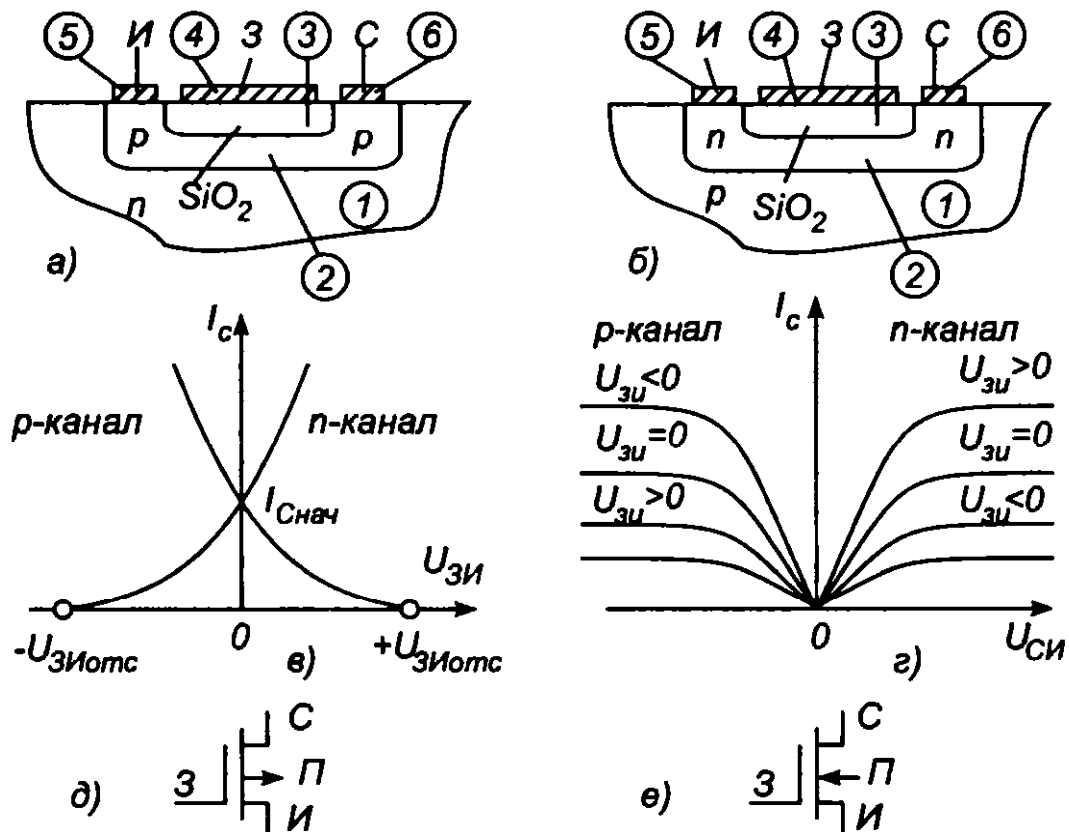


Рис. 1.23. МОП-транзисторы со встроенным каналом (обедненные): а — конструкция транзистора с p -каналом; б — конструкция транзистора с n -каналом; в — входные характеристики; г — выходные характеристики; условные обозначения транзисторов на схемах: д — с p -каналом; е — с n -каналом; 1 — подложка; 2 — канал; 3 — изолирующий слой затвора; 4, 5, 6 — металлизация выводов; И — исток; З — затвор; С — сток; П — подложка

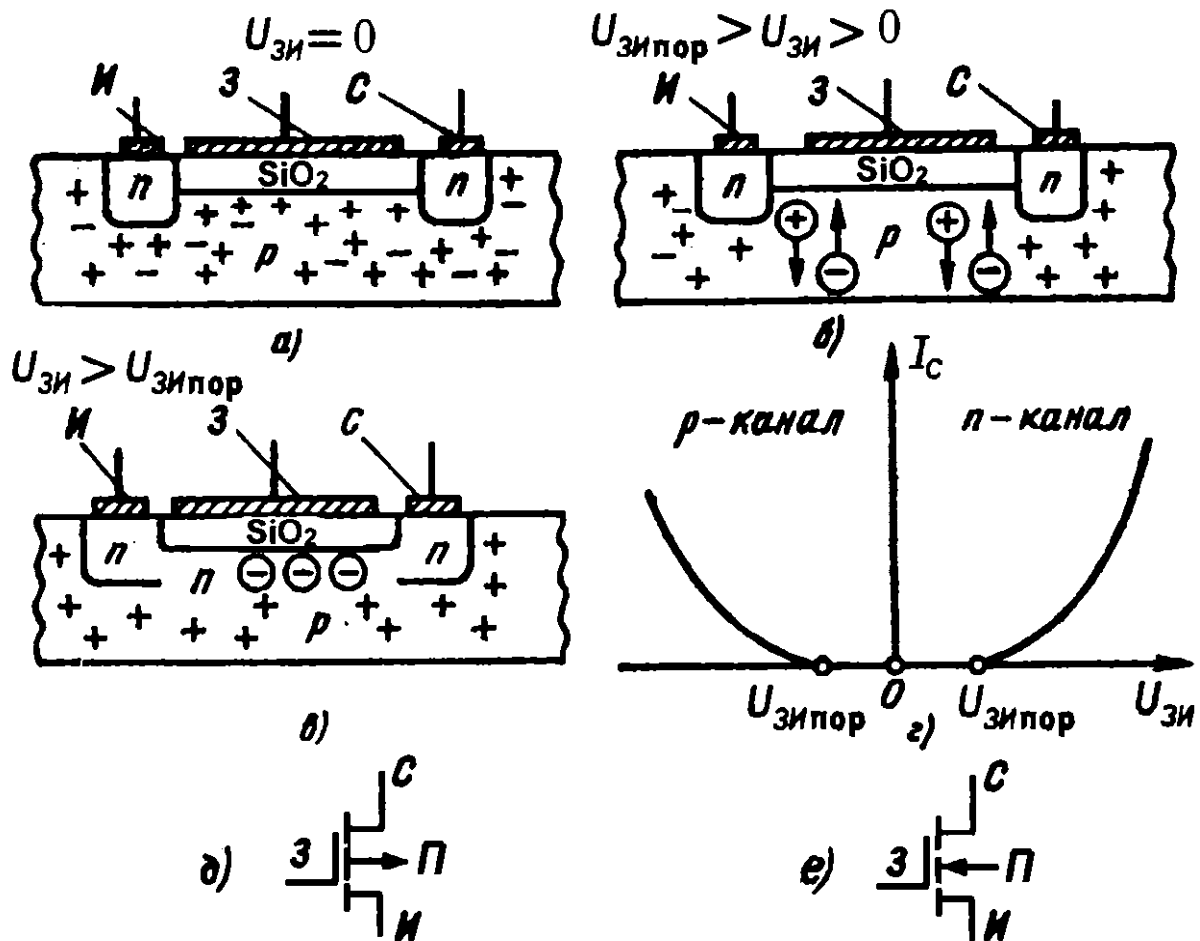


Рис. 1.24. МОП-транзисторы с индуцированным каналом (обогащенные): а, б и в — образование индуцированного канала в n МОП-транзисторе; г — входные характеристики; условные обозначения транзисторов на схемах: д — с p -каналом; е — с n -каналом; И — исток; З — затвор; С — сток; П — подложка

напряжении, называемом пороговым $U_{зи\text{пор}}$, концентрация электронов в тонком слое под затвором окажется выше концентрации дырок. Под затвором индуцируется слой n -полупроводника, перемыкающий n -области стока и истока. Таким образом возникает n -канал (рис. 1.24, в). В симметричной структуре индуцируется p -канал и аналогичный процесс получится при росте отрицательного потенциала на затворе. На рис. 1.24, г показаны характеристики $I_c(U_{зи})$ МОП-транзисторов с индуцированными каналами.

При построении эквивалентной схемы полевых p - n -транзисторов (рис. 1.25, а) следует ясно различать режим насыщения, когда разность потенциалов между стоком и затвором $|U_{цз}| > |U_{зи\text{отс}}|$, от режима «управляемого напряжением резистора» при $|U_{цз}| \leq |U_{зи\text{отс}}|$, так как в точках $|U_{цз}| = |U_{зи\text{отс}}|$ меняется значение r_c (см. рис. 1.22, б). В эквивалентных схемах МОП-транзисторов (рис. 1.25, б) необходимо учитывать влияние p - n -переходов сток — подложка и исток — подложка. Совокупность этих переходов иногда следует рассматривать даже как паразитный биполярный транзистор.

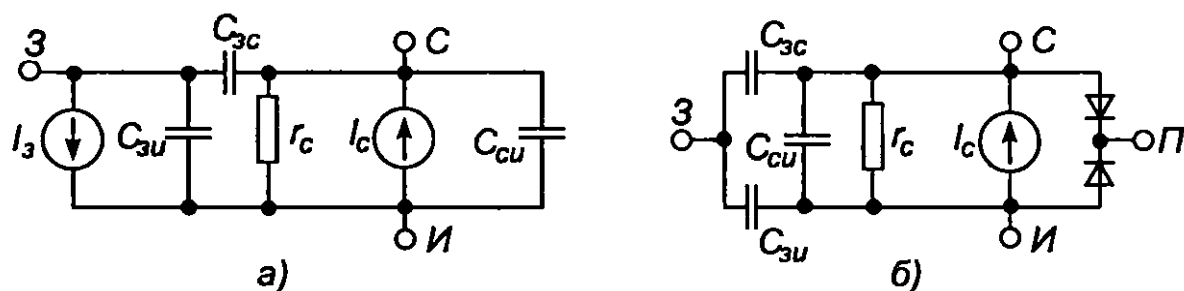


Рис. 1.25. Эквивалентные схемы полевых транзисторов: а — с p - n -переходом; б — МОП-транзистора

1.7. Особенности мощных приборов. Тиристоры

Мощные полупроводниковые приборы работают при больших рабочих токах и напряжениях. Соответственно для них характерны большие площади p - n -переходов (до 1 см^2 и даже более) и большие мощности рассеяния. Одной из основных проблем при их применении оказывается обеспечение теплоотвода. Между допустимой мощностью рассеяния, допустимой температурой p - n -переходов и температурой окружающей среды существует простое соотношение:

$$P_{\text{доп}} = (\Theta_{\text{доп}} - \Theta_{\text{окр}}) / R_{\Theta},$$

где $\Theta_{\text{доп}}$ — допустимая температура переходов (типичное значение для кремния 150°C), $\Theta_{\text{окр}}$ — температура окружающей среды, R_{Θ} — тепловое сопротивление переход — окружающая среда, град / Вт. Основной способ работы на большой мощности — снижение R_{Θ} за счет улучшения теплоотвода путем организации вентиляции (принудительной или естественной) и установки приборов на радиаторы.

Конструктивно мощные приборы оформляются в корпусах, имеющих плоские полированные поверхности, служащие для обеспечения теплового контакта корпуса прибора с дополнительным внешним радиатором. Тепловое сопротивление корпус—кристалл составляет от 1 до 10 град/Вт. Суммарное R_{Θ} сосредоточено почти полностью на границе корпус — окружающая среда. Способность рассеивать мощность растет при увеличении площади этой границы (то есть площади радиатора) с наклоном примерно $0,0015 \text{ Вт/см}^2$ при условии хорошего теплового контакта корпус прибора—радиатор.

Мощные полупроводниковые выпрямительные диоды помимо способности выдерживать большие средние прямые токи (от 0,5 до 50 и более А) должны обладать способностью выдерживать кратковременные перегрузки по току, превосходящие средние токи в 5—10 раз. Мощность, рассеиваемая диодом равна среднему прямому току через него, умноженному на прямое падение напряжения. Послед-

нее у обычных кремниевых диодов в режиме больших токов можно принимать равным 1 В. Диоды Шоттки являются наиболее эффективными выпрямительными приборами — падение напряжения на них в прямом направлении составляет не более 0,5 В.

У мощных транзисторов большие рабочие токи приводят к резкому уменьшению сопротивлений $r_{\text{э}}$ и $r_{\text{к}}$. Из выражения (1.46) следует, что при токе больше 100 мА сопротивление эмиттерного перехода ничтожно мало и с ним практически можно не считаться. Поэтому согласно (1.43) входным сопротивлением будет по существу только сопротивление базы $r_{\text{б}}$. Последнее при высоких уровнях инжекции снижается и обычно лежит в пределах до 10 Ом. Поэтому крутизна мощных транзисторов имеет вид:

$$S_{\text{э}} \cong h_{21\text{э}} / r_{\text{б}}$$

и может составлять до 20 А/В.

Малая величина входного сопротивления не является препятствием для применения мощных транзисторов, если связь с источником сигнала осуществляется через трансформатор или эмиттерный повторитель. Сопротивление коллекторного перехода при токах порядка 1 А составляет всего несколько килоом.

Коллекторная емкость у мощных транзисторов обычно составляет сотни, а иногда и тысячи пикофарад, так что в целом мощные транзисторы являются сравнительно низкочастотными.

Тепловой ток коллектора, пропорциональный площади перехода, доходит у мощных транзисторов до десятков миллиампер. С приближением напряжения к максимально допустимой величине тепловой ток увеличивается в несколько раз в связи с возрастающей ролью термогенерации и ударной ионизации в переходе, а также вследствие саморазогрева.

Для мощных транзисторов характерна неодинаковая плотность тока по площади эмиттера — она максимальна по краям и минимальна в центре. Это явление ведет к появлению «горячих точек» в плоскости базы, где возникает пробой.

В целом свойства мощных биполярных транзисторов таковы, что для них характерно явление саморазогрева — рост температуры ведет к росту тока, что в свою очередь ведет к росту температуры. Такой процесс может протекать достаточно быстро и заканчивается разрушением транзистора.

Последняя неприятная особенность мощных биполярных транзисторов отсутствует у мощных полевых транзисторов. С ростом температуры их крутизна, а, следовательно, и ток, уменьшаются. Поэтому мощные полевые транзисторы обладают способностью са-

морегулирования теплового режима. Как правило, они имеют «вертикальную» структуру, в которой подложка служит стоком. Чтобы избежать вытеснения тока на края канала на высоких частотах, эти приборы делают с множеством коротких шестиугольных вертикальных каналов (гексагональная структура). В результате получают приборы с уникальными свойствами: допустимым напряжением сток—исток до 1 кВ, начальным током стока до нескольких ампер и крутизной в несколько А/В. Соответственно в режиме переключения такие приборы способны коммутировать мощности в десятки киловатт, причем мощность, рассеиваемая на самом транзисторе очень мала, так как сопротивление сток—исток в ключевом режиме может составлять десятые и сотые доли ома у лучших образцов. Мощные полевые транзисторы очень эффективны для усиления и генерации на высоких частотах вплоть до нескольких ГГц. Однако при их использовании не следует забывать об их относительно большой входной емкости (как правило, десятки и сотни пФ).

Для коммутации тока в устройствах управления электроприводом широко используются четырехслойные p - n - p - n приборы, называемые тиристорами.

Эти приборы выпускаются с двумя и с тремя электродами — выводами (рис. 1.26, *а* и *д* соответственно). В первом случае их иногда называют динисторами, во втором тринисторами, триодными или управляемыми тиристорами.

Рассмотрим работу диода, состоящего из четырех чередующихся слоев p - n - p - n (рис. 1.26, *а*). Если подать на него не очень большое напряжение U плюсом на слой p_1 и минусом на слой n_2 , то пойдет ток, как показано стрелкой. Переходы p_1 - n_1 и p_2 - n_2 будут работать в прямом направлении, а переход n_1 - p_2 — в обратном. Таким образом, получится комбинация двух транзисторов в одном приборе (рис. 1.26, *б*): одним транзистором является комбинация слоев p_1 - n_1 - p_2 , другим — комбинация слоев n_1 - p_2 - n_2 . Слои p_1 и n_2 являются эмиттерами, n_1 и p_2 — базами для одного транзистора и коллекторами для второго, эти слои называют базами, но переход n_1 - p_2 называют коллекторным.

Пока коллекторный переход работает в обратном направлении, практически все приложенное напряжение U падает на нем, и ток динистора есть обратный ток этого перехода. Оба «транзистора» рис. 1.26, *б* включены по схеме с оборванной базой. С ростом U в коллекторном переходе растет ударная ионизация. При определенном значении $U = U_{пп}$, называемом отпирающим напряжением, происходит пробой коллекторного перехода, и вольтамперная характеристика получает отрицательный наклон, то есть дифференци-

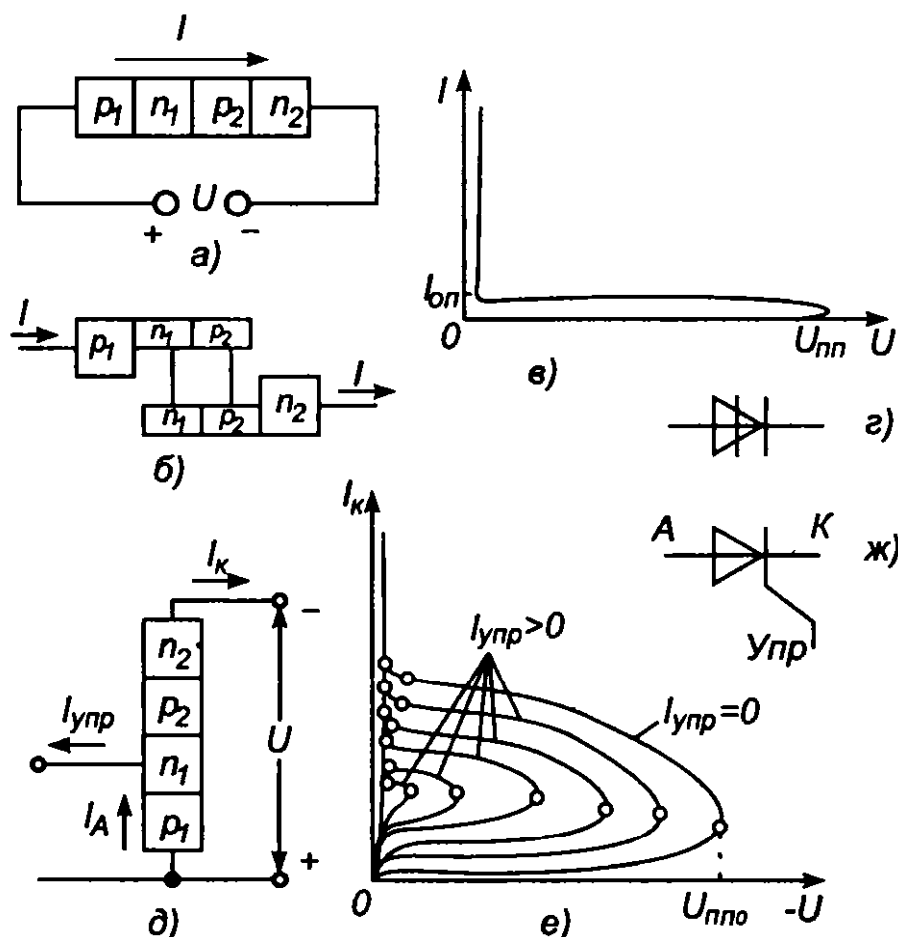


Рис. 1.26. Тиристоры: а — четырехслойная структура динистора; б — представление динистора в виде комбинации p - n - p и n - p - n -транзисторов; в — вольт-амперная характеристика динистора; г — условное обозначение динистора; д — структура управляемого тиристора (тринистора); е — семейство вольт-амперных характеристик тринистора; ж — условное обозначение тринистора [А — анод, К — катод, Упр — управляющий электрод]

альное сопротивление прибора становится отрицательным. В результате напряжение на приборе падает, а рост тока ограничивается только внешней нагрузкой. В этот момент падение напряжения на динисторе достигает минимума и потом слабо увеличивается с ростом тока за счет падения напряжения на омических сопротивлениях слоев. Это эквивалентно тому, что «транзисторы» рис. 1.26, б переводят друг друга в состояние насыщения. Если ток через динистор становится меньше некоторого критического значения $I_{оп}$, то переход n_1 - p_2 снова запирается.

Вольт-амперная характеристика динистора и его условное обозначение показаны на рис. 1.26, в и г. Критические точки характеристики рис. 1.26, в называют соответственно точкой прямого переключения (ПП) и точкой обратного переключения (ОП).

Напряжение $U_{пп}$ обычно для разных типов динисторов лежит в широких пределах от 20 до 2000 В. Ток $I_{оп}$ лежит в пределах от до-

лей микроампера до нескольких миллиампер в зависимости от материала и площади переходов.

При отрицательном напряжении U переход n_1 - p_2 оказывается смещенным в прямом направлении. Переходы p_1 - n_1 и p_2 - n_2 смещены в обратном направлении и являются в данном случае коллекторными. Таким образом, динистор в этом режиме эквивалентен двум последовательно включенным транзисторам (p - n - p и n - p - n) с оборванными базами. Напряжение пробоя в такой комбинации зависит от типа переходов p_1 - n_1 и p_2 - n_2 , а также от материала баз.

Если к одной из баз динистора, например, n_1 , присоединить внешний вывод и задавать через этот третий вывод дополнительный ток через переход p_1 - n_1 (рис. 1.26, *д*), то получим управляемый триодный тиристор. Для такого прибора (тринистора) принята традиционная «ламповая» терминология, только дополнительный электрод называется управляющим. Анодом называется слой p_1 , примыкающий к базе (в данной схеме), а катодом — слой n_2 . Семейство характеристик и условное обозначение тринистора показано на рис. 1.26, *е* и *ж*. Характеристики триодного тиристора подобны характеристике динистора, но увеличение управляющего тока $I_{упр}$ приводит к уменьшению напряжения прямого переключения. Кроме того, несколько возрастает ток прямого переключения, а ток обратного переключения уменьшается.

С ростом тока $I_{упр}$ характеристики «вкладываются» одна в другую, пока участок с отрицательным сопротивлением не исчезает совсем и не образуется спрямленная характеристика. Пусковая характеристика тринистора — зависимость $U_{пп}(I_{упр})$ — монотонно спадающая кривая, но она далека от линейной зависимости.

Параметры тринистора в открытом состоянии практически не отличаются от параметров динистора.

Некоторые триодные тиристоры допускают задание на управляющий электрод запирающего импульса. Ток «гашения» в тринисторе оказывается сравнительно большим.

Рабочие токи тринисторов лежат в пределах до 2000 А, а рабочие напряжения до 3 кВ. Мощные тринисторы используются в качестве контакторов, коммутаторов тока, а также в преобразователях постоянного напряжения, инверторах и выпрямительных схемах с регулируемым выходным напряжением.

Времена переключения у тринисторов невелики. Даже у мощных приборов (с токами в десятки ампер) время прямого переключения составляет около 1 мкс, а время выключения не превышает 10—20 мкс, но наряду с конечной длительностью фронтов напряже-

ния и тока имеют место задержки фронтов по отношению к моменту подачи управляющего импульса.

Основной недостаток схем на тиристорах — слабая помехозащищенность, прежде всего от импульсных помех, создаваемых другими тиристорами. Кроме того, падение напряжения на них в открытом состоянии составляет обычно не менее 2 В, а, следовательно, рассеиваемая мощность достаточно значительна.

Поэтому по мере совершенствования мощных полевых транзисторов последние постепенно вытесняют тиристоры из употребления.

1.8. Фотозлектронные приборы и устройства отображения информации

Фоторезисторы

Фоторезистор — это полупроводниковый прибор, не имеющий p - n -перехода, активное сопротивление которого зависит от освещенности. Его сопротивление не зависит ни от полярности приложенного к нему напряжения, ни от его величины. Обозначение и типичная характеристика фоторезистора показаны на рис. 1.27, *а* и *б*. Освещенность на этом рисунке указана в люксах, 1 лк = $0,147 \text{ мВт/см}^2$. С ростом освещенности сопротивление фоторезистора падает, и отношение темнового сопротивления к минимальному может быть больше 10^6 .

Сопротивление фоторезисторов сильно зависит от температуры, особенно при малых уровнях освещенности. Фоторезисторы —

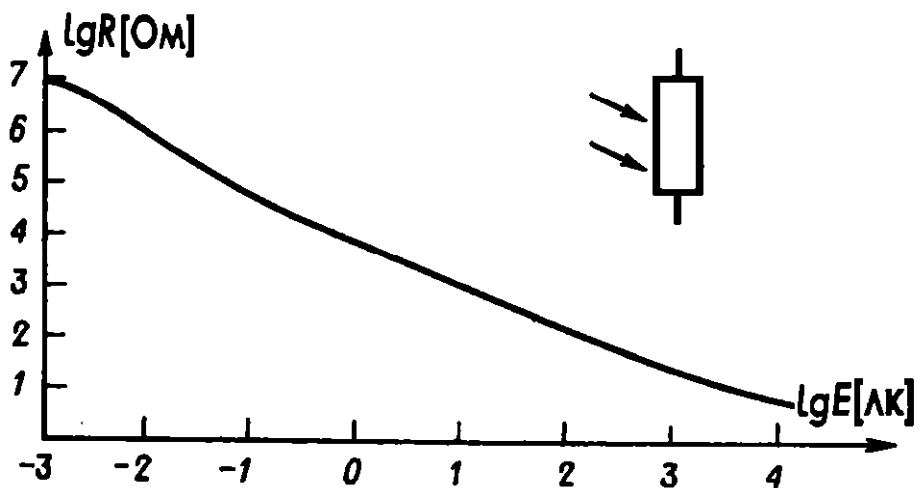


Рис. 1.27. Фоторезистор. Зависимость сопротивления от освещенности и обозначение

очень инерционные приборы, время установления сопротивления при переходе от темноты к яркому свету составляет несколько миллисекунд, а от света в темноту — до нескольких секунд. Кроме того, они обладают «световой памятью» и при снятии освещения не возвращаются к точному исходному значению сопротивления.

Фоторезисторы выполняются главным образом на основе сульфида кадмия. Приведенные параметры фоторезисторов соответствуют именно элементам на основе сульфида кадмия. Фоторезисторы на основе селенида кадмия имеют более короткое время установления и большее отношение темнового сопротивления к минимальному. Однако температурный коэффициент сопротивления у них больше и сильнее выражена зависимость от оптической предыстории. Фоторезисторы на основе сульфида или селенида кадмия имеют максимальную чувствительность в спектральном диапазоне от 400 до 800 нм (это диапазон видимого света). Одни фоторезисторы могут применяться во всем спектральном диапазоне, а другие имеют узкую спектральную чувствительность. Фоторезисторы с высокой чувствительностью к инфракрасным лучам выполняются на основе сульфида свинца или антимонида индия. Они могут применяться вплоть до длин волн $3\div 7$ мкм, однако чувствительность их значительно ниже, чем у фоторезисторов на кадмиевой основе.

Чувствительность фоторезисторов сравнима с чувствительностью вакуумных фотоумножителей. Поэтому они могут использоваться для измерения малых величин освещенности. Еще одна область применения фоторезисторов — это использование их в качестве управляемых сопротивлений. Так как допустимая мощность рассеивания фоторезисторов может достигать нескольких ватт, с их помощью можно непосредственно, без дополнительного усиления коммутировать, например, обмотку реле.

Фотодиоды

Обратный ток диода возрастает при освещении *p-n*-перехода. Этот эффект может использоваться для фотометрических измерений. С этой целью в корпусе фотодиода делается прозрачное окно. На рис. 1.28 показано схемное обозначение фотодиода, его эквивалентная схема и семейство характеристик. Для фотодиодов характерно наличие тока короткого замыкания, который пропорционален его освещенности, поэтому в отличие от фоторезисторов фотодиод может использоваться без дополнительного источника питания. Чувствительность фотодиодов обычно составляет около 0,1 мкА/лк. При подаче на фотодиод запирающего напряжения фо-

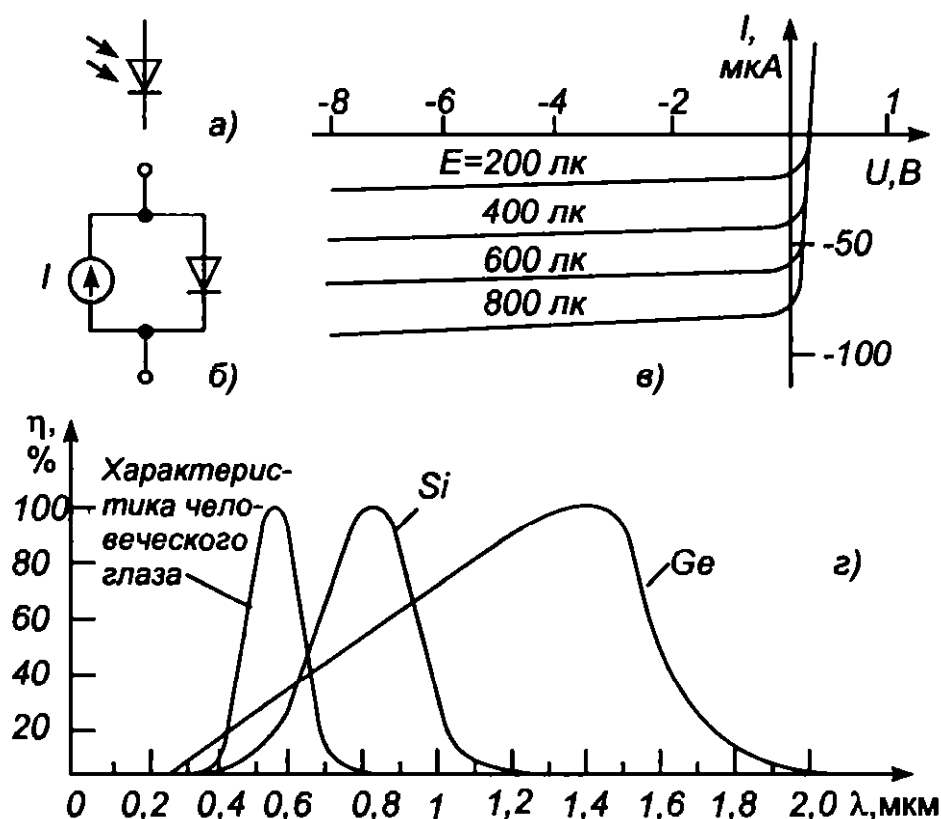


Рис. 1.28. Фотодиод: *а* — обозначение; *б* — эквивалентная схема; *в* — вольтамперные характеристики; *г* — зависимость чувствительности кремниевого (Si) и германиевого (Ge) фотодиодов от длины волны света в сравнении с глазом человека

тоток практически не изменяется. Такой режим работы фотодиода предпочтителен, когда требуется получить большое быстродействие, так как с ростом запирающего напряжения уменьшается собственная емкость p - n -перехода.

При увеличении освещенности напряжение холостого хода кремниевого фотодиода увеличивается приблизительно до 0,5 В. Как видно из характеристик на рис. 1.28, *в* под нагрузкой напряжение на фотодиоде снижается очень незначительно, пока величина тока нагрузки остается меньше величины тока короткого замыкания для данной освещенности. Благодаря этому фотодиоды пригодны для получения электрической энергии. Для этих целей изготавливаются специальные фотодиоды с большой площадью p - n -перехода, которые называются солнечными элементами, из которых набирают солнечные батареи.

Область спектральной чувствительности кремниевых фотодиодов находится между 0,6 и 1 мкм. Графики относительной спектральной чувствительности глаза человека и фотодиодов приведены на рис. 1.28, *г*.

Фотодиоды обладают существенно меньшим временем установления, чем фоторезисторы. Граничная частота для обычных фото-

диодов составляет около 10 МГц. Фотодиоды, предназначенные для оптоволоконных систем связи, могут работать до частот в несколько ГГц.

Фототранзисторы

В фототранзисторе (рис. 1.29) переход коллектор—база представляет собой фотодиод.

Принцип действия фототранзистора хорошо виден из его эквивалентной схемы. Ток фотодиода является базовым током транзистора, который управляет его коллекторным током. Решение же вопроса о том, нужно подключить к схеме вывод базы фототранзистора или оставить его неподключенным, зависит от выбранной схемы измерения. Фототранзисторы, у которых базовый электрод вообще не выведен, иногда называют двойным фотодиодом.

Для получения большего усиления фототока в фототранзисторах их иногда делают составными (рис. 1.29, в). Из эк-

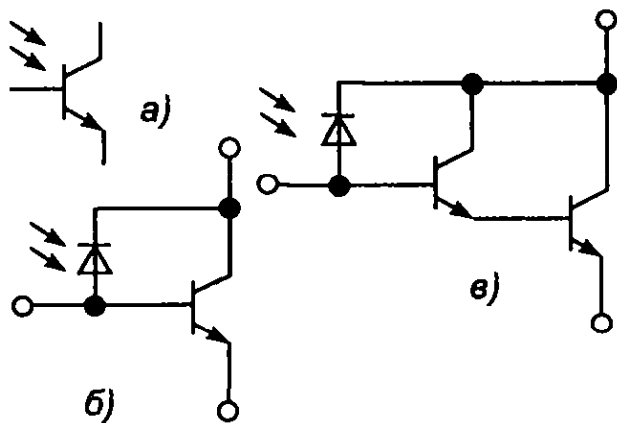


Рис. 1.29. Фототранзистор: а — обозначение; б — эквивалентная схема; в — эквивалентная схема составного фототранзистора

вивалентной схемы фототранзистора понятно, что его область спектральной чувствительности такая же, как и для соответствующего фотодиода. Граничная частота фототранзистора существенно ниже, чем у фотодиода. Ее величина составляет порядка 300 кГц, а у составных фототранзисторов — порядка 30 кГц.

Светодиоды, оптроны и представление информации.

Светодиоды изготавливаются не на основе кремния или германия, как большинство полупроводниковых элементов, а на основе арсенида, арсенид-фосфида или фосфида галлия. Эти диоды излучают свет при протекании через них прямого тока за счет рекомбинации носителей в длинной базе. Область спектрального излучения диодов имеет довольно узкие границы. Ее положение зависит от используемого полупроводникового материала. Арсенид-галлиевые диоды работают в инфракрасном диапазоне, арсенид-фосфид-галлиевые в диапазоне красного видимого света, а фосфид-галлиевые — зеленого.

Коэффициент полезного действия инфракрасных светодиодов составляет 1—5 %, у остальных типов светодиодов он не превышает 0,1 %. Яркость свечения в широком диапазоне пропорциональна прямому току светодиода. Тока в несколько миллиампер уже достаточно для отчетливой индикации, поэтому светодиоды удобно использовать в качестве элементов индикации в полупроводниковых схемах. Светодиоды также собираются в семисегментные или точечные матрицы для алфавитно-цифровой индикации.

В настоящее время для представления информации наряду со светодиодами и электронно-лучевыми трубками (ЭЛТ) все шире используются жидкие кристаллы. По стоимости жидкокристаллические активные дисплеи пока значительно превосходят ЭЛТ. По мере удешевления производства они в ближайшие годы видимо полностью вытеснят и ЭЛТ, и светодиоды как средство представления информации.

Если в одном корпусе совместить светодиод и фоточувствительный элемент, например, фототранзистор, то можно осуществить преобразование входного тока в выходной с полным гальваническим разделением цепей. Такие оптоэлектрические элементы называются оптронами. Они выпускаются в стандартных корпусах для интегральных микросхем. Для получения большого коэффициента полезного действия оптроны работают в инфракрасной области спектра. Важнейшим параметром оптрона является коэффициент передачи — отношение тока в приемнике к току светодиода. Оптоны с фототранзисторами имеют повышенный коэффициент передачи 0,3—3, но их верхняя частота не превосходит 100 кГц. Коэффициент передачи оптронов с фотодиодами не превосходит 0,1, но они способны работать на частоте 10 МГц и выше.

Фотоумножители

Фотоумножители и кинескопы — это едва ли не последние электровакуумные приборы, имеющие до сих пор массовое применение.

Фотоумножители (ФЭУ) лучше всего пригодны для детектирования и измерения малых световых потоков (и иногда с наносекундным разрешением). В них фотоны вырывают с «фотокатода», изготовленного из светочувствительного щелочного металла, электроны. Этот слабый фототок усиливается благодаря ускорению электронов при движении к последующим поверхностям (динодам), из которых легко вырываются дополнительные электроны. Рис. 1.30, *а* иллюстрирует этот процесс. При таком «электронном умножении» шум

первоначального сигнала — фототока практически не усиливается. Делитель напряжения (рис. 1.30, б) обычно рассчитывают так, чтобы между соседними динодами падало около 100 В, при этом усиление на каждом каскаде будет равно примерно 10, а общее усиление составляет 10^6 и более. В конце концов ток собирается на аноде, потенциал которого близок к земле, и он бывает настолько велик, что шумы последующего усилителя уже не играют роли.

Наиболее эффективные фотокатодные материалы имеют квантовый выход, превышающий 25 %, и благодаря большому усилению, обеспечиваемому динодами, легко фиксируются отдельные фотоэлектрические акты. Если световой поток очень мал, то сигналы после ФЭУ подаются на импульсный усилитель, интегрирующий заряд, схему — дискриминатор и счетчик. При больших световых потоках количество фотоэлектронов становится столь большим, что анодный ток фиксируется как макроскопическая величина. ФЭУ имеют чувствительность порядка 1 А на 1 мкВт, а максимальный анодный ток ФЭУ не должен превышать 1 мА. Таким образом число фотонов практически ограничивается величиной около 1 млн. в секунду, что при грубой оценке соответствует падающей мощности $2 \cdot 10^{-12}$ Вт!

Даже в условиях полной темноты на аноде ФЭУ будет небольшой ток. Он вызывается тепловыми электронами, исходящими из фотокатода и динодов, и его можно уменьшить, если охлаждать ФЭУ до температуры -25°C и ниже. Обычно темновые токи для светочув-

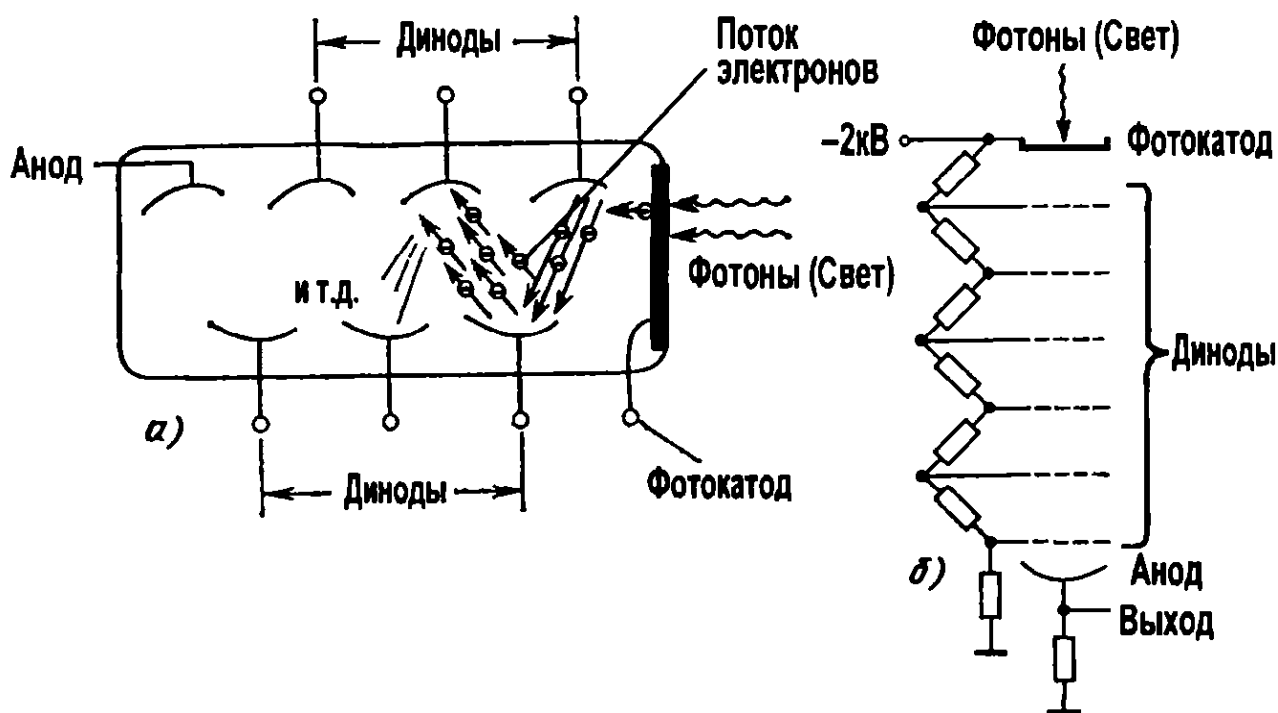


Рис. 1.30. Фотоумножитель: а — схема, поясняющая принцип работы; б — схема включения

ствительного катода ФЭУ из щелочноземельных металлов имеют величину примерно $30 \text{ ед./}(\text{с} \cdot \text{см}^2 \text{ площади катода})$ при комнатной температуре. Охлажденный ФЭУ с небольшим катодом имеет темновой ток меньше единицы в секунду. Следует помнить, что ФЭУ с включенным напряжением питания не должен подвергаться воздействию обычного света; для ФЭУ, в окно которого попал дневной свет даже при отключенном питании, требуется 24 ч или более, чтобы он «остыл» и его темновой ток вернулся к нормальному уровню.

По сравнению с фотодиодами ФЭУ обладают много большим квантовым выходом и быстродействием (типичное время нарастания 2 нс). Однако они громоздки и требуют стабилизированного источника высокого напряжения, поскольку усиление ФЭУ возрастает экспоненциально в зависимости от приложенного напряжения.

ФЭУ почти незаменимы при работе с чрезвычайно малыми световыми потоками. Они используются при токах анода порядка микроампера или менее, следовательно, ФЭУ легко «видят» свет, неразличимый для глаза. Фотоэлектронные умножители применяют не только для непосредственного детектирования света, например, в астрономии (фотометрия) и биологии (биолюминесценция, флуоресценция), но и в детекторах частиц, рентгеновского и гамма-излучения. ФЭУ широко используются в спектрофотометрии, где они в сочетании с призмами, дифракционными решетками или интерферометрами позволяют проводить точные измерения оптических спектров.

Контрольные вопросы, задачи и упражнения

1. В схеме рис. 1.31,а $E = 5 \text{ В}$; $I = 10 \text{ мА}$ (10^{-2} А); $R_{r1} = R_{r2} = 500 \text{ Ом}$; $R = 1 \text{ кОм}$. Определить напряжение U_A относительно 0 В.
2. В схеме рис. 1.31,б $I = 1 \text{ А}$; $E = 2 \text{ В}$; $R_{r1} = R_{r2} = 2 \text{ Ом}$. Определить напряжение U_A относительно 0 В.
3. В схеме рис. 1.31,в $E = 10 \text{ В}$; $I = 0,2 \text{ А}$; $R_r = 100 \text{ Ом}$; $R_1 = 500 \text{ Ом}$; $R_2 = 200 \text{ Ом}$. Определить ток через резистор R_2 .

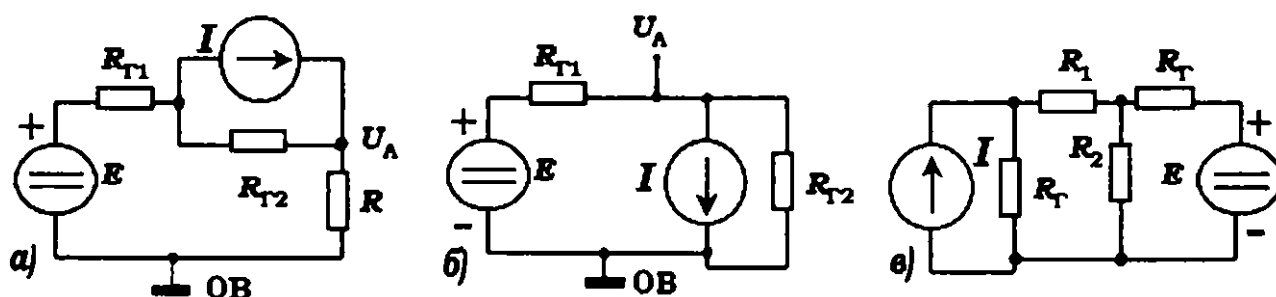


Рис. 1.31

4. В схеме рис. 1.8 $U_0 = 1$ В; $R = 10$ Ом; $L = 10$ мГн (10^{-2} Гн). Нарисовать эюр напряжения U_L на катушке индуктивности и оценить значения U_L через 1 мс (10^{-3} с) и через 100 мс после замыкания ключа.
5. В схеме рис. 1.4 $U_0 = 10$ В; $R = 100$ Ом; $C = 10$ мкФ. Нарисовать эюр напряжения U_C на обкладках конденсатора и оценить значения U_C через 1 мс (10^{-3} с) и через 10 мс после замыкания ключа.
6. Предложите схему форсирующего звена с использованием индуктивности, а не емкости. Выведите для этой схемы формулу коэффициента передачи.
7. Выведите формулы (1.21) и (1.22) и постройте соответствующие графики ЛАЧХ и ФЧХ при $R = 10$ кОм, $R_0 = 30$ кОм, $C = 100$ нФ.
8. Выведите формулы (1.24) и (1.25) и постройте соответствующие графики ЛАЧХ и ФЧХ при $R = 20$ кОм, $R_0 = 2$ кОм, $C = 50$ нФ.
9. Выведите формулы АЧХ и ФЧХ для колебательного звена (1.31). Постройте соответствующие графики при $T = 1$ мкс и $\xi = 0,5; 0,1$ и $0,01$.
10. Когда к полупроводниковому кремниевому диоду было приложено обратное напряжение 3 В, ток через диод составил 0,1 мкА. Далее при тех же условиях к этому диоду было подключено напряжение 30 В, и обратный ток возрос до 1 мкА. Оцените токи тепловой и термогенерации.
11. При прямом токе 0,1 А падение напряжения на полупроводниковом диоде составило 0,6 В. Оцените мощность, которая будет рассеиваться на этом диоде при прямом токе 1 А. Саморазогревание диода можно не учитывать.
12. Рассчитайте время спада, рассасывания заряда в базе и нарастания напряжения в каскаде рис. 1.19, а при переключениях ключа на входе. $R_1 = 2$ кОм, $R_2 = 3,9$ кОм, $E = 5$ В, $U_1 = 4$ В, $U_2 = -5$ В, $h_{213} = 50$, $\tau = 100$ нс, $U_{БЭнас} = 0,6$ В, $U_{КЭнас} = 0,3$ В, $C_K = 2$ пФ, $C_3 = 1$ пФ, $C_H = 10$ пФ.
13. Объясните, почему напряжение сток—исток, при котором происходит излом выходных характеристик полевых транзисторов, зависит от напряжения затвор—исток.
14. Почему ток запираания триодного тиристора, подаваемый на его управляющий электрод, значительно больше тока управления прямым переключением?
15. В чем состоят преимущества мощных полевых транзисторов как коммутаторов большой мощности перед тиристорами?
16. Опишите принцип действия фотодиода и фототранзистора.
17. Почему для быстрой передачи данных используются оптроны с фотодиодами, а не фототранзисторами?

Глава II

ТИПОВЫЕ СХЕМНЫЕ КОНФИГУРАЦИИ

Универсально лишь то,
что достаточно грубо.
Поль Валери. «Тетради»

2.1. Одиночные линейные каскады на биполярных транзисторах с общим эмиттером (ОЭ)

В простейшей схеме ОЭ, изображенной на рис. 2.1, входной сигнал задается в базу, а цепь эмиттера подключена к нулевой шине, поэтому

$$U_{вх} = I_B(r_B + R_B) + U_{БЭ}(I_Э) + I_Э R_Э. \quad (2.1)$$

где I_B и $I_Э$ — токи базы и эмиттера; r_B — объемное сопротивление базы; $U_{БЭ}$ — падение напряжения на эмиттерном переходе, подчиняющееся уравнению Молла—Эберса (1.35). Ток коллектора I_K очень слабо зависит от напряжения коллектора, поэтому обычно транзистор со стороны коллектора можно рассматривать как генератор тока I_K с бесконечным выходным сопротивлением и учитывать конечную выходную проводимость коллектора $h_{22Э} = 1/r_K$ только при очень больших значениях полного сопротивления в коллекторной цепи. Таким образом,

$$U_{вых} = E - I_K R_K \cong E - I_Э R_K. \quad (2.2)$$

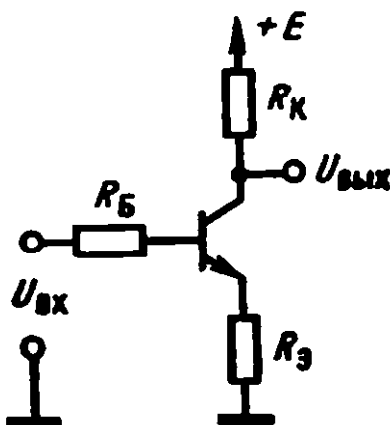


Рис. 2.1. Усилительный каскад с общим эмиттером ОЭ

Чтобы выявить усилительные свойства каскада ОЭ, определим прежде всего его крутизну, используя уравнение Молла — Эберса (1.35)—(1.36):

$$S_{\text{Э}} = dI_{\text{К}} / dU_{\text{вх}} = [h_{21\text{Э}} / (h_{21\text{Э}} + 1)] dI_{\text{Э}} / dU_{\text{вх}} = \\ = h_{21\text{Э}} / [r_{\text{Б}} + R_{\text{Б}} + (h_{21\text{Э}} + 1)(r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}})] \cong 1 / (r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}}), \quad (2.3)$$

где $r_{\text{Э}} = \varphi_{\text{Э}} / I_{\text{Э}}$ — дифференциальное сопротивление эмиттера, определяемое из уравнения (1.42), а приближенное равенство действительно при $R_{\text{Б}} \cong 0$ и $h_{22\text{Э}} \gg 1$. Заметим, что $R_{\text{Б}}$ всегда может быть отнесено к выходному сопротивлению источника сигнала, что удобно в расчетах и не вызывает путаницы (когда $R_{\text{Б}}$ учитывают дважды!). Поэтому в дальнейшем обычно принимаем $R_{\text{Б}} = 0$.

Так как E — постоянное напряжение на выходе источника питания, который в первом приближении можно считать генератором напряжения, не имеющим внутреннего сопротивления, то по отношению к сигналу выход источника питания «заземлен» (нулевая шина и шина E коротко замкнуты для тока сигнала). Следовательно, на сигнальные параметры каскада (крутизну, усиление, входные и выходные сопротивления) постоянное напряжение E не должно непосредственно влиять.

Определив коэффициент усиления по напряжению как

$$K_U = dU_{\text{вых}} / dU_{\text{вх}}, \quad (2.4)$$

получим из (2.2) и (2.3)

$$K_U = -S_{\text{Э}} R_{\text{К}} \cong -h_{21\text{Э}} R_{\text{К}} / [r_{\text{Б}} + R_{\text{Б}} + (h_{21\text{Э}} + 1)(r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}})] \cong \\ \cong -R_{\text{К}} / (r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}}), \quad (2.5)$$

где последняя оценка справедлива при $R_{\text{Б}} = 0$ и $h_{22\text{Э}} \gg 1$.

Входное сопротивление каскада, то есть сопротивление, на которое нагружается источник сигнала $U_{\text{вх}}$ есть

$$R_{\text{вх}} = dU_{\text{вх}} / dI_{\text{Б}} \cong r_{\text{Б}} + R_{\text{Б}} + (h_{21\text{Э}} + 1)(r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}}), \quad (2.6)$$

а выходное сопротивление каскада как источника напряжения (см. рис. 1.1, а)

$$R_{\text{вых}} \cong R_{\text{К}}. \quad (2.7)$$

Если $R_{\text{К}}$ велико (близко по порядку величины к выходному сопротивлению коллектора $r_{\text{К}}$), то в выражениях (2.5) и (2.7) вместо $R_{\text{К}}$ следует подставлять

$$R_{\text{К}} \parallel r_{\text{К}} = R_{\text{К}} \parallel (1/h_{22\text{Э}}) = R_{\text{К}} / (R_{\text{К}} h_{22\text{Э}} + 1). \quad (2.8)$$

При очень больших R_3 приходится учитывать шунтирующее влияние r_k и на входное сопротивление.

Приведенные формулы справедливы, если обеспечен линейный режим каскада. Это означает, что и $U_{вх} > U_{бэ} \cong (0,5 \div 0,9)$ В, и напряжение коллектор—эмиттер $U_{кэ} > U_{бэ}$ (для маломощных кремниевых транзисторов). При этом если $R_3 = 0$, то весь диапазон изменения $U_{вх}$, в котором может сохраняться линейный режим, не превышает $2\phi_0$. Если $U_{вх}$ будет мало, то транзистор закроется, если $U_{кэ}$ будет мало, то откроется коллекторный переход и наступит режим насыщения. В обоих случаях транзистор перестанет усиливать сигнал. Так как для режима насыщения нужно прямое смещение коллекторного перехода, то усилительные свойства сохраняются обычно при $U_{кэ} \geq U_{бэ} - 0,4$ В в схемах с малыми I_3 ($I_3 < 10$ мА). Для этих схем в качестве расчетного значения можно принять $U_{бэ} \cong (0,6 \div 0,7)$ В. При этом следует помнить, что с ростом I_3 (и $I_б$) увеличиваются падения напряжений на $r_б$ и объемных омических сопротивлениях коллекторного и эмиттерного слоев транзисторной структуры. Поэтому при токах, больших 10—20 мА (для маломощных транзисторов), насыщение может уже наступать при $U_{кэ} = 1 \div 2$ В. Основную роль здесь играет объемное сопротивление коллектора, для снижения которого принимаются специальные меры.

Из выражений (2.3) и (2.5) видно, что для получения большего усиления выгодно уменьшать R_3 . Однако при этом каскад будет сильнее нагружать источник сигнала (уменьшается $R_{вх}$), и, что еще важнее, с точки зрения стабилизации режима малые значения R_3 оказываются нежелательны. Вместе с тем не всегда удобно вводить в $U_{вх}$ некоторую постоянную составляющую, обеспечивающую начальное смещение каскада, то есть прохождение тока через R_3 . Пусть, например, надо построить усилитель синусоидального сигнала, имеющего амплитуду 10 мВ, с коэффициентом усиления $|K_U| \cong 20$. Если выбрать $E = 10$ В, $I_3 = 1$ мА и задаться в точке покоя (при отсутствии сигнала) напряжением коллектора $U_k = 5$ В, то получим $R_k = 5$ кОм, $R_3 = 220$ Ом (так как $r_3 \cong 25$ Ом). При этом $U_{вх}$ должно иметь постоянную составляющую около 0,9 В, чтобы обеспечить на базе смещение $U_{бэ} + I_3 R_3 = 0,7$ В + 1 мА 220 Ом $\cong 0,9$ В. Эту составляющую надо каким-то образом суммировать с входным сигналом. Напряжение $U_{бэ}$ имеет температурный дрейф около $-2,1$ мВ/°С. При изменении температуры транзистора на 20—25 °С (обычное явление, возникающее просто из-за рассеяния мощности в аппаратуре) произойдет снижение $U_{бэ}$ на 0,05 В, а, следовательно, I_3 возрастет до

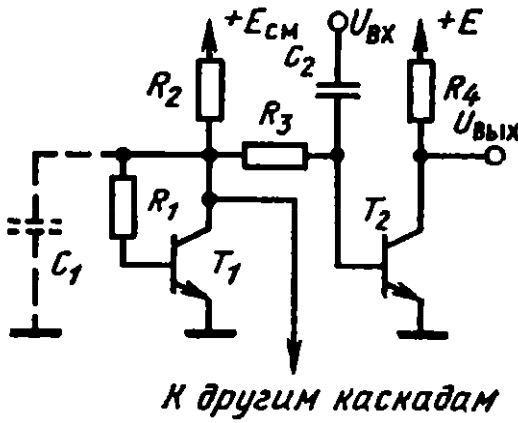


Рис. 2.2. Каскад ОЭ с компенсационным смещением

1,25 мА и напряжение коллектора снизится до 3,8 В. Это в свою очередь может сильно отразиться на режиме последующих цепей (например, аналогичного каскада). Заметим, что усилительные возможности каскада использованы далеко не в полной мере: при $R_3 = 0$ коэффициент усиления $|K_U| \cong 200 \div 240$ (с учетом влияния r_b и при обычных значениях $h_{21Э} = 30 \div 100$). Но при $R_3 = 0$ отклонение температуры на 20°C приведет к насыщению или отсечке транзистора, и каскад будет вообще неработоспособным.

Проблемы стабилизации режима и задания смещения могут решаться двумя основными способами: компенсационным и с применением отрицательной обратной связи. Одна из схем компенсационного типа приведена на рис. 2.2. Она предназначена для усиления сигналов переменного тока, спектр которых ограничен снизу частотой $f_{гр.н}$.

Входной сигнал задается в базу транзистора T_2 через конденсатор C_2 , и нижняя граничная частота сигнала определяется емкостью C_2 и параллельным соединением R_3 и $R_{вх2}$ каскада T_2 , образующим квазидифференцирующее звено. Транзистор T_1 включен в так называемом диодном режиме, дифференциальное сопротивление между его коллектором и эмиттером сравнительно мало и близко к $r_{Э1} = \varphi_\Theta / I_{Э1}$. Так как согласно (2.6) $R_{вх2} \cong h_{21Э} \varphi_\Theta / I_{Э2}$, то

$$f_{гр.н} \cong (1/R_3 + I_{Э2}/h_{21Э} \varphi_\Theta) / 2\pi C_2. \quad (2.9)$$

Дифференциальным сопротивлением T_1 можно пренебречь.

При выборе C_2 по заданной $f_{гр.н}$ следует брать максимально возможное значение $I_{Э2}$ и минимальное значение $h_{21Э}$ для применяемого транзистора. На частотах $f > f_{гр.н}$ коэффициент усиления согласно (2.5) составляет

$$K_U = -h_{21Э} R_4 / [r_b + (h_{21Э} + 1)r_\Sigma] \cong -R_4 I_{Э2} / \varphi_\Theta. \quad (2.10)$$

Смещение базы T_2 в рабочую точку осуществляется током, протекающим через резистор R_3 , а резистор R_4 обычно выбирается с номиналом $R_4 \cong R_3/2$, если $E_{см} = E$. Напряжение на коллекторе T_1 равно:

$$U_{К1} = U_{БЭ}(I_{Э1}) + I_{Б1} R_1 = U_{БЭ}(I_{Э1}) + I_{Э1} R_1 / (h_{21Э} + 1).$$

Если транзисторы T_1 и T_2 идентичны и они находятся в равных условиях, то напряжение на базе T_2 будет всегда как раз таким, которое нужно для выбранного значения тока $I_{Э2}$ (конечно, $R_1 = R_3$):

$$I_{Э2} \cong I_{Э1} \cong (E - U_{К1}) / R_2.$$

На самом деле некоторую малую ошибку внесет ток $I_{Б2}$, отбираемый с коллектора T_1 , но обычно этим можно пренебречь. Кроме того, $R_1 = R_3$ не должны быть слишком велики, иначе малый разбаланс токов баз приведет к нарушению режима схемы. Этот тип усилителя наиболее эффективен, если все транзисторы находятся в одном кристалле интегральной микросхемы — ИМС (в простейшем случае — это транзисторы одной «сборки»).

Схемы каскадов усиления переменного тока со стабилизацией с помощью обратной связи показаны на рис. 2.3. В схеме рис. 2.3, а ток эмиттера $I_Э$ определяется напряжением на базе и относительно большим сопротивлением резистора R_4 , а коэффициент усиления — резистором R_3 , поэтому режим и усиление можно задавать практически независимо. Нижняя граничная частота этой схемы зависит от трех RC -цепей: входной, эмиттерной и выходной. Входное сопротивление есть параллельное соединение $R_1 \parallel R_2 \parallel R_{ВХ}$, где $R_{ВХ}$ получаем из (2.6). Обычно выбирают ток $E / (R_1 + R_2) \gg I_Б$, чтобы ток базы не влиял на режим каскада, поэтому R_1 , R_2 и $R_{ВХ}$ оказываются близкими по порядку величины и нижняя граничная частота входной цепи есть

$$f_{гр.н.вх} \cong 1/2\pi(R_1 \parallel R_2 \parallel R_{ВХ})C_2 = 1/2\pi T_{ВХ}.$$

Если $R_4 \gg R_3$, то «собственный» коэффициент усиления (нагрузку и влияние входной цепи не учитываем) каскада есть

$$K_U(j\omega) \cong -R_5 / (R_3 + r_Э + 1/j\omega C_2) = K_{U0} j\omega T_Э / (j\omega T_Э + 1), \quad (2.11)$$

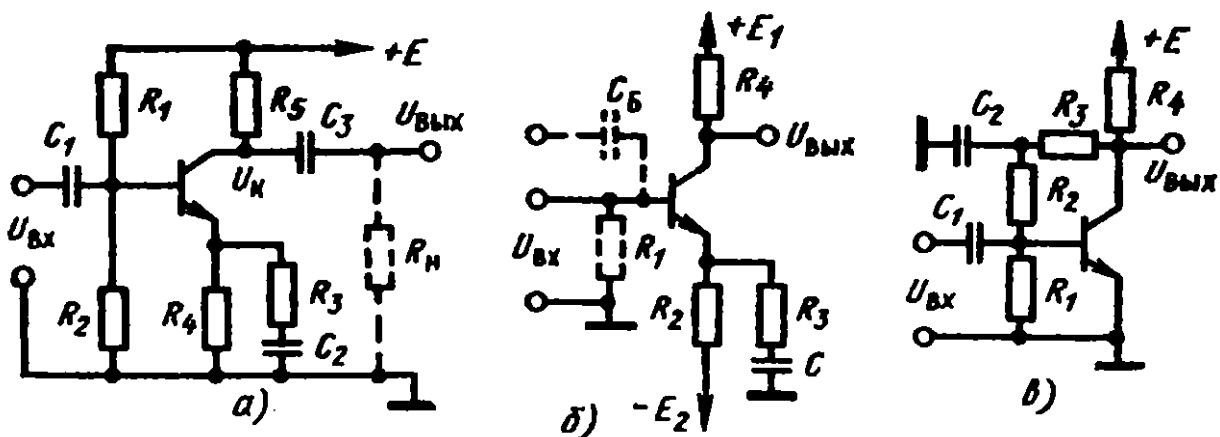


Рис. 2.3. Каскады ОЭ с обратными связями по постоянному току

где $K_{\text{вб}} \cong -R_5 / (R_3 + r_3)$ — усиление каскада при $f > f_{\text{гр.н.э}}$, $T_3 = 1/2\pi f_{\text{гр.н.э}} = (R_3 + r_3)C_2$ — постоянная времени эмиттерной цепи. Грубо говоря, граничная частота для эмиттерной цепи — это частота, выше которой полное сопротивление конденсатора C_2 становится меньше, чем $R_3 + r_3$ (а не R_4 !). Эмиттерная цепь с блокирующим конденсатором C_2 придает каскаду свойства квазидифференцирующего звена с постоянной времени T_3 .

Наконец, C_3 и R_H также образуют квазидифференцирующую цепь с постоянной времени $T_{\text{вых}} = R_H C_3$. Таким образом, в области низких частот вся схема представляет собой последовательное соединение трех квазидифференцирующих и одного усилительного звена.

Нижняя граничная частота схемы будет определяться наименьшей из постоянных времени $T_{\text{вх}}$, T_3 и $T_{\text{вых}}$, причем две остальные постоянные времени желательно брать много большими, чем эта наименьшая. Лучше всего брать $T_3 < T_{\text{вх}}$ и $T_{\text{вых}}$, так как обычно C_2 — конденсатор с наибольшей необходимой емкостью. Режимный ток каскада I_3 равен:

$$I_3 = [ER_2 / (R_1 + R_2) - U_{\text{бэ}}] / R_4.$$

Обычный выбор состоит в том, что $R_1 \cong 2R_2$ и $R_4 \cong R_5$. Температурный и временной дрейф тока базы — основной источник неустойчивости режима схемы. Поэтому сопротивление делителя $R_1 \parallel R_2$ не должно существенно превышать R_4 .

На рис. 2.3, б показан вариант схемы рис. 2.3, а, который удобно использовать в случаях, когда в проектируемом устройстве имеются источники питания обеих полярностей. Преимущество этой схемы в том, что упрощается входная цепь. Входной сигнал может задаваться через C_6 , R_1 , но если он «привязан» к нулевой шине, и его источник может обеспечить ток смещения базы, то цепь C_6 , R_1 не нужна — источник сигнала просто подключается к базе.

Стабилизация I_3 в схемах рис. 2.3, а и б достигается за счет последовательной обратной связи по току: ток I_3 , протекая через резистор в цепи эмиттера R_3 (R_4 или R_2 соответственно) создает падение напряжения $I_3 R_3$, которое «сравнивается» на эмиттерном переходе с напряжением на базе $U_{\text{б}}$. Если, например, I_3 увеличивается, то растет $I_3 R_3$ и соответственно уменьшается $U_{\text{бэ}}$ транзистора, что ведет к уменьшению I_3 .

В схеме рис. 2.3, в используется иной тип отрицательной обратной связи — параллельная обратная связь по напряжению. Падение напряжения на R_1 равно $U_{\text{бэ}}$, и если $I_{\text{б}} \ll I_{\text{см}} = U_{\text{бэ}} / R_1$, то напряже-

ние покоя на коллекторе (в отсутствие сигнала) $U_K = I_{cm}(R_1 + R_2 + R_3) = U_{БЭ}(R_1 + R_2 + R_3) / R_1$. Нестабильность $U_{БЭ}$ составляет обычно десятки милливольт, соответственно нестабильность U_K не превышает обычно 1 В, что, как правило, бывает допустимо. Например, при $E = 15$ В, $U_K = 7,5$ В и $I_Э = 0,1$ мА разумно выбрать $I_{cm} = 0,01$ мА, тогда $R_1 = 75$ кОм, $R_2 + R_3 = 620$ кОм (несколько меньше расчетного значения, так как $I_Б$ создаст небольшое дополнительное падение напряжения на $R_2 + R_3$), $R_4 = 75$ кОм. При этом нестабильность U_K составит около 0,5 В.

Здесь в отличие от схем рис. 2.3, *а* и *б* сигнал обратной связи (падение напряжения на R_1) пропорционален U_K , а не $I_Э$. Поэтому обратная связь стабилизирует напряжение покоя на выходе U_K , а не ток покоя $I_Э$. Остаточная нестабильность U_K связана с нестабильностью «опорного» напряжения, то есть «эталона», с которым сравнивается напряжение обратной связи, — этим «эталон» здесь служит $U_{БЭ}$. Данный тип обратной связи обладает важным свойством (иногда полезным, иногда вредным), часто называемым эффектом Миллера. Предположим, что конденсатор C_2 отсутствует, и на базу попал входной сигнал $u_{вх}$ (влияние C_1 пока не рассматриваем). Этот сигнал создаст три тока:

$$i_Б = u_{вх} / h_{21э}r_Э; i_1 = u_{вх} / R_1; i_{2-3} = (u_{вх} - u_{вых}) / (R_2 + R_3).$$

Но $u_{вых} = -|K_U| u_{вх}$, поэтому $i_{2-3} = u_{вх} / (|K_U| + 1) / (R_2 + R_3)$.

Таким образом, входное сопротивление каскада по сигналу, измеряемое в базе транзистора, составит

$$R_{вх} = u_{вх} / (i_Б + i_1 + i_{2-3}) = \\ = 1 / [1 / h_{21э}r_Э + 1 / R_1 + (|K_U| + 1) / (R_2 + R_3)], \quad (2.12)$$

то есть действующее значение сопротивления цепи обратной связи оказывается уменьшенным в $(|K_U| + 1)$ раз. Для нашего примера $|K_U| \cong 250$ и при $h_{21э} = 100$ $h_{21э}r_Э \cong 25$ кОм, $R_1 = 75$ кОм, а $(|K_U| + 1) / (R_2 + R_3) \cong 2,4$ кОм! Иначе говоря, входное сопротивление оказывается, во-первых, неожиданно малым, а во-вторых, определяется током в самой высокоомной цепи схемы. Чтобы исключить этот эффект, сопротивление обратной связи разбивают на два равных сопротивления R_2 и R_3 и включают C_2 , шунтирующий переменную составляющую в цепи обратной связи. При этом на нижней граничной частоте каскада $f_{гр.н}$ эта составляющая должна быть уменьшена в $|K_U|$ раз, а потому $1/2\pi C_2(R_2 / 2) = f_{гр.н} / |K_U|$ или

$$C_2 = |K_U| / \pi R_2 f_{гр.н}. \quad (2.13)$$

Если, например, $f_{гр.н} = 20$ Гц, то для нашего примера $R_2 = R_3 = 300$ кОм и $C_2 = 15$ мкФ. Рекомендуем читателю самостоятельно проверить, что выбор $R_2 = R_3$ — наилучший (прежде всего потому, что ему соответствует минимальное значение C_2). Теперь на частотах сигнала $R_{вх} \cong 25$ кОм $\parallel 75$ кОм $\parallel 300$ кОм $\cong 18$ кОм, то есть $R_{вх}$ возросло почти в 8 раз и зависит, главным образом, от режима самого транзистора. Емкость конденсатора C_1 равна:

$$C_1 = 1/2\pi R_{вх} f_{гр.н} = 0,5 \text{ мкФ}.$$

Быстродействие каскадов рис. 2.1—2.3 со стороны выхода определяется двумя факторами — быстродействием транзисторов (то есть спадом $h_{21э}$ на верхних частотах) и емкостной нагрузкой выхода (образуемой емкостью коллектора, монтажными емкостями и емкостью нагрузки). Совместный учет этих факторов требуется далеко не всегда. Достаточно выделить наибольшую из постоянных времени, определяющую верхнюю граничную частоту $f_{гр.в}$. Если в выражение для K_U (2.10) подставить аппроксимацию (1.48), то получим оценку $K_U(j\omega)$ для верхних частот:

$$K_U(j\omega) \cong K_{U0} / (j\omega T_{OЭ} + 1), \quad (2.14)$$

где K_{U0} — коэффициент усиления в полосе пропускания (на частотах $f_{гр.н} < f < f_{гр.в}$) и

$$T_{OЭ} \cong r_b \tau / (r_b + h_{21э} \Phi_0 / I_э). \quad (2.15)$$

Для современных высокочастотных транзисторов $\tau \ll 1$ мкс и $h_{21э} > 50$, поэтому в маломощных схемах постоянная времени $T_{OЭ}$ оказывается обычно меньше 50 нс. Как правило, выходное сопротивление каскада составляет не менее нескольких килоом, а емкость нагрузки — единицы или десятки пикофард (см. эквивалентную схему рис. 2.4), поэтому спад $|K_U(j\omega)|$ на высоких частотах бывает вызван внешней нагрузкой.

Полное входное сопротивление каскадов ОЭ на высоких частотах $Z_{вх}(j\omega)$ имеет емкостный характер, связанный, во-первых, со

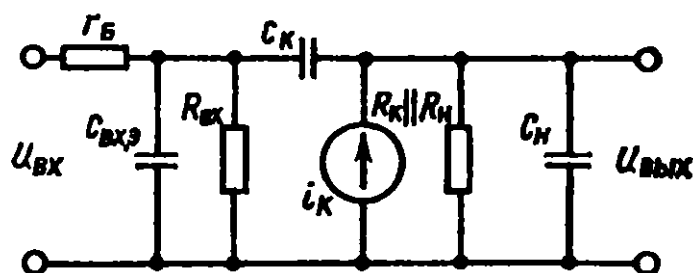


Рис. 2.4. Эквивалентная схема каскада ОЭ для высоких частот

снижением $h_{21Э}$ и емкостью эмиттерного перехода, а во-вторых, с влиянием емкости коллектор — база C_K .

Первая составляющая эквивалентной входной емкости

$$C_{вх Э} \cong C_{Э} + \tau / h_{21Э}(R_{Э} + \varphi_{\Theta} / I_{Э}).$$

Она обычно очень мала (максимум единицы пикофарад). Значительно больше влияние емкости C_K , так как ее действующее значение, в силу описанного выше эффекта Миллера, в $|K_U|$ раз больше истинного. Поэтому полное входное сопротивление транзистора на высоких частотах имеет вид

$$Z_{вх}(j\omega) \cong r_{Б} + 1 / j\omega(C_{вх Э} + |K_U|C_K). \quad (2.16)$$

Так как $r_{Б}$ невелико и часто много меньше сопротивления источника сигнала (например, выходного сопротивления предыдущего каскада ОЭ), то составляющая $|K_U|C_K$ превалирует и создает емкостную нагрузку источника. Даже если источник сигнала имеет нулевое сопротивление, постоянная времени входной цепи (ее в справочниках называют постоянной времени цепи обратной связи на высокой частоте) $\tau_K = r_{Б}C_K$ приводит к ограничению полосы каскада на верхних частотах со стороны входа:

$$f_{гр.в} \cong 1/2\pi |K_U|\tau_K. \quad (2.17)$$

В широкополосных усилителях (видеоусилителях, быстродействующих операционных усилителях и компараторах) и в схемах усиления высоких частот ограничение полосы по входу обычно бывает основным.

Еще одна важная характеристика каскада — линейность может быть оценена по зависимости его $|K_U|$ от мгновенного значения сигнала. Обычно говорят о коэффициенте нелинейных искажений, то есть об отношении мощности гармонического сигнала на выходе каскада к мощности паразитных гармоник, возникших из-за нелинейности каскада. Основная причина нелинейных искажений в транзисторных каскадах — зависимость $r_{Э}$, а, следовательно, крутизны и $|K_U|$ от входного сигнала. Так как мощность синусоидального сигнала пропорциональна квадрату амплитуды, то в первом приближении коэффициент нелинейных искажений есть

$$k_{Г} = (u_{вх} dS_{Э} / du_{вх})^2 / S_{Э}^2 \cong \varphi_{\Theta}^2 u_{вх}^2 / (I_{Э}R_{Э} + \varphi_{\Theta})^4. \quad (2.18)$$

При $R_{Э} = 0$ $k_{Г}$ максимален, поэтому использовать каскады ОЭ в линейном режиме с $R_{Э} = 0$ целесообразно только при очень низких уровнях сигналов (в пределах нескольких милливольт), а при боль-

ших сигналах необходимо включать R_3 или принимать иные меры для снижения нелинейных искажений.

2.2. Биполярные каскады с общей базой (ОБ) и эмиттерные повторители (схемы с общим коллектором — ОК)

Каскады ОБ как таковые используются реже, чем схемы ОЭ, но в ряде применений имеют преимущество, а главное — они являются составной частью некоторых важных типовых схем. При включении ОБ база транзистора имеет фиксированный потенциал, а входной сигнал задается в эмиттерную цепь (рис. 2.5, а). Полное сопротивление в цепи базы по переменному току в этих каскадах стремятся обычно свести к нулю, поэтому на схеме в базе показано смещение от источника $E_{см} < E$. Так как ток эмиттера больше выходного тока коллектора то усиления тока в каскаде ОБ нет, а коэффициент усиления по напряжению равен по абсолютной величине K_U каскада ОЭ:

$$K_U = S_3 R_K \cong h_{213} R_K / [r_B + (h_{213} + 1)(r_3 + R_3)], \quad (2.19)$$

но имеет знак плюс (каскад ОБ не инвертирует сигнал). Входное сопротивление каскада ОБ мало

$$R_{вх} = dU_{вх} / dI_3 \cong r_B / (h_{213} + 1) + (r_3 + R_3). \quad (2.20)$$

Сопротивление R_3 удобно относить к выходному сопротивлению источника (подобно R_B в схеме ОЭ). Так как знаки входного и выходного напряжений в каскаде ОБ совпадают, влияние r_K и C_K оказывается ослабленным по сравнению с влиянием таковых в схе-

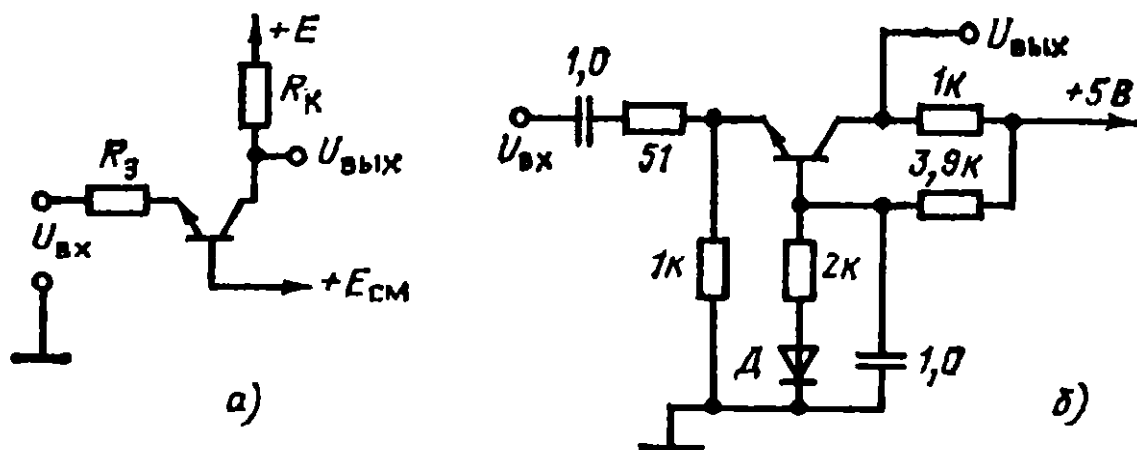


Рис. 2.5. Каскад с общей базой ОБ (а) и усилитель на его основе (б) с параметрами $K_{U0} = 12$, $R_{вх} = 75$ Ом, $f_{гр.н} = 2,2$ кГц, $f_{гр.в} = 22$ мГц, транзистор КТ325 (А—В), диод КД518, конденсаторы КМ-6

ме ОЭ. Прежде всего оказывается малой входная емкость каскада $C_{вх}$ (отсутствует эффект Миллера), что значительно расширяет его полосу пропускания по входу. Благодаря тому, что коэффициент усиления по току

$$\begin{aligned} h_{21Б}(j\omega) &= h_{21Э}(j\omega) / (h_{21Э}(j\omega) + 1) = \\ &= h_{21Б}(0) / \{j\omega\tau / [h_{21Э}(0) + 1] + 1\} \end{aligned} \quad (2.21)$$

имеет малую постоянную времени, при небольших R_k и емкости нагрузки выхода расширяется и полоса пропускания выходных цепей. Влияние C_k на входную цепь в этом каскаде в большинстве случаев мало, но очень своеобразно, — с ней происходит инверсия полной проводимости, а именно полное входное сопротивление может получить индуктивный характер, так как по аналогии с (2.16) имеем

$$Z_{вх}(j\omega) \cong r_э + r_б(j\omega\tau + 1) / h_{21Э}(0). \quad (2.22)$$

где $r_б\tau / h_{21Э}(0)$ — эквивалентная входная индуктивность.

Отсюда ясно, почему важно иметь короткозамкнутую цепь базы: если в базе есть значительное внешнее сопротивление $R_б > r_э h_{21Э}(0)$, то входная цепь с паразитными емкостями создает колебательный контур, что может даже привести к возникновению автоколебаний и каскад будет неработоспособен.

Иногда это свойство каскада ОБ используют для построения генераторов колебаний, но разброс τ и $h_{21Э}$ препятствует его широкому применению.

Так как выходная проводимость $h_{22Б}$ меньше, чем выходная проводимость схемы ОЭ со стороны коллектора, то каскад ОБ «ближе» к идеальному источнику тока, чем каскад ОЭ.

На рис. 2.5, б дан пример схемы одиночного каскада ОБ переменного тока, предназначенного для усиления сигналов, поступающих с кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом.

Эмиттерный повторитель (схема ОК), схема которого показана на рис. 2.6, имеет коэффициент передачи по напряжению $K_U < 1$, но обычно близкий к единице, почему он и называется повторителем. Этот тип каскада используется для усиления сигнала по току — он имеет относительно высокое входное и низкое выходное сопротивление. Отсюда происходит используемый иногда термин «трансформатор сопротивления». Нетрудно заметить, что

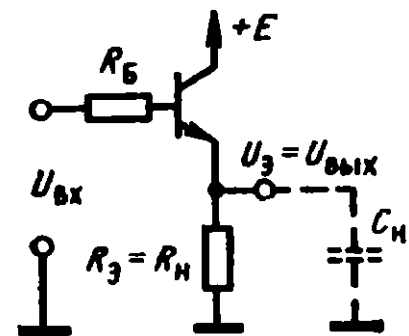


Рис. 2.6. Эмиттерный повторитель (каскад ОК)

схема эмиттерного повторителя подобна схеме ОЭ рис. 2.1 при $R_K = 0$. Напряжение на эмиттере

$$U_{\text{Э}} = U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{БЭ}} - I_{\text{Э}}(r_{\text{Б}} + R_{\text{Б}}),$$

поэтому, учитывая, что $I_{\text{Э}} = I_{\text{вых}}$, имеем

$$R_{\text{вых}} = dU_{\text{вых}} / dI_{\text{вых}} = r_{\text{Э}} + (r_{\text{Б}} + R_{\text{Б}}) / (h_{21\text{Э}} + 1). \quad (2.23)$$

Входное сопротивление определяется выражением (2.6), а коэффициент передачи по напряжению — делением сигнала в выходной цепи:

$$K_{\text{UD}} = R_{\text{Н}} / (R_{\text{Н}} + R_{\text{вых}}) \cong h_{21\text{Э}} / [h_{21\text{Э}}(R_{\text{Н}} + r_{\text{Э}}) + r_{\text{Б}} + R_{\text{Б}}]. \quad (2.24)$$

Если $R_{\text{Б}}$ отнести, как и выше, к источнику сигнала и учесть, что $r_{\text{Б}} \ll h_{21\text{Э}}r_{\text{Э}}$, то

$$K_{\text{UD}} \cong R_{\text{Н}} / (R_{\text{Н}} + r_{\text{Э}}). \quad (2.25)$$

При $R_{\text{Н}} \rightarrow \infty$ $R_{\text{вх}} \rightarrow 1/h_{22\text{Б}}$ (если $R_{\text{Б}} \ll R_{\text{вх}}$), а $K_{\text{UD}} \rightarrow 1/(1 + r_{\text{Б}}h_{22\text{Б}})$. Заметим, что $1/h_{22\text{Б}}$ составляет по порядку величины единицы мегаом, а $r_{\text{Б}}h_{22\text{Б}}$ — соответственно $10^{-3} \div 10^{-4}$, то есть предельное значение K_{UD} составляет около 0,999.

На высоких частотах входная емкость повторителя зависит, главным образом, от $C_{\text{Н}}$ и грубо может быть оценена как $C_{\text{Н}} / h_{21\text{Э}}$. Выходное сопротивление повторителя на высокой частоте может иметь индуктивный характер (по той же причине, что и входное сопротивление каскада ОБ), поэтому при определенных $C_{\text{Н}}$ схемы ОК могут давать колебательные переходные процессы и даже переходить в режим автогенерации. Однако наиболее «опасным» следствием емкостной нагрузки является склонность простых повторителей к нелинейным искажениям сигнала высокой частоты. Предположим, что на вход схемы подан сигнал $U_{\text{вх}}$, показанный на рис. 2.7.

Для простоты полагаем, что передний (положительный) и задний (отрицательный) фронты этого сигнала имеют одинаковую постоянную скорость изменения на интервалах $t_{\text{фр}}$:

$$\Delta U / t_{\text{фр}} = |U_1 - U_2| / t_{\text{фр}}.$$

Когда на вход схемы действует положительный фронт, через транзистор помимо тока $I_{\text{Э}} = U_{\text{вых}} / R_{\text{Н}}$ протекает ток заряда $C_{\text{Н}}$. Параметры транзистора $r_{\text{Э}}$, $r_{\text{Б}}$ и $h_{21\text{Э}}$ существенно

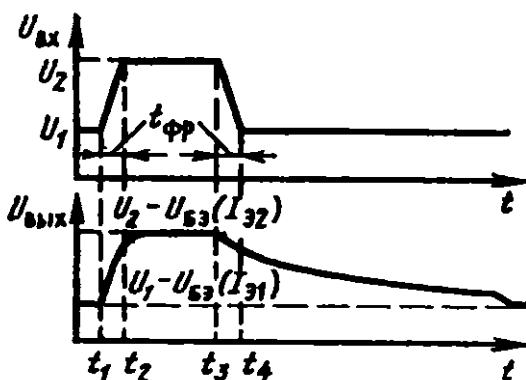


Рис. 2.7. Переходные процессы в эмиттерном повторителе

зависят от $I_3(t)$, и процесс оказывается нелинейным, причем наибольший ток через C_H не превышает

$$I_{3 \text{ макс}} = \Delta U C_H / t_{\text{фр}}. \quad (2.26)$$

Пусть, например, повторитель собран на маломощном высокочастотном транзисторе и $\Delta U = 3$ В, $t_{\text{фр}} = 1$ мкс, $C_H = 0,1$ мкФ. Тогда $I_{3 \text{ макс}} = 0,3$ А, — это значение может быть недопустимо большим для транзистора. Как правило, однако, подобные перегрузки в силу кратковременности не успевают разрушить транзистор.

При прохождении отрицательного фронта ток перезаряда C_H не может превысить I_3 (то есть ток, протекающий через R_H , а не через транзистор). В самом деле, C_H в момент времени t_3 заряжена до напряжения $U_2 - U_{\text{бэ}}$. Если $U_{\text{вх}}$ будет снижаться слишком быстро, то напряжение на базе окажется ниже, чем на эмиттере, и транзистор закроется. Положим, что режимный ток эмиттера в данной схеме равен 10 мА. Тогда максимальная скорость, с которой может спадать напряжение на C_H , равна:

$$|\Delta U / \Delta t| = I_3 / C_H = 0,1 \text{ В/мкс},$$

а это в 30 раз меньше, чем нужно ($\Delta U / t_{\text{фр}} = 3$ В/мкс). Это значит, что отрицательный фронт на выходе повторителя также окажется примерно в 30 раз длиннее, чем на входе! Это и есть основная причина нелинейных искажений в повторителях. Заметим, что если $\Delta U \ll U_{\text{бэ}}$ то при любых $t_{\text{фр}}$ транзистор не запирается, перезаряд C_H происходит через сравнительно малое выходное сопротивление повторителя в линейном режиме, а потому и нелинейные эффекты резко уменьшаются.

Итак, условие линейной работы схемы ОК на емкостную нагрузку состоит в том, что при больших ΔU скорость изменения сигнала должна быть ограничена:

$$\Delta U / t_{\text{фр}} < I_3 / C_H. \quad (2.27)$$

Отсюда, в частности, следует, что максимальная частота синусоидального сигнала, передаваемого повторителем без искажений,

$$f_{\text{макс}} = I_3 / 2\pi C_H U_a, \quad (2.28)$$

где U_a — амплитуда сигнала.

Нелинейные искажения высокочастотных синусоидальных сигналов в повторителях придают выходному сигналу характерный пилообразный вид, показанный на рис. 2.8. При плавном снижении амплитуды (обычно ниже 0,3 В для кремниевых транзисторов) или

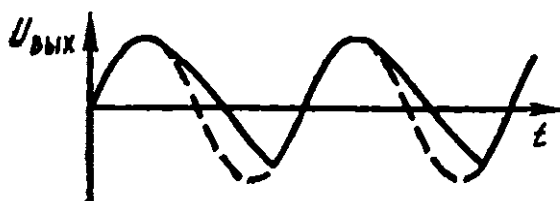


Рис. 2.8. Искажения синусоидального сигнала высокой частоты в эмиттерном повторителе

частоты [ниже предела, указываемого (2.28)] они исчезают почти скачкообразно.

На низких частотах основным источником нелинейных искажений в повторителе являются изменения $R_{\text{вых}}$ при изменении сигнала во всем диапазоне входного напря-

жения. В зависимости от типа схемы нетрудно сделать соответствующие оценки, исходя из (2.24) или (2.25).

Проблема задания смещения на входе в эмиттерных повторителях сходна с той же проблемой в каскадах ОЭ, однако схемы типа рис. 2.2 и 2.3, в здесь по понятным причинам неприменимы. Распространенные типы задания смещения для схем переменного тока показаны на рис. 2.9. Заметим, что при сигналах, меньших $U_{\text{бэ}}$ резистор R_2 в схеме рис. 2.9, а может отсутствовать, а R_1 может иметь достаточно большие значения (порядка собственного $R_{\text{вх}}$ повторителя), при этом постоянный ток $I_{\text{б}} = I_{\text{э}} / (h_{21\text{э}} + 1)$ может создавать необходимое смещение. Подобный подход возможен и в схеме рис. 2.9, б, где можно выбрать $E_1 = 0$.

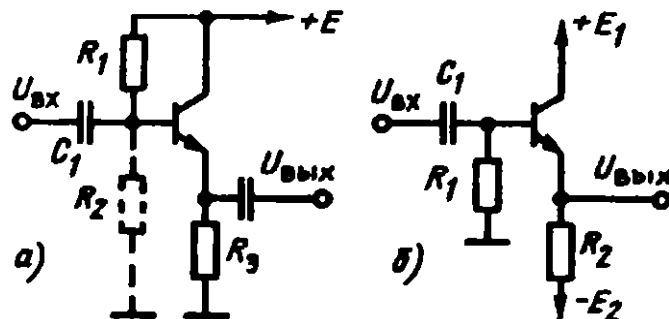


Рис. 2.9. Схемы смещения эмиттерных повторителей

2.3. Линейные каскады на полевых транзисторах (ПТ)

Каскады на полевых транзисторах незаменимы в тех случаях, когда требуется получить особо высокие значения полного входного сопротивления. Последнее определяется только токами утечки и емкостями между затвором, с одной стороны, и стоком, истоком и (в приборах с изолированным затвором) подложкой — с другой. Полевые транзисторы, работающие в режиме обеднения, не требуют каких-либо цепей смещения затвора, кроме (при емкостной связи с источником) высокоомного резистора для отвода токов утечки. Такие ПТ подобно вакуумным лампам могут работать с автоматиче-

ским смещением. На рис. 2.10, а, б приведены две схемы с общим истоком (ОИ). Используя выражение (1.49), можно получить формулу для расчёта сопротивления автоматического смещения в цепи истока $R_{и} = R_3 + R_4$ при данном токе стока I_C и напряжении затвора U_3

$$R_{и} = U_{3и\text{отс}} [1 - (I_C / I_{C\text{нач}})^{1/2}] / I_C + U_3 / I_C, \quad (2.29)$$

а далее найти $U_{3и}$ и крутизну транзистора в рабочей точке по формуле (1.50). При этом приходится учитывать значительный разброс вольтамперных входных характеристик $I_C(U_{3и})$ — проблема, которой нет в биполярных схемах, где напряжения $U_{БЭ}$ мало различаются у однотипных приборов. Кроме того, $U_{3и\text{отс}}$ и $I_{C\text{нач}}$ существенно зависят от температуры, поэтому для стабилизации режима (по температуре и от образца к образцу) приходится вводить начальное смещение затвора U_3 и увеличивать $R_{и}$ в соответствии с (2.29). Но в ряде применений $R_{и}$ может быть исключено ($U_3 = 0$) — это и есть режим автоматического смещения. Коэффициент усиления каскада ОИ

$$K_{уОИ} = -S r_C R_C / [r_C + R_C + (S r_C + 1) R_{и}]. \quad (2.30)$$

Здесь r_C — дифференциальное выходное сопротивление стока. Из (2.30) видно, что линейные усилители на ПТ должны работать в области насыщения характеристик $I_C(U_{си})$ (не путать с насыщением биполярных транзисторов!), иначе малое значение r_C приведет к тому, что не удастся получить $|K_u| \gg 1$. Если вспомнить, что для биполярного транзистора крутизна $S_э \cong 1/r_э$, то нетрудно заметить глубокую аналогию между (2.30) и (2.5), при этом дифференциальное сопротивление истока

$$r_{и} = 1/S. \quad (2.31)$$

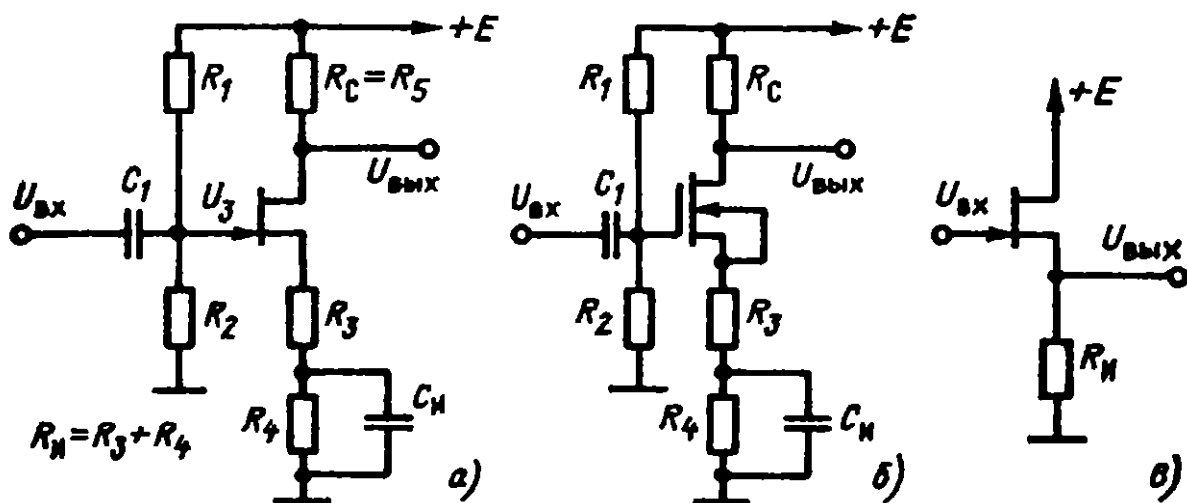


Рис. 2.10. Каскады с общим истоком ОИ (а, б) и общим стоком ОС (в) на полевых транзисторах

Соответственно для истокового повторителя (каскада с общим стоком (ОС) — рис. 2.10, в) имеем

$$K_{U_{OC}} = (r_c \parallel R_{II}) / (r_{II} + r_c \parallel R_{II}) = S r_c R_{II} / (r_c + R_{II} + S r_c R_{II}) \cong \\ \cong S R_{II} / (1 + S R_{II}). \quad (2.32)$$

Если R_{II} того же порядка, что и r_c , то следует учитывать r_c .

Полное входное сопротивление каскадов ОИ и ОС имеет сложный характер на высоких частотах, но в первом приближении его можно считать просто емкостным (рис. 1.25):

$$C_{вх} = C_{3И}(1 - K_{U_{OC}}) + C_{3С}(1 + K_{U_{OI}}). \quad (2.33)$$

Здесь действующее значение $C_{3И}$ меньше истинного, так как напряжение истока «повторяет» $U_{вх}$ или «следит» за ним (что приводит к уменьшению падения напряжения на $C_{3И}$, и при этом соответственно уменьшается емкостный ток через $C_{3И}$). Действующее значение $C_{3С}$ равно или больше истинного за счет эффекта Миллера (подобно C_k в биполярных каскадах).

Выходное сопротивление каскадов ОИ есть просто параллельное соединение r_c и R_c , а выходное сопротивление повторителя (ОС) практически равно r_{II} , то есть $1/S$ [см. (2.31)]. При выборе C_{II} в схемах рис. 2.10, а, б следует учесть, что влияние C_{II} на работу каскада ОИ совершенно аналогично влиянию C_2 в схеме ОЭ рис. 2.3, а.

Полоса пропускания каскадов на ПТ со стороны верхних частот определяется выходными сопротивлениями схем и емкостной нагрузкой выхода, и все сказанное о нелинейных эффектах на высоких частотах в схемах ОК полностью относится и к истоковым повторителям.

Нелинейные искажения в каскадах ОИ в первом приближении характеризуются величиной

$$k_{\Gamma} \cong I_{C_{нач}} u_{вх}^2 / I_C U_{3И\ отс}^2 (1 + S R_{II})^4 \quad (2.34)$$

и при $R_{II} = 0$ имеют наибольшее значение.

Так как $U_{3И\ отс}$ имеет порядок величины 0,5÷10 В, а $\varphi_{\Theta} \cong 25$ мВ, то ясно, что искажения в схеме ОИ существенно меньше, чем в схемах ОЭ. Нелинейные искажения в схемах повторителей на ПТ можно оценить так же, как и в схемах ОК.

Каскады с общим затвором практически не употребляются вне более сложных конфигураций. Упомянем, что при $R_{II} = 0$ их входное сопротивление определяется r_{II} согласно (2.31), входная емкость есть просто $C_{3И}$, а $K_{U_{O3}} \cong S R_c$.

2.4. Источники тока и токовые зеркала (отражатели тока)

Во многих применениях бывает необходимо получить внутри схемы или электронной системы стабилизированное напряжение или ток определенного значения, которые не должны меняться при изменениях нагрузки. В простейших случаях первая задача решается с помощью схемы эмиттерного повторителя, у которого $U_{\text{вх}}$ зафиксировано с помощью делителя или/и с помощью стабилитрона. Вторая задача, — получение стабильного тока, не зависящего от нагрузки, то есть построение источника тока. Эта задача может быть решена с помощью конфигурации, подобной каскаду ОЭ (рис. 2.1). В ней $I_{\text{вых}} = I_{\text{к}} \cong (U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}) / R_{\text{э}}$ протекает через $R_{\text{н}} = R_{\text{к}}$ и в первом приближении от $R_{\text{н}}$ не зависит. Но у этой схемы есть серьезные недостатки. Во-первых, значительная часть напряжения питания «тратится» на образование напряжения на эмиттере, существенно превышающего $U_{\text{бэ}}$, иначе нестабильность $U_{\text{бэ}}$, возникающая под действием изменений $U_{\text{к}}$ (при изменениях $R_{\text{н}}$), будет влиять на $I_{\text{вых}}$. Во-вторых, температурные изменения $U_{\text{бэ}}$ и $h_{21\text{э}}$ будут вести к изменениям $I_{\text{вых}}$. В частности, будет меняться даже напряжение на базе $U_{\text{б}}$ из-за изменений $h_{21\text{э}}$ под действием переменных $U_{\text{к}}$ и температуры, если не обеспечить $R_{\text{б}} \cong 0$, а это не всегда возможно. Изменения $h_{21\text{э}}$ и $U_{\text{бэ}}$ под действием $U_{\text{к}}$ — это проявления одного и того же эффекта модуляции толщины базы (эффекта Эрли), воздействующего на разные параметры транзистора. Внешне это будет выражаться в наличии у схемы конечного выходного сопротивления, которое в первом приближении равно:

$$R_{\text{вых}} \cong (1/h_{22\text{э}} + R_{\text{э}})[1 + h_{21\text{э}}(R_{\text{э}} + r_{\text{э}}) / (R_{\text{б}} + r_{\text{б}} + R_{\text{э}} + r_{\text{э}})]. \quad (2.35)$$

Существенно улучшить ситуацию можно, воспользовавшись схемой рис. 2.11, а. Если транзисторы T_1 и T_2 идентичны, то $I_{\text{к1}} \cong I_{\text{к2}}$

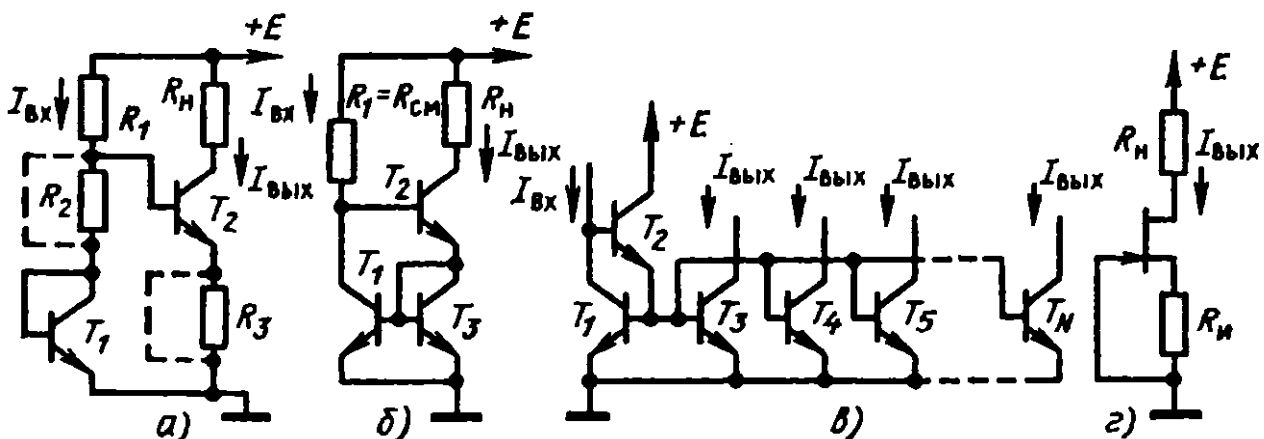


Рис. 2.11. Токовые зеркала и источники неизменного тока

(ситуация очень близка к той, что имеет место в схеме рис. 2.2). Более того, резисторы R_2 и R_3 можно исключить ($R_2 = R_3 = 0$), тогда схема получит вид простейшего токового зеркала (или отражателя тока). Разбаланс токов на входе и выходе схемы в этом случае определяется тем, что ток коллектора T_1 меньше $I_{\text{вх}} = (E - U_{\text{БЭ1}}) / R_1$ из-за ответвления токов в базы, поэтому при равных $h_{21Э}$ обоих транзисторов

$$I_{\text{вых}} = I_{\text{К2}} = h_{21Э} I_{\text{вх}} / (h_{21Э} + 2). \quad (2.36)$$

Сопротивление в цепи базы T_2 здесь очень мало (примерно $\varphi_{\Theta} / I_{\text{вх}}$), а потому

$$R_{\text{вых}} \cong h_{21Э} / h_{22Э} \cong 1 / h_{22Б}, \quad (2.37)$$

то есть для маломощных транзисторов $R_{\text{вых}} \cong 1000$ кОм. Для большей точности «отражения» тока, что вполне реально при высокой идентичности транзисторов в полупроводниковых ИМС, может использоваться схема рис. 2.11, б. В этой схеме

$$I_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} (h_{21Э}^2 + 2h_{21Э}) / (h_{21Э}^2 + 2h_{21Э} + 2). \quad (2.38)$$

Если сравнить (2.36) и (2.38), то можно видеть, что точность «отражения тока» в схеме рис. 2.11, б значительно выше. Например, при $h_{21Э} = 50$ ток $I_{\text{вых}} = 0,96 I_{\text{вх}}$ в схеме рис. 2.11, а и $I_{\text{вых}} = 0,999 I_{\text{вх}}$ в схеме рис. 2.11, б. Кроме того, схема рис. 2.11, б значительно менее чувствительна к разбалансу $h_{21Э}$. Выходное сопротивление этой схемы определяется формулой (2.37).

В схемах токовых зеркал можно использовать один токоприемный транзистор для управления целой группой транзисторов — источников тока. Такого типа схема показана на рис. 2.11, в. Эта схема требует высокой идентичности транзисторов $T_1, T_2, T_3, T_4, \dots, T_N$. Недостаток этой схемы состоит в том, что выходное сопротивление источников тока T_3, T_4, \dots, T_N сравнительно мало — примерно $N/h_{22Э}$.

«Отраженный» ток не всегда должен быть равен $I_{\text{вх}}$. Существует несколько способов получать $I_{\text{вых}} \neq I_{\text{вх}}$. Можно, например, объединить коллекторы некоторых из транзисторов T_3, T_4, \dots, T_N в схеме рис. 2.11, б. В полупроводниковых ИМС часто используется тот факт, что при одинаковых $U_{\text{БЭ}}$ токи эмиттеров транзисторов прямо пропорциональны площадям эмиттеров. Другой метод состоит в том, что как это следует из уравнения Молла — Эберса (1.13), отношение коллекторных токов для двух идентичных транзисторов T_1 и T_2 есть

$$I_{\text{К1}} / I_{\text{К2}} = \exp(\Delta U / \varphi_{\Theta}). \quad (2.39)$$

Недостаток этого метода состоит в том, что баланс токов нарушается из-за температурного дрейфа φ_0 [см. (1.35, а)]. При $0,5 \leq I_{K1}/I_{K2} \leq 2$ отклонение будет незначительно, однако с выходом за эти пределы оно быстро растет.

Стабилизаторы тока могут строиться и с использованием полевых транзисторов. Например, если в схеме рис. 2.11, а сопротивление $R_{и}$ выбрать достаточно большим, то напряжение на истоке $U_{и} \cong U_{зи\text{отс}}$ (типичный пример автоматического смещения) и $I_{вых} = U_{зи\text{отс}}/R_{и}$. У схем на ПТ два недостатка: во-первых, разброс и температурная нестабильность $U_{зи\text{отс}}$ ведут к ошибкам в задании стабилизируемого тока, а во-вторых, требуется $U_c > U_{зи\text{отс}}$, а это приводит к значительному уменьшению рабочего диапазона выходных напряжений, сравнимого с напряжением питания в биполярных схемах. Однако подкупающая простота и, главное, отсутствие смещения управляющего электрода — затвора (так или иначе необходимого для формирования тока базы в биполярных схемах) привели к тому, что ПТ в этом режиме широко используются в полупроводниковых ИМС (в частности как высокоомные «пинч»-резисторы). Источники токов на ПТ практически незаменимы, когда рабочие токи в схеме не должны меняться при изменениях напряжения питания в широких пределах — именно в силу того, что им не требуется внешнее смещение.

2.5. Следящие связи и составные схемы

Следящие связи и составные схемы весьма эффективны для построения схем с особо высокими входными сопротивлениями. Изучить их проще всего на нескольких характерных примерах. То, что они здесь рассматриваются совместно, отнюдь не означает, что они не могут вполне успешно применяться порознь.

На рис. 2.12, а показан эмиттерный повторитель на составном биполярном транзисторе, образованном последовательным включением двух T_1 и T_2 . Полный коэффициент передачи схемы есть произведение коэффициентов передачи двух последовательно включенных эмиттерных повторителей

$$K_U = K_{U1} K_{U2}. \quad (2.40)$$

Оценим входное сопротивление схемы. Входной ток разветвляется из базы T_1 в три параллельных цепи: цепь эмиттера T_1 , сопротивление R_1 и коллектор T_1 .

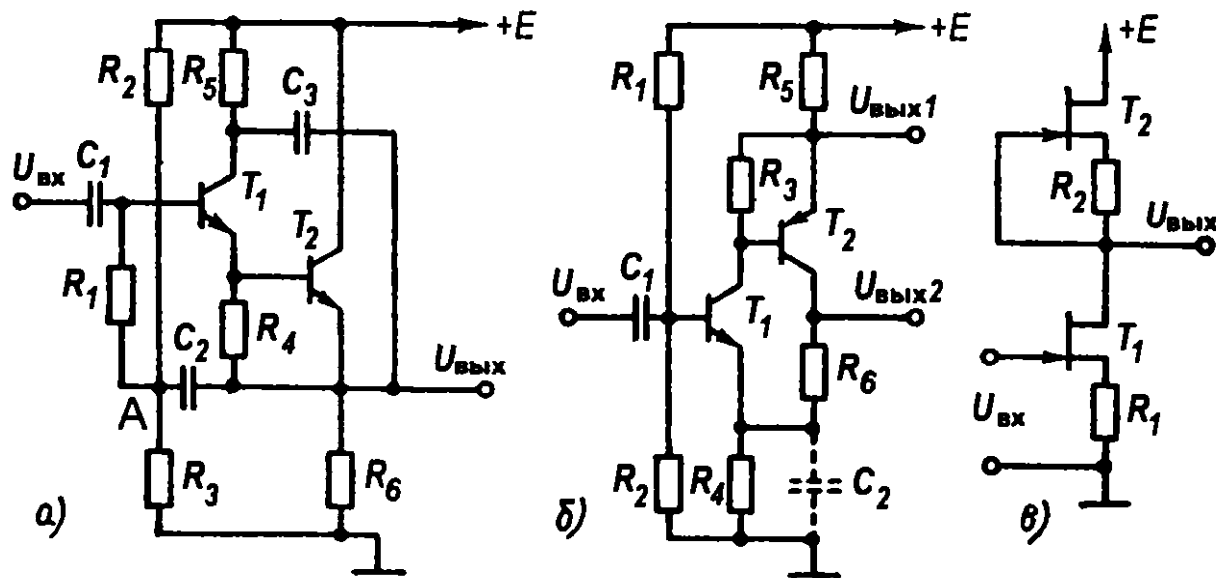


Рис. 2.12. Каскады со следящими связями

Влияние цепи эмиттера T_1 складывается, в свою очередь, из воздействия R_6 через T_2 , а, следовательно, и нагрузки выхода на входное сопротивление и влияния R_4 . В соответствии с (2.6) сопротивление последовательного включения T_1 и T_2 входному сигналу есть

$$R_{\text{вх н}} = h_{21\text{Э1}} h_{21\text{Э2}} R_6. \quad (2.41)$$

Чтобы рассчитать влияние R_4 на входное сопротивление всей схемы, прежде всего отметим, что падение напряжения на R_4 почти постоянно и равно $U_{\text{БЭ2}}$. Изменения напряжения эмиттера T_1 , $U_{\text{Э1}}$ под действием входного сигнала повторяются на эмиттере T_2 , поэтому ток через R_4 почти не меняется. Если на эмиттере T_1 появилось приращение напряжения $\Delta U_{\text{Э1}}$, то на эмиттере T_2 напряжение изменится на $\Delta U_{\text{Э2}} \cong \Delta U_{\text{Э1}} K_{U2}$, следовательно, приращение тока в R_4 составит

$$\Delta I_{R4} = (\Delta U_{\text{Э1}} - \Delta U_{\text{Э1}} K_{U2}) / R_4,$$

а эффективное сопротивление резистора R_4 (или его действующее значение)

$$R_{4 \text{ эфф}} = \Delta U_{\text{Э1}} / \Delta I_{R4} = R_4 / (1 - K_{U2}). \quad (2.42)$$

Если, например, $K_{U2} = 0,99$, то $R_{4 \text{ эфф}} = 100 R_4$. Включение R_4 — первый пример следящей связи в этой схеме. Как видим, этот тип связи приводит к резкому повышению эффективного или действующего значения сопротивления, ее образующего. В сущности, это положительная обратная связь, но с петлевым усилением, всегда меньшим единицы. Если бы усиление в петле следящей связи стало

равным или большим единицы, то в схеме появились бы автоколебания.

Другую петлю следящей связи в схеме рис. 2.12, а образуют конденсатор C_2 и резистор R_1 . Постоянную времени $(R_1 \parallel R_2 \parallel R_3)C_2$ выбирают большей $1/2\pi f_{гр.н}$, поэтому на рабочих частотах эффективное значение сопротивления R_1 есть

$$R_{1 \text{ эфф}} = R_1 / (1 - K_{U1}K_{U2}), \quad (2.43)$$

где K_{U1} и K_{U2} — коэффициенты передачи повторителей T_1 и T_2 . Тем самым практически исключается действие сравнительно низкоомного делителя R_2, R_3 на входное сопротивление схемы. Ведь в биполярной схеме через базовый делитель протекает ток базы, и нет возможности выбрать номиналы этих резисторов большими, чем десятки или сотни килоом, иначе они перестанут выполнять функции источника смещения из-за неконтролируемого падения напряжения в цепи базы T_1 .

Наконец, еще одна следящая связь соединяет выход схемы через C_3 с коллектором T_1 .

Входное сопротивление повторителя T_1 ограничено сверху величиной $1/h_{22Б} = r_k$, когда коллектор T_1 непосредственно соединен с E , то есть заземлен по сигналу. Но C_3 включает r_k в контур еще одной следящей связи, при этом

$$r_{k1 \text{ эфф}} = 1/(1 - K_{U1}K_{U2})h_{22Б}, \quad (2.44)$$

если $R_5C_3 > 1/2\pi f_{гр.н}$.

Таким образом, входное сопротивление схемы рис. 2.12, а есть

$$R_{вх} = (h_{21Э1}h_{21Э2}R_6) \parallel R_{1 \text{ эфф}} \parallel r_{k1 \text{ эфф}}. \quad (2.45)$$

Из выражений (2.44) и (2.45) видно, что последовательно включенные транзисторы в первом приближении действуют подобно единому транзистору с коэффициентом усиления по току $h_{21Э1}h_{21Э2}$.

Использование повторителя рис. 2.12, а дает увеличение входного сопротивления в 10 и более раз по сравнению со схемами на одиночных транзисторах рис. 2.6 и 2.9 при примерно тех же значениях K_U и $R_{вых}$. Если T_1 в этой схеме заменить полевым транзистором, то соответственно можно еще раз в 10 увеличить R_1 и получить полное $R_{вх}$ примерно 20÷30 МОм. Но при этом из-за меньших, чем у биполярных транзисторов, значений крутизны ПТ несколько снизится K_U и возрастет $R_{вых}$.

Другая характерная конфигурация составной схемы, в которой есть и следящие связи, показана на рис. 2.12, б. Предположим, что

R_3 , R_6 и C_2 отсутствуют ($R_3 \rightarrow \infty$, $R_6 = 0$, $C_2 = 0$), тогда ток через R_4 есть

$$I_{R4} = I_{Э1} + I_{К2} = I_{Э1}(1 + h_{21Э2}) = I_{Б1}(1 + h_{21Э1})(1 + h_{21Э2}),$$

а ток через R_5 и напряжение $U_{БЭ1}$ соответственно равны:

$$I_{R5} = I_{Б1}h_{21Э1}(1 + h_{21Э2}) = I_{Э2};$$

$$U_{БЭ1} = U_{вх} - I_{R4}R_4.$$

Из этих выражений видно, что составная *npn/npn* транзисторная пара T_1 и T_2 ведет себя как единый транзистор с $h_{21Э} \cong h_{21Э1}h_{21Э2}$; $h_{22Э} \cong h_{22Э1}/h_{21Э2}$ (аналогичное равенство действительно и для $h_{22Б}$); $r_Б = r_{Б1}$; $U_{БЭ} = U_{БЭ1}$; $I_К = I_{Э2}$.

В частности, для этой пары

$$S \cong (I_{К2} + I_{Э1}) / \varphi_0.$$

Однако использование этой схемы без R_3 связано с опасностью пробоя T_2 при запирании T_1 (база T_2 оказывается оборвана), поэтому наличие R_3 желательно. Его эффективное значение будет достаточно большим:

$$R_{3\text{эфф}} \cong R_3(1 + R_5I_{Э2} / \varphi_0),$$

поэтому общее усиление по току практически не снижается.

Если выходной сигнал снимается с эмиттера T_2 , то каскад рис. 2.12, б эквивалентен схеме ОЭ на транзисторе с указанными выше параметрами. Если сигнал снимается с эмиттера T_1 , то это эмиттерный повторитель и можно брать $R_5 = 0$. Если включен резистор $R_6 \neq 0$ и $C_2 = 0$, то коэффициент усиления ($U_{вых2}$) $K_U \cong R_6 / R_4$ (каскад неинвертирующий!), а при наличии

$$C_2 > 1 / [2\pi f_{гр.н}\varphi_0 / (I_{Э1} + I_{К2})]$$

имеем в полосе рабочих частот

$$K_U \cong R_6(I_{Э1} + I_{К2}) / \varphi_0.$$

Схема ОЭ на одиночном транзисторе (например, рис. 2.3, а, б) будет иметь такое же усиление, но худшую температурную стабильность (здесь дрейфы $U_{БЭ1}$ и $U_{БЭ2}$ компенсируют друг друга) и, что важнее, примерно в $h_{21Э2}$ раз меньшее $R_{вх}$.

Синтез с помощью следящих связей высоких эффективных значений сопротивлений может использоваться для получения не только высоких $R_{вх}$, но и больших K_U при умеренных значениях S и токов применяемых активных приборов.

Пример такой схемы — последовательно-балансный каскад на ПТ (рис. 2.12, в).

Если ПТ идентичны, то падения напряжения на $R_1 = R_2$ одинаковы, и оба ПТ находятся в линейном режиме. Воспользовавшись (2.32), нетрудно получить, что благодаря следящей связи $R_{2\text{эфф}} = R_2(1 + Sr_C)$, а усиление каскада по напряжению

$$K_U \cong Sr_C \quad (2.46)$$

и может составить несколько тысяч, но очень велико $R_{\text{вых}}$ — порядка нескольких мегаом. Это означает, что данный каскад эффективен только при работе на истоковый повторитель. Кроме того, даже малый разброс параметров T_1 и T_2 может вывести каскад из линейного режима, поэтому необходима внешняя стабилизирующая отрицательная обратная связь по постоянному току (см. гл. 3).

2.6. Дифференциальные каскады

Большинство схем, рассмотренных выше, не может использоваться для усиления сигналов постоянного тока (при $f_{\text{гр.н}} \rightarrow 0$), так как почти все они требуют задания постоянного смещения помимо сигнала, а стабильность постоянного уровня напряжения покоя на их выходах сравнительно низка. Но при усилении сигналов постоянного тока невозможно отделить сигнал от смещения, и потому нужны схемы с высокой стабильностью выходного напряжения, допускающие «смещение сигналом».

Вряд ли можно указать лучшее решение этой проблемы, чем задание смещения усилительного элемента с помощью такого же элемента в аналогичном включении. Частично эта идея реализована в схеме рис. 2.2 и в схемах токовых зеркал рис. 2.11. Полное воплощение она получает в дифференциальном каскаде (рис. 2.13). В простейшем варианте два идентичных транзистора имеют общий источник «вытекающего» эмиттерного тока смещения и одинаковые коллекторные нагрузки $R_1 = R_2$, разность падений напряжения на которых и является выходным сигналом. Входной сигнал задается как напряжение между входами

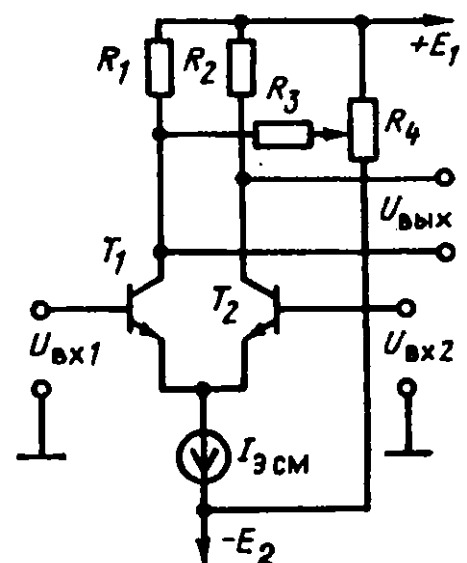


Рис. 2.13. Биполярный дифференциальный каскад

$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$. Если $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх синф}}$, то есть на оба входа подано одинаковое синфазное напряжение (измеряемое относительно земли), то идентичные транзисторы будут иметь равные напряжения $U_{\text{БЭ}}$ и равные токи $I_{\text{Э1}} = I_{\text{Э2}} = I_{\text{Э см}}/2$. Конечно, при этом соблюдается условие $I_{\text{К1}}R_1 = I_{\text{К2}}R_2 \leq E_1 - U_{\text{вх синф}}$, иначе транзисторы насытятся и выйдут из линейного режима. В силу равенства токов $I_{\text{К1}} = I_{\text{К2}}$ и выходное напряжение $U_{\text{вых}} = I_{\text{К1}}R_1 - I_{\text{К2}}R_2$ будет равно нулю во всем допустимом диапазоне синфазных напряжений. Этот диапазон ограничен снизу значением $E_2 + U_{\text{БЭ}} + U_{\text{см мин}}$, где $U_{\text{см мин}}$ — минимальное падение напряжения, необходимое источнику тока $I_{\text{Э см}}$ для функционирования с высоким $R_{\text{вых}}$. Если источник тока — токовое зеркало, то обычно $U_{\text{см мин}} = 2U_{\text{БЭ}}$. Более того, другие виды синфазных (то есть действующих на оба плеча каскада одновременно и одинаково) воздействий также не будут приводить к изменениям $U_{\text{вых}}$. Это относится к изменениям напряжений питания, нестабильности $I_{\text{Э см}}$, температурному дрейфу $U_{\text{БЭ}}$ транзисторов и сопротивлений резисторов R_1 и R_2 при условии точного равенства температур и характеристик компонентов.

Предположим теперь, что на вход схемы действует дифференциальный входной сигнал, то есть $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}} \neq 0$. В силу нечувствительности схемы к $U_{\text{вх синф}}$ можно положить, не нарушая общности, что, например, $U_{\text{вх2}} = 0$ (или $U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх синф}}$), а $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}}$. Тогда T_1 образует каскад ОЭ, в цепи эмиттера которого внешнее сопротивление равно выходному сопротивлению T_2 со стороны эмиттера, то есть $r_{\text{Э2}} + r_{\text{Б2}} / (h_{21\text{Э2}} + 1)$. Из (2.5) получим, что коэффициент усиления T_1 есть

$$K_{U1} = dU_{\text{К1}} / dU_{\text{вх1}} \cong \\ \cong -h_{21\text{Э1}}R_1 / \{r_{\text{Б1}} + (h_{21\text{Э1}} + 1)[r_{\text{Э1}} + r_{\text{Э2}} + r_{\text{Б2}} / (h_{21\text{Э2}} + 1)]\}. \quad (2.47)$$

Транзистор T_2 можно считать каскадом ОБ, на вход которого действует $U_{\text{вх1}}$ через внешнее сопротивление $r_{\text{Э1}} + r_{\text{Б1}} / (h_{21\text{Э1}} + 1)$. Согласно (2.19) имеем

$$K_{U2} = dU_{\text{К2}} / dU_{\text{вх1}} \cong \\ \cong h_{21\text{Э2}}R_2 / \{r_{\text{Б2}} + (h_{21\text{Э2}} + 1)[r_{\text{Э1}} + r_{\text{Э2}} + r_{\text{Б1}} / (h_{21\text{Э1}} + 1)]\}. \quad (2.48)$$

Для симметричной схемы из (2.47) и (2.48) получим ($R_1 = R_2 = R_{\text{К}}$)

$$K_U = dU_{\text{вых}} / dU_{\text{вх}} = \\ = K_{U2} - K_{U1} \cong h_{21\text{Э}}R_{\text{К}} / [r_{\text{Б}} + (h_{21\text{Э}} + 1)r_{\text{Э}}] \cong R_{\text{К}}I_{\text{Э см}} / 2\varphi_{\Theta}. \quad (2.49)$$

Это выражение можно получить и другим путем. Ток, возбуждаемый сигналом $U_{\text{вх}}$, протекает по контуру эмиттер T_1 — эмиттер T_2 — коллектор T_2 — R_2 — шина питания E_1 — R_1 — коллектор T_1 — эмиттер T_1 и равен примерно $U_{\text{вх}} / 2r_{\text{э}}$. Выходное напряжение равно падению напряжения, образуемому этим током на $R_1 + R_2 = 2R_{\text{к}}$ (токи баз считаем малыми), то есть $U_{\text{вых}} = 2R_{\text{к}} U_{\text{вх}} / 2r_{\text{э}}$. Учитывая, что $r_{\text{э}} = 2\varphi_{\text{э}} / I_{\text{э см}}$, получим (2.49).

Способность каскада не реагировать на синфазный входной сигнал зависит от выходного сопротивления $R_{\text{вых см}}$ источника тока $I_{\text{э см}}$. Если $R_{\text{вых см}} \neq \infty$, то синфазный сигнал на выходе каскада будет равен:

$$U_{\text{вых синф}} = U_{\text{вх синф}} R_{\text{к}} / R_{\text{вых см}}$$

и, следовательно, коэффициент усиления синфазного сигнала есть

$$K_{U \text{ синф}} = R_{\text{к}} / R_{\text{вых см}}.$$

Подавление синфазного входного напряжения — очень важное и полезное свойство дифференциальных каскадов. Оно позволяет использовать их для выделения малых сигналов на фоне больших синфазных помех, проводить с их помощью сравнение сигналов между собой и с заданными уровнями и совершать еще целый ряд операций с сигналами, что само по себе делает дифференциальные каскады практически незаменимыми компонентами современных схем.

Отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала называется коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС). КОСС часто выражают в децибеллах

$$\text{КОСС} = 20 \lg |K_U / K_{U \text{ синф}}|.$$

Дифференциальные каскады обладают еще одним важным достоинством, делающим их применение целесообразным и в схемах усиления сигналов переменного тока, — малыми нелинейными искажениями. При малых сигналах коэффициент нелинейных искажений дифференциального каскада равен

$$k_{\Gamma} \cong u_{\text{вх}}^4 / 4\varphi_{\text{э}}^4. \quad (2.50)$$

Если сравнить (2.50) с (2.18), то можно видеть огромное преимущество дифференциального каскада. Например, при $u_{\text{вх}} = 5$ мВ каскад ОЭ с $R_{\text{э}} = 0$ будет иметь $k_{\Gamma} \cong 0,04$ (около 4 %). Дифференциальный каскад (он даст такое же усиление при том же токе потребления!) будет иметь $k_{\Gamma} \cong 4 \cdot 10^{-4}$, или в 100 раз меньше.

Итак, дифференциальный каскад позволяет в принципе решить задачу усиления сигналов постоянного тока (осуществить «смещение сигналом») и при этом:

- дает малую ошибку разбаланса входов за счет взаимной компенсации $U_{БЭ}$;
- стабилен по температуре и по времени благодаря согласованным изменениям параметров T_1 и T_2 ;
- обладает способностью «не реагировать» на синфазные входные напряжения, то есть сохранять $U_{\text{вых}} = 0$ при $U_{\text{вх}} = 0$ и изменениях $U_{\text{вх синф}}$, напряжений питания и т. д.;
- имеет очень малый уровень нелинейных искажений.

Реальная ситуация несколько хуже нарисованной идеальной картины.

Полной идентичности T_1 , T_2 и R_1 , R_2 и условий их работы добиться нельзя, поэтому схема всегда имеет конечный разбаланс на выходе и температурный дрейф выходного напряжения. Для расчетов и с точки зрения физической картины явлений правильнее говорить о смещении нуля и температурном дрейфе напряжения, приведенных ко входу. По абсолютной величине напряжение сдвига нуля $U_{\text{сдв } 0}$, приведенное ко входу (или просто смещение нуля), равно входному сигналу, который надо подать на вход, чтобы получить $U_{\text{вых}} = 0$. Поэтому

$$U_{\text{сдв } 0} = |U_{\text{вых сдв } 0}| / |K_U|,$$

где $U_{\text{вых сдв } 0}$ — разбаланс выходов (выходное напряжение) при $U_{\text{вх}} = 0$. Температурный дрейф, приведенный ко входу, $dU_{\text{сдв } 0} / d\Theta$ (или просто температурный дрейф схемы) есть дополнительное смещение нуля, появляющееся при изменении температуры Θ на 1° (по шкале Кельвина). Основным источником $U_{\text{сдв } 0}$ и $dU_{\text{сдв } 0} / d\Theta$ — разбаланс напряжений $U_{БЭ}$, знак которого несуществен, а важна абсолютная величина.

Если компенсировать этот разбаланс, смещая входы относительно друг друга на $U_{\text{сдв } 0}$ с нужным знаком (а эта ситуация автоматически возникает в схемах с отрицательной обратной связью — см. гл. 3), то для схемы рис. 2.13 будет действительно следующее из (1.40) приближенное соотношение

$$dU_{\text{сдв } 0} / d\Theta \cong |U_{БЭ1} - U_{БЭ2}| / \Theta, \quad (2.51)$$

из которого следует, что оптимальному режиму каскада с точки зрения температурного дрейфа соответствует ситуация

$$U_{\text{сдв } 0} \cong |U_{БЭ1} - U_{БЭ2}| = 0. \quad (2.52)$$

Это означает, что смещение входов — нежелательный способ установки нуля $U_{\text{вых}}$. Поэтому настройку нуля в схеме рис. 2.13 следует производить на выходе схемы, например, с помощью цепи R_3 — R_4 . При этом желательно, чтобы выполнялось условие $R_3 \gg R_1$, тогда балансировка обеспечивается без существенного нарушения баланса коллекторных сопротивлений. Безусловно, эта схема балансировки далеко не идеальна, но в данном случае она — наименьшее из всех зол.

Другой недостаток схемы рис. 2.13 состоит в наличии у нее режимных входных токов смещения $I_{\text{вх}}$. Эти токи, протекая через источник сигнала, создают систематическую погрешность, и их не следует путать с током сигнала $I_{\text{вх сгн}}$, порождаемым самим $U_{\text{вх}}$. Ток сигнала есть

$$I_{\text{вх сгн}} = U_{\text{вх}} / R_{\text{вх}},$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление каскада:

$$R_{\text{вх}} \cong 2[r_{\text{Б}} + (h_{21\text{Э}} + 1)r_{\text{Э}}] \cong 4h_{21\text{Э}}\varphi_{\text{Э}} / I_{\text{Э см}}. \quad (2.53)$$

Входной ток смещения равен

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{Э см}} / 2h_{21\text{Э}}, \quad (2.54)$$

и от входных сигналов не зависит. Строго говоря, $I_{\text{вх1}} \neq I_{\text{вх2}}$ из-за того, что $h_{21\text{Э1}} \neq h_{21\text{Э2}}$, поэтому $I_{\text{вх}}$ определяют так:

$$I_{\text{вх}} = (I_{\text{вх1}} + I_{\text{вх2}}) / 2, \quad (2.54\text{а})$$

и отдельно указывают

$$\Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}} \quad (2.55)$$

— величину, иногда называемую током сдвига. Знак и значение $\Delta I_{\text{вх}}$ меняются от образца к образцу одной и той же схемы; поэтому в технических документах на дифференциальные усилители указывают максимум $|\Delta I_{\text{вх}}|$.

Среди сигналов постоянного тока особо важное место занимают сигналы низковольтных датчиков — термопар, фотодатчиков и т. д. При их усилении величины приведенного ко входу дрейфа и $U_{\text{сдв 0}}$ (а в некоторых случаях и $I_{\text{вх}}$) прямо характеризуют погрешность измерения. Возможности каскада рис. 2.13 с этой точки зрения ограничены. В лучших образцах реальные значения $dU_{\text{сдв 0}} / d\Theta$ составляют около 0,5 мкВ/°С при $U_{\text{сдв 0}} \leq 100$ мкВ, что приемлемо для большинства применений, но $R_{\text{вх}}$, как правило, не превышает 100 кОм и $I_{\text{вх}}$ составляет не менее 50 нА и имеет значительный тем-

пературный дрейф, что сильно ограничивает возможности использования каскада.

Таким образом, чтобы построить дифференциальные усилители постоянного тока высокой точности, надо искать пути снижения $I_{\text{вх}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$.

Существует очень много схемных конфигураций дифференциальных каскадов высокой точности. Часто при их построении решается попутно и задача перехода от «плавающего» $U_{\text{вых}}$ (снимаемого между коллекторами плечей каскада) к «однополюсному» выходу, напряжение которого снимается относительно земли (0 В). Простейшим способом повышения $R_{\text{вх}}$ и снижения $I_{\text{вх}}$ кажется увеличение $h_{21Э}$. Но транзисторы с очень большими $h_{21Э} (> 1000)$ имеют низкие напряжения пробоя, а потому диапазоны $U_{\text{вх синф}}$ и $U_{\text{вых}}$ в схеме рис. 2.13 окажутся очень ограниченными. Кроме того, повышение полного входного сопротивления за счет увеличения $h_{21Э}$ наталкивается на ограничения, связанные с ненулевым значением $h_{22Б}$ (или $h_{22Э}$) и C_K [см. (2.16)].

Эта проблема может быть решена с помощью следящих связей и так называемого каскодного (не путать с каскадным!) включения транзисторов (рис. 2.14). В этой схеме напряжение эмиттеров T_1 и T_2 $U_{Э1,2}$ задается на базу эмиттерного повторителя на T_3 и после сдвига по уровню на величину $U_{БЭ4}$ попадает на базы транзисторов T_5 и T_6 . Таким образом в схеме осуществляется следящая связь по $U_{\text{вх синф}}$. Нетрудно видеть, что если $U_{БЭ}$ всех транзисторов схемы примерно равны, то напряжения $U_{КБ}$ входных транзисторов равны нулю независимо от того, как меняется синфазный входной сигнал, что позволяет использовать в качестве T_1 и T_2 транзисторы с очень

тонкими базами и сверхвысокими значениями $h_{21Э}$. При появлении $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$ потенциал $U_{Э1,2}$ практически не меняется, а напряжения $U_{КБ1}$ и $U_{КБ2}$ отклоняются от нуля на величины $\pm U_{\text{вх}}/2$. Токи коллекторов T_1 и T_2 практически полностью проходят в коллекторные цепи T_5 и T_6 , где и выделяется $U_{\text{вых}} = K_U U_{\text{вх}}$, причем в соответствии с (2.49) и при $R_1 = R_2 = R_K$

$$K_U \cong R_K I_{Э см} / 2\varphi_{\Theta}.$$

Благодаря тому что $U_{КБ1}$ и $U_{КБ2}$ мало отклоняются от нуля, мало эф-

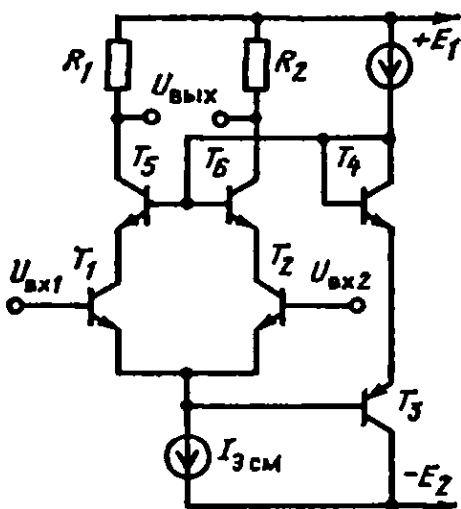


Рис. 2.14. Дифференциальный каскад со следящей связью

эффективное значение C_K (и, следовательно, мала входная емкость), а активная проводимость коллектора оказывается близка к $h_{22Б}$. Таким образом, каскодное включение пар T_1-T_5 и T_2-T_6 обеспечивает подавление эффекта Миллера. В каскадах этого типа T_1 и T_2 — низковольтные транзисторы с $h_{21Э} > 10^4$ (ультратонкая база), а остальные транзисторы — обычные, сравнительно высоковольтные с $h_{21Э} = 50 \div 200$. Типичными для таких каскадов являются $I_{ВХ} \leq 10$ нА, $R_{ВХ} \geq 1$ Мом, $K_U \geq 100$.

Другие схемотехнические приемы построения высококачественных дифференциальных биполярных каскадов использованы в схеме рис. 2.15. Здесь для достижения малых значений $I_{ВХ}$ и больших значений $R_{ВХ}$ используются составные транзисторы, а для получения «однополюсного» выхода — нагрузка в виде токового зеркала на транзисторах T_5 и T_6 . Показанный здесь транзистор T_5 — это так называемый боковой (или горизонтальный) $p-n-p$ -транзистор с двумя коллекторами. Соединение коллектора 2 с базой образует $p-n-p$ -транзистор в диодном режиме, тогда как коллектор 1 вместе с базой и эмиттером работает как идентичный обычный $p-n-p$ -транзистор. Их базы объединены, а потому вместе с T_6 получается токовое зеркало со схемой, аналогичной рис. 2.11, б, но предназначенной для отражения вытекающих токов. Напряжение $U_{КБ6}$ примерно равно $2U_{БЭ}$ а ток $I_{К2}$ втекает в коллектор 1 транзистора T_5 и повторяется в коллекторе T_6 . При этом, если нагрузкой коллектора T_2 служит низкоомная входная цепь токового зеркала, то цепи коллекторов T_3 и T_6 создают высокоомную нагрузку друг для друга (два источника тока включенные «навстречу» друг другу). Токи T_3 и T_6 под действием $U_{ВХ}$ изменяются противоположным образом, суммируя свое действие на нагрузке, образованной параллельным соединением $h_{22Б1} + h_{22Б3} + h_{22Б6}$ (первое слагаемое много меньше остальных). Так как эти проводимости малы, то можно ожидать, что K_U схемы велик.

Чтобы разобраться в работе схемы, рассмотрим сначала включение транзисторов T_1-T_4 . Они образуют две составные пары T_1-T_2 и T_4-T_3 . Для того, чтобы при перегрузках базы T_2 и T_3 не оказывались «оборванными», необходимо задать некоторые допол-

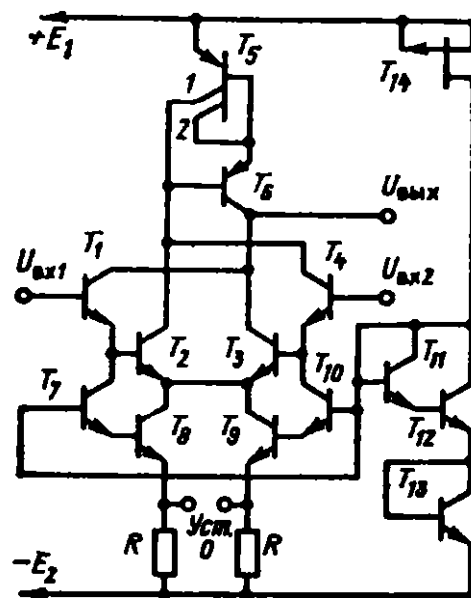


Рис. 2.15. Дифференциальный каскад с составными транзисторами на входе

нительные токи смещения в эмиттеры T_2 и T_3 . Вместе с тем токи T_1 и T_4 должны меняться с температурой так же, как $I_{Б2}$ и $I_{Б3}$, иначе падения напряжения на $R_{Вых1}$ и $R_{Вых4}$, создаваемые $I_{Б2}$ и $I_{Б3}$, будут источником дополнительного температурного дрейфа. Поэтому токи смещения эмиттеров T_1 и T_4 формируются как токи баз транзисторов T_8 и T_9 , передаваемые в эмиттеры T_1 и T_4 через T_7 и T_{10} . Источник тока эмиттеров T_2 и T_3 образован из двух транзисторов специально для независимого формирования токов эмиттеров T_1 и T_4 .

Токи эмиттеров T_8 и T_9 определяются падением напряжения на T_{13} и сравнительно мало меняются в широком диапазоне температур и напряжений питания. Настройка нуля проводится путем задания токов (втекающего или вытекающего) на клеммы «Уст. О», то есть введением разбаланса токов T_8 и T_9 , а значит, и T_1 и T_4 без потерь баланса напряжений $U_{БЭ1} + U_{БЭ2} = U_{БЭ3} + U_{БЭ4}$.

Этот каскад имеет очень малый температурный дрейф по напряжению — менее 1 мкВ/°С, входные токи менее 20 нА, $K_U \geq 1000$ и $R_{Вх} \geq 3$ МОм.

Дальнейшее радикальное увеличение $R_{Вх}$ и снижение $I_{Вх}$ возможны при использовании дифференциальных каскадов с полевыми транзисторами.

В дифференциальных линейных каскадах практически используются только ПТ с обеднением (диффузионные ПТ с управляющим p - n -переходом и МОП-транзисторы со встроенными каналами). Простейшая схема дифференциального каскада на ПТ показана на рис. 2.16.

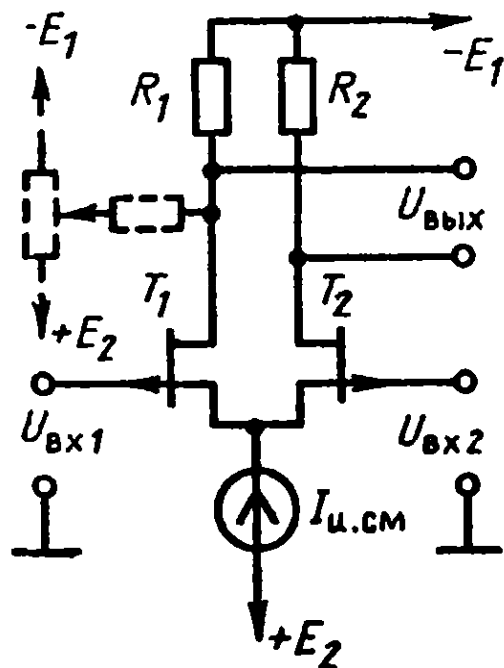


Рис. 2.16. Дифференциальный каскад на полевых транзисторах

Принцип действия схемы не отличается от принципа действия схемы рис. 2.13, но $I_{Вх}$ и $\Delta I_{Вх}$ значительно меньше, чем у биполярных схем. При $\Theta = 25$ °С значения $I_{Вх}$ и $\Delta I_{Вх}$ менее 0,1 нА не являются необычными. Однако не надо забывать, что это токи утечки затворов, и с ростом температуры они будут удваиваться при повышении температуры на каждые 10°. Поэтому при температуре 55 °С $I_{Вх}$ составит уже около 1 нА. Входное сопротивление на низких частотах определяется зависимостью токов утечки

от напряжения $U_{зи}$ и составляет 10—20 ГОм (примерно 10^{10} Ом), а входная емкость вследствие эффекта Миллера зависит от коэффициента усиления

$$C_{вх} = C_{зс} K_U. \quad (2.56)$$

Коэффициент усиления схемы рис. 2.16 есть (при $R_1 = R_2 = R_C$):

$$K_U = S R_C. \quad (2.57)$$

Крутизна диффузионных ПТ обычно не велика и лежит в пределах 0,5÷5 мА/В (при $U_{зи\text{отс}} = 1÷4$ В), поэтому большое усиление в каскаде рис. 2.16 получить трудно.

Так как сопротивление R_C должно подчиняться неравенству

$$R_C \leq (|E_1| - |\max U_{вх\text{ синф}}| - |\max U_{зи\text{отс}}|) / I_C, \quad (2.58)$$

и согласно (1.50) и (1.51) крутизна ПТ

$$S = S_0 (I_C / I_{C\text{нач}})^{1/2}, \quad (2.59)$$

то коэффициент усиления пропорционален $I_C^{-1/2}$.

Поэтому для получения большего усиления следует выбирать транзисторы с малыми $U_{зи\text{отс}}$ и $I_{C\text{нач}}$ в режиме малых I_C . Обычно в схеме рис. 2.16 удается получить усиление $K_U = 20÷50$. Отметим, что дифференциальный биполярный каскад при тех же токах потребления и сопротивлениях нагрузки будет иметь усиление в 5÷10 раз большее.

Дрейф по напряжению каскадов на ПТ определяется формулой, подобной (2.51):

$$dU_{сдв0} / d\Theta \cong a |U_{зи\text{отс}1} - U_{зи\text{отс}2}|, \quad (2.60)$$

где коэффициент $a = 2,5 \cdot 10^{-3}$ [1/град.] для n -канала и $a = 4 \cdot 10^{-3}$ [1/град.] для p -канала.

В настоящее время в однокристалльных ИМС получают пары ПТ с разбросом $U_{зи\text{отс}}$, меньшим 250 мкВ. Соответственно дрейф дифференциальных каскадов, построенных с использованием столь идентичных транзисторов, не превышает 1 мкВ/°С. Часто полевые транзисторы используют как истоковые повторители на входах биполярных дифференциальных каскадов. При этом значения дрейфа таких дифференциальных повторителей также определяются по формуле (2.60). Тот факт, что ПТ обладают точкой температурной стабильности I_C при $I_C \cong 0,325[V]S$ или $|U_{зи}| \cong |U_{зи\text{отс}}| - 0,65$ В при заданном токе стока, в дифференциальных схемах не всегда может использоваться. Даже если одно плечо и окажется в этом режиме (это-

го не так просто достичь в условиях даже мелкосерийного производства), то дрейф будет определяться целиком вторым плечом каскада, которое будет вне точки стабильности. В высококачественных полупроводниковых ИМС при высокой идентичности ПТ добиваются, чтобы их режим был близок к точке стабильности.

Все сказанное выше с успехом может быть применено и к каскадам на МОП-транзисторах. Среди последних транзисторы с поликристаллическими затворами позволяют получить в дифференциальных каскадах особо малые значения температурного дрейфа.

2.7. Комплементарные и квазикомплементарные схемы¹

Практически все рассмотренные выше каскады потребляют небольшую мощность и совсем не приспособлены для передачи сколько-нибудь значительного тока (и мощности) в нагрузку. Ток внешней нагрузки прежде всего ограничивается током, протекающим по внутренней нагрузке (в каскадах ОЭ и ОИ — это сопротивления в цепях коллектора или стока, в повторителях — соответственно сопротивления в цепях эмиттера и истока). Если внутреннюю нагрузку сделать малой, чтобы увеличить мощность на выходе, то будут велики потребляемый ток и впустую рассеиваемая мощность. Эта мощность, выделяясь в виде тепла в корпусах ИМС и в плотно упакованных блоках, создает перегрев элементов и схем, ухудшает их режимы, надежность и долговечность. Такова ситуация на низких частотах. С повышением частоты сигналов все большие токи должны тратиться на перезаряд емкостей нагрузок (входных емкостей элементов, паразитных емкостей, образуемых шинами и элементами схем и т. д.). При этом ограничения этих токов, возникающие в схемах с внутренней омической нагрузкой, не только сужают полосу пропускания, но и ведут к нелинейным искажениям, как это было показано на примере эмиттерного повторителя.

Комплементарные схемы (схемы с взаимодополняющими структурами или с дополняющей симметрией) позволяют радикально разрешить указанные проблемы. Простой и широко используемый на практике комплементарный повторитель показан на рис. 2.17.

Повторителю рис. 2.17 свойственны специфические нелинейные искажения, показанные на рис. 2.18, а. Дело в том, что в точке покоя оба транзистора закрыты. Чтобы один из них начал отдавать ток в нагрузку, на входе должно появиться напряжение, на величи-

¹ Здесь нет опечаток. Термин происходит от английского «complement» — дополнение, а не от франко-русского комплимента (compliment)!

ну $\pm U_{БЭ}$ отличающееся от напряжения эмиттеров. Это происходит каждый раз, когда ток в нагрузке должен изменить свое направление на противоположное, при этом «мертвая зона» составляет $2U_{БЭ} \cong 1$ В. При омической нагрузке передаточная характеристика $U_{вых}(U_{вх})$ получает вид рис. 2.18, б. При передаче и формировании импульсных сигналов эти искажения обычно роли не играют, но при линейных сигналах они могут оказаться недопустимыми.

Рассмотрим воздействие на вход повторителя синусоидального сигнала, смещенного постоянным уровнем $E/2$, присутствующим на выходе предыдущего каскада на T_1 . В состоянии покоя, когда $U_{вх} \cong E/2$, оба транзистора практически закрыты. На эмиттерах T_2 и T_3 потенциал равен примерно $E/2$. Когда на входе появляется положительная полуволна, открывается транзистор T_2 , эмиттерный ток которого протекает по цепи $C_0 - R_H \parallel C_H$, заряжая емкость

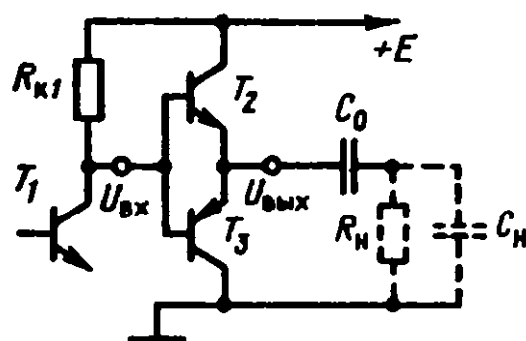


Рис. 2.17. Двухтактный (комплементарный) эмиттерный повторитель

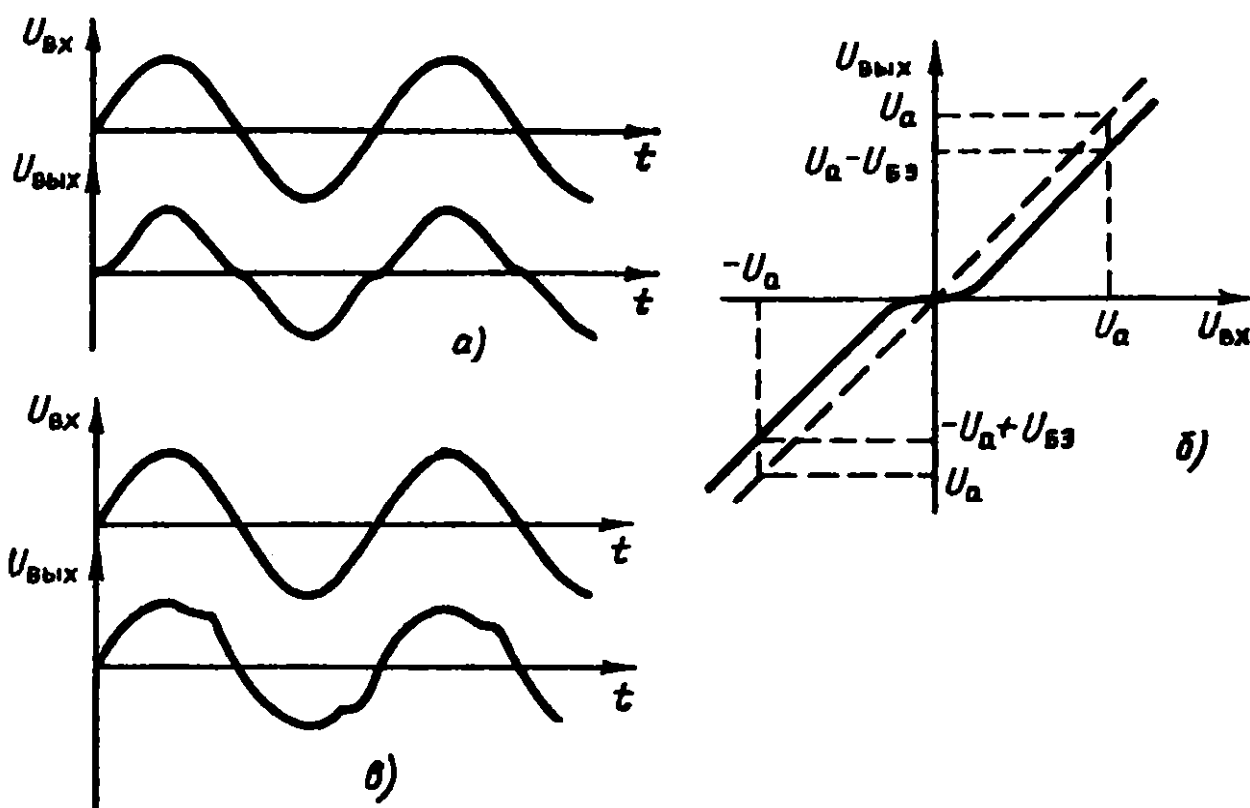


Рис. 2.18. Искажения сигнала в схеме рис. 2.17 (а и в) и ее переходная характеристика (б). В идеальном случае переходная характеристика без нагрузки должна иметь вид штриховой линии, реальная переходная характеристика имеет вид сплошной линии. U_a — амплитуда входного сигнала

$C_0 C_H / (C_0 + C_H)$, образованную последовательным соединением C_0 и C_H и создавая падение напряжения на R_H . Если $C_0 \gg C_H$ и $C_0 R_H \gg 1/2\pi f_{гр.н}$ ($f_{гр.н}$ — нижняя граничная частота сигнала), то C_0 ведет себя как генератор напряжения, равного $E/2$, сдвигая постоянный уровень сигнала на $-E/2$, так что на нагрузке сигнал имеет средний уровень 0 В, но для синусоидального сигнала C_0 — короткозамкнутая цепь. При отрицательной полуволне T_2 закрывается, а T_3 отпирается и формирует ток, протекающий через R_H и перезаряжающий C_H . Заметим, что на невысоких частотах (когда емкостное сопротивление C_H выше R_H , то есть при $f < 1/2\pi R_H C_H$) положительную полуволну формирует T_2 , а отрицательную — T_3 (рис. 2.18, б), но с повышением частоты выходное напряжение отпираания T_3 сдвигается в положительном направлении, а уровень отпираания T_2 — в отрицательном, так как «запоминающие» свойства C_H играют все большую роль (рис. 2.18, в). При чисто емкостной нагрузке переключение транзисторов всегда будет происходить при максимальных значениях сигнала. Существуют два основных способа снижения переходных нелинейных искажений — с помощью глубокой отрицательной обратной связи и путем задания начального смещения на транзисторы T_2 и T_3 . Первый из этих способов обсуждается в главе 3, а здесь рассмотрим способы введения начального смещения.

На рис. 2.19, а показан вариант схемы рис. 2.17 с начальным смещением. Схема задания последнего представляет собой транзисторный каскад на T_2 с внутренней обратной связью через делитель R_1, R_2 , действующей аналогично подобной связи в схеме рис. 2.3, в.

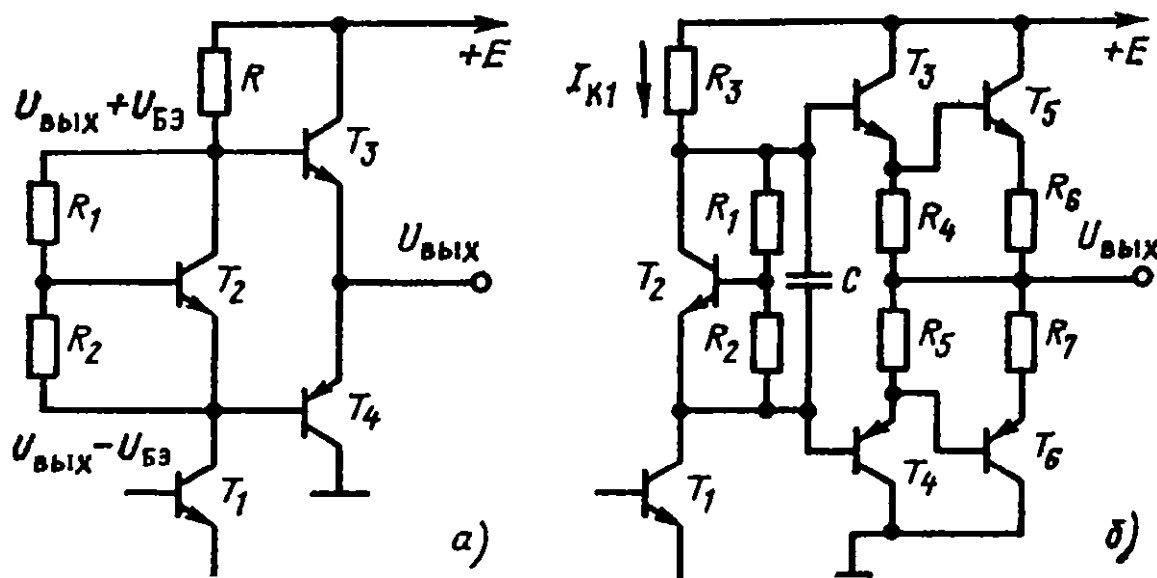


Рис. 2.19. Разновидности двухтактных повторителей

Если $I_{Б2} \ll I_{КЭ2} / (R_1 + R_2)$, то такой каскад есть источник напряжения с малым внутренним сопротивлением $R_{вн} = (R_1 + R_2)\varphi_{\Theta} / R_2 I_{К1}$ и напряжением

$$U_{КЭ2} \cong (R_1 + R_2) U_{БЭ2} / R_2. \quad (2.61)$$

Задав $R_1 = R_2$, получим $U_{КЭ2} = 2U_{БЭ2}$, и таким образом при идентичности всех p - n -переходов схемы транзисторы T_3 и T_4 будут всегда открыты, и через них будет протекать ток смещения $I_{см} \cong I_{К1}$.

Коэффициент нелинейных искажений комплементарного повторителя грубо можно оценить по формуле

$$k_{\Gamma} \cong \varphi_{\Theta}^2 / (u_{вх} + I_{см} R_H)^2, \quad (2.62)$$

где $u_{вх}$ — амплитуда входного сигнала. Сравнивая (2.62) с (2.18) и (2.34), заметим, что в данном случае k_{Γ} увеличивается, а не спадает при $u_{вх} \rightarrow 0$.

Входное сопротивление повторителя рис. 2.19, а $R_{вх} \cong h_{21Э} R_H$ — такое же, как и у обычного повторителя, выходное зависит от уровня сигнала и нагрузки:

$$R_{вых} \cong \varphi_{\Theta} / (I_{см} + I_H).$$

При малых R_H (или больших C_H) схема рис. 2.19, а может быть модифицирована с использованием составных транзисторов (рис. 2.19, б). На высоких частотах полезно шунтировать схему смещения конденсатором C .

Схемы рис. 2.19 имеют существенный недостаток (как и многие другие биполярные схемы) — они склонны к лавинообразному саморазогреву. Если под действием $I_{см}$ (а также I_H) температура транзисторов T_3 и T_4 (рис. 2.19, а) начинает существенно повышаться, то растет и ток $I_{см}$, соответствующий заданному извне от источника на T_2 смещению $U_{КЭ2}$, температура еще более повышается, и в конце концов транзисторы T_3 и T_4 выходят из строя (просто сгорают от слишком большого тока — при температурах переходов около 120—150 °С наступает пробой). Чтобы ослабить эту положительную обратную связь между $I_{см}$ и температурой, полезно в эмиттеры T_3 и T_4 включать небольшие резисторы (R_6 и R_7 на рис. 2.19, б; R_6 и $R_7 \ll R_H$) и размещать T_2 на общей подложке (в ИМС) возможно ближе к T_3 , T_4 (схема а) и к T_5 , T_6 (схема б). В схемах на дискретных компонентах T_2 полезно ставить на общую пластину (или радиатор) с выходными транзисторами. При таком размещении T_2 $U_{КЭ2}$ «следит» за $U_{БЭ}$ выходных транзисторов. В ИМС в качестве T_4 (схема а)

и T_6 (схема б) часто используют «подложечные» транзисторы, функции коллектора которых выполняет p -подложка, — в этом случае слежение за температурой выходных транзисторов облегчается.

При больших токах нагрузки существуют веские основания избегать во многих случаях применения комплементарных биполярных схем. В ИМС, изготавливаемых по стандартным технологиям, трудно получать p - n - p -транзисторы с достаточно высокими характеристиками, тем более идентичные n - p - n -транзисторам. В схемах на дискретных компонентах желательно минимизировать число типов элементов и, что существеннее, при большой мощности на выходе также трудно подобрать парные по характеристикам мощные p - n - p - и n - p - n -транзисторы. Вместе с тем, при работе с большими токами в нагрузке необходимо сохранить основной принцип комплементарных схем — каждую полуволну синусоидального сигнала передает в нагрузку отдельный транзистор при малом токе покоя всей схемы. В схеме рис. 2.20 этот принцип соблюдается. Здесь T_2 — каскад ОЭ, подобный показанному на рис. 2.2 (но могут использоваться и иные типы смещения), на выходе которого имеется эмиттерный повторитель T_4 . Особенность включения T_4 состоит в том, что ток его эмиттера протекает через коллектор T_2 и в состоянии покоя очень невелик. Положительную полуволну сигнала в нагрузку создает ток повторителя T_4 , а отрицательную — коллекторный ток T_2 , при этом ток нагрузки может значительно превосходить токи покоя T_2 и T_4 . В состоянии покоя ток T_4 равен току через аналогичный ему T_3 , а падения напряжения на диодах D_1 и D_2 равны друг другу.

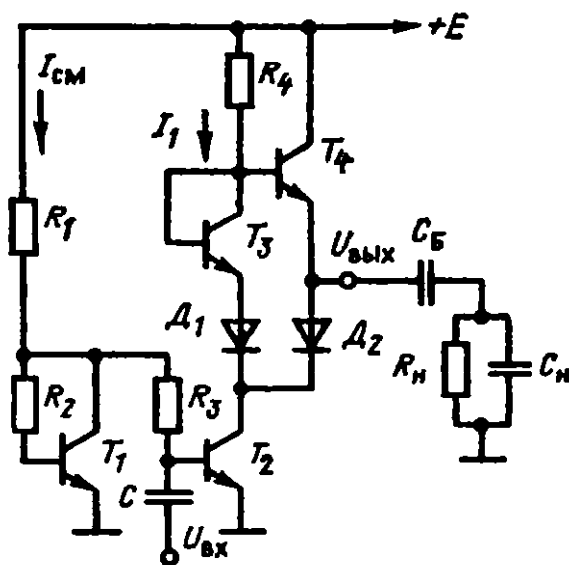


Рис. 2.20. Двухтактный каскад на транзисторах одного типа проводимости

При уменьшении тока I_{K2} (положительная полуволна на выходе) ток через T_4 становится больше тока I_1 , поэтому $U_{БЭ4} > U_{БЭ3}$, и диод D_2 закрывается — коллектор T_2 от нагрузки отключен. При отрицательной полуволне ток T_2 помимо I_1 образует и ток нагрузки, при этом напряжение на D_2 становится больше, чем на D_1 , что приводит к запирающему транзистора T_4 . Этот каскад имеет значительную нелинейность переходной характеристики, так как его выходное сопротивление меньше, а коэффициент усиления — больше при положительной полуволне на

выходе, чем при отрицательной. Однако при работе в схеме с глубокой обратной связью или в импульсном режиме каскад очень эффективен и прост технологически. В ИМС в качестве диодов D_1 и D_2 следует использовать переходы Шоттки, получаемые при металлизации (соединения металл — коллекторный слой T_2).

Другая типовая схема показана на рис. 2.21. Здесь T_1 — каскад ОЭ (или ОБ); T_2, R_2, R_3 — цепь, формирующая напряжение смещения выходного повторителя; T_3, T_4 — составной повторитель, дающий ток положительной полуволны выходного сигнала, а отрицательную полуволну формирует схема, подобная каскаду рис. 2.12, б. Эта схема (T_6 , транзистор T_5 в диодном включении и T_7) по своим «внешним» параметрам полностью аналогична составному транзистору T_3, T_4 , но имеет свойства $p-n-p$ -транзистора. Хотя данная схема имеет в своем составе $p-n-p$ -транзистор (T_6), но требования к нему понижены (по току нагрузки и мощности), а потому проще соблюсти его комплементарность по отношению к T_3 . Резисторы R_4 и R_5 необходимы для отвода обратных коллекторных токов мощных транзисторов T_4 и T_7 и вместе с R_6 и R_7 предупреждают возникновение саморазогрева схемы. Если сопротивления R_6 и R_7 сравнительно малы, то $R_2/R_3 \cong 3$, что обеспечит напряжение смещения повторителя $4U_{БЭ2}$, достаточное для перевода выходных транзисторов в проводящее состояние в точке покоя. При этом эмиттерные переходы T_2, T_3, T_5, T_6 должны быть идентичны по характеристикам $U_{БЭ}(I_Э)$. Площади эмиттеров T_4, T_7 значительно больше, чем у T_2 (отношение этих площадей определяется отношением максимальных токов эмиттеров). Соответственно ток смещения T_4, T_7 , возникающий под действием цепи T_2, R_2, R_3 окажется пропорционально больше тока этой цепи, что должно учитываться при расчете каскада.

Схема комплементарного усилителя ОИ на МОП-транзисторах (КМОП-инвертора) показана на рис. 2.22. В качестве T_1 и T_2 используют соответственно n - и p -канальные обогащенные (с индуцированным каналом) транзисторы.

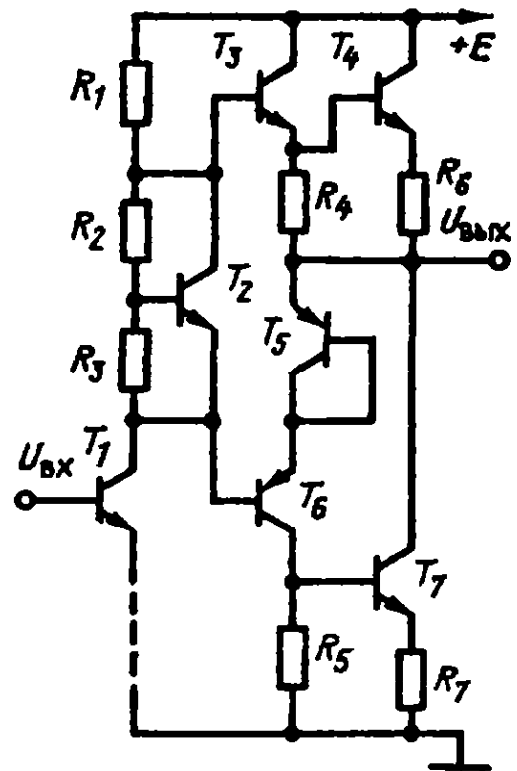


Рис. 2.21. Двухтактный повторитель с квазидополнительной симметрией

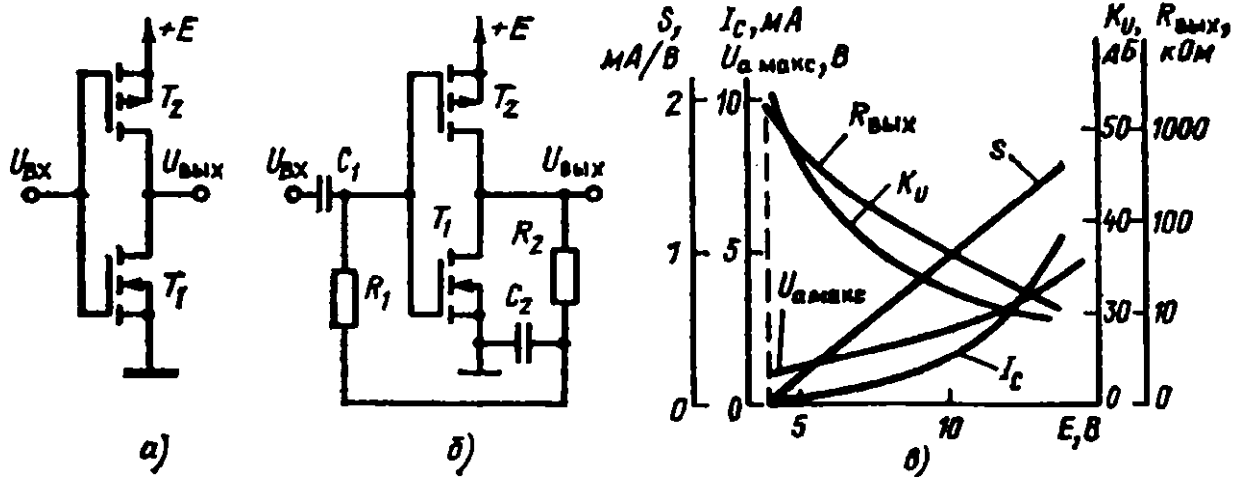


Рис. 2.22. КМОП-инвертор (а, б) и его характеристики (в). $U_{a \text{ макс}}$ — максимальная амплитуда выходного неискаженного сигнала

Когда на входе задано начальное смещение $U_{вх} \cong E/2$, то оба транзистора находятся в состоянии проводимости и в области насыщения выходных характеристик, при этом на выходе схемы — также постоянный уровень, примерно равный $E/2$. Так как затворы фактически тока не потребляют, то смещение в усилителях переменного тока может задаваться по схеме рис. 2.22, б, где конденсатор C_2 блокирует сигнал, чтобы предотвратить снижение $R_{вх}$ схемы за счет эффекта Миллера. Сопротивления R_1 и R_2 могут быть очень велики, например, в данной схеме $R_1 = R_2 = 10$ МОм. Соответственно при $f_{гр.н} = 20$ Гц $C_1 = 820$ пФ, а $C_2 = 2,2$ нФ. [Выбор C_2 несколько большей C_1 полезен, чтобы $T = (R_1 \parallel R_2)C_2$ уже «включилась» на частоте, при которой C_1 начинает пропускать сигнал.] Коэффициент усиления каскада при внешней нагрузке R_H

$$K_U = -2Sr_C R_H / (r_C + 2R_H) \quad (2.63)$$

и без нагрузки составляет обычно около 100 при

$$R_{вх} \cong r_C / 2 \cong 10 \text{ кОм},$$

если $E = 10$ В и $I_C = 2$ мА.

С увеличением E снижаются $R_{вх}$ и K_U без нагрузки (растут I_C и S , но падает r_C), однако при наличии внешней нагрузки R_H , сравнимой с r_C , снижение r_C дает выигрыш в усилении. Соответствующие типовые характеристики даны на рис. 2.22, в. При «расщепленном» питании, например при $\pm E = \pm 5$ В КМОП-инвертор может успешно использоваться как простой усилитель постоянного тока, так как при $U_{вх} = 0$ в этом случае $U_{вх} \cong 0$. В области линейного усиления при $U_{вх} < 0,3E$ (при отклонении выхода от $E/2$ не более чем на

$U_{a \text{ макс}}$ — см. рис. 2.22, в) k_T обычно не превышает 5 %, но в высококачественных усилителях для снижения k_T требуется внешняя обратная связь. Инвертор рис. 2.22, а является базовой схемой многих логических систем элементов с очень малым потреблением тока. Когда уровень напряжения на входе превышает $E - U_{\text{зи пор}2}$, транзистор T_2 полностью закрыт, потенциал стока T_1 ниже $U_{\text{зи пор}1}$ и близок к нулю, а $R_{\text{вых}} = 1/S_0$ составляет доли килоома, и при этом схема практически не потребляет тока. При уровне на входе $U_{\text{вх}} < U_{\text{зи пор}1}$ на выходе зафиксирован потенциал, близкий к E .

2.8. Усилительные каскады в ключевых режимах

При усилении и формировании импульсных и логических сигналов требования к усилительным каскадам и режимы их работы существенно меняются по сравнению с линейными схемами².

Во-первых, режимы каскадов приобретают сугубо нелинейный характер, их выходные сигналы в «статическом» режиме соответствуют максимальному и минимальному значениям напряжения и/или тока, а входные сигналы могут быть очень велики по амплитуде (равны выходным или даже больше их).

Во-вторых, быстродействие усилителей определяется не столько полосой пропускания (понятие, которое здесь часто вообще неприменимо), сколько временем задержки срабатывания и скоростями нарастания и спада выходного сигнала (длительностью положительного и отрицательного фронтов).

В-третьих, усилитель не должен реагировать на помехи на входе; это значит, что выходной уровень не должен меняться под действием ограниченных в известных пределах входных воздействий.

Эти основные свойства иллюстрируются рис. 2.23, где показаны напряжения на входе и выходе усилителя логических сигналов и его условные изображения. В данном случае усилитель инвертирует сигнал (высокому уровню на входе, — обычно логической 1, — соответствует логический 0 или низкий уровень выхода, и наоборот). В условных обозначениях усилителя это отмечено кружочками — знаками логической инверсии. При неинверсном усилении кружочки не ставятся. Напряжение, соответствующее логическому нулю входа, должно находиться между 0 В и $U_{\text{вх макс}}^0$ — это означает, что

² Это не относится к усилителям широкополосных видеосигналов. Хотя последние и имеют форму сложных импульсов, но их усиление должно происходить с минимальными нелинейными и частотными искажениями, а потому видеусилители строятся как широкополосные линейные усилители.

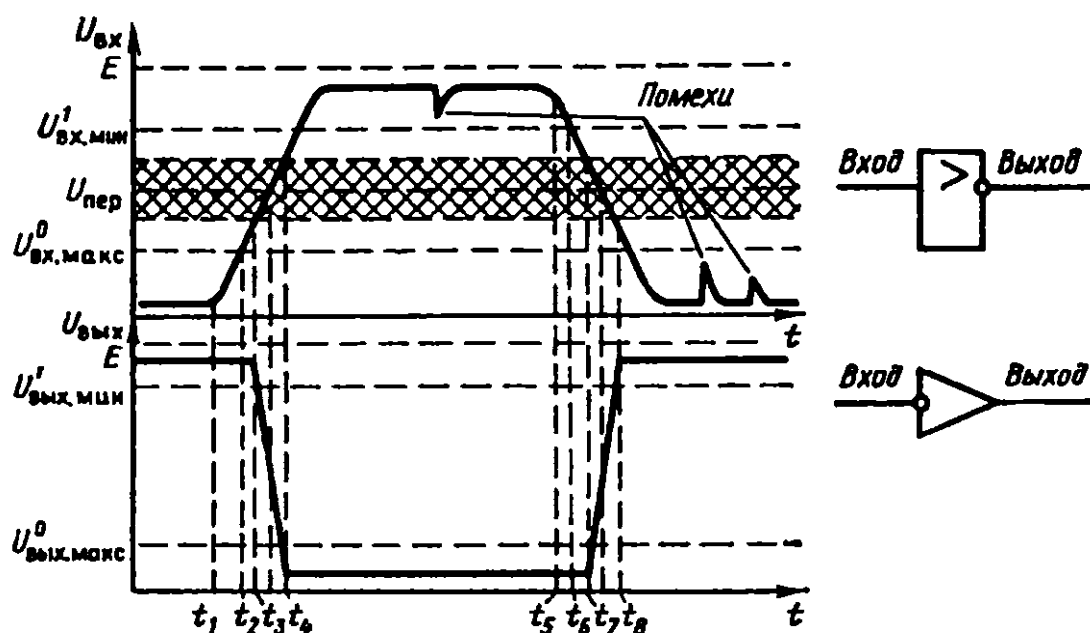


Рис. 2.23. Логический сигнал, его уровни и обозначения логических усилителей — инверторов на схемах

любой потенциал в этом диапазоне должен восприниматься инвертором как 0. Потенциал, больший $U_{\text{вх мин}}^1$, напротив, всегда должен восприниматься как 1. Уровни 0 и 1 обычно из соображений безопасности для схем бывают ограничены и с другой стороны. Например, уровень 1 часто имеет верхнюю границу, лежащую несколько ниже уровня питания E . В диапазоне входа $U_{\text{вх макс}}^0 \div U_{\text{вх мин}}^1$ состояние выхода инвертора может быть любым (оно не определено). Где-то в этом диапазоне находится напряжение $U_{\text{пер}}$, при котором и происходит переключение выхода. На самом деле инвертор всегда имеет конечный коэффициент усиления, поэтому для переключения $U_{\text{вых}}$ требуется определенное приращение $U_{\text{вх}}$ в сравнительно узкой области напряжений около $U_{\text{пер}}$. Эта область заштрихована на рис. 2.23. Допустимые границы этой области от $U_{\text{вх макс}}^0$ до $U_{\text{вх мин}}^1$. Уровни входных и выходных сигналов обычно подчиняются неравенствам

$$U_{\text{вых мин}}^1 > U_{\text{вх мин}}^1; U_{\text{вых макс}}^0 < U_{\text{вх макс}}^0$$

— это необходимо, чтобы при распространении сигналов по разветвленным логическим цепям потери в линиях связи и помехи не приводили к сбоям. Таким образом, помехоустойчивость инвертора в системе определяется наименьшей из разностей

$$|U_{\text{вых мин}}^1 - U_{\text{вх мин}}^1|; |U_{\text{вых макс}}^0 - U_{\text{вх макс}}^0|.$$

Этот параметр, задаваемый как уровень допустимой помехи $U_{\text{пом макс}}$, является системным параметром инвертора. Часто помехи

имеют вид импульсов («иглол» — так их называют за то, как они выглядят на экране осциллографа), показанных на рис. 2.23. Если они по амплитуде не превосходят $U_{\text{ном макс}}$, то они не влияют на выход инвертора.

Динамические свойства инвертора как системного элемента зависят не только от его характеристик, но и от параметров входного сигнала. Из рис. 2.23 видно, что при положительном фронте входного сигнала должно пройти некоторое время $t_2 - t_1$, пока $U_{\text{вх}}(t)$ достигнет области переключения выхода (т. е. заштрихованной области, где инвертор работает как грубый линейный усилитель). Далее следует интервал времени $t_3 - t_2$, необходимый самому инвертору, чтобы начать срабатывать. Этот интервал всегда связан с наличием в цепях инвертора некоторых емкостей, на перезаряд которых нужно время. В интервале времени $t_4 - t_3$ происходит собственно переключение, причем момент t_4 может наступить позже, чем входной сигнал окажется в статической области переключения выхода. При отрицательном фронте на входе также происходит задержка начала срабатывания по тем же причинам. Иногда, говоря об импульсных сигналах, рассматривают длительность их фронтов, принимая в качестве таковой время, в течение которого значения сигнала находятся в пределах $[0,9U_{\text{вых макс}}; 0,1U_{\text{вых мин}}]$. Это определение с точки зрения современных систем выглядит устаревшим. Скорее за длительность фронтов следует принимать время нахождения сигнала между $U_{\text{вых мин}}^1$ и $U_{\text{вых макс}}^0$ и наоборот. В любом случае говорят $t_{\text{фр}}^{0-1}$ и $t_{\text{фр}}^{1-0}$. Определения 0 и 1 условны: в так называемой положительной логике за 1 принимают высокий (положительный) потенциал, а в отрицательной логике — низкий (отрицательный) потенциал. Логический 0, как правило, есть уровень, близкий к 0 В («земле») питания, а 1 — уровень, близкий к напряжению питания (именно поэтому 1 соответствует большому положительному потенциалу в положительной логике, и наоборот). Но возможны и исключения, например в эмиттерно-связанной логике (ЭСЛ).

Предположим, что имеется цепь из последовательно включенных инверторов (рис. 2.24, а) с одинаковыми фронтами $t_{\text{фр}}^{0-1}$ и $t_{\text{фр}}^{1-0}$, которые для простоты будем полагать строго линейными и равными по амплитуде. Тогда при задании на вход инвертора 1 скачкообразного сигнала с длительностью фронта, много меньшей $t_{\text{фр}}$, на выходах в первом приближении будем наблюдать картину, показанную на рис. 2.24, б, — фронт на выходе n -го инвертора будет сдвинут на $t = n(t_3 + t_{\text{фр}}/2) - t_3$, где t_3 — это как раз интервал времени $t_3 - t_1$ на эпюре рис. 2.23. Поэтому величина задержки распространения

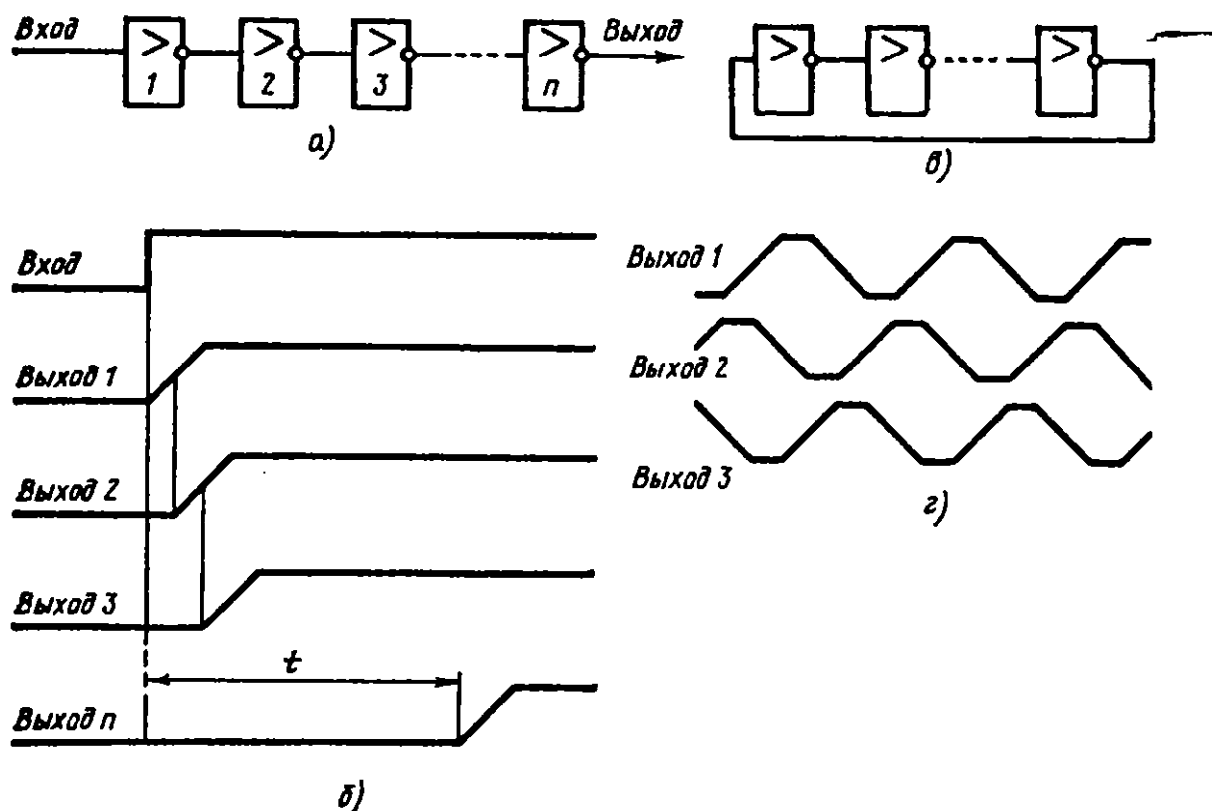


Рис. 2.24. Прохождение логического сигнала через цепочки последовательно включённых инверторов

$t_{зд.р} = t_3 + t_{фр}/2$ характеризует системное быстродействие логического инвертора. Оценить $t_{зд.р}$ у современных схем, обладающих очень высоким быстродействием, прямыми измерениями не всегда просто. Существует, однако, простой способ сделать это — достаточно замкнуть в кольцо нечетное число инверторов. Такая схема (рис. 2.24, б) неизбежно самовозбудится, причем автоколебания будут происходить на частоте, при которой фазовый сдвиг в кольце будет равен 180° , то есть при нечетном $n \geq 3$ $nt_{зд.р} = \pi$, где π — это сдвиг, равный половине периода, а потому частота колебаний $f = 1/2nt_{зд.р}$.

Минимальное $n = 3$, при этом $f = 1/6t_{зд.р}$ (рис. 2.24, г). Измерить частоту с помощью цифрового частотомера можно быстро и с высокой точностью. Например, если в кольце из трех инвертирующих схем возникли автоколебания на частоте 10 МГц, это означает, что $t_{зд.р}$ равно $16 \div 17$ нс, причем 10 МГц можно считать максимальной частотой переключений для данного типа схем.

Простейшим инвертором-усилителем логических и импульсных сигналов может служить каскад ОЭ, показанный на рис. 2.25, а. Резистор R_b здесь служит для ограничения базового тока. Рассмотрим процесс прохождения импульсного сигнала через этот каскад (рис. 2.25, б). При $U_{вх} < U_{БЭ}$ (0 на входе) транзистор закрыт, коллек-

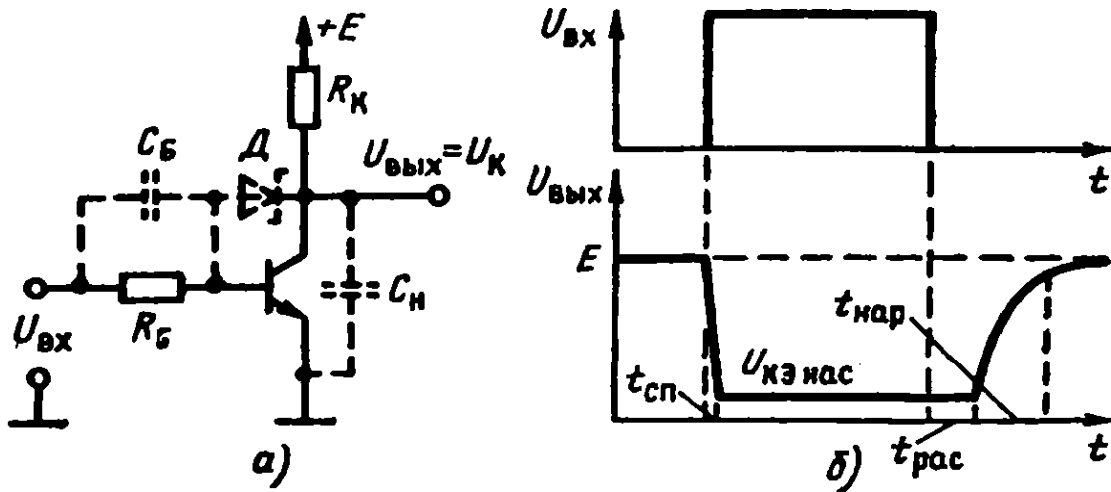


Рис. 2.25. Простейший логический инвертор и процессы в нем

торный ток отсутствует с точностью до малого $I_{обр}$ коллекторного перехода — см. (1.38), $U_K \cong E$, на выходе каскада 1. При увеличении $U_{вх}$ до уровня $U_{БЭ}$ в цепи базы транзистора появляется ток $I_B = (U_{вх} - U_{БЭ}) / R_B$. Если $I_B > I_K / h_{21Э}$ и диод D отсутствует, то транзистор перейдет в состояние насыщения. Но до этого должна разрядиться емкость нагрузки C_H , в которую ответвляется часть тока коллектора $I_K = I_B h_{21Э}$. Для спада напряжения коллектора до напряжения насыщения транзистора $U_{КЭнас} < U_{БЭнас} \ll E$ должно выполняться условие $I_B h_{21Э} > (E - U_{БЭнас}) / R_K$, причем полное время спада составит

$$t_{сп} = t_{зд\ p}^{1-0} = t_{фр}^{1-0} \cong R_K C_H \ln [I_K R_K / (I_K R_K - E)]. \quad (2.64)$$

Во входной цепи также возникает дополнительное ограничение скорости переключения из-за входной емкости каскада, основную роль в формировании которой играет C_K [см. (2.16)].

По окончании $t_{фр}^{1-0}$ транзистор насыщается, и ток его коллектора становится равным $I_K \cong E / R_K < I_B h_{21Э}$. При его запираании потребуется время $t_{рас}$ на рассасывание избыточного заряда неосновных носителей в базе (после чего транзистор запирается) и на заряд емкости нагрузки $t_{нар}$. Если $U_{вх} \cong 0$, то в соответствии с (1.45) и (1.3) получим ($I_{Э} = I_K + I_B$):

$$t_{рас} \cong I_K R_B \tau / U_{БЭнас};$$

$$t_{фр}^{0-1} = t_{нар} \cong 2,3 R_K C_H.$$

Следовательно,

$$t_{зд\ p}^{0-1} = t_{рас} + t_{нар} \cong I_K R_B \tau / U_{БЭнас} + 2,3 R_K C_H. \quad (2.65)$$

Время $t_{\text{зд}p}^{0-1} \gg t_{\text{зд}p}^{1-0}$ определяется в первую очередь большим временем рассасывания неосновных носителей в базе. Одна из возможностей его уменьшить — включение параллельно R_b конденсатора небольшой емкости (C_b на рис. 2.25), резко увеличивающего ток рассасывания носителей за счет передачи отрицательного скачка $U_{\text{вх}}$ непосредственно в базу. Однако при этом существенно возрастет емкостная нагрузка предыдущего каскада. Радикальнее предотвратить насыщение как таковое, для чего можно использовать диод D . Этот диод должен отвечать двум требованиям: во-первых, прямое падение напряжения на нем U_d должно быть существенно меньше, чем $U_{\text{бэнас}} - U_{\text{кэнас}}$, а во-вторых, времена его переключения из открытого в закрытое состояние (время восстановления обратного сопротивления) и обратно (время установления прямого тока) должны быть очень малы. Этим требованиям удовлетворяет диод Шоттки (на «горячих» носителях), представляющий собой переход металл — полупроводник типа n . Такой диод может быть получен непосредственно при соединении проводников металлизации с коллекторным слоем в процессе производства ИМС. При включении диода D , как только коллекторное напряжение упадет ниже напряжения базы на величину U_d , диод откроется, и часть тока из цепи базы будет уходить в коллектор. При этом потенциал коллектора не может снизиться ниже, чем $U_{\text{бэ}} - U_d$, так как при этом сразу снизится ток базы, и транзистор начнет закрываться. Если же потенциал коллектора попытается возрасти по сравнению с $U_{\text{бэ}} - U_d$, то диод начнет закрываться, ток базы возрастет, и равновесие снова восстановится. В схеме действует нелинейная отрицательная обратная связь. Удачно то, что для диодов Шоттки $U_d \cong 0,35$ В, поэтому в схеме с диодом Шоттки напряжение коллектора $U_k = U_{\text{бэ}} - U_d = 0,3 \div 0,4$ В $> U_{\text{кэнас}}$, но, вместе с тем, это уровень, достаточно малый для логического нуля.

Если время рассасывания исключено, то наибольшим становится время перезаряда емкости нагрузки, которое можно уменьшить, ускорив заряд емкости с помощью повторителя, используя, например, комплементарную схему рис. 2.17 или модифицированный квазикомплементарный каскад по типу схемы рис. 2.20, показанный на рис. 2.26, а. Однако схема рис. 2.17 требует использования p - n - p -транзистора, не уступающего по параметрам n - p - n -транзистору. Между тем получение высококачественного p - n - p -транзистора на единой полупроводниковой подложке с n - p - n -транзисторами, да еще при условии совмещения технологических операций и умеренной стоимости схем, до сих пор остается трудной задачей. Схема

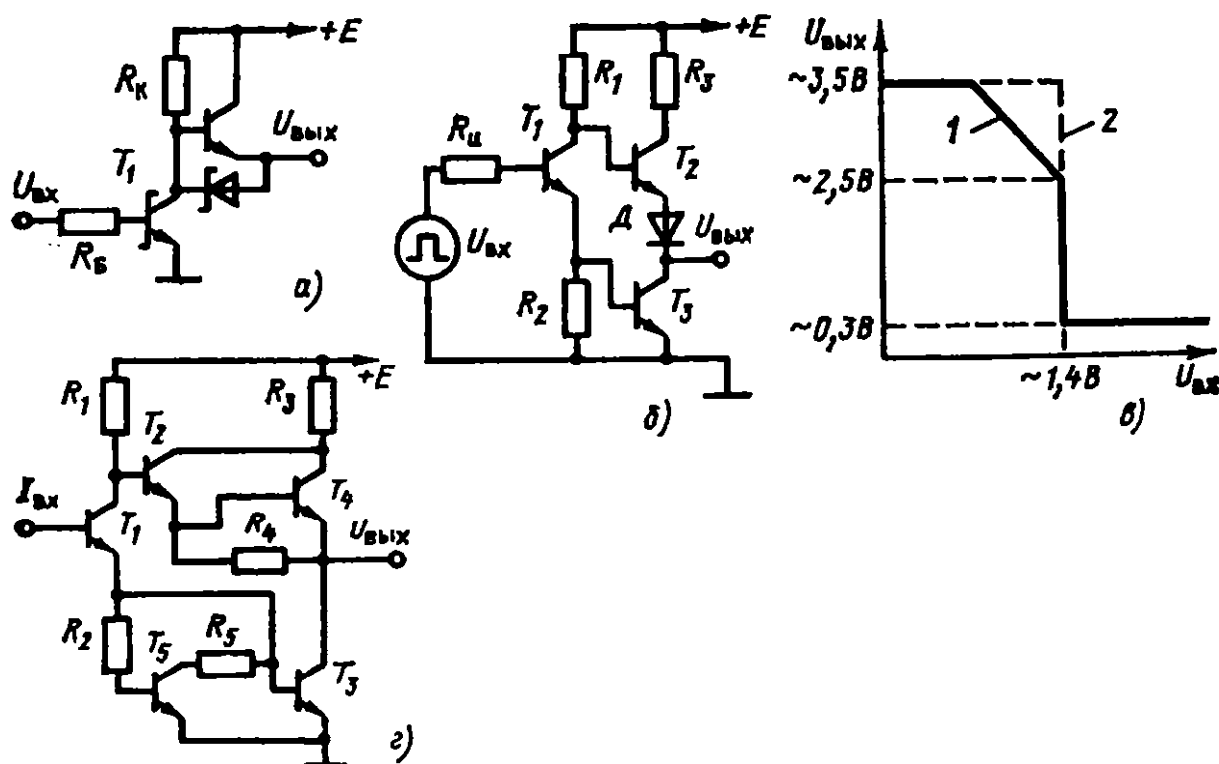


Рис. 2.26. Двухтактные биполярные логические инверторы. Транзистор T_1 на рис. а снабжен диодом Шоттки как показано на рис. 2.25 — «транзистор Шоттки»

рис. 2.26, а имеет другой существенный недостаток — слишком высокий уровень 0, составляющий около 0,6 В. Ведь при таком уровне 0 аналогичный инвертор, на вход которого попадет этот 0, будет на грани срабатывания, а следовательно, помехоустойчивость в системе окажется очень низкой.

Для быстродействующих биполярных схем наилучшим выходом из положения (по крайней мере, на сегодня) является схема с расщепителем фазы (рис. 2.26, б). Транзистор T_1 управляется током от источника сигнала с выходным сопротивлением $R_{\text{и}}$ (этот источник — обычно часть схемы, выполняющая логические операции). Сигнал, поступивший в базу, «расщепляется»: когда потенциал коллектора падает, напряжение эмиттера растет, и наоборот. Инвертированный сигнал с коллектора поступает на эмиттерный повторитель T_2 , а усиленный по току неинверсный сигнал с эмиттера — в базу каскада ОЭ на T_3 . Поэтому сигнал на выходе инвертирован независимо от пути, по которому он туда попал. Сколько-нибудь приличный линейный каскад такого типа сделать трудно (а при массовом изготовлении — невозможно), так как надо обеспечить запирающее смещение T_2 , когда T_3 открыт (иначе схема начнет пропускать очень большой ток и «сгорит»). Но в импульсном режиме каскад прекрасно работает. Когда T_1 открыт (логическая 1 на входе), на

нем падает напряжение, близкое к $U_{КЭнас}$ (в схеме можно использовать транзисторы Шоттки с диодами Шоттки в цепи база — коллектор), но слишком малое, чтобы открыть T_2 и диод D . Транзистор T_3 при этом открыт, и на выходе напряжение составляет $U_{вых}^0 = 0,2—0,3$ В (логический 0). Когда T_1 закрыт (на входе 0), закрывается и T_3 , а в базу T_2 проходит ток от источника питания через R_1 , при этом на выходе устанавливается напряжение $U_{вых}^1 \cong E - 2U_{БЭ} \cong 3,5$ В при обычном $E = 5$ В. Схема рис. 2.26, б имеет не совсем удачную выходную характеристику (рис. 2.26, в). Когда T_1 начинает открываться, напряжение на его коллекторе снижается, и это уменьшение передается на выход (график 1 на рис. 2.26, в), при этом T_3 еще закрыт, и собственно переключения не происходит. Только после отпирания T_3 напряжение коллектора T_1 резко спадает, T_2 закрывается, и на выходе устанавливается 0. Короче, схема имеет коэффициент усиления, зависящий от входного напряжения и изменяющийся от примерно 1,5 до нескольких сотен. Это приводит к снижению помехоустойчивости, так как помехи, наложенные на 0 входного сигнала, беспрепятственно проходят на выход. Другой недостаток схемы — наличие диода D . Ведь при изготовлении полупроводниковой ИМС в качестве диода включается транзистор (его эмиттерный переход), усилительные свойства которого не используются. Эти два недостатка схемы рис. 2.26, б устранены в ее модифицированном варианте рис. 2.26, г. Диодный переход здесь заменен еще одним каскадом повторителя T_4 , а транзистор T_5 отводит на землю остаточный заряд входной цепи T_3 и токи утечки его базы. Вместе с тем, так как полное сопротивление цепи в эмиттере T_1 велико при входном сигнале, меньшем $2U_{БЭ}$, передаточная характеристика инвертора получает вид графика 2 на рис. 2.26, в.

Основные недостатки биполярных схем — значительное потребление тока и их способность генерировать помехи на шинах питания и земли. Биполярные инверторы (рис. 2.26, б и г) при переключениях создают броски тока. На их переходной характеристике обязательно есть участок, когда оба выходных транзистора открыты. При переключении, когда состояние выхода схемы изменяется, на этом участке проскакивает очень короткий, но мощный импульс тока от E к 0 В. Эти импульсы создают помехи на шинах питания и земли и даже могут увеличивать мощность потребления при работе на высоких частотах. Это цена, которую приходится платить за сравнительно высокое быстродействие биполярных схем ($t_{зд.р} = 3÷5$ нс для схем с диодами Шоттки).

С точки зрения эффективности, простоты и изящества решения наилучшим инвертором-услителем для логических сигналов следует признать КМОП-инвертор по типу схемы рис. 2.22, *а*. При 0 на входе T_1 закрыт, проводит T_2 , обеспечивая передачу на выход напряжения E через сопротивление открытого канала порядка нескольких сотен Ом. При 1 на входе T_2 закрывается, а T_1 подключает к выходу шину земли через свое внутреннее сопротивление. При этом ток в статическом режиме практически вообще не потребляется, а будет потребляться только в моменты переключения и только на перезаряд емкости нагрузки. Помимо ничтожного среднего потребления тока КМОП-инвертор хорош тем, что не создает бросков «сквозного» тока при переключениях. В настоящее время КМОП-схемы превзошли всех «конкурентов» практически по всем характеристикам, кроме способности работать на большие нагрузки.

Контрольные вопросы, задачи и упражнения

1. Рассчитать номиналы резисторов и конденсатора в схеме рис. 2.2 при следующих условиях: $E = 5$ В, $h_{213} \geq 50$, $f_{гр.н} = 16$ Гц, $|K_U| \cong 30$, максимальная амплитуда входного сигнала 50 мВ.
2. Рассчитать номиналы резисторов и конденсаторов в схеме рис. 2.3, *а* при следующих условиях: $E = 15$ В, $h_{213} \geq 50$, $f_{гр.н} = 30$ Гц, $|K_U| \cong 20$, $R_n = 10$ кОм, максимальная амплитуда входного сигнала 50 мВ. Входное сопротивление каскада должно быть максимально возможным при данных условиях.
3. При условиях задачи 2 рассчитать каскад рис. 2.3, *в*. Сравните каскады рис. 2.3, *а* и *в* по достижимому максимальному входному сопротивлению.
4. Эмиттерный повторитель рис. 2.9, *б* нагружен на емкость 100 пФ. $E_1 = 5$ В, $E_2 = -15$ В, максимальная амплитуда входного сигнала 3 В, $h_{213} \geq 50$. Рассчитать номиналы резисторов и конденсатора C_1 так чтобы $f_{гр.н} = 30$ Гц, входное сопротивление было не менее 100 кОм и сигнал передавался без искажений вплоть до частоты 1 МГц.
5. Рассчитать номиналы резисторов и конденсаторов в схеме рис. 2.10, *а* при следующих условиях: $E = 15$ В, $f_{гр.н} = 30$ Гц, $|K_U| \cong 20$, максимальная амплитуда входного сигнала 50 мВ. Входное сопротивление каскада 1 МОм. Параметры ПТ: $U_{зи отс} = -2,5$ В, $I_{с нач} = 5$ мА.
6. Рассчитать номиналы резисторов в схеме рис. 2.12, *в* при следующих условиях: $U_{зи отс} = -2$ В, $I_{с нач} = 2$ мА, среднее значение $U_{вх} = 0$ В, максимальная амплитуда 100 мВ. Транзисторы считать идентичными.

7. В дифференциальном каскаде рис. 2.13 ток $I_{з\text{см}} = 2$ мА, транзисторы — кремниевые с $h_{213} = 200$, $R_1 = R_2 = 10$ кОм, $E_1 = 15$ В. Определить напряжение покоя на коллекторах, входные токи смещения, входное сопротивление сигналу и коэффициент усиления каскада.
8. Выведите формулу для входного сопротивления схемы рис. 2.13 синфазному входному сигналу.
9. В дифференциальном каскаде рис. 2.16 ток $I_{и\text{см}} = 1$ мА, $R_1 = R_2 = 20$ кОм, $E_1 = -15$ В. Параметры транзисторов: $U_{зи\text{отс}} = 2$ В, $I_{с\text{нач}} = 2$ мА, ток утечки затвора при 20°C $0,01$ нА. Определить напряжение покоя на стоках, входные токи смещения при температуре 60°C и коэффициент усиления каскада. Сравните характеристики каскада с характеристиками биполярного каскада из задачи 7.
10. В инверторе рис. 2.26, а используются транзисторы с $h_{213} \geq 100$ и напряжение питания $E = 15$ В. Определить R_k , исходя из того, что максимальный ток нагрузки составляет 20 мА и напряжение на нагрузке при высоком уровне выхода должно быть не менее 10 В.

Глава III

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Налево! Сворачивай налево, а не то этот осел тебя переедет, — фермер начал сворачивать. — Нет, нет, направо! Стой! Не туда! Налево! Направо! Налево, право, лево, пра... Стой, где стоишь, не то тебе крышка!

Марк Твен.
«Укрощение велосипеда»

3.1. Влияние отрицательной обратной связи на свойства усилительных схем

Каким образом удовлетворить все те многочисленные и сложные требования, которые предъявляются к усилителю, и обеспечить его инвариантность к любым воздействиям, кроме входного сигнала? Оказывается, существует сравнительно простой способ, давно известный природе и человеку и ежесекундно применяемый каждым из нас, быть может, даже неосознанно, — введение отрицательной обратной связи. Смысл этого приема заключается в следующем: выходной сигнал усилителя, взятый в определенном масштабе, сравнивается с усиливаемым (преобразуемым) сигналом, и на вход усилителя задается разность этих величин. При этом принципиально меняется функциональное назначение самого усилителя в схеме (хотя назначение всей схемы в целом остается прежним), а именно — усилитель становится элементом, выходной сигнал которого сигнализирует только об отклонении сигнала обратной связи от входного, преобразуемого сигнала, а усилительная схема приобретает вид, показанный на рис. 3.1, а или 3.1, б.

В этих схемах треугольником выделен усилитель напряжения с коэффициентом усиления на холостом ходу (при отсутствии нагрузки) $-K_U$ (усилитель инвертирует знак сигнала), входным и выходным полным сопротивлениями $Z_{вх.у}$ и $Z_{вых.у}$. Рассмотрим сначала ситуацию, когда $Z_{вх.у} \rightarrow \infty$ и $Z_{вых.у} = 0$. Тогда коэффициент усиления при включении нагрузки не меняется, а ток из цепей обратной связи и от источника сигнала на вход не ответвляется. В схеме рис. 3.1, а сиг-

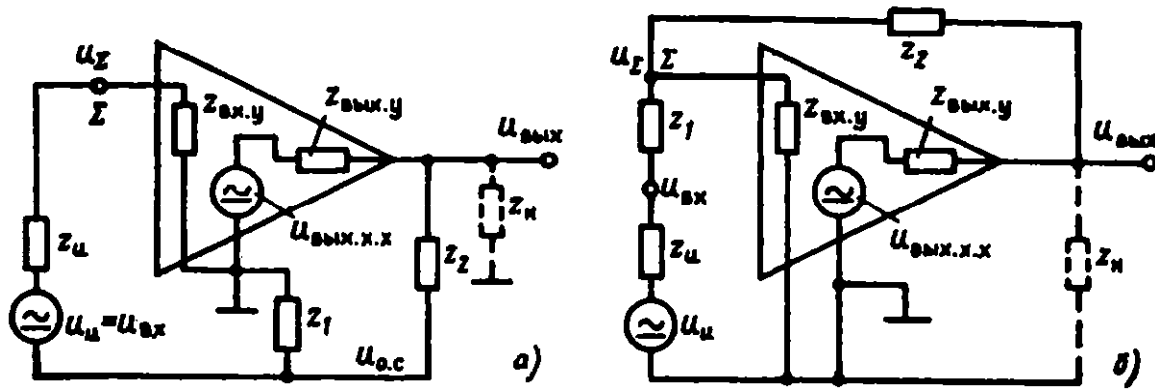


Рис. 3.1. Усилители с отрицательной обратной связью

нал обратной связи есть напряжение $u_{o.c} = u_{вых} Z_1 / (Z_1 + Z_2)$, включенное последовательно с источником входного сигнала $u_н = u_{вх}$, а в схеме рис. 3.1, б сигналом обратной связи служит ток $i_{o.c} = (u_{вых} - u_{\Sigma})$, алгебраически суммирующийся с $i_{вх} = (u_{вх} - u_{\Sigma}) / Z_1$, поэтому схема рис. 3.1, а называется схемой с последовательной, а схема рис. 3.1, б — с параллельной обратной связью.

В обеих схемах напряжение суммирующей точки Σ есть

$$u_{\Sigma} = -u_{вых} / K_U. \quad (3.1)$$

Это напряжение называется напряжением статизма.

Для схемы рис. 3.1, а имеем

$$u_{\Sigma} = u_{вых} Z_1 / (Z_1 + Z_2) + u_{вх}, \quad (3.2)$$

откуда получим коэффициент усиления схемы с обратной связью:

$$K_{o.c} = u_{вых} / u_{вх} = -K_U / (1 + \beta K_U), \quad (3.3)$$

где $\beta = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$ — коэффициент передачи цепи обратной связи. В схеме б, приравнявая $i_{o.c}$ и $i_{вх}$ и учитывая (3.1), получаем

$$K_{o.c} = -\gamma K_U / (1 + \beta K_U), \quad (3.4)$$

где $\beta = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$; $\gamma = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$.

Если коэффициент усиления в петле обратной связи (петлевое усиление)

$$\beta K_U \gg 1, \quad (3.5)$$

то для последовательной схемы

$$K_{o.c} = u_{вых} / u_{вх} \cong -1/\beta, \quad (3.6)$$

а для параллельной схемы

$$K_{o.c} = u_{вых} / u_{вх} \cong -\gamma / \beta. \quad (3.7)$$

Выявим теперь влияние $Z_{\text{вх.у}}$. В обоих случаях на входе усилителя действует малое напряжение u_Σ , поэтому ток, отбираемый $Z_{\text{вх.у}}$, будет мал. Это означает, что входное сопротивление схемы *a*

$$Z_{\text{вх}} \cong (1 + \beta K_U) (Z_{\text{вх.у}} + Z_1 \parallel Z_2), \quad (3.8)$$

где учитывается весь контур тока, отбираемого от u_Σ , но принято, что полное сопротивление на выходе усилителя мало.

Точно так же для схемы *б* можно установить, что полное сопротивление в точке Σ есть

$$Z_{\text{вх } \Sigma} \cong Z_{\text{вх.у}} \parallel Z_2 / (1 + K_U). \quad (3.9)$$

Это есть проявление эффекта Миллера — снижение полного сопротивления в цепи параллельной обратной связи в $(1 + K_U)$ раз. Практически в обоих случаях при больших значениях K_U напряжение $u_\Sigma = 0$, то есть точка Σ оказывается потенциально заземлена по сигналу. Так как в этой точке выделяется сумма сигналов входного и обратной связи, то ее называют суммирующей точкой. Входное сопротивление для сигнала $Z_{\text{вх } \Sigma}$ в схеме *б* обычно мало, поэтому полное сопротивление этой схемы на входе

$$Z_{\text{вх}} \cong Z_1. \quad (3.10)$$

Оценим теперь влияние выходного сопротивления усилителя. Наличие ненулевого $Z_{\text{вых.у}}$ эквивалентно снижению K_U . Положим, что усилитель нагружен только на Z_H , так как при необходимости вместо Z_H можно рассматривать параллельное соединение Z_H и цепи обратной связи. Коэффициент усиления нагруженного усилителя без обратной связи есть

$$K_H = K_U Z_H / (Z_H + Z_{\text{вых.у}}). \quad (3.11)$$

Из (3.3) и (3.4) получим, что в обеих схемах коэффициент усиления нагруженного усилителя с обратной связью есть

$$K_{\text{о.с } H} = K_{\text{о.с}} Z_H / [Z_H + Z_{\text{вых.у}} / (1 + \beta K_U)], \quad (3.12)$$

откуда видно, что выходное сопротивление усилителей с обратной связью по напряжению (напряжение — выходной сигнал!) уменьшается в $(1 + \beta K_U)$ раз:

$$Z_{\text{вых.о.с}} = Z_{\text{вых.у}} / (1 + \beta K_U). \quad (3.13)$$

Таким образом, при достаточно глубокой отрицательной обратной связи, когда условие (3.5) выполнено, выходное сопротивление усилителя становится пренебрежимо малым, если выходным сигналом является напряжение на выходе относительно земли.

Если выходным сигналом является ток нагрузки, то коэффициент передачи должен иметь вид крутизны S . Нагрузкой в этом случае являются сопротивления Z_2 в схемах рис. 3.1. Тогда Z_1 работают как измерительные сопротивления, падения напряжений на которых пропорциональны току через Z_2 . Действительно, нетрудно убедиться, что в обеих схемах при выполнении условия (3.5) ток через Z_2 равен

$$i \cong -u_{\text{вх}}/Z_1,$$

крутизна усилителя есть

$$S \cong -1/Z_1, \quad (3.14)$$

а его выходное сопротивление (по отношению к Z_2 , а не Z_H !) равно:

$$Z_{\text{вых.о.с}} = Z_{\text{вых.у}} + Z_1(1 + \beta K_U). \quad (3.15)$$

Таким образом, обратная связь по току увеличивает $Z_{\text{вых.}}$ усилителя.

Влияние отрицательной обратной связи на нагрузочные свойства усилителя можно свести в таблицу:

| Вид входного сигнала и сигнала обратной связи | О. с. по напряжению | | О. с. по току | |
|---|---------------------|------------------|-----------------|------------------|
| | $Z_{\text{вх}}$ | $Z_{\text{вых}}$ | $Z_{\text{вх}}$ | $Z_{\text{вых}}$ |
| Ток (параллельная о. с.) | Уменьшается | Уменьшается | Уменьшается | Увеличивается |
| Напряжение (последовательная о. с.) | Увеличивается | Уменьшается | Увеличивается | Увеличивается |

Оценим теперь влияние обратной связи на шумы, дрейф, помехи и нелинейные искажения. Можно полагать во всех этих случаях, что где-то внутри схемы усилителя появилось некоторое напряжение помехи $u_{\text{п}}$, приложенное так, как показано на рис. 3.2. Оно

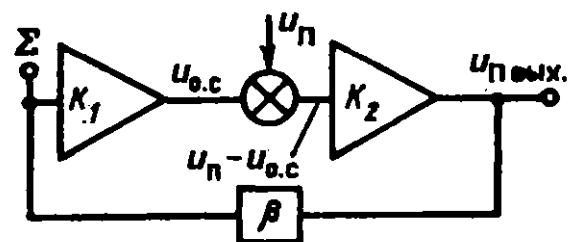


Рис. 3.2. Воздействие помехи на схему с отрицательной обратной связью

вызывает на выходе отклик $u_{\text{п вых}}$. Положим, что каскады до точки возникновения помехи имеют усиление K_1 , а после $-K_2$ ($K_U = K_1 K_2$), тогда

$$-K_2(u_{\text{п}} - \beta K_1 u_{\text{п вых}}) = u_{\text{п вых}},$$

откуда:

$$u_{\text{п вых}} = -K_2 u_{\text{п}} / (1 + \beta K_1 K_2). \quad (3.16)$$

Следовательно, действие помех тем слабее, чем ближе к выходу они приложены. Если помеха возникает на входе, то $K_1 = 1$, и тогда

$$u_{п\text{ вых}} \cong -u_{п} / \beta. \quad (3.17)$$

Итак, воздействие помех на усилитель также зависит от петлевого усиления. Если надо задать уровень помех данного типа как характеристику усилителя без обратной связи, то говорят о помехе, приведенной ко входу (на условном жаргоне — «входной шум», «дрейф по входу», «входной сдвиг» и т. д.):

$$u_{п\text{ вх}} = -u_{п\text{ вых}}(1 + \beta K_U) / K_U \cong -\beta u_{п\text{ вых}}. \quad (3.18)$$

Так как нелинейные искажения пропорциональны мощности, то есть квадрату амплитуды сигнала, для усилителя с обратной связью получаем

$$k_{г\text{ о.с}} = k_{г} / (1 + \beta K_U)^2, \quad (3.19)$$

где $k_{г}$ — коэффициент нелинейных искажений (гармоник) при разомкнутой петле обратной связи.

Оценим влияние обратной связи на полосу пропускания усилителей на простом, но важном примере.

Пусть коэффициент передачи усилителя без обратной связи имеет вид

$$K_U(j\omega) = -j\omega K_{U0} T_H / (1 + j\omega T_H)(1 + j\omega T_B), \quad (3.20)$$

где $K_{U0} \gg 1$ не зависит от частоты и $T_H \gg T_B$.

Это означает, что логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) разомкнутого усилителя выглядит так, как показано на рис. 3.3 (график 1). Положим также, что $\beta \leq 1$ и не зависит от частоты. Подставив (3.20) в (3.3), получаем:

$$K_{о.с}(j\omega) = -K_{о.с0} [j\omega (1 + \beta K_{U0}) T_H] / [1 + j\omega (1 + \beta K_{U0}) T_H] \times \\ \times [1 + j\omega T_B / (1 + \beta K_{U0})], \quad (3.21)$$

где

$$K_{о.с0} = K_{U0} / (1 + \beta K_{U0}) \cong 1 / \beta.$$

Постоянная времени T_H , определяющая полосу пропускания со стороны низких частот, возросла в $(1 + \beta K_{U0})$ раз и, следовательно, $f_{гр.н}$ уменьшилась в $(1 + \beta K_{U0})$ раз, а постоянная времени T_B уменьшилась в $(1 + \beta K_{U0})$ раз, и, следовательно, $f_{гр.в}$ так же возросла. Частотная характеристика усилителя получила вид графика 2 на

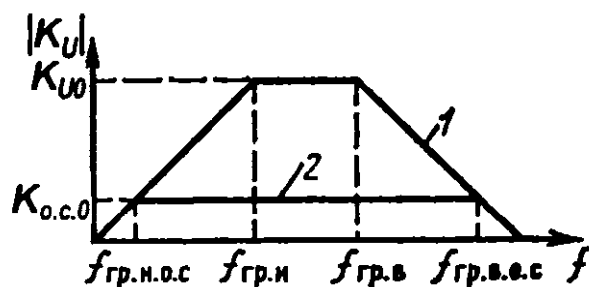


Рис. 3.3. Влияние отрицательной обратной связи на полосу пропускания усилителя: 1 — частотная характеристика усилителя без обратной связи; 2 — частотная характеристика усилителя с отрицательной обратной связью

характеристики $|K_{o.c.}(j\omega)| \cong |1/\beta(j\omega)|$ и $K_u(j\omega)$, причем «идеальная» характеристика $|K_{o.c.}(j\omega)|$ не обязательно должна быть постоянной — может потребоваться изменение уровня сигнала в полосе частот. Тогда на частотную характеристику $|K_u(j\omega)|$ накладываем характеристику $|K_{o.c.}(j\omega)|$, и на тех частотах, где $|K_u(j\omega)| > |K_{o.c.}(j\omega)|$, ЛАЧХ схемы с обратной связью имеет вид $|K_{o.c.}(j\omega)|$, а на частотах, где $|K_{o.c.}(j\omega)| < |K_u(j\omega)|$, вид ЛАЧХ определит $|K_u(j\omega)|$. Пусть, например, как показано на рис. 3.4, ЛАЧХ $|K_{o.c.}(j\omega)|$ должна быть равномерной от 20 до 50 Гц ($|K_{o.c.}| = 1000$), далее должна спадать с наклоном 20 дБ/декаду до 100 при 600 Гц и начиная с 2 кГц снова спадать до 20 кГц с тем же наклоном — график 1 на рис. 3.4 (это стандартная частотная характеристика усилителей — корректоров для электромагнитных головок звукозаписывающих устройств). Можно видеть, что ЛАЧХ разомкнутого усилителя 2 удовлетворяет этим требованиям, а характеристика 3 — нет (полоса пропускания усилителя без обратной связи недостаточна со стороны низких частот).

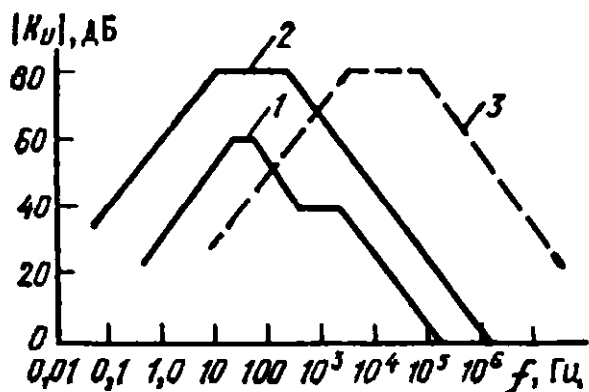


Рис. 3.4. Сравнение ЛАЧХ усилителя без отрицательной обратной связи и с ней

рис. 3.3 — полоса пропускания со стороны и низких, и высоких частот существенно расширилась.

В первом приближении полоса частот определяется частотами среза петлевого усиления, то есть теми частотами, на которых

$$|K_u(j\omega)\beta(j\omega)| = 1. \quad (3.22)$$

Отсюда следует, что полосу пропускания любого усилителя с обратной связью можно определить так. Пусть заданы частотные

В заключение отметим, что для высоких частот формального определения ЛАЧХ $|K_{o.c.}(j\omega)|$ не всегда достаточно — часто необходимо проверить, может ли усилитель отдать необходимый ток при большом сигнале и заданной емкостной нагрузке. Это — та же проблема, что возникает в эмиттерных повторителях [см. выражения (2.26)—(2.28)].

3.2. Устойчивость схем с отрицательной обратной связью и переходные процессы в них

Если система одновременно обладает большим усилением и быстродействием, она может быть неустойчивой, и этот факт должен учитываться в процессе проектирования схемы усилителя с обратной связью. Выход любого усилительного каскада нагружен на паразитную емкость, шунтирующую выходной сигнал на нулевую шину на высоких частотах. Кроме того, в любом элементе, реализующем усиление сигнала, имеется ограничение быстродействия и коэффициента усиления при высоких скоростях изменения входного сигнала, связанное с конечной скоростью движения носителей заряда. Уменьшение коэффициента усиления на высоких частотах связано с увеличением фазового сдвига, то есть временного запаздывания. Так как с повышением частоты коэффициент усиления любого усилительного каскада уменьшается, то увеличивается запаздывание сигналов на высокой частоте. В конце концов, на какой-то частоте синусоидальный сигнал, появившись на входе усилителя, вызывает отклонение выхода с таким запаздыванием, что к этому времени фаза сигнала на входе успевает измениться на противоположную, и отрицательная обратная связь становится положительной. При этом сигнал обратной связи вместо того, чтобы компенсировать входной сигнал, подтверждает, усиливает его. В силу того, что в любой реальной системе существуют шумы, в которых практически присутствуют все частоты в могущем нас интересовать диапазоне, усилитель, охваченный обратной связью, начнет самовозбуждаться, если фазовый сдвиг в замкнутом контуре окажется больше π или половины периода на частоте, где петлевое усиление — величина $|\beta K| = 1$. Такова физическая сущность проблемы устойчивости в усилителе, охваченном обратной связью. Строго говоря, необходимым и достаточным условием устойчивости является фазовый сдвиг φ , меньший π радиан (180°), на частотах, где ЛАЧХ контура обратной связи пересекает ось абсцисс (то есть в точке, где усиление $|\beta K| = 1$, или в децибелах $|\beta K| \text{ [дБ]} = 0$). Парадоксально, но соответствует действительности то, что устойчивость не теряется, если фазовый сдвиг φ в системе больше π на частотах, где коэффициент усиления больше единицы ($|\beta K| \text{ [дБ]} > 0$), но меньше π при $|\beta K| \text{ [дБ]} = 0$ (такие системы называются условно-устойчивыми). Этот критерий верен и при пересечении ЛАЧХ оси абсцисс не только сверху вниз (снижение усиления с частотой), но и при пересечении снизу вверх (повышение усиления с частотой).

На рис. 3.5 приведены примеры ЛАЧХ и фазо-частотных характеристик (ФЧХ) устойчивых и неустойчивых систем, иллюстрирующие сказанное. Существуют минимально-фазовые системы, которые создают наименьший фазовый сдвиг φ при данной форме ЛАЧХ, что, однако, не исключает возможности иметь при данной ЛАЧХ φ , больший этого минимума, как это обычно и бывает на практике (пример — звено запаздывания). Для минимально-фазовых систем фазовый сдвиг асимптотически приближается к величине $n\pi/2$, где n — порядок системы. Число n показывает скорость изменения коэффициента усиления с частотой: $n = 1$, если изменения коэффициента усиления пропорциональны изменению частоты f ; $n = 2$, если эти изменения пропорциональны f^2 (или, что то же, ω^2); $n = 3$, если они пропорциональны f^3 и т. д. Естественно, что в минимально-фазовых системах легче достигается устойчивость, то есть допускается большее усиление в заданной полосе частот, или достигается большая полоса пропускаемых частот при данном усилении, и важно, чтобы охватываемый обратной связью усилитель был минимально-фазовой системой, что, к сожалению, не всегда получается.

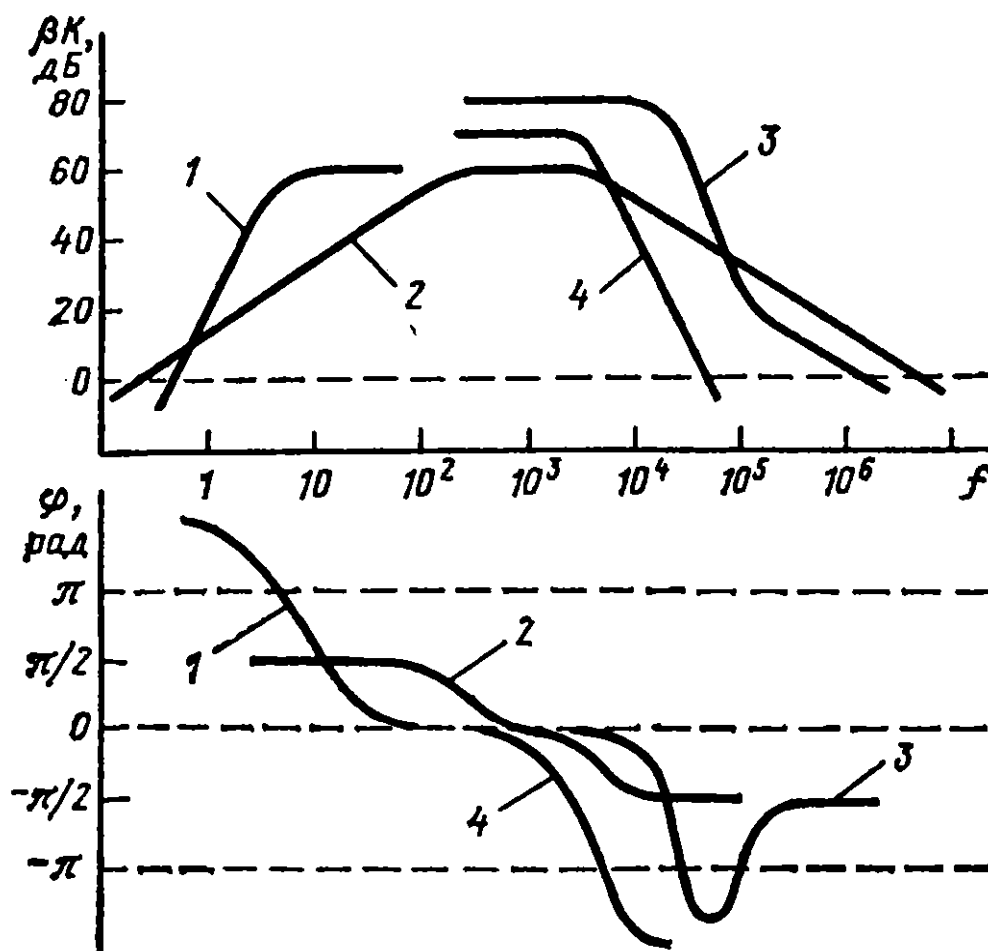


Рис. 3.5. ЛАЧХ и ФЧХ устойчивой (2), неустойчивых (1 и 4) и условно-устойчивой (3) систем

Чтобы определить, будет ли усилитель устойчив при включении данной цепи обратной связи, необходимо построить ЛАЧХ всего контура — петли обратной связи, при этом надо учитывать и возможные паразитные звенья в контуре. Рассмотрим, например, схему на рис. 3.6, а. Здесь гальванической обратной связью через резистор R охвачен каскад или усилитель с передаточной функцией

$$K_U(j\omega) = -K_{U0} / (1 + j\omega T),$$

на вход которого подается сигнал от предыдущего каскада ОЭ (или ОБ) через конденсатор C , причем в точке Σ имеется некоторая входная емкость каскада, а на выходе каскада T — паразитная емкость нагрузки C_H . Положим, что $|K_{U0}| \gg 1$, $R_{вх} \gg R_K \gg R / |K_{U0}|$, а $C \gg C_{вх} + C_H$. Теперь прибегнем к простому, но очень упрощающему делу приему, а именно рассмотрим отдельно поведение усилителя в области низких и в области высоких частот. На низких частотах

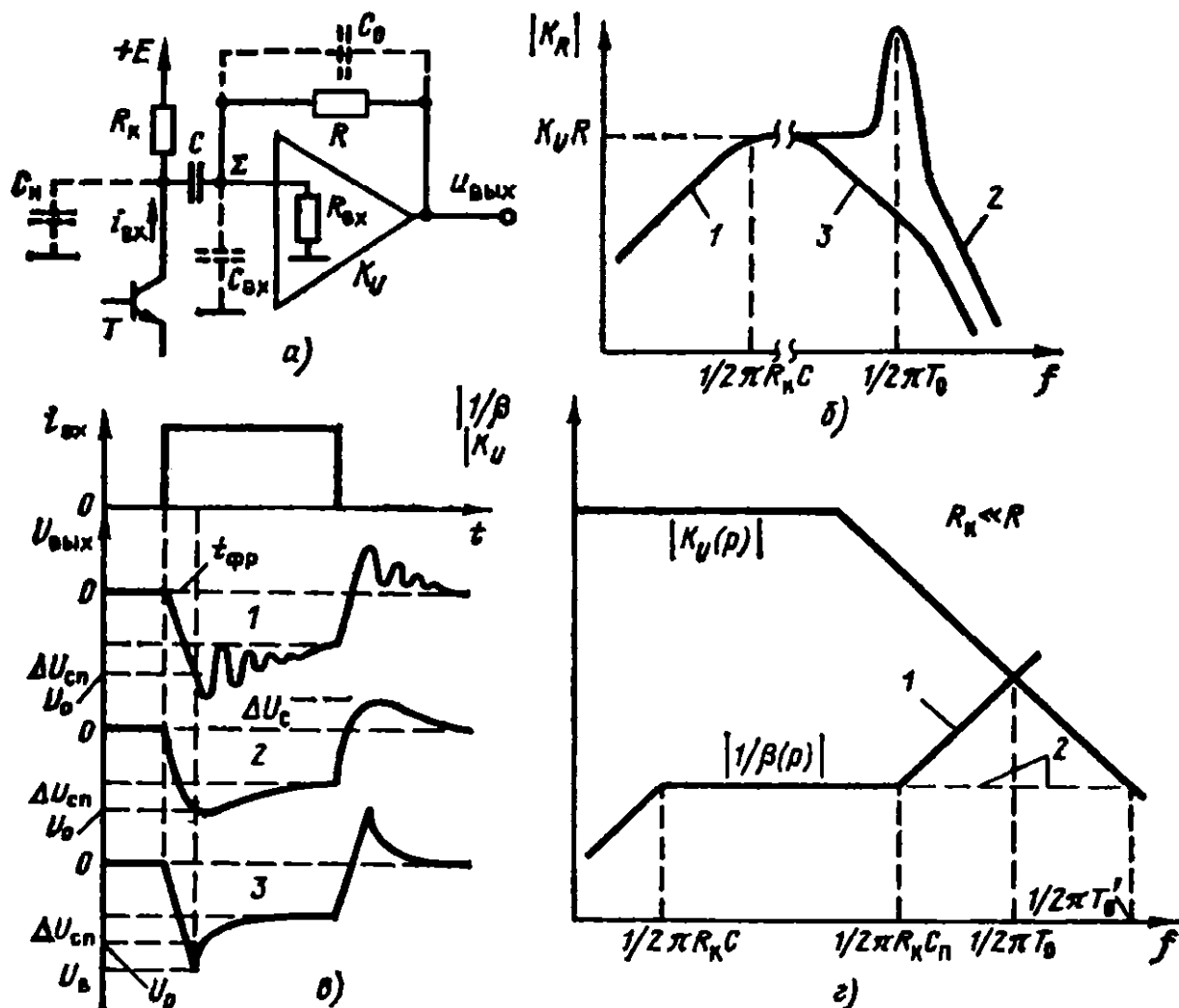


Рис. 3.6. Усилитель с отрицательной обратной связью (а), его частотные характеристики (б, г) и переходные процессы в нем (в)

можно пренебречь $C_{вх}$ и C_H , считая их малыми, а на высоких — емкостью конденсатора C , приняв ее равной бесконечности, то есть считая коллектор T и точку Σ замкнутыми накоротко.

Для низких частот полное сопротивление току сигнала получим в соответствии с (3.9). Так как $R_{вх}$ велико, этот ток пойдет только через R и R_K , а потому

$$u_{вых} \cong -j\omega i_{вх} R R_K C / (j\omega R_K C + 1). \quad (3.23)$$

Это очень интересный результат. Он показывает, что благодаря действию обратной связи при токовом входном сигнале и большом $|K_{\omega 0}|$ выходное напряжение в полосе пропускания есть просто $u_{вых} \cong -i_{вх} K_R$, где коэффициент передачи K_R равен сопротивлению цепи обратной связи R , а схема есть преобразователь тока в напряжение. Приняв теперь $C = \infty$, рассмотрим динамику усилителя на высоких частотах. Обозначим $T_{вх} = R(C_{вх} + C_H)$. Прделав несложные, но довольно громоздкие выкладки, можно получить:

$$K_R = -R / (1 - \omega^2 T_0^2 + 2j\omega \xi T_0), \quad (3.24)$$

где

$$T_0 = (T T_{вх} / K_{\omega 0})^{1/2};$$

$$\xi = [T(1 + R / R_K) + T_{вх}] / 2 T_0.$$

На основе (3.23) и (3.24) можно построить ЛАЧХ усилителя (рис. 3.6, б). Наиболее существенно то, что на верхних частотах схема оказывается звеном второго порядка, причем с малым и плохо предсказуемым декрементом затухания, зависящим от конкретного значения $C_{вх} + C_H$, которое трудно определить. Эта ситуация неприемлема по ряду соображений. Во-первых, достаточно очень малого дополнительного фазового запаздывания в петле обратной связи (которое всегда найдется и зависит от случайных и непредсказуемых на практике причин, могущих исчезать и возникать вновь), чтобы схема потеряла устойчивость и перешла в состояние автоколебаний. Во-вторых, даже при небольших, но достаточно быстрых воздействиях, например случайных бросках по питанию или скачкообразных изменениях амплитуды входного сигнала, на выходе схемы будут наблюдаться длительные, медленно затухающие автоколебания на частоте $1/2\pi T_0$. Наконец, в-третьих, вместо ровной частотной характеристики при усилении синусоидальных сигналов получится резонансное выделение одной из частот с непредсказуемым усилением. На рис. 3.6, в (эпюр 1) показан переходный процесс, возникающий в схеме с ЛАЧХ 2 на рис. 3.6, б. Контроль схем линейных усилителей с помощью прямоугольных сигналов очень удобен — сразу вид-

но наличие резонансных частот, длительность фронтов $t_{\text{фр}}$ характеризует верхнюю граничную частоту:

$$f_{\text{гр.в}} \cong 2,3/2\pi t_{\text{фр}}, \quad (3.25)$$

а спад вершины импульса $\Delta U_{\text{сп}}$ — нижнюю граничную частоту (рис. 3.6, в):

$$f_{\text{гр.н}} = \{\ln [(U_a / (U_a - \Delta U_{\text{сп}}))]\} / 2\pi t_{\text{н}} \cong \Delta U_{\text{сп}} / 2U_a \pi t_{\text{н}}, \quad (3.26)$$

где $t_{\text{н}}$ — длительность импульса; U_a — его амплитуда.

Существует простой прием оценки устойчивости усилителей с обратной связью по углу пересечения частотной характеристики усилителя с обратной связью и «идеальной» частотной характеристики разомкнутого усилителя $|1 / \beta(j\omega)|$. Разница наклонов этих характеристик не должна превышать 40 дБ/дек. Желателен взаимный наклон 20 дБ/дек., так как взаимный наклон в 40 дБ/дек. означает если не потерю устойчивости из-за малых и трудно учитываемых дополнительных сдвигов фазы, то, во всяком случае, появление колебательных переходных процессов на частотах пересечения характеристик. Соответствующие ЛАЧХ приведены на рис. 3.6, г, где ЛАЧХ 1 для $|1 / \beta(j\omega)|$ соответствует ЛАЧХ 2 на рис. 3.6, б. Наиболее эффективный способ получить ровную ЛАЧХ в полосе пропускания, обеспечить устойчивость схемы и плавность переходных процессов — включение конденсатора C_0 в схему на рис. 3.6, а. Его емкость должна быть выбрана из соотношения

$$RC_0 = R_K(C_{\text{вх}} + C_{\text{н}}). \quad (3.27)$$

При таком выборе $\beta(j\omega)$ становится частотно-независимым и равным $R_K / (R + R_K)$ в полосе пропускания и на высоких частотах, а полоса пропускания со стороны верхних частот определяется постоянной времени (3.27).

Подбор C_0 желательно проводить, наблюдая реакцию усилителя на прямоугольный входной импульс (рис. 3.6, в) на осциллографе и увеличивая C_0 до тех пор, пока не исчезнут колебания, и картина переходных процессов получит вид $u_{\text{вых}}$ на эюре 2. Тогда ЛАЧХ усилителя с обратной связью будет иметь вид графика 3 на рис. 3.6, б. При этом кривая $|1 / \beta(j\omega)|$ будет строго горизонтальна в полосе пропускания (график 2 на рис. 3.6, г), полоса пропускания усилителя чуть уже, чем без C_0 , но время установления (то есть в данном случае время достижения вершины импульса и начала медленного спада) в несколько раз меньше. Заметим, что при синтезе частотных характеристик путем наблюдения за переходными процессами иногда на выходах усилителя могут появляться небольшие выбросы, как

показано на эюре 3, рис. 3.6, в. Это следствие воздействий на сигнал перекомпенсации верхних частот в каких-либо каскадах. При оценке $f_{гр.н}$ по формуле (3.26) их не следует учитывать, и стоит выработать навык отличать их от собственно спада вершины импульсов.

Рассмотрим теперь две распространенные ошибки при введении обратных связей в усилителях. Первая из них связана с естественным стремлением получить задаваемый обратной связью коэффициент усиления с возможно большей точностью. Кажется ясным, что чем больше $|K_U(j\omega)|$ на некоторой частоте ω , тем меньше погрешность. На самом деле такая оценка не учитывает фазовых сдвигов в системе, а потому и резонансных пиков, могущих в ней возникать. Следствием этой ошибки является стремление использовать усилители с частотными характеристиками в разомкнутом состоянии по типу рис. 3.7, график 1. При частотно-независимом β ошибка в полосе частот $\omega_1 - \omega_2$ как будто получается меньше, когда ЛАЧХ имеет вид 1, а не 2. Это действительно так только тогда, когда $\omega_2 \leq \omega_1(|K_U|\beta)^{1/2}/2$. В противном случае в системе могут возникать колебательные процессы на частоте $\omega = \omega_1(|K_U|\beta)^{1/2}$, и ни о каком снижении погрешности и речи быть не может. Вместе с тем сказанное накладывает столь жесткие ограничения на возможное снижение погрешности, что, как правило, бывает проще уменьшить ω_1 , сохранив наклон 20 дБ/дек. во всем диапазоне частот и избежав тем самым риска возникновения колебаний при случайном отклонении параметров схемы.

Другая распространенная ошибка — недооценка риска возникновения неустойчивости на низких частотах при введении обратных связей в усилителях переменного тока. Типичный пример такой ошибки приведен на рис. 3.8, а. Здесь каскад ОЭ на T_2 снабжен двухтактным эмиттерным повторителем на выходе. С выхода повто-

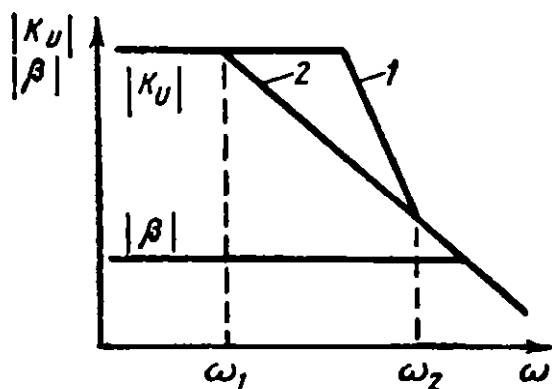


Рис. 3.7. Варианты ЛАЧХ разомкнутого усилителя с обратной связью

рителя через C_3 введена следящая связь в коллекторную цепь T_2 , а смещение и стабилизация режима последнего осуществлена делителем R_1, R_2 и эмиттерной цепью R_5, C_2 . Обратная связь с выхода через C_5, R_8 и C_6 должна обеспечить стабилизацию коэффициента усиления в полосе пропускания и снизить нелинейные искажения. Не вдаваясь в подробности расчета режимов такого типа схем, заметим, что в по-

лосе пропускания коэффициент усиления такого каскада без обратной связи обычно составляет от 200 до 500. Стабилизация на высокой частоте вполне обеспечивается относительно небольшими C_4 , и C_6 . Чтобы обеспечить $f_{гр.н}$, необходимо выбрать емкость C_1 достаточно большой, а C_2 , C_3 и C_5 должны быть выбраны так, чтобы $R_8 C_5 \cong R_3 C_3 \cong r_{э2} C_2$.

В результате получим $|K(j\omega)|$ и $|1/\beta(j\omega)|$, которые показаны на рис. 3.8, б. Взаимный наклон этих двух ЛАЧХ составляет 60 дБ/дек. на частоте ω_r , где усиление каскада достаточно велико. Полный фазовый сдвиг на этой частоте (в данном случае — опережающий) составит около $3\pi/2$, причем ω_r — это как раз круговая частота, на которой $|K(j\omega)\beta(j\omega)| = 1$. Иначе говоря, усилитель неизбежно самовозбудится на частоте $f_r = 2\pi\omega_r$. На самом деле его автоколебания скорее всего будут иметь форму «тупой пилы», и если вместо R_H подключить к его выходу динамический громкоговоритель, то будет слышно характерное «чмоканье». А все дело в ряде совершенно лишних элементов. Резистор R_1 надо исключить, резистор R_8 непосредственно соединить с выходом (и тем самым совместить функции стабилизации режима и обратной связи), а эмиттер T_2 подключить непосредственно к земле, так как при глубокой обратной связи по постоянному току (R_8 в новом включении) надобность в цепи R_5 , C_2 отпадет. При этом в контуре обратной связи останется только одно звено, создающее опережающий сдвиг фазы, — цепь следящей связи R_3 , C_3 , и схема в целом станет устойчивой.

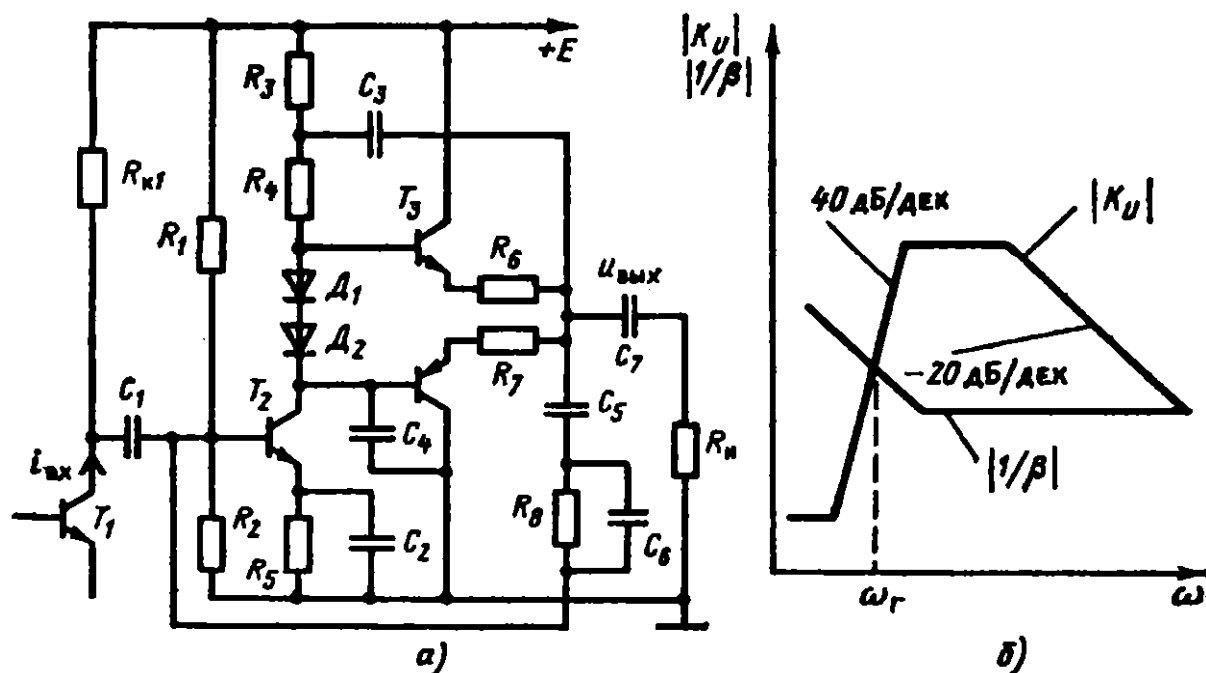


Рис. 3.8. Пример неработоспособной схемы (а) и ее ЛАЧХ (б)

Резюмируя сказанное, подчеркнем два момента. Во-первых, в любых схемах с обратной связью необходимо внимание к проблеме устойчивости и переходных процессов; при расчете частотно-зависимых цепей в контуре обратной связи надо проверять устойчивость во всех возможных режимах и учитывать отклонения параметров (особенно старение электролитических конденсаторов). Во-вторых, любые отклонения от рекомендованных изготовителями схем внешней частотной коррекции ИМС усилителей переменного и постоянного тока должны быть очень продуманы, и, как правило, их следует избегать.

3.3. Операционные усилители (ОУ)

Назовем идеальным операционным усилителем усилитель постоянного тока, имеющий:

а) дифференциальный вход с усилением по напряжению дифференциального сигнала K_U и полным входным сопротивлением $Z_{вх}$, столь большими, что их можно считать бесконечными на всех частотах;

б) бесконечный коэффициент ослабления синфазных сигналов (КОСС) при допустимых уровнях входных сигналов, равных шкале выходных напряжений;

в) нулевой дрейф, шум и сдвиг нуля;

г) нулевые входные токи смещения и сдвига;

д) нулевое выходное сопротивление;

е) выходной сигнал напряжения, могущий одинаково изменяться в сторону как положительного, так и отрицательного напряжения относительно потенциала точки покоя выхода (потенциала шины земли).

Рассмотрим основные операции над сигналами, которые можно производить с помощью такого усилителя, и оценим влияние отклонений указанных свойств от идеального случая на свойства усилителя. На схемах ОУ обозначается обычно треугольником — стрелкой от входов к выходу, причем знаком «—» обозначают инверсный (или инвертирующий) вход, а знаком «+» неинверсный вход.

На рис. 3.9 показаны включения ОУ в режиме масштабного усилителя, то есть усилителя с одинаковым фиксированным усилением во всей полосе частот. Схема рис. 3.9, а есть инвертирующий усилитель с параллельной обратной связью. Так как $K_U \rightarrow \infty$, то разность напряжений между входами $u_{\Sigma} \rightarrow 0$. Для этой схемы из (3.4) и (3.7) получим

$$K_{o.c} \cong -R_2 / R_1. \quad (3.28)$$

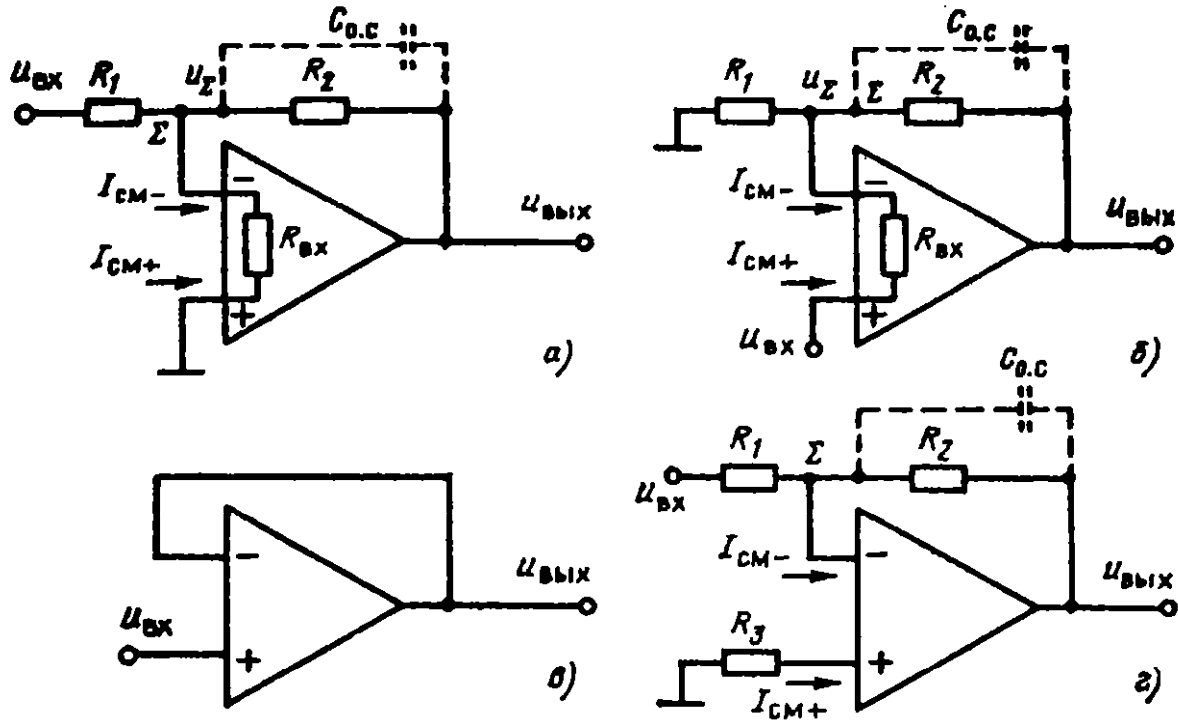


Рис. 3.9. Схемы включения ОУ в режиме масштабного усилителя

Равенство (3.28) может быть точным только при $K_U \rightarrow \infty$. Если K_U имеет конечное значение, то появляется напряжение статизма или ошибки статизма u_Σ , равное абсолютной погрешности, возникающей из-за конечного значения K_U .

Если входной сигнал задан на вход «+» (рис. 3.9, б), то согласно (3.6)

$$K_{o.c} = 1 + R_2 / R_1. \quad (3.29)$$

В этой схеме действует последовательная обратная связь, так как сигнал обратной связи $u_{o.c} \approx u_\Sigma \approx u_{вх}$ образует последовательный контур вместе с входными клеммами усилителя и источником сигнала $u_{вх}$. Важнейшая особенность этой схемы — очень высокое входное сопротивление. Это следует из (3.8), но можно видеть и прямо из схемы рис. 3.9, б. Здесь образуется контур, подобный следящей связи. Так как $u_\Sigma = u_{вх} \beta K_U / (1 + \beta K_U)$, то $u_{вх} - u_\Sigma = u_{вх} / (1 + \beta K_U)$. Следовательно, ток сигнала, протекающий через $R_{вх}$ усилителя, есть

$$i_{вх} = u_{вх} - u_\Sigma / R_{вх} = u_{вх} / R_{вх}(1 + \beta K_U),$$

откуда входное сопротивление всей схемы

$$R_{вх о.с} = R_{вх}(1 + \beta K_U) \cong R_{вх} R_1 K_U / (R_1 + R_2). \quad (3.30)$$

В этой схеме в отличие от схемы рис. 3.9, а значительную роль могут играть параметры усилителя по синфазному сигналу — КОСС

и входное сопротивление синфазному сигналу $R_{\text{вх.синф}}$ (см. п. 2.6 и упражнение 8 к главе 2).

У идеального ОУ КОСС $\rightarrow \infty$ и $R_{\text{вх.синф}} \rightarrow \infty$. В реальной схеме рис. 3.9, б ограниченное значение КОСС эквивалентно (обычно незначительному) уменьшению K_U , а $R_{\text{вх.синф}}$ шунтирует R_1 , уменьшая β . Как правило, эти влияния столь малы, что ими можно пренебречь, но в измерительных схемах с большими $K_{\text{о.с}}$ и высокими относительными уровнями синфазного входного напряжения их приходится учитывать (см. главу 7).

Если в схеме рис. 3.9, б убрать R_1 и взять $R_2 = 0$, то получим повторитель напряжения, часто используемый как буферный каскад, отделяющий высокоомный источник напряжения (например, датчик емкостного типа) от сравнительно низкоомной нагрузки (рис. 3.9, в).

Наличие у усилителя напряжения смещения нуля или сдвига $U_{\text{сдв}0}$ и входных токов $I_{\text{см}-}$ и $I_{\text{см}+}$ приводит к появлению погрешностей выхода. Напряжение сдвига $U_{\text{сдв}0}$ есть приведенное по входу напряжение небаланса усилительных каскадов ОУ, действующее как постоянная составляющая внутренних помех [см. рис. 3.2, и формулы (3.16)—(3.18)]. Соответственно $U_{\text{сдв}0}$ создает на выходе усилителя напряжение ошибки

$$U_{\text{вых.сдв}} \cong U_{\text{сдв}0} / \beta. \quad (3.31)$$

Если нуль усилителя настроен, и с помощью внешних или внутренних цепей установки нуля получено $U_{\text{вых.сдв}} = 0$ при некоторой температуре, то погрешность создает дрейф $U_{\text{сдв}0}$, временной и, главным образом, температурный. К $U_{\text{сдв}0}$ добавляются погрешности шумов усилителя, для которых действительно соотношение (3.31), и шумов, возникающих в элементах цепи обратной связи. Заметим, что большую роль обычно играют внешние помехи, попадающие в суммирующую точку.

Токи $I_{\text{см}-}$ и $I_{\text{см}+}$ — это режимные токи смещения входного каскада усилителя. В случае биполярного дифференциального входного каскада — это токи, описываемые формулой (2.54). Если на входе используется каскад на ПТ, то это токи утечек затворов. Токи смещения практически не зависят от $u_{\text{вх}}$ и u_{Σ} , — на них влияет только синфазная составляющая $u_{\text{вх.синф}}$. Рассмотрим влияние $I_{\text{см}-}$ на схему рис. 3.9, а. Этот ток действует подобно току сигнала $u_{\text{вх}} / R_1$ и не вызывает смещения точки Σ по напряжению. Точнее — это смещение очень мало и подобно напряжению статизма от полезного сигнала, так как $I_{\text{см}-}$ протекает через очень малое входное сопротивление [см. (3.9)], равное:

$$R_{\text{вх}\Sigma} \cong R_1 / (1 + K_U). \quad (3.32)$$

На выходе усилителя $I_{\text{см-}}$ создает напряжение ошибки

$$U_{\text{вых.см-}} = -I_{\text{см-}} R_2 K_U / (1 + K_U) \cong -I_{\text{см-}} R_2, \quad (3.33)$$

то есть ток $I_{\text{см-}}$ сдвигает выход усилителя так, как будто он протекает только через сопротивление обратной связи и не ответвляется в сопротивление входной цепи. Это очень важное обстоятельство, и ошибки по этому поводу попадают даже в учебниках по электронике. Если на вход «+» задать напряжение

$$U = I_{\text{см-}} R_2 / \beta = I_{\text{см-}} R_1 R_2 / (R_1 + R_2), \quad (3.34)$$

то $U_{\text{вых.см-}}$ окажется скомпенсированным — на выходе будет нулевая ошибка. Это можно сделать, уравнив полные сопротивления на входах усилителя при условии $I_{\text{см-}} = I_{\text{см+}}$ (рис 3.9, з). Действительно, $I_{\text{см+}}$, протекая через $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, создаст как раз нужное компенсирующее напряжение на входе «+».

В реальных усилителях токи смещения могут различаться, и потому отдельно задается среднее значение тока смещения

$$I_{\text{см}} = (I_{\text{см-}} + I_{\text{см+}}) / 2 \quad (3.35)$$

и ток сдвига

$$I_{\text{сдв}} = |(I_{\text{см-}} - I_{\text{см+}})|. \quad (3.36)$$

Понятно, что, уравнив полные сопротивления в цепях входов, получим остаточный сдвиг выхода (рис. 3.9, з)

$$U_{\text{вых.сдв}} = I_{\text{сдв}} R_2. \quad (3.37)$$

Это правило не зависит от конкретной конфигурации цепей, соединенных со входами, — важно только, чтобы полные их сопротивления были равны друг другу.

Если в схеме рис 3.9, а предусмотреть несколько входных резисторов, то можно построить суммирующий усилитель (рис. 3.10), для которого

$$u_{\text{вых}} = R_{\text{о.с}} (i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_N) = \sum_{l=1}^N u_{\text{вх}l} R_{\text{о.с}} / R_l. \quad (3.38)$$

В этой схеме величина β определяется параллельным соединением $R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel \dots R_N$, а потому может оказаться весьма малой даже при сравнительно небольших значениях коэффициентов усиления по каждому l -му входу. Соответственно растет ошибка статизма (3.2) и погрешность от сдвига нуля и (или) его дрейфа (3.31). Чтобы уменьшить погрешности, приходится жертвовать входными

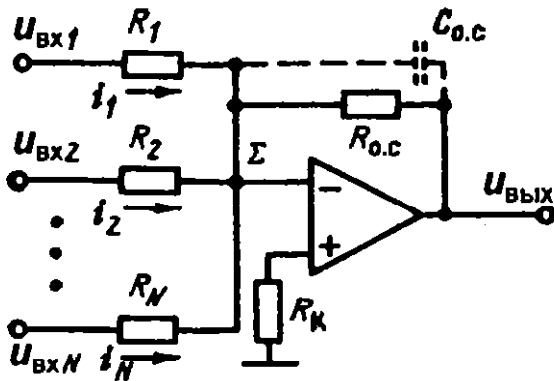


Рис. 3.10. Суммирующий усилитель на ОУ

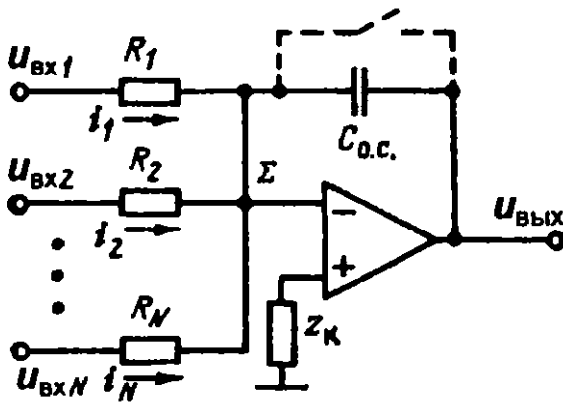


Рис. 3.11. Интегрирующий усилитель на ОУ

сопротивлениями и отбирать большие токи от источников сигнала и от выхода усилителя.

Заменяв $R_{o.c.}$ на конденсатор $C_{o.c.}$, получим сумматор-интегратор (рис. 3.11). В этой схеме изменения $u_{вых}$ будут таковы, что $u_{\Sigma} \approx 0$ (как во всякой другой схеме), поэтому

$$du_{вых} / dt = - \sum_{l=1}^N i_l / C_{o.c.},$$

откуда

$$u_{вых} = - \int_0^t \sum_{l=1}^N [u_{вхl}(\lambda) / R_l C_{o.c.}] d\lambda. \quad (3.39)$$

Величины $T_{иl} = R_l C_{o.c.}$ называют постоянными времени интегрирования.

Используя эту последнюю схему, надо позаботиться о перезаряде $C_{o.c.}$ или о периодическом его разряде, например, с помощью контакта или ключа, показанного штриховой линией на рис. 3.11.

Иначе $C_{o.c.}$ постепенно зарядится током $i_{см-}$ (он полностью протекает через $C_{o.c.}$) или под действием $U_{сдв0}$ усилителя до максимально возможного выходного напряжения усилителя, и наступит ограничение.

Заметим, что если в схеме рис. 3.10 взаимная компенсация $i_{вх-}$ и $i_{вх+}$ путем балансировки сопротивлений в цепях входов — несложное дело, то в интеграторе рис. 3.11 она трудно осуществима.

Операционный усилитель может использоваться и как дифференциальный усилитель (рис. 3.12).

В этой схеме при $R_1 = R_2$

$$u_{вых} = (u_{вх2} - u_{вх1}) R_0 / R_1, \quad (3.40)$$

но КОСС усилителя и разброс сопротивлений резисторов могут существенно ограничивать точность выполнения (3.40). Этот вопрос подробно рассмотрен в гл. 7.

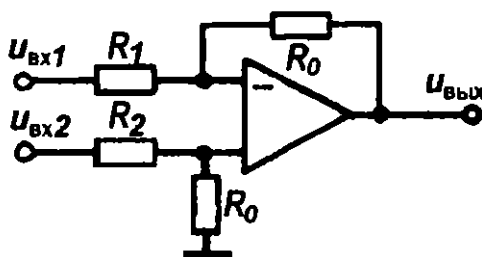


Рис. 3.12. Дифференциальный усилитель на ОУ

3.4. Динамические свойства операционных усилителей

Из соображений, приведенных в пп. 3.1 и 3.2, ЛАЧХ и ФЧХ ОУ обычно соответствуют апериодическому звену первого порядка (рис. 3.13). Однако ОУ нельзя рассматривать как идеальное апериодическое звено — такой подход может быть допустим только при оценке динамической устойчивости схемы и в низкочастотных приборах. Дело в том, что из-за ограниченных значений токов, которые отдельные каскады усилителя могут отдавать в нагрузку, скорость нарастания сигнала на выходе усилителя ограничена. Возникает ситуация, аналогичная той, которая имеет место в эмиттерном повторителе. Пусть, например, в паспорте усилителя указана частота среза (произведение коэффициента усиления на полосу пропускания) $f_T = 5$ МГц (рис. 3.13). Это означает, что в режиме повторителя рис. 3.9, β полоса пропускания усилителя 5 МГц, так как $\beta = 1$. Положим, что при этом для усилителя указана максимальная скорость нарастания сигнала на выходе

$$V_{U_{\max}} = [du_{\text{вых}} / dt]_{\max} = 5 \text{ В/мкс},$$

а шкала выхода (максимальная амплитуда выходного сигнала) $U_{\text{вых. макс}} = 10$ В. Но указанная скорость нарастания выходного сигнала при полной амплитуде потребуется уже на частоте

$$f_{\text{макс. а}} = V_{U_{\max}} / 2\pi U_{\text{вых. макс}} \cong 80 \text{ кГц},$$

существенно меньшей 5 МГц. Таким образом, важной характеристикой ОУ является зависимость амплитуды неискаженного выходного синусоидального сигнала $U_{\text{вых. макс}}$ от частоты (рис. 3.13). Заметим, что в приведенном примере амплитуда неискаженного сигнала на частоте 5 МГц составляет всего около 170 мВ.

В измерительных системах основным параметром быстродействия ОУ является время установления сигнала с заданной точностью. При $\beta \geq 0,1$, то есть небольших $K_{\text{о.с.}}$, лимитирующим фактором обычно является $V_{U_{\max}}$, а при $\beta < 0,1$ время установления определяется полосой пропускания.

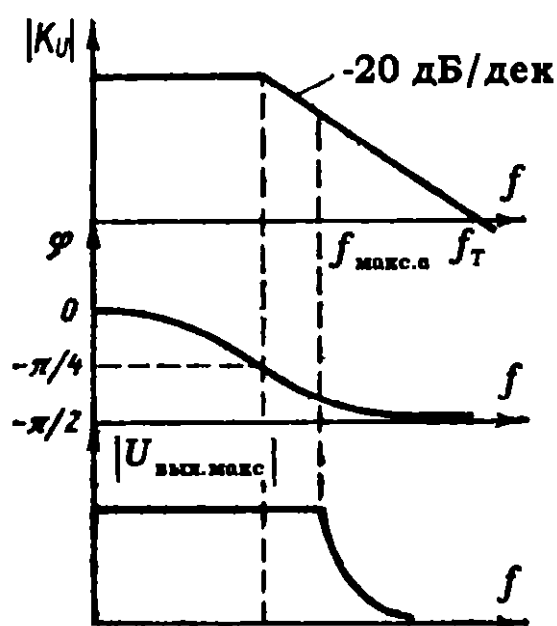


Рис. 3.13. Частотные характеристики ОУ

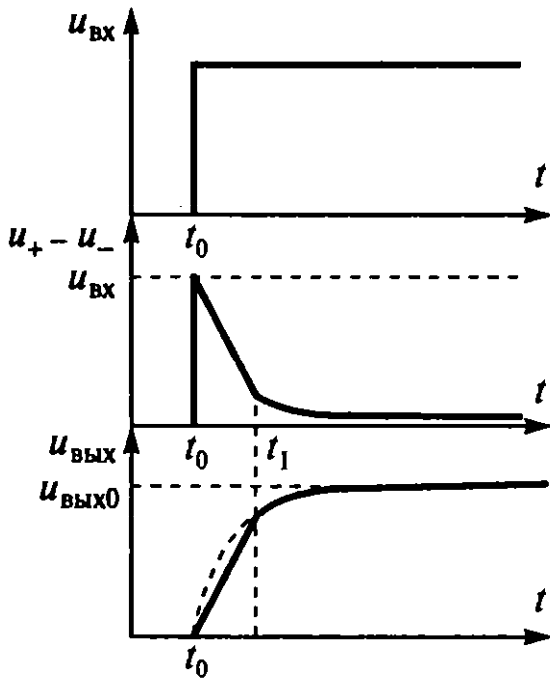


Рис. 3.14. Переходные процессы в схеме на ОУ

Рассмотрим реакцию усилителя в схеме рис. 3.9, б на скачкообразный входной сигнал. В момент возникновения сигнала $u_{\text{вых}} = 0$, в точке Σ сигнал обратной связи отсутствует (рис. 3.14) и дифференциальное напряжение между входами ОУ

$$u_+ - u_- = u_{\text{вх}}.$$

Далее выходное напряжение начнет линейно нарастать:

$$u_{\text{вых}}(t) = V_{U_{\text{макс}}} t, \quad (3.41)$$

и процесс на выходе будет идти таким образом (сплошная линия на рис. 3.14) до тех пор, пока эта прямая не пересечет экспоненту

$$u_{\text{вых0}}(t) = u_{\text{вх}} [1 - \exp(-2\pi t f_T \beta)] / \beta \quad (3.42)$$

в момент t_1 . Начиная с t_1 , формируется экспоненциальный «хвост» процесса, медленно достигающий установившегося значения

$$u_{\text{вых}}(t \rightarrow \infty) = u_{\text{вх}} / \beta. \quad (3.43)$$

Процесс на выходе в момент времени t определяется меньшей (по модулю) из двух величин (3.41) и (3.42), дифференциальное входное напряжение до t_1 — разностью

$$u_+ - u_- = u_{\text{вх}} - V_{U_{\text{макс}}} t \beta,$$

а с момента t_1

$$u_+ - u_- = u_{\text{вх}} \exp(-2\pi t f_T \beta).$$

Понятно, что если начальная скорость процесса (3.42)

$$du_{\text{вых0}}(t) / dt = u_{\text{вх}} 2\pi f_T \leq V_{U_{\text{макс}}},$$

то и весь процесс будет происходить по уравнению (3.42).

Пусть ОУ имеет $f_T = 5$ МГц и $V_{U_{\text{макс}}} = 5$ В/мкс (усиление на нулевой частоте K_{U0} считаем очень большим). Если $U_{\text{вых.макс}} = 10$ В, то при $K_{0.c} = 1$ время установления максимального уровня выхода согласно (3.41) составит $t_{\text{уст}} = 10 \text{ В} / (5 \text{ В/мкс}) = 2$ мкс, а $u_{\text{вых0}}(t)$ согласно (3.42) через 2 мкс будет равно $U_{\text{вых.макс}}$ с точностью до 14 десятичных знаков (!), то есть погрешность заведомо определится только $V_{U_{\text{макс}}}$ и конеч-

ным значением $K_{\text{до}}$. Если $K_{\text{о.с.}} > 60$, то лимитирующим фактором становится f_T , и процесс полностью описывается уравнением (3.42), при этом время установления значительно возрастает. Например, при $K_{\text{о.с.}} = 100$ имеем $u_{\text{вх}} < 0,1$ В (соответствует $U_{\text{вых.макс}} / K_{\text{о.с.}}$). Из (3.42) получим уравнение для оценки времени установления выхода с ошибкой, например, менее 0,1 %:

$$1 - \exp(-2\pi t_{\text{уст}} f_T \beta) = 0,999,$$

откуда $t_{\text{уст}} = 22$ мкс.

Одна из основных проблем, возникающих при обработке ОУ скачкообразных сигналов, — перегрузки входа при сравнительно малых $K_{\text{о.с.}}$. Как видно из рис. 3.14, непосредственно между входами дифференциальное напряжение может достигать (в повторителе) $U_{\text{вых.макс}}$. Это допустимо далеко не во всех схемах и ведет к необходимости принятия мер по ограничению перепада напряжений между входами. Если обратиться, например, к схемам рис. 2.13 и 2.14 и учесть низкие напряжения пробоя эмиттерных переходов при обратном смещении, то ясно, что при появлении на их входах перепада напряжения, превышающего сумму напряжения пробоя эмиттерного перехода $U_{\text{ЭБпр}}$ и $U_{\text{БЭ}} \cong 0,7$ В, между входами пойдет большой ток. Если его не ограничить, то транзисторы выйдут из строя почти мгновенно. Ограничение этого тока за счет внешних резисторов, например сопротивления цепей обратной связи, может быть достаточным для предотвращения мгновенного отказа, но в схемах на транзисторах со сверхвысокими $h_{21Э}$ (и очень тонкими слоями баз) будет происходить быстрая деградация входных транзисторов, и их $h_{21Э}$ катастрофически снизятся в 10—100 раз. Поэтому каскады этих типов снабжаются обычно схемами защиты от перегрузок по входу, встраиваемыми непосредственно в ИМС ОУ. Каскад рис. 2.15 менее чувствителен к перегрузкам, но тоже нуждается иногда в защите.

Ситуация в схемах с параллельной обратной связью (например, рис. 3.9, а) при скачкообразных $u_{\text{вх}}(0)$ несколько лучше, так как напряжение u_{Σ} не превышает там $0,5 U_{\text{вых.макс}}$, но в принципе процессы происходят аналогично.

В суммирующей точке ОУ во всех схемах включения, кроме повторителя с коротким замыканием выхода и входа, присутствует паразитная емкость. Поэтому во всех схемах с ОУ желательно всегда заранее устанавливать корректирующий конденсатор параллельно цепи обратной связи (показан штриховой линией на рис. 3.9 и 3.10). В быстродействующих схемах с $f_T > 10$ МГц и $t_{\text{уст}} < 10$ мкс этот конденсатор подбирается по месту по переходному процессу (см. п. 3.2

и рис. 3.6, в). В схемах со сравнительно малыми f_T и $t_{уст} > 10$ мкс его емкость можно выбрать из соотношения

$$C_{o.c} = 1/2\pi f_T \beta R_{o.c},$$

где $R_{o.c}$ — сопротивление обратной связи (R_2 на рис. 3.9, а). При этом $C_{o.c}$ практически не внесет дополнительного ограничения полосы пропускания, но обеспечит устойчивость схемы. В любом случае контроль переходных процессов при входном воздействии в виде прямоугольных импульсов очень полезен, и появление колебаний (рис. 3.6, в) указывает на желательность увеличения $C_{o.c}$.

3.5. Схемотехника операционных усилителей

Структура ОУ, выработанная на основе представлений об «идеальном ОУ», сохраняется в сущности в течение 60 лет неизменной (рис. 3.15), начиная с ламповых усилителей времен Второй мировой войны и вплоть до самых совершенных современных ИМС. На входе — дифференциальный каскад с усилением K_1 , имеющий малые шумы, $U_{сдв0}$, $I_{см}$, $I_{сдв}$ и, что существенно, малый k_T . В соответствии с (3.16) сдвиги, шумы и искажения, возникающие в последующих каскадах, будут подавляться в K_1 раз, поэтому желательно иметь K_1 как можно большим. Кроме того, входной каскад должен иметь большие $R_{вх}$, $R_{вх.сиф}$, КОСС, допускать большие значения $u_{вх.сиф}$ и выдерживать перегрузки при больших значениях $|u_+ - u_-|$. Следующий каскад усиления напряжения с усилением K_1 обычно служит для получения большого общего $K_{ю}$. Часто именно этот каскад используется для формирования частотной характеристики всего усилителя. Этот каскад является, кроме того, буферным усилителем между слаботочным входным каскадом и выходным каскадом усиления мощности с его относительно высокими уровнями токов и умеренным усилением по напряжению K_3 (иногда это просто повторитель). Для улучшения характеристик усилителя часто второй каскад, так же как и первый, выполняют по дифференциальной схеме. Создать ОУ, максимально приближенный к «идеальному», — далеко не простая задача. Особые трудности вызывает входной каскад. Если в качестве такового ис-

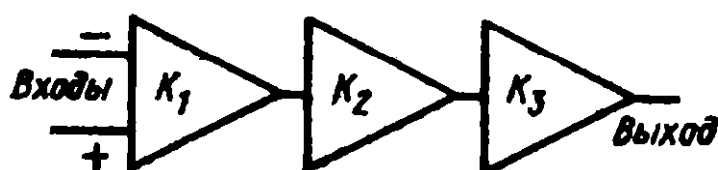


Рис. 3.15. Типовая трёхкаскадная структура ОУ

пользуется биполярный дифференциальный каскад по типу схем рис. 2.14 или 2.15, то удастся получить малое напряжение $U_{сдв0}$ и его дрейф, малый k_T , относительно большое усиление K_1 . Но $I_{см}$, $R_{вх}$ и допустимые значения синфазного и дифференциального входного напряжения оказываются для многих применений неудовлетворительными. Входные каскады на ПТ, наоборот, имеют худшие значения $U_{сдв0}$, но малые $I_{см}$, большое $R_{вх}$, и, что существенно, могут работать при больших режимных токах, что позволяет получить большие скорости нарастания. Особо эффективны в некоторых случаях каскады на МОП-транзисторах, допускающие синфазные входные сигналы во всем диапазоне питания ОУ.

Упрощенная схема типичного биполярного ОУ показана на рис. 3.16. Эта схема использована в LM101A, отечественном 153УД6 и многих других усилителях. Схема имеет всего два вывода питания $+E$ и $-E$ и в принципе рассчитана на расщепленное питание ± 15 В — это стандартные номинальные напряжения питания линейных ИМС. Входной каскад T_1-T_7 представляет собой два эмиттерных повторителя T_1 и T_2 на транзисторах с $h_{21э} \geq 1000$, выходной сигнал которых поступает на входы каскадов ОБ T_3 и T_4 , образованных своеобразной $p-n-p$ -структурой: в общем n -«кармане», изготовленном подобно коллекторной области $n-p-n$ -транзисторов и служащим единой базовой областью, размещены p -области эмиттеров и

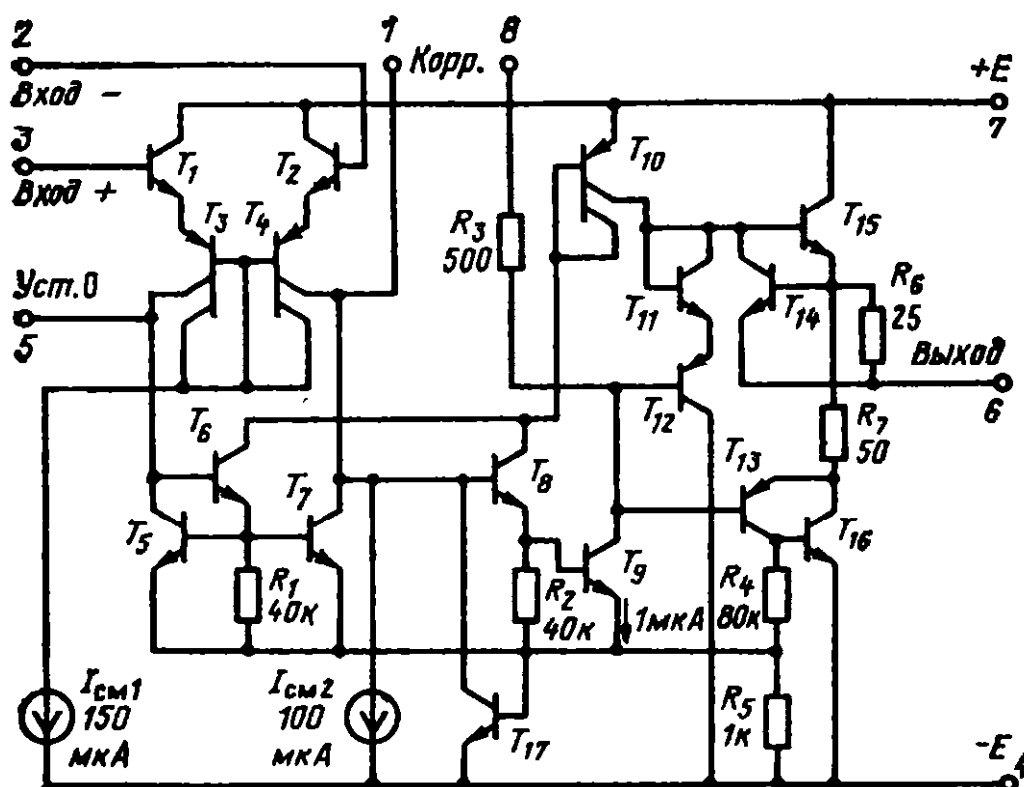


Рис. 3.16. Принципиальная схема ОУ LM101A

коллекторов двух двухколлекторных p - n - p -транзисторов. И у T_3 , и у T_4 один из коллекторов соединен с их базой (тем самым задается плавающее смещение базовой области по типу токового зеркала со смещением $I_{см1}$), а вторые коллекторы соединены с нагрузкой — токовым зеркалом T_5 — T_7 , действующим аналогично токовому зеркалу T_5 — T_6 в схеме рис. 2.15. Высокоомный однополюсный выход каскада нагружен на эмиттерный повторитель T_8 , возбуждающий базу второго каскада ОЭ на T_9 . Весь коллекторный ток T_9 разветвляется в базы T_{12} и T_{13} . Повторитель T_{12} смещен током токового зеркала на двухколлекторном p - n - p -транзисторе T_{10} и возбуждает верхнее плечо (T_{15}) двухтактного выходного повторителя. Нижнее плечо этого повторителя образовано комплементарным составным транзистором T_{13} , T_{16} , действующим как p - n - p -транзистор. Транзистор T_{11} в диодном включении обеспечивает начальное смещение T_{15} для снижения переходных искажений в выходном повторителе. В целом ОУ имеет только два каскада усиления напряжения — входной и T_9 , первый из которых обеспечивает усиление около 500, а второй — не менее 100 (общий $|K_U| \geq 50 \cdot 10^3$). Входной каскад собран по схеме, исключающей пробой эмиттерных переходов при перегрузке входа дифференциальным сигналом (высокое напряжение пробоя эмиттерных переходов T_3 и T_4) и допускающей $u_{вх.сиф}$ от $+E$ до $-E + 4U_{БЭ}$.

Выходные цепи усилителя снабжены защитой от перегрузки. Если возникает ток перегрузки T_{15} , то падение напряжения на R_6 открывает нормально закрытый T_{14} , при этом T_{14} шунтирует эмиттерный переход T_{15} , отводя часть тока источника тока T_{10} непосредственно в нагрузку. Так как ток T_{10} неизменен и от нагрузки не зависит, то выходной ток T_{15} оказывается ограничен. При перегрузке второго плеча (T_{13} , T_{16}) ток, протекающий через R_4 и R_5 , открывает T_{17} , при этом закрываются T_8 и T_9 , соответственно снижается и фиксируется на допустимом уровне ток T_{13} и T_{16} . Так как R_5 невелико, то падение напряжения на нем практически не влияет на работу усилителя в нормальном режиме.

Для получения стандартной апериодической частотной характеристики в этой схеме используется эффект Миллера. ЛАЧХ усилителя без внешней коррекции имеет вид примерно такой, как показано на рис. 3.17 (сплошная линия 1), где ω_2 — это сопрягающая частота второго каскада с повторителем, а ω_1 — сопрягающая частота первого каскада. То, что $\omega_2 > \omega_1$ обусловлено наличием низкочастотных p - n - p -транзисторов во входном каскаде. Эта характеристика соответствует неустойчивой схеме при охвате ее обратной связью (наклон не менее 40 дБ/декаду при $|K_U(j\omega)| = 1$). Простейший способ

коррекции состоит в том, чтобы убавить усиление на верхних частотах, например, за счет емкостной нагрузки на выводе 1 рис. 3.16. Это достигается включением конденсатора $C_1 = 30$ пФ между выводами 1 и 8. При этом каскад на T_8 , T_9 оказывается охваченным емкостной отрицательной обратной связью, вследствие чего эффективное значение C_1 как емкостной нагрузки первого каскада равно $K_2 C_1$, а ЛАЧХ усилителя получает вид графика 2 на рис. 3.17. При $\beta \leq 0,1$ C_1 может быть снижена до 3 пФ, тогда ЛАЧХ всего усилителя получает вид графика 3.

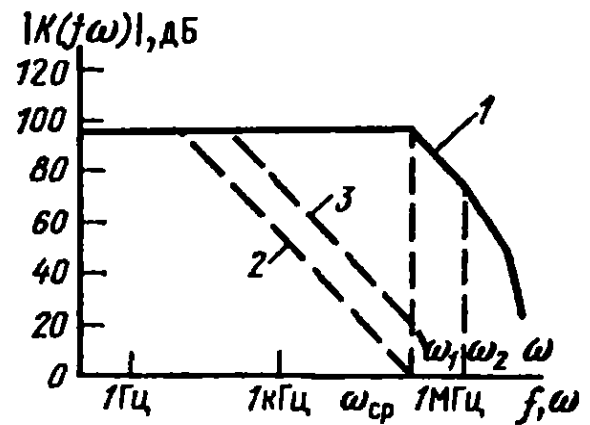


Рис. 3.17. Типовые ЛАЧХ ОУ LM101А

На рис. 3.18, а показана типовая схема включения рассмотренного усилителя со схемой установки нуля и частотной коррекцией. Однако эта схема допускает еще один важный прием коррекции — путем подачи сигнала вперед, при этом суммирующая точка соединяется через конденсатор C_1 с выходом первого каскада (рис. 3.18, б). В этой схеме полное сопротивление цепей, подключенных к инверсному входу, должно быть меньше, чем $R_{\Sigma 8} / K_1$, где $R_{\Sigma 8}$ — полное сопротивление на выводе 8, иначе усиление в петле положительной обратной связи, охватывающей первый каскад, станет больше 1, и схема потеряет устойчивость. При выполнении указанного условия (так как $R_{\Sigma 8} > 5$ МОм, это несложно) связь через C_1 действует не как обратная связь, а приводит, начиная с частоты ω_1 (рис. 3.19) к спаду ЛАЧХ первого каскада с наклоном -20 дБ/дек. На частотах $\omega > \omega_2 = K_1 / R_{\Sigma 8} C_1$, где $|K_1(j\omega)|$ становится меньше 1, сигнал из суммирующей точки начинает непосредственно передаваться «вперед», в базу T_8 в обход первого, низкочастотного каскада, и наклон ЛАЧХ усилителя остается равным -20 дБ/дек. Поэтому эту схему называют

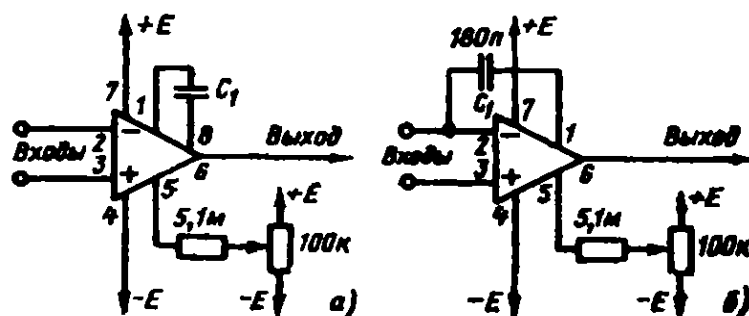


Рис. 3.18. Схемы частотной коррекции ОУ LM101А

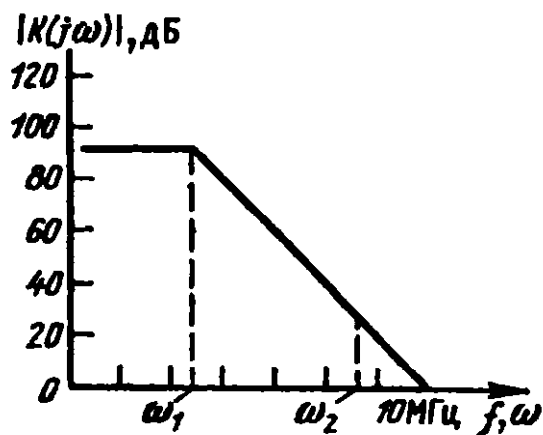


Рис. 3.19. ЛАЧХ ОУ LM101A с коррекцией рис. 3.18, б

также схемой с параллельными каналами или схемой с выключением каскадов. Частота ω_2 выбирается равной примерно сопрягающей частоте выходного каскада или несколько ниже. Теоретически при этом полоса пропускания может расширяться в K_2 раз по сравнению с полосой пропускания схемы рис. 3.18, а. На практике она оказывается несколько меньше (C_1 приходится брать больше расчетного значения из-за высокочастотных свойств вы-

ходного повторителя, влияния цепей внешней обратной связи и т. д.), но выигрыш по быстродействию в 10—20 раз абсолютно реален. В полной мере он при этом выявляется только в инвертирующем включении. Недостаток такой примитивной организации параллельного канала — зависимость его эффективности от выбора сопротивлений цепей обратной связи и вследствие этого неидеальность получаемых характеристик. Имеется ряд схем ОУ, в которых параллельные каналы введены в саму ИМС ОУ. Эти схемы имеют очень высокое быстродействие.

Характеристики усилителя LM101A ($K_{\omega 0} \geq 50\,000$, $I_{\text{см}} \leq 75$ нА, $I_{\text{сдв}0} \leq 10$ нА, $U_{\text{сдв}0} \leq 2$ мВ, температурный дрейф $U_{\text{сдв}0} \leq 15$ мкВ/°С, $f_T = 1$ МГц и $V_{U_{\text{макс}}} = 0,5$ В/мкс при коррекции по схеме рис. 3.18, а) близки к оптимальным для усилителей широкого применения. Целый ряд схем имеет аналогичные характеристики. Некоторые из них выпускаются с внутренней коррекцией (емкость C_1 встроена в схему).

Для построения измерительных схем и систем, а также преобразователей информации параметры ОУ общего назначения явно недостаточны. Здесь требуются $K_{\omega 0} \geq 10^5$, $I_{\text{см}} \ll 1$ нА, $U_{\text{сдв}0} < 1$ мВ, температурный дрейф $U_{\text{сдв}0} \leq 1$ мкВ/°С, $f_T \geq 10$ МГц и $V_{U_{\text{макс}}} > 10$ В/мкс.

Получение таких характеристик наталкивается на значительные трудности и ограничения технологического и физического характера, которые удалось преодолеть только в последнее время. Прежде всего, в кристалле ИМС возникает термическое воздействие выходных каскадов на входные. Оно выражается двояко. Во-первых, тепловая обратная связь с выхода на вход действует как отрицательная обратная связь, ограничивая $K_{\omega 0}$, во-вторых, она создает в кристалле тепловые потоки и градиенты температуры. Последние вызывают

разбаланс входных транзисторов и появление некомпенсируемых термо-ЭДС в точках присоединения выводов к кристаллу. Для борьбы с этими явлениями либо ОУ строятся в виде двухкристалльных ИМС, либо применяются специальные меры симметрирования схемы на кристалле. Для того чтобы обеспечить совпадение точек $U_{сдв0} = 0$ и $dU_{сдв0}/d\Theta = 0$ [см. выражения (2.51) и (2.52)], в этих ОУ предусмотрены усовершенствованные схемы установки нуля сдвига входного каскада на этапе производства. В биполярных ОУ принимаются меры по уменьшению $I_{см}$ путем использования составных транзисторов и транзисторов со сверхтонкими базами и очень большими $h_{21Э}$ в режимах микротоков. При их применении в прецизионных биполярных ОУ следует тщательно разделять цепи установки нуля $U_{сдв0}$ и цепи компенсации $I_{см}$. Ни в коем случае не следует устанавливать нуль сдвига выхода от $I_{см}$ или $I_{сдв}$, пользуясь потенциометром установки нуля усилителя. При необходимости для этого следует предусмотреть отдельный внешний источник компенсирующего тока.

Для сохранения минимальных значений дрейфа усилителей в измерительных системах желательно не нагружать выход усилителя. Как бы совершенна ни была его схема, при появлении существенного тока нагрузки плечи выходного каскада будут нагреваться неравномерно, а как было отмечено, это — дополнительный источник дрейфа. Поэтому выходной сигнал измерительного усилителя полезно подать на повторитель напряжения на обычном ОУ.

Биполярные ОУ по трем параметрам уступают ОУ на полевых транзисторах — по входному току, по скорости нарастания выходного напряжения и по диапазону синфазных входных напряжений. Токи затворов ПТ очень малы, но следует учитывать, что у диффузионных ПТ они быстро растут с температурой, а при больших перепадах затвор — канал могут резко возрасти и за счет приложенного напряжения. Компенсация $I_{см}$ путем включения равных полных сопротивлений в цепи ПТ-входов ОУ малоэффективна. Хотя абсолютные величины $I_{см}$ меньше на десятичный порядок, чем у лучших биполярных схем, их разность может быть того же порядка, что и сами $I_{см}$. МОП-транзисторы — безусловные чемпионы по $I_{см}$ и превосходят по этому параметру любые электронные приборы.

Повышенная скорость нарастания ОУ с ПТ-входом определяется тем, что при равных усилении и крутизне каскады на ПТ имеют гораздо большие выходные токи, чем каскады на биполярных транзисторах в режиме микротоков. Поэтому при однотипной емкостной коррекции и одинаковых полосе пропускания и усилении в

условиях перегрузки перезаряд корректирующих конденсаторов происходит быстрее.

Полевые транзисторы с обеднением, а именно они используются в ОУ, могут работать при обратных смещениях затворов относительно истока. Это дает возможность строить ОУ, работающие с одним источником питания при двуполярных входных сигналах.

В лучших образцах современных ИМС ОУ используются входные дифференциальные каскады на ПТ и МОП-транзисторах с высокой идентичностью параметров, благодаря чему эти усилители по характеристикам приближаются к «идеальному» ОУ. Например, ОУ AD8610В имеет структуру, аналогичную LM101А, но вместо биполярных транзисторов во входных повторителях используются полевые транзисторы. Этот ОУ имеет следующие основные параметры в диапазоне температур от -40 до $+85$ °С: $K_{\text{до}} \cong 2 \cdot 10^5$, $I_{\text{см}} \ll 0,1$ нА, $U_{\text{сдв}0} < 200$ мкВ, температурный дрейф $U_{\text{сдв}0} \leq 1$ мкВ/°С, $f_T \geq 25$ МГц и $V_{U_{\text{макс}}} > 50$ В/мкс, КОСС ≥ 90 дБ.

Ниже в схемах с ОУ цепи частотной коррекции и установки нуля, как правило, не будут указаны. Подразумевается, что соответствующие вспомогательные элементы, рекомендованные изготовителями и отвечающие назначению схемы, установлены. Оговариваться будут только отклонения от рекомендуемых схем включения, например отсутствие цепей частотной коррекции у ОУ, используемых в импульсных схемах. Это относится не только к ОУ, но и другим стандартным схемам.

3.6. Токоразностные усилители

Входным сигналом для ОУ является напряжение, и у идеального ОУ $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$. Однако многие функции усиления и преобразования сигналов с не меньшим успехом можно реализовать и с помощью дифференциального усилителя тока (токоразностный усилитель или усилитель Нортон), в идеальном случае имеющего следующие свойства: выходной сигнал напряжения зависит только от разности двух входных токов

$$U_{\text{вых}} = K_R(I_{\text{вх}+} - I_{\text{вх}-}) \quad (3.44)$$

и определяется коэффициентом передачи K_R , имеющим размерность сопротивления, причем в идеале $K_R \rightarrow \infty$; выходные и входные сопротивления очень малы, так что на входе токоразностный усилитель представляет собой короткозамкнутую цепь.

На рис. 3.20 приведено обозначение токоразностного усилителя — оно отличается от ОУ введением диодного символа — стрелки между входами. Стрелка указывает направление втекающего тока на инверсном входе, при этом входы усилителя полагают потенциально заземленными. В этой схеме

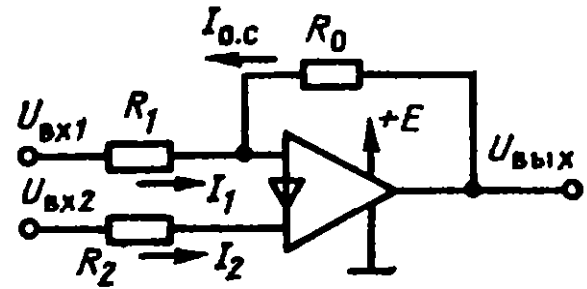


Рис. 3.20. Типовая схема включения токоразностного усилителя

$$I_{\text{вх-}} = I_1 + I_{0.c}; \quad I_2 = U_{\text{вх2}} / R_2; \quad I_1 = U_{\text{вх1}} / R_1; \quad I_{0.c} = U_{\text{вых}} / R_0.$$

Имеем, учитывая (3.44),

$$U_{\text{вых}} = K_R(I_2 - I_1 - I_{0.c}) = I_{0.c} R_0,$$

$$U_{\text{вых}} = K_R(I_2 - I_1) / (1 + K_R/R_0). \quad (3.45)$$

Следовательно, токоразностный усилитель есть дифференциальная схема с отрицательной обратной связью, в которой петлевое усиление равно K_R/R_0 , где $1/R_0 = \beta$. Из (3.45) получаем при $K_R \gg R_0$

$$U_{\text{вых}} \cong R_0(I_2 - I_1) = R_0(U_{\text{вх2}}/R_2 - U_{\text{вх1}}/R_1). \quad (3.46)$$

Таким образом, токоразностный усилитель может выполнять функции усилителя напряжения. Например, при $K_R = 500 \text{ МОм}$, $R_0 = 1 \text{ МОм}$, $R_1 = R_2 = R = 10 \text{ кОм}$ получим

$$K_{0.c} = R_0/R = 100.$$

Токоразностный усилитель имеет обычно однополярный выход и работает при задании тока смещения на вход «+», смещение входа «-» при этом происходит автоматически за счет обратной связи. Например, в схеме рис. 3.20 можно задать $U_{\text{вх2}} = E$ постоянным и равным напряжению однополярного питания. Тогда в точке покоя при $U_{\text{вх1}} = 0$ имеем $U_{\text{вых}} = ER_0/R_2$ и $K_{0.c} = -R_0/R_1$. Взяв $R_0 = R_2/2$, получим напряжение покоя на выходе $U_{\text{вых0}} = E/2$.

В реальных схемах, как будет видно ниже, напряжения непосредственно на входах усилителя равны не 0 В, а обычно падению напряжения на открытом p - n -переходе $U_{\text{бэ}} = 0,6 \text{ В}$. С точки зрения усиления разности входных сигналов это не играет роли, но при выборе режима должно учитываться.

Все основные соображения по динамической устойчивости усилителей с обратной связью надо принимать во внимание и при использовании токоразностных усилителей. Следует также учитывать,

что $R_{вх}$ токоразностного усилителя отличаются от нуля и примерно равны:

$$r = \varphi_{\Theta} / I_{вх}.$$

Эта поправка существенна при построении схем повышенной точности, особенно при необходимости получить высокие уровни КОСС.

Схемотехника токоразностных усилителей основана на высокой идентичности транзисторов в полупроводниковых ИМС и использует принцип токового зеркала. На рис. 3.21 показана схема токоразностного усилителя универсального назначения, выпускаемого рядом изготовителей.

Транзисторы T_1 и T_2 образуют входное токовое зеркало. Полагая все $n-p-n$ -транзисторы идентичными, заметим, что ток $I_{вх+}$ отражается транзистором T_3 . Если $I_{вх+} \cong I_{вх-}$, то на коллекторе T_3 потенциал будет равен $U_{БЭ}$, так как отраженный ток $I_{к2}$ как раз равен току $I_{вх-}$. Небольшой остаточный ток $I_{вх-} - I_{к2}$ возбуждает базу T_3 . Коллектор T_3 нагружен только на эмиттерные повторители T_4 и T_5 . Первый из них образует $p-n-p$ -плечо выходного двухтактного повторителя, а второй, усиливая ток, одновременно создает смещение $n-p-n$ -плеча выходного повторителя T_6 . Если повторитель T_4-T_6 грубо охарактеризовать усилением по току $h_{21Эп}$, то получим коэффициент передачи дифференциального входного сигнала $I_{вх+} - I_{вх-}$:

$$K_R \cong h_{21Э} h_{21Эп} R_H (h_{21Э} + 1) / (h_{21Э} + 2), \quad (3.47)$$

где $h_{21Э}$ — коэффициент усиления по току T_1-T_3 . Для синфазного токового входного сигнала $I_{вх.синф} = (I_{вх+} + I_{вх-})/2$ коэффициент ослабления у этой схемы невелик:

$$\text{КОСС} = (h_{21Э} + 1)/2.$$

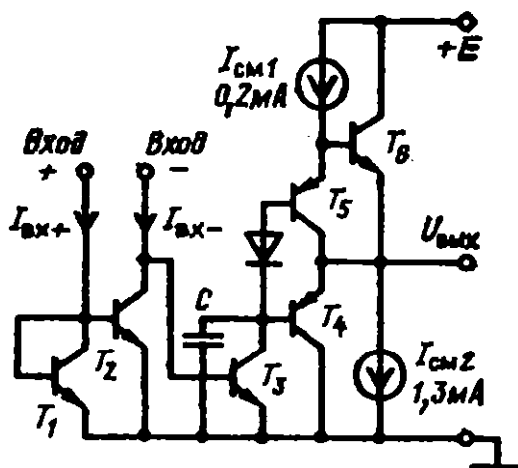


Рис. 3.21. Принципиальная схема токоразностного усилителя LM3900

Токоразностные усилители обычно выпускаются счетверенными (по четыре усилителя на одном кристалле ИМС), что удобно на практике.

3.7. Компараторы

Компаратор — это сравнивающее устройство. Его входные аналоговые сигналы $U_{вх}$ — анализируемый сигнал и $U_{оп}$ — опорный сигнал сравнения, а выходной $U_{вых}$ — дискретный или логический сигнал, содержащий 1 бит (единицу) информации:

$$U_{вых} = \begin{cases} U_{вых}^1 & \text{при } U_{вх} - U_{оп} > 0; \\ U_{вых}^0 & \text{при } U_{вх} - U_{оп} < 0. \end{cases} \quad (3.48)$$

В более общей форме функцию компаратора определяют так:

$$A_{вых} = \begin{cases} 1 & \text{при } A_{вх} > 0 \\ 0 & \text{при } A_{вх} < 0 \end{cases} = \text{Sg}(A_{вх}), \quad (3.49)$$

где Sg — логическая функция знака входного сигнала $A_{вх}$.

Выходной сигнал компаратора почти всегда действует на входы логических цепей и потому согласуется по уровню и мощности с их входами. Таким образом, компаратор — это прежде всего неотъемлемый элемент для перехода от аналоговых к цифровым или логическим сигналам. Он не всегда при этом бывает выделен схемотехнически, но так или иначе обязательно присутствует.

Неопределенность состояния выхода компаратора при нулевом входном сигнале нет необходимости уточнять, так как реальный компаратор всегда имеет либо конечный коэффициент усиления, либо петлю гистерезиса (рис. 3.22).

Чтобы состояние выхода изменилось на конечную величину $|U_{вых}^1 - U_{вых}^0|$ при бесконечно малом изменении входа, нужно иметь бесконечно большой коэффициент усиления (эпюр 1 на рис. 3.23) при отсутствии шумов во входном сигнале. Такую характеристику можно имитировать двумя способами: во-первых, просто использовать усилитель с очень большим коэффициентом усиления, а во-вторых, ввести положительную обратную связь.

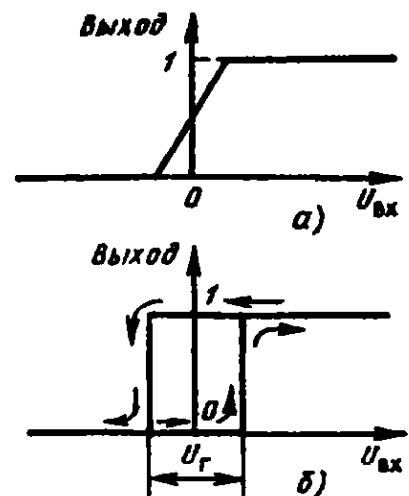


Рис. 3.22. Переходные характеристики компараторов

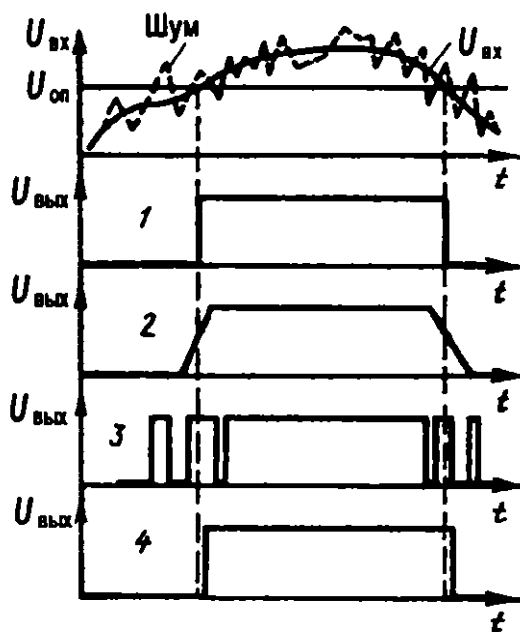


Рис. 3.23. Переходные процессы в компараторах

Рассмотрим первый путь. Как бы велико усиление ни было, при $U_{\text{вх}} \approx 0$ характеристика будет иметь вид рис. 3.22, а. Это приведет к двум неприятным следствиям. Прежде всего, при очень медленном изменении $U_{\text{вх}}$ выходной сигнал также будет изменяться замедленно, что плохо отразится на работе последующих логических схем (эпюр 2 на рис. 3.23). Еще хуже то, что при таком медленном изменении $U_{\text{вх}}$ около нуля выход компаратора может многократно менять свое состояние под действием шумов и помех (эпюр 3).

Обычно применяемый выход из положения — введение положитель-

ной обратной связи, охватывающей усилитель с большим коэффициентом усиления K_U . Последний обычно представляет собой подобие ОУ, то есть имеет дифференциальный вход и большой коэффициент усиления по постоянному току. Но так как он не предназначен для работы с отрицательной обратной связью, то его полосу пропускания никакой емкостной коррекцией не ограничивают, а выходной каскад делают подобным импульсному логическому инвертору (см. гл. 2), чтобы сформировать уровни логических 0 и 1. На рис. 3.24, а показана схема такого типа. При $U_{\text{вх}} \ll U_{\text{оп}}$ выходной сигнал есть 0 и $U_{\text{вых}} \approx 0$. Пусть $R_1 \ll R_2$, тогда при $U_{\text{вх}} \approx U_{\text{оп}}$ выход схемы переключится в 1. Положим $U_{\text{вых}}^1 \gg 0$, тогда в момент переключения схемы на входе «+» возникнет скачок положительного напряжения $U_{\text{вых}}^1 R_1 / (R_1 + R_2)$, удерживающий схему в состоянии 1, даже если $U_{\text{вх}}$ и качнется слегка в отрицательную сторону. Напряжение $U_{\text{вых}}$ схемы подтверждает входное воздействие (положительная обратная связь) и тем самым фиксирует ее состояние. Чтобы перевести выход схемы обратно в 0, теперь потребуется значение входного сигнала не $U_{\text{вх}} \approx U_{\text{оп}}$, а $U_{\text{вх}} \approx U_{\text{оп}} - U_{\text{вых}}^1 R_1 / (R_1 + R_2)$. Именно при этом значении $U_{\text{вх}}$ разность потенциалов между входами компаратора перейдет через 0 В, что и вызовет его срабатывание, при этом выходной сигнал, став 0, сдвинет потенциал на входе «+» в отрицательную сторону, что подкрепит воздействие изменения $U_{\text{вх}}$. При переключениях начавшееся изменение $U_{\text{вых}}$, подтверждая тенденцию, обусловленную $U_{\text{вх}}$, ускоряет процесс переключения, и

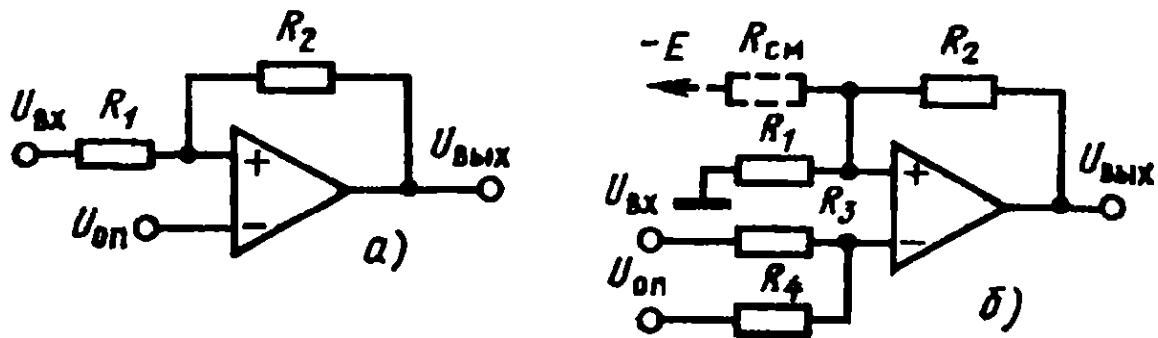


Рис. 3.24. ОУ в режиме компараторов

если $\beta K_U = K_U R_1 / (R_1 + R_2)$ — усиление в петле положительной обратной связи — больше 1, то схема обладает гистерезисом и ведет себя как усилитель с бесконечно большим коэффициентом усиления и быстродействием, ограниченным только свойствами его внутренних цепей.

Понятно, что если $U_{вх}$ и $U_{оп}$ в схеме рис. 3.24, а поменять местами, то получим инвертирующий компаратор. Можно также использовать схемы типа рис. 3.24, б для получения инвертирующего режима при разных знаках $U_{вх}$ и $U_{оп}$ или при сравнении по модулю двух переменных напряжений. Величина

$$U_{гист} = |U_{вых}^1 - U_{вых}^0| R_1 / (R_1 + R_2)$$

— это напряжение гистерезиса (ширина петли гистерезиса). Если требуется, чтобы петля гистерезиса была симметрична относительно $U_{оп}$, то вводят соответствующее смещение, как показано штриховой линией на рис. 3.24, б. Характеристика компаратора с симметричной петлей гистерезиса показана на рис. 3.22, б, а на эпюре 4 (рис. 3.23) показана его реакция на зашумленный входной сигнал при амплитуде шумов, меньшей чем $U_{гист} / 2$. Введение гистерезиса позволяет получить время переключения выхода, не зависящее от скорости изменения входного сигнала, и избежать «дребезга» выхода, вызываемого шумами.

За это приходится платить смещением точек переключения относительно друг друга и смещением момента времени переключения относительно идеального случая. Убрать неопределенность, вносимую шумами, в принципе нельзя. Просто компаратор теперь «выбирает» в рамках этой неопределенности точку срабатывания. Это вынужденный компромисс — «наименьшее зло» из всех возможных. Иногда эту проблему обходят, запрещая изменения выхода компаратора в моменты времени, близкие к переключению, если они заранее известны. Такая процедура называется стробированием выхода.

Итак, компаратор — это быстродействующий дифференциальный усилитель постоянного тока с большим усилением, малым дрейфом и сдвигом и логическим выходом. Его входной каскад должен обладать большим КОСС и способностью выдерживать большие синфазные и дифференциальные сигналы на входах, не насыщаясь, то есть не попадая в режимы, из которых компаратор будет долго выходить. Желательно придать ему стробирующий вход для запрета переключения выхода.

Простейший вариант схемы компаратора показан на рис. 3.25. Эта схема выпускается во всем мире в разных модификациях и под различными наименованиями. Она представляет собой дифференциальный усилитель T_1, T_2 , нагруженный на каскады ОЭ T_5 и T_6 . Каскад T_5 управляет коллекторным режимом входного каскада и через транзистор в диодном режиме T_7 воздействует на потенциал базы T_8 . Каскад T_6 — собственно второй каскад усиления напряжения, а T_8 — эмиттерный повторитель. Разработчики заботились здесь, главным образом, о защите от перегрузок и формировании на выходе уровней 1 около 3,5 В и 0 около 0 В, необходимых для сопряжения с наиболее распространенными типами логических схем. Если вход «+» имеет потенциал выше входа «-» более чем на 5÷10 мВ, то T_6 закрыт, а T_5 близок к насыщению (потенциал эмиттеров T_5 и T_6 фиксирован стабилитроном D_1 на уровне +6,2 В), при этом открывается T_7 , не допуская излишнего роста выходного напряжения и насыщения T_5 . Напряжение выхода оказывается между

2,5 и 4,0 В (разброс обусловлен в основном разбросом напряжения стабилизации стабилитрона D_2). При обратном знаке входного напряжения T_6 насыщается, потенциал его коллектора оказывается близок к напряжению пробоя стабилитронов D_1 и D_2 , а потому потенциал выхода близок к 0 В. Транзистор T_9 — источник тока 3 мА для смещения T_8 и D_2 . Часть этого тока (до 1,6 мА) может отдаваться в нагрузку, соединенную с положительным источником питания и требующую вытекающий ток на своем входе.

Эта базовая схема развивалась и совершенствовалась. В нее вводились входы стробирования, а неко-

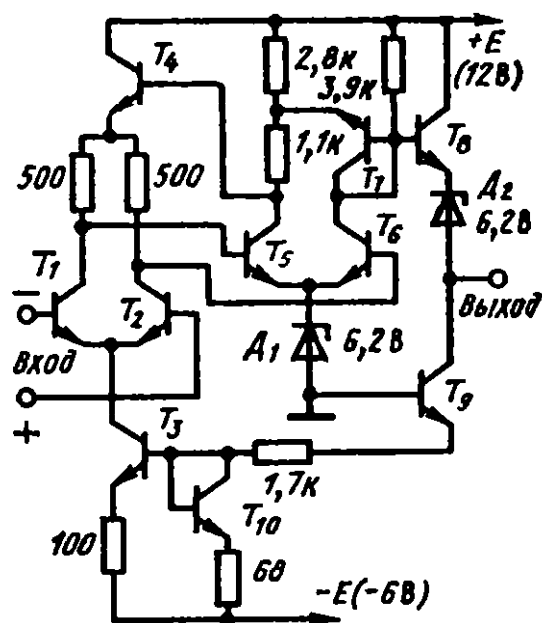


Рис. 3.25. Принципиальная схема компаратора K554CA2

торые модификации снабжались на выходе триггерами-защелками — схемами, автоматически фиксирувавшими изменение состояния входа. Эти триггеры — схемы с внутренней положительной обратной связью, которая включается и отключается по внешним сигналам слежения — запоминания. Улучшались параметры и входного каскада по КОСС, сдвигу и т. д.

Отметим, что компараторы с выходными каскадами типа рис. 3.25 и другие высокоскоростные схемы компараторов предназначены прежде всего для построения быстродействующих схем аналого-цифровых преобразователей (см. гл. 5). При умеренных требованиях к быстродействию, но достаточно жестких требованиях к точности по входу и гибкости выходных цепей эффективнее схемы с выходным каскадом с заземленным эмиттером и свободным, открытым коллектором, нагрузка к которому присоединяется потребителем. Типичный пример такой схемы — компаратор LM139 (счетверенный компаратор) рис. 3.26. У каждого из четырех компараторов ИМС малое потребление тока (всего 0,2 мА) и при этом допускается использование $-E = 0$ В (при двуполярном входном сигнале!). Варьируя $-E$, $+E_H$ и R_H , потребитель может получить любой перепад выходного напряжения и обеспечить работу с ТТЛ, ЭЛС, КМОП и другими типами логических элементов (см. главу 4). Существенно, что схема допускает объединение выходов на общую нагрузку (проводное ИЛИ) и присоединение по ИЛИ других типов схем с открытым коллектором, например ТТЛ, для стробирования выхода. Это позволяет достаточно просто организовать важную разновидность компаратора — компаратор с окном (двухпороговый детектор), имеющий характеристику, показанную на рис. 3.27, а. Из

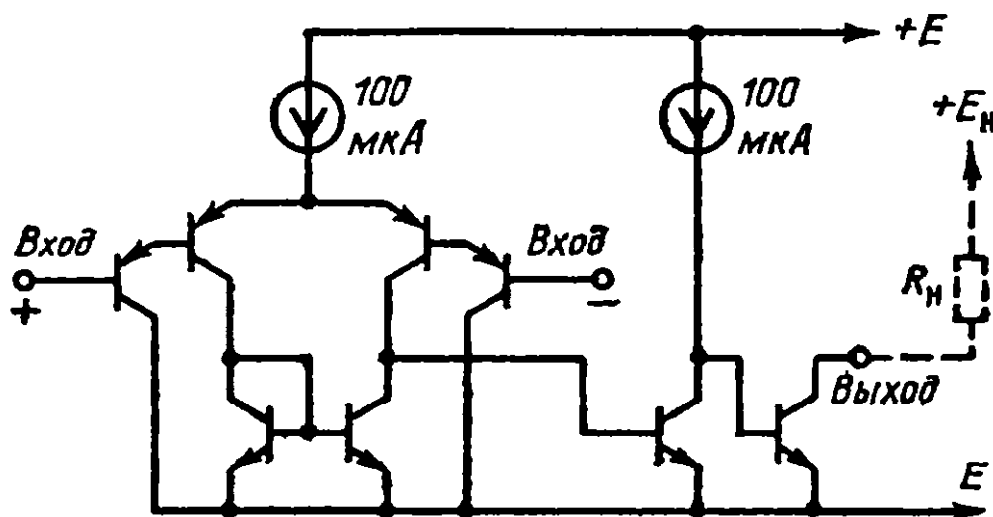


Рис. 3.26. Принципиальная схема компаратора LM139

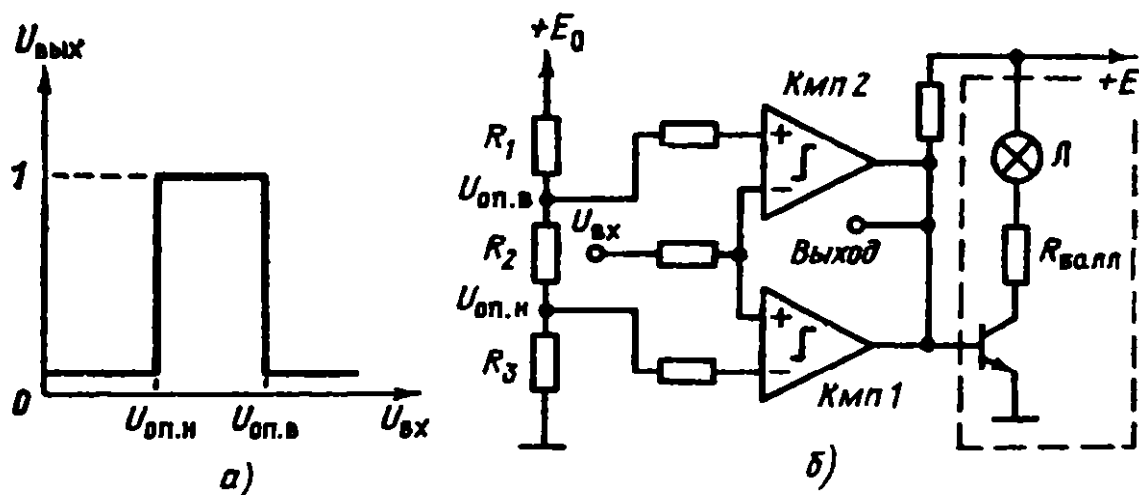


Рис. 3.27. Компаратор «с окном»

схемы рис. 3.27, б видно, что при $U_{вх} < U_{оп.н}$ компаратор $Кмп1$ находится в состоянии 0, а $Кмп2$ — 1, но так как их выходы объединены, то общий выход будет 0. При $U_{оп.н} < U_{вх} < U_{оп.в}$ $Кмп1$ перейдет в 1, и на выходе будет 1 ($Кмп2$ состояния не изменил). При $U_{вх} > U_{оп.в}$ $Кмп2$ перейдет в 0, и объединенный выход станет равен 0.

Подобные схемы могут использоваться для индикации состояния технологических процессов, различного оборудования и при автоматическом и полуавтоматическом контроле продукции. Если $U_{вх}$ вышел из заданных пределов, то это может индицироваться, например, с помощью простейшей схемы, обведенной штриховой линией на рис. 3.27, б, а выходной сигнал — дополнительно направляться к исполнительным механизмам или в управляющее устройство.

При отсутствии жестких требований к быстродействию в качестве компараторов успешно могут использоваться токоразностные и операционные усилители, в особенности не имеющие внутренней частотной коррекции. При этом основные проблемы — исключение перегрузок и насыщения под действием больших входных перепадов и формирование необходимых логических уровней выхода.

3.8. Импульсные генераторы. Мультивибраторы

Практически ни одна современная более или менее сложная система не обходится без внутренних или внешних генераторов, задающих ритм ее работы. Простые системы работают от внешних периодически или непериодически поступающих сигналов. Более сложные системы могут иметь один или несколько связанных или

независимых генераторов. Обычно имеется основной генератор главных импульсов (или опорной частоты), делением (или умножением) этой частоты формируют вспомогательные импульсные тактирующие последовательности. Основные требования к генераторам — стабильность частоты колебаний и возможность снятия с них сигналов для дальнейшего использования. В случае прямоугольных импульсов определенное значение может иметь скважность, под которой обычно понимают отношение периода колебаний к длительности генерируемых импульсов.

Простейшая схема мультивибратора, показанная на рис. 3.28, а, предназначена для генерации прямоугольных импульсов напряжения скважностью 2. Эта схема имеет ряд особенностей, на которые обычно мало обращают внимания.

Положим, что в какой-то момент времени транзистор T_1 насыщен током, текущим в его базу через $R_{Б1}$, а T_2 за счет остаточного заряда на C_2 закрыт. Ток, протекающий по контуру $R_{Б2}$, C_2 , коллектор T_1 (T_1 насыщен!), землю и источник питания, разряжает C_2 . Потенциал на базе T_2 растет и в некоторый момент времени становится положительным. Появление коллекторного тока T_2 вызывает снижение напряжения $U_{К2}$. Это изменение через C_1 передается в базу T_1 . Благодаря усилению тока T_2 изменение тока в цепи C_1 достаточно велико, чтобы T_1 начал выходить из насыщения. Теперь ток, раньше проходивший через его коллекторную цепь, начинает ответвляться через C_2 в базу T_2 , усиливая процесс отпирания T_2 . Так как после отпирания T_2 и по мере снижения тока T_1 , ток через C_1 становится все меньше, доля тока T_2 , текущего через $R_{К2}$, возрастает, и T_2 быстро переходит в насыщение, а T_1 закрывается. Перед началом этого процесса напряжение на пластинах C_1 было равно $E - U_{БЭ1}$. Это напряжение не может измениться за очень короткое время опрокидывания (все токи в схеме существенно ограничены), поэто-

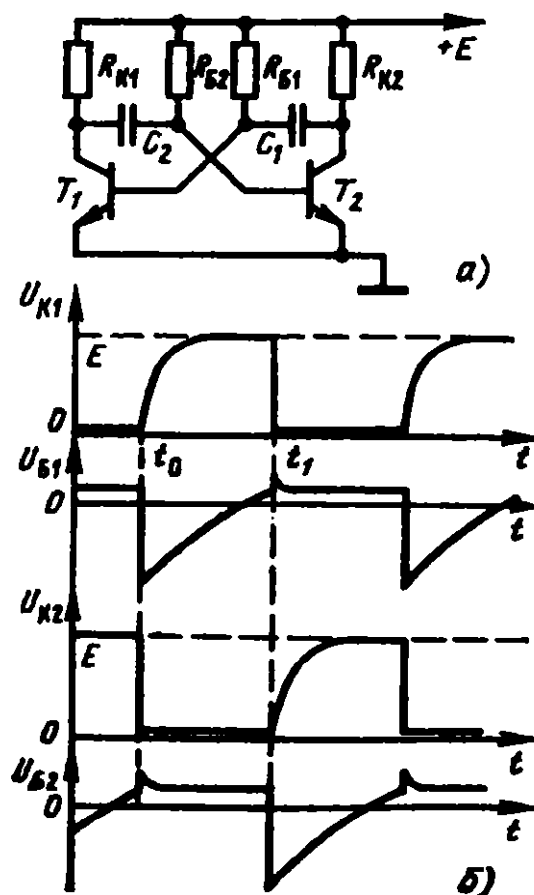


Рис. 3.28. Автоколебательный мультивибратор

му скачок напряжения с коллектора T_2 , равный $\Delta U_K = E - U_{KЭнас}$ ($U_{KЭнас}$ — напряжение насыщения) через C_1 пройдет в базу T_1 , где возникнет отрицательный потенциал относительно земли (см. эюры на рис. 3.28, б). Таким образом, в момент времени t_0 напряжение на базе T_1 относительно земли есть

$$U_B(t_0) = U_{БЭнас} + U_{KЭнас} - E. \quad (3.50)$$

Далее C_1 начнет разряжаться по цепи $R_{Б1}$, C_1 , T_2 , земля, источник питания. В принципе, часть тока разряда пойдет и через R_{K2} , но $R_{K2} \gg r_{KЭнас2}$. Если $U_{БЭнас} \ll E$ и $U_{KЭнас} \ll E$, то, учитывая (3.50), получаем

$$\begin{aligned} U_B(t) &= U_B(t_0) + [E - U_B(t_0)][1 - \exp(-t/R_{Б1}C_1)] \cong \\ &\cong -E + 2E \exp(-t/R_{Б1}C_1). \end{aligned} \quad (3.51)$$

Одновременно на коллекторе T_1 происходит нарастание напряжения (идет заряд C_2 по цепи R_{K1} , C_2 , база насыщенного T_2 , земля, источник питания):

$$\begin{aligned} U_{K2}(t) &= U_{KЭнас} + (E - U_{KЭнас})[1 - \exp(-t/R_{K1}C_1)] \cong \\ &\cong E[1 - \exp(-t/R_{K2}C_1)]. \end{aligned} \quad (3.52)$$

В момент времени t_1 будет достигнуто отпирание T_1 , и схема снова опрокинется — T_1 насытится, T_2 закроется, на базе T_2 появится напряжение, равное $U_B(t_0)$ и определяемое (3.50). Начнется процесс, симметричный рассмотренному. Напряжение отпирания на базе $U_{БЭотп} \ll E$, поэтому из (3.50) и (3.51) следует

$$-E + 2E \exp[-(t_1 - t_0)/R_{Б1}C_1] = 0,$$

откуда получим

$$t_1 - t_0 = R_{Б1}C_1 \ln 2 \cong 0,693 R_{Б1}C_1. \quad (3.53)$$

Укажем теперь на сделанные выше допущения. Во-первых, было принято, что обратные токи транзисторных переходов пренебрежимо малы. Это верно для коллекторных переходов кремниевых транзисторов, но далеко не всегда верно для запертых эмиттерных переходов. Последние при больших напряжениях (3.50) могут пробиваться, что полностью исказит работу схемы. Во-вторых, предполагая, что скачок напряжения на коллекторе $\Delta U_K = E - U_{KЭнас}$, мы приняли, что напряжение на коллекторе закрытого транзистора, описываемое уравнением (3.52), успеет возрасти до E . Это близко к истине, если положить $t_1 - t_0 \gg R_{K2}C_1$. Например, при $t_1 - t_0 = 7 R_{K2}C_1$ ошибка составит около 0,1 %. Если оба допущения справедливы, то

оценка (3.53) верна, и период колебаний мультивибратора при $R_{K1} = R_{K2} = R_K$, $C_1 = C_2 = C$ и $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ есть

$$T = 2R_B C \ln 2 \cong 1,4 R_B C. \quad (3.54)$$

Существенно, что при сделанных предположениях частота и период не зависят от дрейфа транзисторов и изменений напряжения питания, а определяются только $R_B C$. Для правильной работы схемы должно выполняться условие насыщения транзисторов:

$$h_{21Э} R_K > R_B. \quad (3.55)$$

Таким образом, схема рис. 3.28, а предъявляет определенные требования к $h_{21Э}$, не зависящие от выбора T , E и т. д., но не обременительные для современных транзисторов.

Емкость конденсатора ограничена снизу. Когда в начале процесса опрокидывания открывается ранее закрытый транзистор (например, T_1 в момент времени t_1), то скорость изменения напряжения на его коллекторе должна быть такова, чтобы ток E/R_{B2} , насыщающий T_2 был отведен от базы T_2 через C_2 и T_2 мог закрыться. Эта скорость ограничена самой C_2 , паразитной и внешней емкостью нагрузки в коллекторе T_1 , C_H , а также частотными свойствами самого транзистора. В результате в первом приближении можно получить для C_1 и C_2

$$C > \tau/R_K + C_H. \quad (3.56)$$

Например, при $f_{0Э} = 2,5$ МГц ($\tau \cong 60$ нС), $R_K = 1$ кОм, $C_H = 10$ пФ минимальное значение $C = 75$ пФ. Минимальное значение $R_B = 10$ кОм. Следовательно, согласно (3.54) минимальный период колебаний составляет около 1 мкс и максимально достижимые частоты колебаний — около 1 МГц.

До сих пор рассматривалась ситуация, когда мультивибратор находится в режиме автоколебаний. Но в момент включения питания оба транзистора закрыты, и от случайных причин зависит, какой из них начнет открываться первым. Если при этом схема симметрична, то оба транзистора могут попасть в насыщение, и автоколебания не возникнут — нет самовозбуждения. Для их возникновения либо схема должна быть заведомо асимметрична, что исключено в симметричной схеме, либо после включения в какой-то момент времени оба транзистора должны оказаться одновременно в линейном режиме, при котором два каскада мультивибратора образуют при включении питания усилитель с положительной обратной связью, и автоколебательный режим установится. Но возникновение этого режима надо обеспечить, создав ситуацию, исключающую одновременное насыщение при включении питания. Наилучший путь для этого —

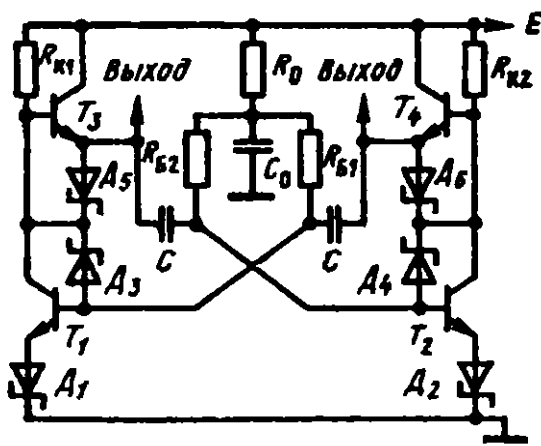


Рис. 3.29. Усовершенствованная схема автоколебательного мультивибратора

задержка подачи смещения в цепи баз по сравнению с цепями коллекторов. Это первое усовершенствование, в котором нуждается схема рис. 3.28, а. Далее следует вспомнить возможность пробоя эмиттерных переходов и предусмотреть соответствующую защиту. Наконец, желательно улучшить переходные процессы на коллекторах транзисторов при их запираании, не ухудшая условий опрокидывания схемы.

Пример решения этих задач приведен на рис. 3.29. Здесь цепь

R_0 , C_0 создает задержку включения цепей баз, что обеспечивает запуск схемы. Выбор параметров этой цепи: $R_0 C_0 \gg 10 R_b C_b$; $R_0 \ll R_b$; $C_0 \gg C$. Диоды (желательно диоды Шоттки) D_1 и D_2 обеспечивают ограничение тока пробоя эмиттерных переходов на уровне собственных обратных токов (1–10 нА), а D_3 и D_4 исключают насыщение T_1 и T_2 , что позволяет снизить C в 2–3 раза по сравнению со значением, определяемым неравенством (3.56). Повторители T_3 , T_4 обеспечивают ускорение зарядов C (большой ток заряда), а диоды D_5 и D_6 отключают C от коллекторов T_1 и T_2 при заряде C и, наоборот, подключают коллекторы T_1 и T_2 к C при формировании на них отрицательных фронтов. Недостаток этой схемы — необходимость в повышенном напряжении питания и худшей стабильности, но из сказанного видно, что при всех достоинствах классический автоколебательный мультивибратор в качестве источника опорных (тактовых) импульсов не слишком хорош. Прежде всего, он требует включения двух, а то и трех конденсаторов большой емкости, чувствителен к изменениям нагрузки, его питание и выходной сигнал не всегда согласуются со стандартными уровнями логических сигналов.

Поэтому для получения опорных сигналов средних и низких частот эффективнее автоколебательные схемы с использованием дифференциальных усилителей. На рис. 3.30, а приведена схема низкочастотного генератора импульсов на базе ОУ (желательно использовать ОУ без коррекции частотных характеристик). После включения питания схема благодаря положительной обратной связи через R_1 , R_2 обязательно окажется в одном из двух крайних состояний, характеризующихся насыщением выхода ОУ (+ или $-U_{\text{вых.макс}}$) и пробоем двуханодного стабилитрона St , на верхнем

аноде которого возникнет напряжение $+U_{ст}$ или $-U_{ст}$. Положим для простоты, что $|-U_{ст}| = +U_{ст} = U_{ст}$. Пусть, например, на выходе ОУ оказалось $+U_{вых.макс}$, на выходе схемы $+U_{ст}$, тогда на входе «+» усилителя возникнет напряжение положительной обратной связи

$$U_+ = U_{+ макс} = U_{ст} R_1 / (R_1 + R_2), \quad (3.57)$$

подтверждающее состояние схемы.

Через R_0 — по цепи отрицательной обратной связи — конденсатор C будет заряжаться до тех пор, пока напряжение на входе «-» U_- не окажется чуть больше U_+ . В этот момент благодаря большому усилению ОУ и положительной обратной связи выход схемы переключится, напряжение на нем станет $-U_{ст}$, а на входе «+» усилителя

$$U_+ = U_{+ мин} = -U_{ст} R_1 / (R_1 + R_2). \quad (3.58)$$

Теперь C начинает перезаряжаться от уровня (3.57) к уровню (3.58). При $U_- = U_+$ схема снова опрокинется и т. д. Колебания в схеме будут иметь вид, показанный на рис. 3.30, б, а их период равен:

$$T = 2R_0 C \ln(1 + 2R_1/R_2). \quad (3.59)$$

Для получения стабильности по частоте во всех схемах мультивибраторов надо, чтобы скорость нарастания или спада напряжения на времязадающем конденсаторе в моменты переключения была достаточно велика. Это хорошо видно из рис. 3.30, б. Чем меньше по модулю напряжения переключения $U_{+ макс}$ и $U_{+ мин}$, тем круче наклоны экспонент относительно этих уровней и слабее влияние дрейфа $U_{ст}$ на период колебаний схемы. Поэтому нежелательны значения R_1/R_2 , превышающие 0,5. Чтобы уменьшить влияние $I_{сдв}$, выбирают $R_1 \parallel R_2 = R_0$. Точную установку частоты нетрудно выполнить, подстраивая R_1 . Ток через стабилитрон не должен превышать $I_{вых.макс}$ ОУ, например, 5 мА.

Аналогичные генераторы могут быть реализованы и на токоразностных усилителях. Последние при этом имеют ряд преимуществ. Во-первых, легко получить импульсы с нулевым уровнем, близким

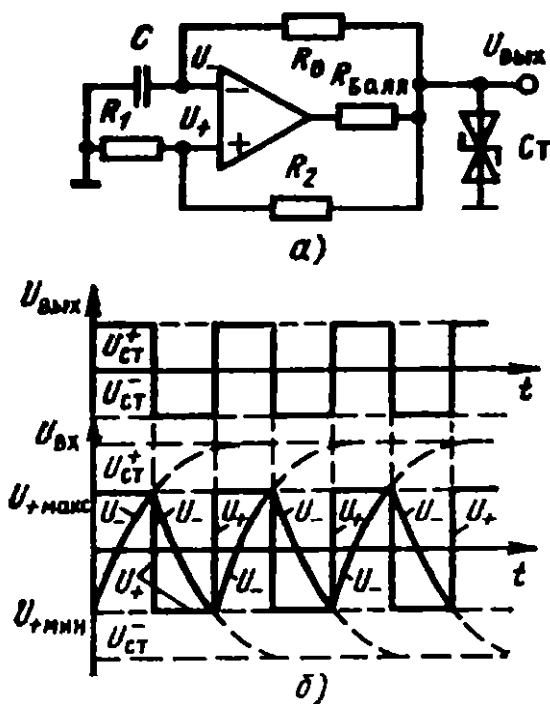


Рис. 3.30. Автоколебательный мультивибратор на ОУ

к 0 В. Во-вторых, достаточно просто формируются импульсы со скважностью, существенно отличающейся от 2.

В схемах на токоразностных усилителях пороги срабатывания определяются пороговыми токами, а не напряжениями. В схеме рис. 3.31, а уровень выходного сигнала меняется от $U_{БЭ}$ до E . Если диод Д отсутствует (замкнут накоротко), то время нарастания напряжения на конденсаторе составит

$$t_{\text{нар}} = T_0 \ln[(R_1 R_2 - R_2 R_3 - R_2 R_4) / (R_1 R_2 - R_1 R_3 - R_1 R_4 - R_2 R_3 - R_2 R_4)], \quad (3.60)$$

а время спада

$$t_{\text{сп}} = T_0 \ln(1 + R_1 / R_2), \quad (3.61)$$

где $T_0 = R_3 R_4 C / (R_3 + R_4)$. Период колебаний есть $T = t_{\text{нар}} + t_{\text{сп}}$.

В любом случае должно соблюдаться неравенство

$$R_3 + R_4 < R_1 \parallel R_2. \quad (3.62)$$

В этой схеме можно получать большие значения скважности импульсов, особенно если включить диод и сделать T_0 зависящей от выходного напряжения. При включении диода формулы (3.60) и (3.61) справедливы, но в (3.61) вместо T_0 надо подставлять $T_{0Д} = R_3 C$. Взяв $R_3 \gg R_4$, нетрудно получить скважность импульсов до нескольких сотен.

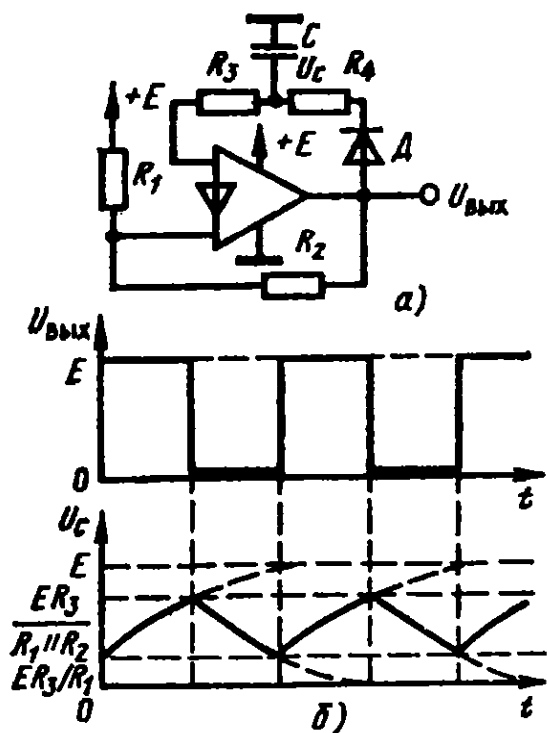


Рис. 3.31. Автоколебательный мультивибратор на токоразностном усилителе

Генераторы на токоразностных усилителях, так же как и схемы на ОУ, имеют максимальные частоты генерации, обычно не превышающие десятков килогерц, из-за задержки насыщения каскадов усиления и конечной скорости нарастания. Значительные преимущества имеют компараторы, в особенности быстродействующие схемы с выходом типа «открытый коллектор». На рис. 3.32, а показана схема генератора на компараторе, рассчитанная на частоту 250 кГц. Она практически нечувствительна к изменениям E и дает сигналы, которые можно непосредственно подключать к логическим схемам ТТЛ и КМОП (см. главу 4), если $E = +5$ В.

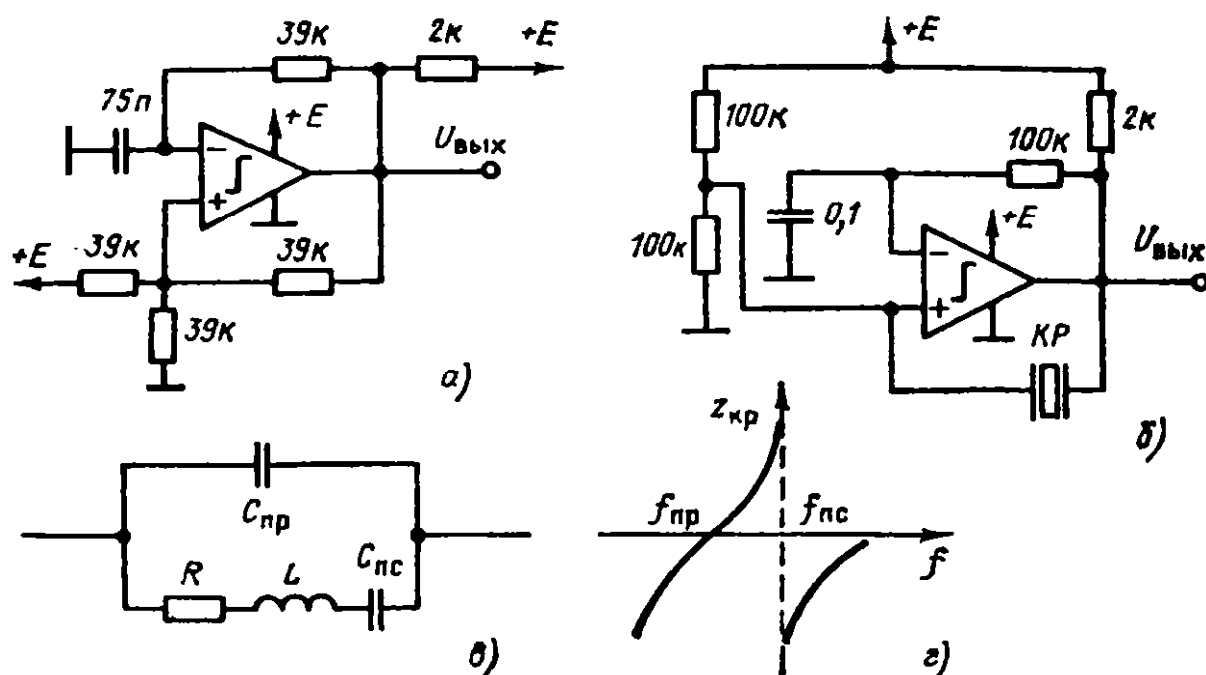


Рис. 3.32. Генераторы импульсов на компараторах: а — с RC -цепью; б — с кварцевым резонатором $КР$; в — эквивалентная схема кварцевого резонатора; г — частотная характеристика кварцевого резонатора

В системах, критичных к колебаниям частоты, используются обычно генераторы, стабилизированные кристаллами кварца (кварцевыми резонаторами), выпускаемыми на разные частоты (от 6 кГц до 100 МГц в обычных исполнениях). Схема генератора с использованием кварцевого резонатора $КР$ показана на рис. 3.32, б. При построении этих генераторов надо следить, чтобы схема «захватывала» основную частоту резонатора. Для аппаратуры промышленной автоматики кварцевые резонаторы обеспечивают практически безупречную стабильность частоты (относительные погрешности и дрейф порядка 10^{-6}). В случаях, когда требуется повышенная точность, очень полезны стабилизация температуры и питания, а также снижение амплитуды колебаний на самом резонаторе.

Кварцевые резонаторы представляют собой бруски искусственного кварцевого стекла (SiO_2). Благодаря пьезоэлектрическому эффекту (появление упругих колебаний под действием переменного электрического поля и наоборот) при размещении на поверхности кристалла контактов удастся получить элемент с эквивалентной схемой, показанной на рис. 3.32, в. Как правило, кристалл имеет две резонансные частоты, причем «основная» частота — это частота последовательного контура, лежащая на несколько тысячных долей ниже частоты параллельного контура. Добротность кристаллов кварца очень высока (примерно 10^4). Обычно, как и в схеме рис. 3.32, б, кварц включают в цепь положительной обратной связи.

Для получения тактовых импульсов на частотах свыше 1 МГц наиболее подходящими элементами оказываются скоростные компараторы с кварцевыми резонаторами в цепи положительной обратной связи.

3.9. Генераторы синусоидальных и треугольных сигналов

Для получения синусоидальных сигналов низких частот широко используются активные квадратурные схемы рис. 3.33, а и б. В схеме рис. 3.33, а два интегратора замкнуты в петлю обратной связи. Каждый из них создает фазовое запаздывание $-\pi/2$. Паразитные емкости всегда дают небольшой дополнительный фазовый сдвиг. Таким образом суммарный фазовый сдвиг в петле отрицательной обратной связи оказывается несколько больше $-\pi$. Колебания в консервативном колебательном звене на частоте $f = 1/2\pi RC$ демпфируются только тогда, когда напряжение на выходе $Y1$ превысит напряжение пробоя стабилитрона. Сопротивление R_0 должно быть велико ($\gg R$), чтобы демпфирование не вносило сильных нелинейных искажений. Для уменьшения последних иногда прибегают к построению схем с

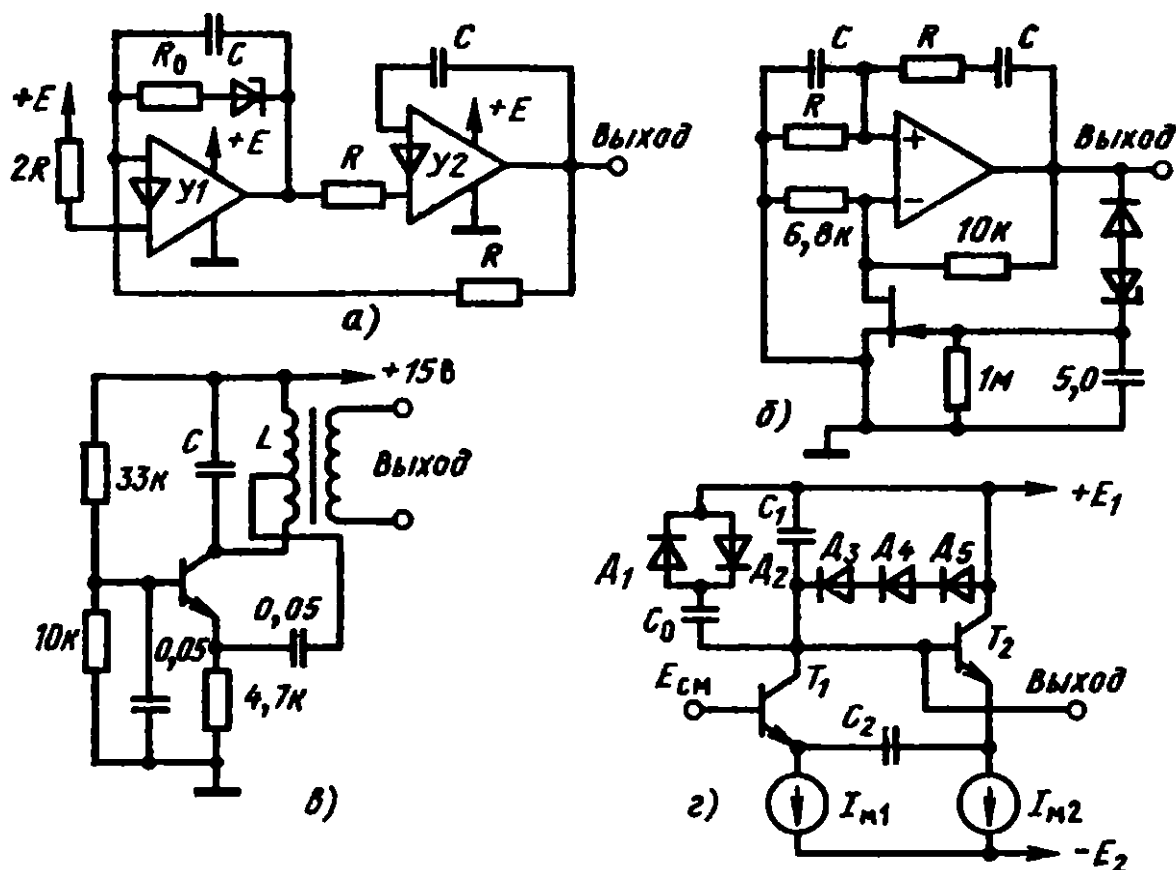


Рис. 3.33. Генераторы синусоидальных колебаний

автоматической регулировкой усиления и предварительным детектированием колебаний. Схема мостового генератора Вина такого типа показана на рис. 3.33, б. При малых выходных сигналах полевой транзистор открыт, усиление схемы на ОУ велико и положительная обратная связь обеспечивает возникновение колебаний. Когда их амплитуда достигает напряжения отпирания диодно-стабилитронной цепи (напряжение пробоя стабилитрона плюс прямое падение напряжения на диоде), ПТ начинает закрываться и закрывается до тех пор, пока усиление в петле не станет равным 3. Тем самым поддерживаются стабильные колебания на частоте $1/2\pi RC$.

Генераторы типа рис. 3.33, а и б на токоразностных усилителях и ОУ при должном выборе R и C обеспечивают стабильность частоты 0,1 %, достаточную для большинства применений.

При необходимости получения колебаний высокой частоты (ВЧ) широко используются LC-генераторы (рис. 3.33, в). Катушка индуктивности в этой схеме — малогабаритное изделие с небольшим числом витков, иногда — с карбонильным сердечником. При определении элементов контура следует помнить, что полное петлевое усиление положительной обратной связи должно быть несколько больше 1, но не слишком велико (нелинейные искажения!). В первом приближении надо принять $(L/C)^{1/2} = 10r_{\Sigma}$, если отвод сделан примерно посередине катушки. Частота колебаний равна примерно резонансной частоте контура $1/2\pi(LC)^{1/2}$.

В системах автоматики и телемеханики часто необходимы генераторы, управляемые по частоте напряжением или током с высокой линейностью. Рассмотренные схемы для этого малопригодны. В ВЧ-схемах часто встраивают в контуры варикапы (это диоды с большой собственной емкостью в обратном включении, изменяемой приложенным напряжением), но они нестабильны и нелинейны к управляющему напряжению.

Схема рис. 3.33, г позволяет решить эту задачу. Частота автоколебаний схемы при $I_{m1} = I_{m2} = I_m$ и $C_2 \cong 3C_1 = 3C$ есть

$$f = I_m / [2\pi(18)^{1/2}\varphi_{\Theta}C]. \quad (3.63)$$

Например, при $C = 150$ пФ и $I_m = 1$ мА $f = 10$ МГц. Чтобы обеспечить возбуждение генерации, C_2 должно быть на 15—20 % больше $3C_1$. Если в этой схеме выбрать C_2 меньше $3C_1$, а в базу T_1 помимо $E_{см}$ задать входной сигнал переменного тока, то схема будет служить резонансным усилителем с перестраиваемой частотой резонанса, определяемой (3.63), и усилением на ней:

$$K_{\text{рез}} = 9C_1 / (3C_1 - C_2).$$

Цепь $D_1, D_2, C_0 \gg C_2$, обеспечивающая в генераторе стабилизацию амплитуды, в резонансном усилителе исключается.

Генераторы сигналов треугольной и пилообразной формы достаточно просто организуются на базе интегрирующих ОУ и компараторов. Принцип построения таких схем сохраняется и при использовании токоразностных усилителей (рис. 3.34, а). Время нарастания напряжения на выходе этой схемы составит

$$t_{\text{нар}} = [\beta U_{\text{СТ}} - E(1 - \beta)] / (\beta U_{\text{СТ}} / R_2 C - E / R_1 C),$$

а время спада

$$t_{\text{сп}} = R_1 C (\beta U_{\text{СТ}} / E - 1 + \beta),$$

где $\beta = R_3 / (R_3 + R_4)$; $U_{\text{СТ}}$ — напряжение пробоя стабилитрона. На рис. 3.34, б показана форма колебаний в этой схеме.

Изменяя соотношения $t_{\text{нар}}$ и $t_{\text{сп}}$, можно получить как симметричное треугольное, так и практически пилообразное напряжение.

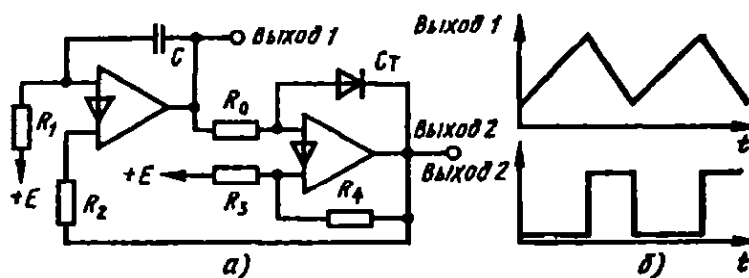


Рис. 3.34. Генератор треугольных колебаний

3.10. Ждущие мультивибраторы и таймеры

Назначение ждущих мультивибраторов (одновибраторов) — получение импульсов заданной длительности после запуска. Запуск обычно осуществляется фронтом или перепадом определенной амплитуды и полярности. Длительность выходного импульса иногда называют временем выдержки или задержки.

Традиционная схема ждущего мультивибратора представлена на рис. 3.35, а.

В исходном состоянии T_2 насыщен током $I_{Б2} \cong E/R_0$, потенциалы коллектора T_2 и базы T_1 близки к нулю, напряжение коллектора T_1 $U_{К1} = E$, и диод D имеет смещение 0 В. Если на вход схемы попадет отрицательный перепад напряжения (рис. 3.35, б), то в точке А появится «дифференцированный» импульс, через диод D проходя-

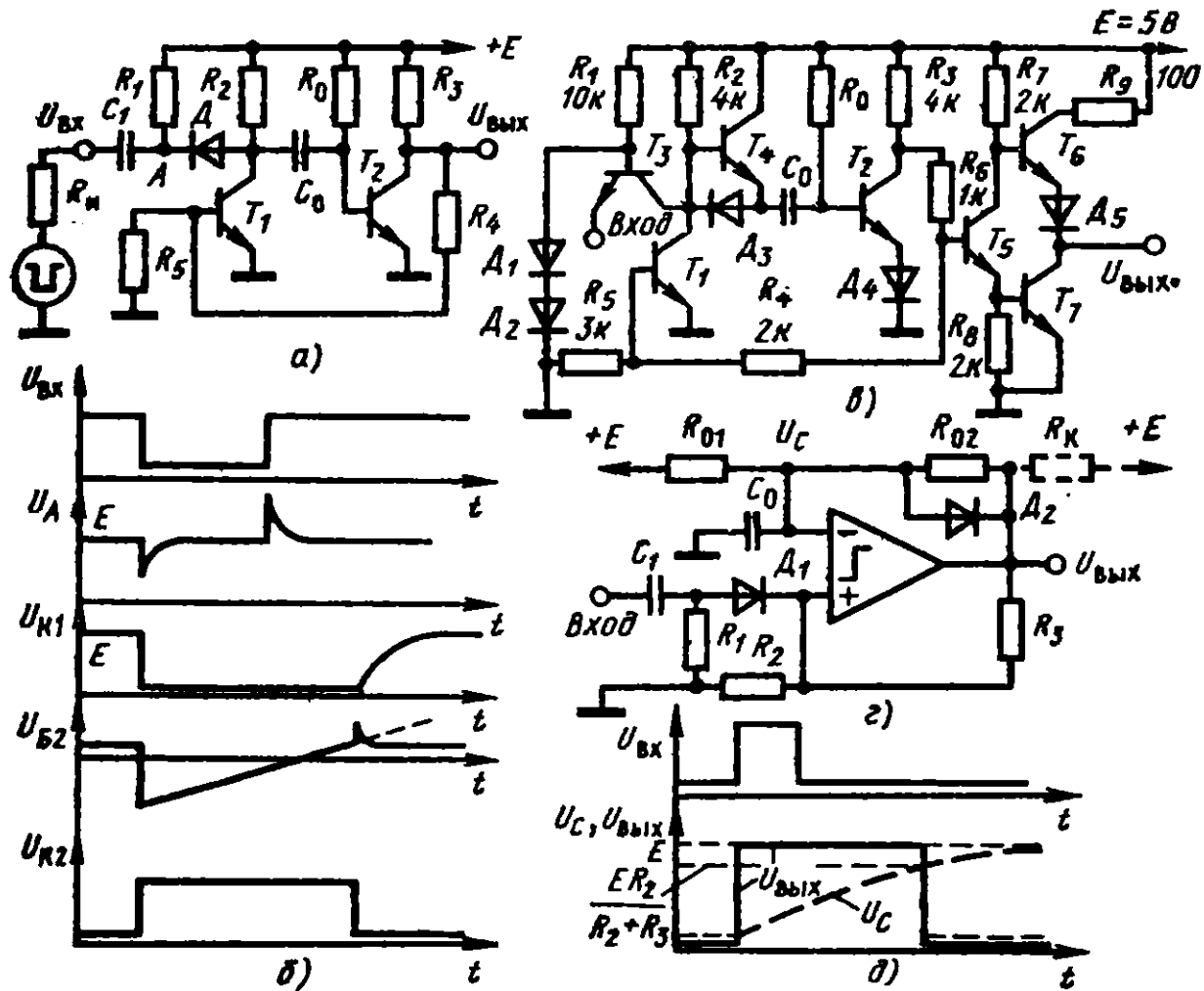


Рис. 3.35. Одновибраторы

щий в коллектор T_1 и через C_0 — в базу T_2 . Если скорость спада (отрицательного фронта) этого импульса

$$V_{\text{сп}} > I_{\text{Б2}} / [C_1 C_0 / (C_1 + C_0)], \quad (3.64)$$

а длительность фронта больше времени жизни рассасывания носителей в базе T_2

$$t_{\text{фр}} > \tau, \quad (3.65)$$

то транзистор T_2 начнет закрываться, и на его коллекторе возникнет приращение напряжения, которое, передаваясь в базу T_1 , начнет открывать T_1 . Возникнет регенеративная положительная обратная связь. Спад U_{K1} , передаваясь через C_0 в базу T_2 будет его закрывать, а рост U_{K2} — отпирать T_1 . В конце этого быстрого процесса на базе T_2 окажется потенциал $U_{\text{БЭнас}} - E + U_{\text{КЭнас}}$. Разряд C_0 через R_0 [процесс аналогичен процессу (3.51) в мультивибраторе рис. 3.28, а] приведет к росту $U_{\text{Б2}}$ до напряжения отпирания T_2 . Длительность процесса и выходного импульса составит

$$t_{\text{имп}} = R_0 C_0 \ln 2 \approx 0,7 R_0 C_0. \quad (3.66)$$

Как только T_2 начнет отпираться, обратный регенеративный процесс приведет к насыщению T_2 и закрыванию T_1 . Теперь напряжение на коллекторе T_1 будет восстанавливаться до уровня E с постоянной времени, примерно равной $R_2 C_0$, и можно считать, что через интервал времени

$$t_{\text{восст}} \approx 7 R_2 C_0 \quad (3.67)$$

оно примет значение, равное E . Схема готова к следующему запуску. Помимо (3.66), (3.67) и тривиальных соотношений

$$(E - U_{\text{БЭнас}}) / R_0 > (E - U_{\text{КЭнас}}) / h_{21Э} R_3; \quad (3.68)$$

$$(E - U_{\text{БЭнас}}) / (R_3 + R_4) - U_{\text{БЭнас}} / R_5 > (E - U_{\text{КЭнас}}) / h_{21Э} R_2, \quad (3.69)$$

выполнение которых обеспечивает насыщение T_1 и T_2 в исходном и квазистабильном (возбужденном) режимах, при расчете схемы надо учесть особенности ее запуска. Диод D необходим, чтобы длительность выходного импульса не зависела от длительности импульса запуска, положительный фронт которого может вернуть схему в исходное состояние. Основная часть тока запуска проходит в базу T_2 , почти не ответвляясь в R_1 и R_2 , что и отражено в неравенстве (3.64). Неравенства (3.64) и (3.65) приводят к условию, налагаемому на амплитуду запускающего импульса

$$U_{\text{вх.а}} [C_1 C_0 / (C_1 + C_0)] > I_{\text{Б2}} \tau. \quad (3.70)$$

При этом надо учитывать, что одновибратор в момент запуска оказывается практически чисто емкостной нагрузкой для источника запускающего перепада. Выходное сопротивление запускающей схемы $R_{\text{и}}$ и входная емкость одновибратора $C_1 C_0 / (C_1 + C_0)$ образуют апериодическую RC -цепь, ограничивая ток запуска значением $U_{\text{вх.а}} / R_{\text{и}}$ и скорость нарастания входного напряжения значением $U_{\text{вх.а}} / [R_{\text{и}} C_1 C_0 / (C_1 + C_0)]$. Поэтому, проектируя схему с использованием одновибраторов надо рассчитывать цепь запуска, исходя из динамических, а не статических характеристик.

Схема рис.3.35, *а* имеет много недостатков. Первый из них — большое время восстановления. В ИМС одновибраторов принимаются меры к его уменьшению, однако надо всегда помнить, что любой одновибратор имеет конечное время восстановления. Коварство ситуации заключается в том, что при запуске невосстановившейся схемы выходной импульс появляется, но он короче расчетной длительности. При больших C_0 и малых R_0 этот эффект выражен сильнее. Конденсатор C_0 и резистор R_0 — это навесные, внешние по отношению к ИМС компоненты, выбираемые потре-

бителем в зависимости от требуемой длительности выходного импульса $t_{\text{имп}}$. Обычные диапазоны $C_0 \geq 50$ пФ и $100 \text{ кОм} \geq R_0 \geq 1 \text{ кОм}$, так что минимальное значение $t_{\text{имп}} \cong 50$ нс. В принципе емкость конденсатора не лимитирована сверху, но утечки электролитических конденсаторов, их нестабильность и большой разброс ограничивают их применение. Конфигурация входной и выходной цепей интегральных одновибраторов обеспечивает их сопряжение с логическими элементами (как правило, они включаются в серии или семейства логических микросхем). Пример такой схемы приведен на рис. 3.35, в.

С системной точки зрения одновибраторы имеют еще один очень сильный порок — у них низкая помехоустойчивость. Схема рис. 3.35, а практически может запуститься от очень небольшого импульса — помехи на входе или на шине питания, особенно если этот импульс имеет вид короткой отрицательной «иголки» с крутыми фронтами. Навесные R_0 и C_0 должны располагаться рядом со схемой! Из-за слабой помехоустойчивости не следует использовать последовательное включение одновибраторов для формирования импульсных последовательностей, задания управляющих сигналов и т. п. Лучше организовать соответствующую логическую схему, применив логические счетчики и дешифраторы.

На изменения напряжения питания одновибраторы обычно реагируют слабо (по той же причине, что и автоколебательные мультивибраторы). Температурный дрейф одновибраторов зависит от нестабильности времязадающих элементов R_0 и C_0 .

Следует заметить, что в схеме рис. 3.35, а в конце времени выдержки происходит небольшая переполюсовка на конденсаторе C_0 . Почти все время его левая пластина имеет положительный потенциал относительно правой. Но на этом интервале времени, составляющем около 10 % длительности выходного импульса, потенциал правой пластины становится чуть выше (не более 0,5 В) потенциала левой. Этот эффект свойственен и некоторым другим схемам. При использовании полярных электролитических конденсаторов такой режим может вызвать непредсказуемые изменения длительности и даже «заедание» схемы в квазистатическом состоянии. Поэтому лучше полярные электролитические конденсаторы в качестве C_0 вообще не применять.

Для получения выдержек в пределах от единиц микросекунд до нескольких секунд с большим успехом могут использоваться одновибраторы на компараторах. Схема такого рода показана на рис. 3.35, г. Если компаратор имеет выход с «открытым коллекто-

ром», то включается относительно малое R_K . В исходном состоянии на выходе схемы (питание однополюсное $+E$) потенциал близок к 0 В, потенциал на входе компаратора «-» равен падению напряжения на открытом диоде $U_D \cong 0,7$ В, а на входе «+» — около 0 В. С приходом положительного входного перепада (рис. 3.35, д), превышающего удвоенное прямое падение напряжения на диоде $2U_D = 1,4$ В, вход «+» оказывается под напряжением, большим, чем вход «-», и выход изменяет свое состояние с 0 на 1 и становится близким к $+E$. Регенеративная положительная обратная связь через R_2 , R_3 подтверждает это состояние, и на входе «+» оказывается напряжение

$$U_+ \cong ER_2 / (R_2 + R_3). \quad (3.71)$$

Конденсатор C_0 начинает заряжаться по закону $[T_0 = (R_{01} \parallel R_{02})C_0, R_K \ll R_{02}]$:

$$U_C(t) = U_-(t) = U_D \exp(-t / T_0) + E[1 - \exp(-t / T_0)], \quad (3.72)$$

пока $U_C(t)$ не станет чуть больше U_+ , и выход вернется в состояние 0. Теперь потенциал U_+ снова резко упадет, и схема быстро окажется в исходном состоянии, так как C_0 разрядится через D_2 , и выход схемы вернется к начальному уровню. Этот процесс разряда C_0 при больших значениях емкости может быть связан с очень большими токами через выходной транзистор и диод D_2 , поэтому при значениях C_0 , больших 10—20 нФ, желательно последовательно с D_2 включать резистор с небольшим сопротивлением (50—100 Ом). Этот резистор, ограничивая ток разряда C_0 , не допускает выхода из строя D_2 и выходного каскада компаратора, но незначительно увеличивает время восстановления схемы. Картина процессов в схеме видна из эюр рис. 3.35, д. Длительность импульса $t_{\text{имп}}$ определим, приравнявая $U_C(t)$ из (3.72) при $t = t_{\text{имп}}$ и U_+ из (3.71):

$$t_{\text{имп}} = T_0 \ln [(E - U_D)(1 + R_3 / R_2) / E]. \quad (3.73)$$

Следует учитывать влияние $I_{\text{см}}$ на процессы в схеме. Поэтому желательно, чтобы $E / (R_{01} \parallel R_{02}) \gg I_{\text{см}}$. Этот тип одновибратора позволяет получать довольно длительные выдержки при умеренных значениях C_0 . Для получения особо длительных выдержек лучше всего использовать цифровые пересчетные схемы со стабильными генераторами опорной частоты.

Термин «таймер» (задатчик временных интервалов) применяют как для обозначения соответствующих узлов систем и компьютеров, так и в качестве названия специализированных микросхем. Особен-

но удачной оказалась схема таймера 555, получившая это обозначение по номеру серии первого изготовителя. По количеству областей применения она может конкурировать даже с операционными усилителями.

Схема 555 имеет внутреннюю структуру, показанную на рис. 3.36, а. В ней используется ряд логических элементов, рассмотренных ниже в главе 4, но принцип их действия достаточно прост. Для работы таймера существенно, что в режиме генератора (рис. 3.36, б) компаратор $Кмп1$ срабатывает, когда на его входе $U_{пор.в}$ напряжение становится выше $(2/3)E$, при этом на выходе схемы устанавливается и фиксируется RS -триггером нулевой уровень, а на выходе триггера — положительный потенциал, насыщающий транзистор разряда T_1 . Конденсатор C , заряженный до $(2/3)E$, начинает разряжаться. Когда напряжение на конденсаторе U_C достигнет потенциала $(1/3)E$, срабатывает компаратор $Кмп2$, который перебросит RS -триггер. На выходе

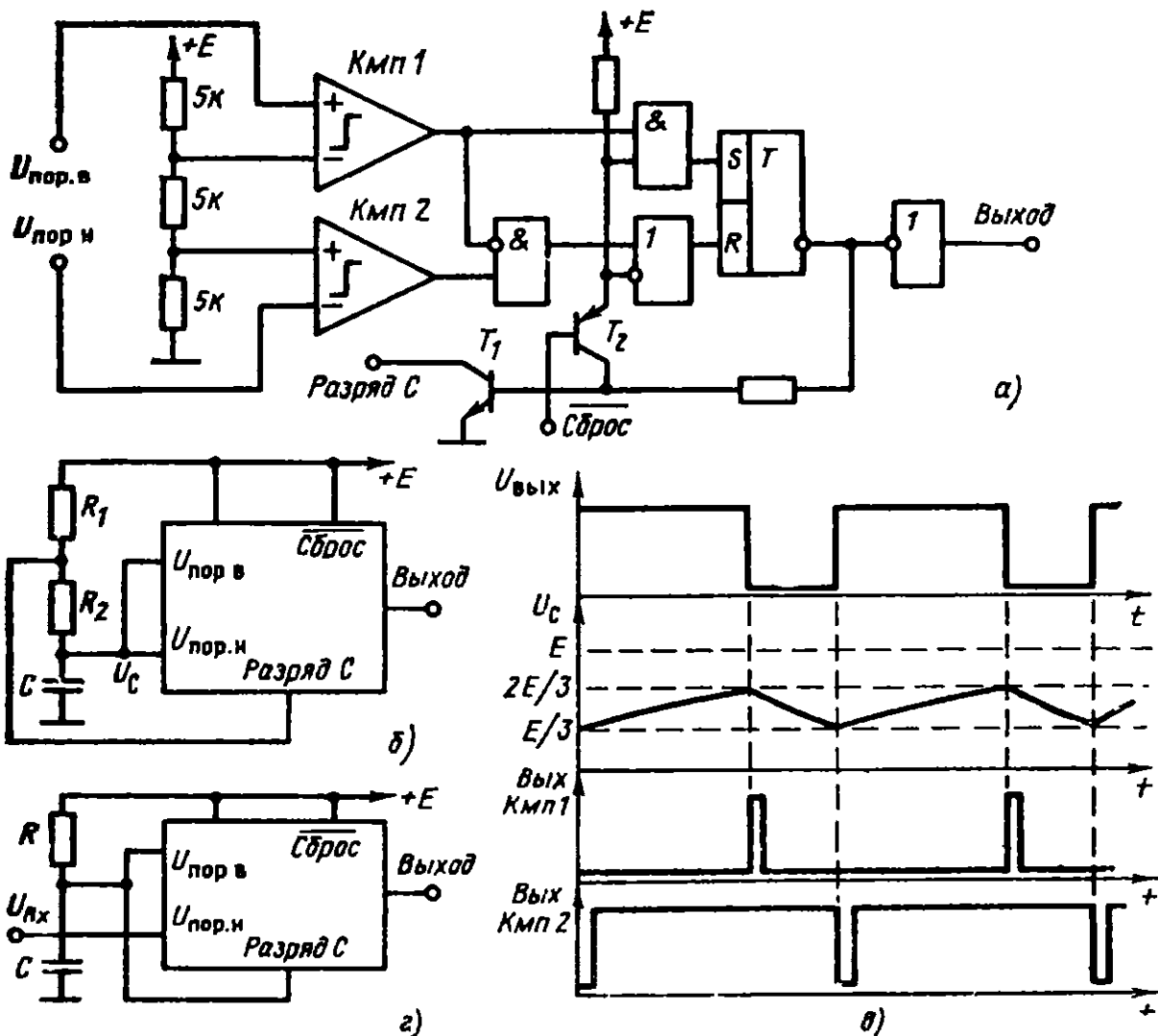


Рис. 3.36. Таймер 555

схемы появляется уровень 1, T_1 запирается, и конденсатор снова начинает заряжаться. Период колебаний схемы равен:

$$T = (R_1 + 2R_2)C \ln 2. \quad (3.74)$$

При таком включении колебания схемы принципиально имеют скважность меньше 2. Если $R_1 = R_2$, то скважность будет равна 1,5. Стабильность схем этого типа около 1 %, они работают при $E = 4,5 \div \pm 16$ В и очень неприхотливы. Сопротивления R_1 и R_2 выбираются в пределах 1 кОм \div 1 МОм, а максимальная частота генерации составляет от 20 до 100 кГц в зависимости от типа схемы и изготовителя.

Если схему 555 включить, как показано на рис. 3.36, *г*, то получим очень хороший по помехоустойчивости и стабильности одно-вибратор, запускаемый отрицательным перепадом входного напряжения от уровня 1 к 0.

В исходном состоянии на выходе схемы 0, транзистор T_1 насыщен, а вход находится под действием положительного потенциала, большего $E/3$. При снижении $U_{вх}$ ниже $E/3$ на выходе появляется 1, а T_1 закрывается. Начинается заряд C до уровня $2E/3$, по достижении которого срабатывает $K_{мп1}$, и схема возвращается в исходное состояние. Длительность импульса составляет

$$t_{имп} = RC \ln 3. \quad (3.75)$$

Вход СБРОС позволяет в любой момент остановить автоколебания или выдержку одновибратора путем задания на этот вход 0. При этом T_2 начинает проводить, низкий уровень на его эмиттере обеспечивает установку выхода в 1, а ток коллектора T_2 , протекающий в базу T_1 , насыщает его, что обеспечивает разряд C . Схема оказывается в состоянии, соответствующем тому, которое возникает в ней после включения питания.

Контрольные вопросы, задачи и упражнения

1. Суммирующий усилитель рис. 3.10 используется для смешения и выравнивания звуковых сигналов от трех источников. Максимальные амплитуды сигналов составляют 6 В, 2 В и 3 В. Шкала выхода усилителя ± 10 В. Рассчитайте сопротивления резисторов в схеме, исходя из того, что ни один источник не должен работать на нагрузку, меньшую 10 кОм. Выходными сопротивлениями источников можно пренебречь.
2. Начертите схему суммирующего неинвертирующего усилителя на ОУ. Выведите формулу для расчета коэффициентов усиления. Источники сигналов считайте генераторами напряжения.

3. Почему следует избегать длинных проводников, соединенных с суммирующей точкой ОУ?
4. Почему в цепи обратной связи усилителей никогда не включают индуктивности и стараются минимизировать паразитные индуктивности проводников, резисторов и других элементов этих цепей?
5. Верхняя граничная частота ОУ $f_T = 10$ МГц, а максимальная скорость нарастания выходного сигнала $V_{U_{\max}} = 20$ В / мкс. Определить полосу пропускания неискаженного синусоидального сигнала в режиме масштабного усилителя (схема рис. 3.9, а) при коэффициентах усиления 2, 10 и в режиме повторителя (рис. 3.9, б).
6. Ток сдвига ОУ $I_{сдв} = 10$ нА. ОУ включен в режиме дифференциального усилителя напряжения по схеме рис. 3.12 с коэффициентом усиления дифференциального сигнала, равным 10. Определить максимальное входное сопротивление дифференциальному сигналу всей схемы, если допустимый сдвиг выхода составляет 10 мВ.
7. Компаратор с окном рис. 3.27, б должен фиксировать выход сигнала $U_{\text{вх}}$ за пределы 6 и 8 В. Источник $E_0 = 15$ В. Рассчитайте делитель R_1 , R_2 и R_3 .
8. Рассчитайте мультивибратор рис. 3.28 на частоту генерации 20 кГц. Примите, что минимальное значение $h_{21Э} = 40$. Выход мультивибратора — коллектор T_2 нагружен на сопротивление 20 кОм. $E = 5$ В.
9. Докажите справедливость формулы (3.59).
10. Рассчитайте одновибратор рис. 3.35, а на длительность импульса 10 мкс. $E = 5$ В, параметры транзистора: минимальное значение $h_{21Э} = 40$, $\tau = 50$ нс.
11. Докажите, что в первом приближении изменения напряжения питания не влияют на частоту мультивибратора рис. 3.28 и длительность импульса одновибратора рис. 3.35, а.
12. Выведите формулы (3.74) и (3.75) для таймера 555.

Глава IV

ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ И КОММУТАТОРЫ

Нуль да нуль — нуль. Один да один... (Задумался).

Д. И. Фонвизин. «Недоросль»

4.1. Логические элементы

Огромное большинство операций управления сводится к командам типа «да»-«нет» или «включен»-«выключен». Эти команды, в свою очередь, формируются на основе анализа присутствия или отсутствия определенных условий. Таким образом, состояние некоторого так называемого конечного автомата можно описать комбинацией нулей и единиц, то есть выразить числами, записанными в двоичном коде. На этом, в частности, основана работа всех вычислительных машин, начиная от калькуляторов и кончая самыми современными персональными компьютерами и суперкомпьютерами. Для выполнения операций с логическими сигналами и двоичными числами служат логические элементы.

«Естественный отбор» среди различных схем логических элементов (ЛЭ) привел к тому, что в настоящее время в основном используются пять типов схем, хотя постоянно появляющиеся технологические усовершенствования в любой момент могут изменить ситуацию. В каждом типе можно выделить базовый логический элемент И-НЕ или ИЛИ-НЕ, а его модификации служат для упрощения структур устройств, построенных на его основе.

Элемент (вентиль) И-НЕ осуществляет логическую операцию умножения сигналов (логических переменных) A , B , C ... с инверсией результата:

$$Y = \overline{A \& B \& C \dots} = \overline{ABC \dots}$$

Это означает, что выходной сигнал $Y=0$ тогда и только тогда, когда $A=B=C=\dots=1$ (произведение $1 \cdot 1 \cdot 1 \cdot \dots \cdot 1$, а логическая инверсия, обозначенная чертой наверху, обращает 1 в 0). Если хотя бы одна из переменных будет равна 0, то $Y=1$. Элемент ИЛИ-НЕ осуществляет сложение логических сигналов. Для него

$$Y = \overline{A + B + C},$$

то есть $Y=0$, если хотя бы один из входов равен 1, и $Y=1$, если все входы равны 0. Иначе говоря, $1+1+1+\dots+1=1$. Таким образом, если сигналы 0 считать единицами, а 1 — нулями, то И-НЕ станет ИЛИ-НЕ, и наоборот.

На рис. 4.1, а и б даны условные обозначения основных типов логических элементов, а на рис. 4.1, в и г — базовые схемы транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ и ТТЛШ). Элемент И-НЕ (рис. 4.1, в) — это схема с ненасыщаемыми транзисторами ТТЛШ (Шоттки). Транзисторы T_2 — T_5 образуют схему логического инвертора, подробно рассмотренную в главе 2 (рис. 2.26, б), а функции логической схемы И выполняет многоэмиттерный транзистор T_1 . Если хотя бы на один из его эмиттеров подано напряжение $U_{\text{Э}} = U_{\text{вх}}^0 \leq 0,5$ В, то он открыт и работает в прямом включении ($U_{\text{К}} > U_{\text{Э}}$, $U_{\text{Б}} > U_{\text{Э}}$), при этом ток базы T_1 отводится в источник входного сигнала, а потенциал коллектора T_1 оказывается равен:

$$U_{\text{Коткр}} = U_{\text{вх}}^0 + U_{\text{БЭ}} - U_{\text{ДШ}} \leq 0,9 \text{ В} < 2U_{\text{БЭ}},$$

где $U_{\text{БЭ}}$ — напряжение на прямосмещенном эмиттерном переходе и $U_{\text{ДШ}}$ — напряжение на прямосмещенном диоде Шоттки между базой и коллектором T_1 . Утечки и обратные токи базы T_2 отводятся через T_1 , и T_2 — T_4 оказываются закрыты. Если на все входы (эмиттеры T_1) подан высокий уровень $U_{\text{вх}}^1$, то транзистор T_1 оказывается в инверсном режиме, n -слои его эмиттеров начинают играть роль коллекторов, а n -слой коллектора — роль эмиттера. Коэффи-

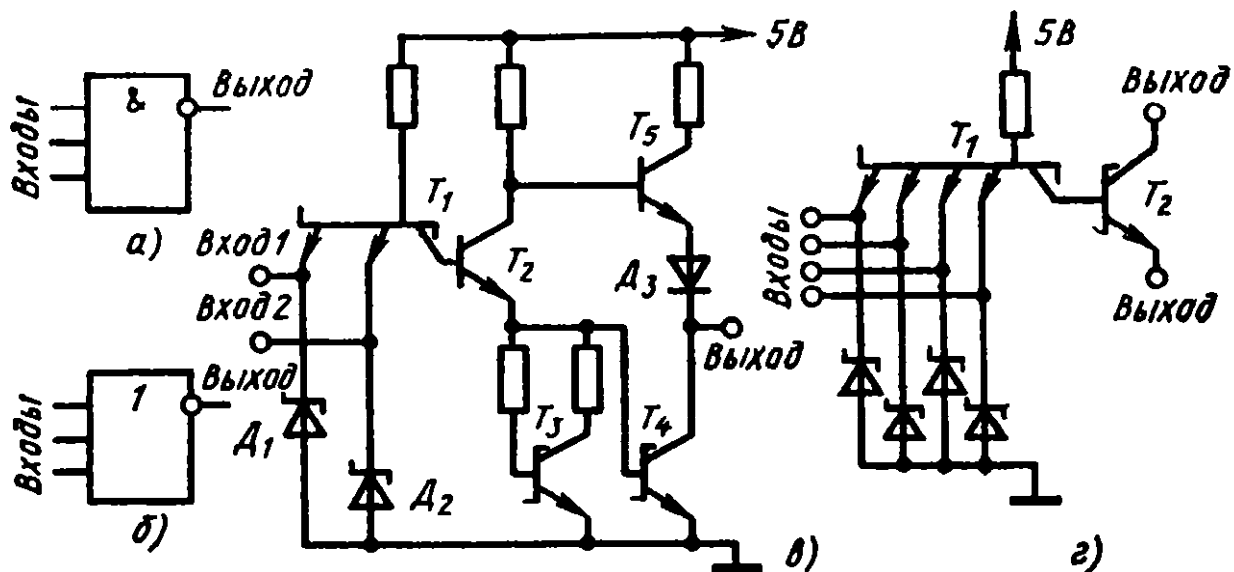


Рис. 4.1. Обозначения логических элементов И-НЕ (а) и ИЛИ-НЕ (б) и базовые схемы ТТЛШ (в, г). T_1 , T_3 , T_4 на схеме в и T_1 , T_2 на схеме г — транзисторы Шоттки (с диодом Шоттки, включённым между коллектором и базой как показано на рис. 2.25)

коэффициент усиления по току у T_1 в этом режиме очень мал, поэтому входной ток, протекающий через эмиттеры, будет всего примерно $5\div 20$ мкА, тогда как в цепи базы пойдет ток, достаточный для полного открывания T_2 . Напряжение на базе T_1 составляет в этом режиме примерно $3U_{БЭ} \approx 2$ В, а потому для обеспечения правильного режима требуется $U_{вх}^1 > 2$ В (обычно указывается минимальное значение $U_{вх\ мин}^1 = 2,3\div 2,4$ В), хотя переключение выхода происходит при $U_{вх} \approx 1,4$ В. Параллельно T_2 могут подключаться транзисторы T_2 схемы рис. 4.1, *з*, при этом происходит логическое сложение выходных сигналов схем (операция ИЛИ) и образуются элементы типа И-ИЛИ-НЕ. Схемы ТТЛ могут иметь до 8 входов, а коэффициент разветвления по выходу обычно равен 10 (к выходу одного элемента могут подключаться входы десяти других). Существует множество модификаций рассмотренной схемы. Схемы с малым быстродействием работают с насыщением транзисторов (без диодов Шоттки). В особо быстродействующих типах ТТЛШ и в элементах, предназначенных для работы на линии связи и на массовые цепи, вместо диода D_3 имеется еще один транзистор, образующий с T_5 составную схему (см. рис. 2.26, *з*). Можно выделить три основных типа ТТЛ-схем. Все они имеют одинаковый номинал питания $5\text{ В} \pm 5\%$, уровни 1 и 0 $U_{вых\ мин}^1 = 2,4$ В, $U_{вх\ мин}^1 = 2,0$ В, $U_{вых\ макс}^0 = 0,5$ В и $U_{вх\ макс}^0 = 0,8$ В. Для всех схем одинакова и допустимая амплитуда импульсных помех — $U_{пом\ макс} = 0,3$ В. Отличия заключаются в потребляемом токе (и, следовательно, рассеиваемой мощности), задержке распространения и амплитуде создаваемого схемой тока помехи при переключении выхода. ТТЛ и ТТЛШ потребляют около 6 мА на вентиль, а маломощные ТТЛШм — около 1 мА. Задержка распространения сигнала у ТТЛ и ТТЛШм около 35 нс на вентиль, тогда как у ТТЛШ — 5 нс. Ток помехи $I_{пом\ макс}$ у ТТЛ и ТТЛШ — 15 мА, у ТТЛШм — $5\div 10$ мА.

В схемах автоматики наилучшие показатели дают ТТЛШм — их быстродействие практически всегда достаточно, а малое потребление тока (в 5 раз меньше, чем у обычных ТТЛ!) позволяет избавиться от слишком мощных источников питания и вентиляторов.

Две особенности схем ТТЛ вызывают наибольшие трудности при построении систем. Первая связана с генерацией токов помех при переключениях. Одна из этих помех вызывается тем, что в эти моменты оба транзистора выходного каскада открыты. Как следствие, возникают импульсы напряжения на шинах питания и земли (рис. 4.2, *а*), амплитуда которых достаточна для паразитного запус-

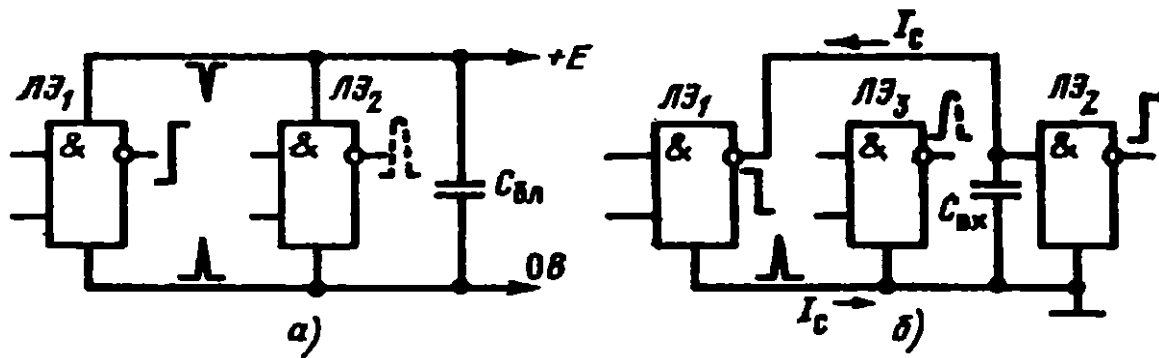


Рис. 4.2. Помехи в ТТЛ-схемах

ка соседних схем. Эта проблема решается установкой высокочастотных (!) блокировочных конденсаторов между питанием и землей непосредственно вблизи корпуса ИМС. Если в корпусе одновременно могут переключаться n элементов, то оценить максимальную помеху при наличии конденсатора емкостью $C_{бл}$ можно как $U_{пом} \cong nI_{пом макс} t_{фр} / C_{бл}$. Параметры элементов ТТЛ таковы, что емкость $C_{бл} / n = 1$ нФ снижает эти помехи до пренебрежимо малого уровня. Поэтому емкости 0,05—1 мкФ абсолютно достаточно для подавления этих помех. Выбирать большие значения не следует, так как конденсаторы большей емкости имеют и большие значения собственной индуктивности, и ситуация может ухудшиться. Однако эти конденсаторы не убирают другой тип импульсных помех, причина возникновения которых видна из рис. 4.2, б. При переключении выхода элемента ЛЭ₁ из 1 в 0 возникает ток разряда входной емкости $C_{вх}$ элемента ЛЭ₂. Этот ток замыкается вне контура источника питания и вызывает импульсы напряжения на шине земли. Единственный способ избавиться от этих емкостных помех — обеспечить малое сопротивление и индуктивность шины земли, выполнив ее в виде широкой плоской полосы на печатной плате.

Вторая особенность ТТЛ-схем состоит в том, что не следует оставлять их входы свободными, не соединенными с нулевой шиной или с шиной, имеющей потенциал 1. Обычно на свободные входы подается потенциал логической 1, но нельзя это делать, соединяя вход непосредственно с шиной питания. Это рано или поздно приведет к пробоем схемы. Свободный вход можно соединить с +5 В через сопротивление 1—2 кОм. Еще лучше на плате выбрать один или два незадействованных логических элемента и у них заземлить входы, а их выходы использовать для задания 1 на свободные входы других логических элементов.

В выходных узлах и системах связи (интерфейсах) используются разновидности ТТЛ-схем, называемые схемами с открытым коллек-

тором и двунаправленными шинными формирователями или схемами с тремя состояниями. Схема с открытым коллектором (рис. 4.3, а) — это просто ТТЛ-схема, но без нагрузочного повторителя. Такие схемы могут использоваться для выдачи данных на внешние шины, управления индикацией, связи ТТЛ-устройств с устройствами с другими типами логики. Схемы рис. 4.3, а допускают объединение выходов (проводное ИЛИ), которые в этом случае соединяются с $+E$ через общий резистор нагрузки. Объединение выходов обычных ТТЛ-схем недопустимо!

При организации связей одна из главных задач — уменьшение числа проводов в линии связи, а также числа выводов у устройств (входов и выходов). Чтобы иметь возможность по одной и той же линии (проводу) и передавать, и принимать информацию (логические сигналы), надо располагать схемами, которые в зависимости от сигнала управления («прием» или «передача») способны только выдавать сигналы на линию связи или только считывать их с нее. Логические элементы рис. 4.3, а позволяют организовать такую связь (рис. 4.3, б). Когда на входе управления (УПР) сигнал 1, то $ЛЭ_{1-1}$ открыт и воспринимает сигналы с информационной линии. Одновременно открывается передающий $ЛЭ_{2-2}$, и информация поступает по линии связи из устройства 2 в устройство 1. При 0 на управляющем входе информация от устройства 1 передается в устройство 2. Нагрузочные резисторы ставятся на обоих концах линии и подобраны так, чтобы 1 соответствовал потенциал около 3,5 В. Потенциал 0 на линии определяется $ЛЭ_{1-2}$ и $ЛЭ_{2-2}$. На рис. 4.3, б дана простейшая схема. Обычно организация шин более сложна и число служебных линий больше одной, а число информационных линий зависит от разрядности передаваемых параллельно двоичных слов (1/2 байта — 4 разряда, 1 байт — 8 разрядов и т. д.). Основные недостатки схем с

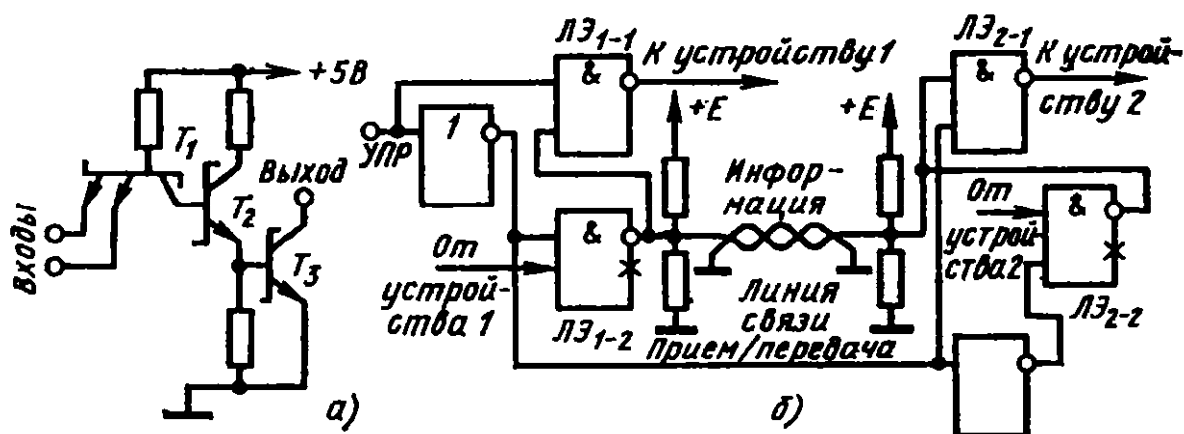


Рис. 4.3. ТТЛ-схема с открытым коллектором (а) и ее применение для передачи сигналов по линии связи (б). Открытый коллектор обозначается крестиком

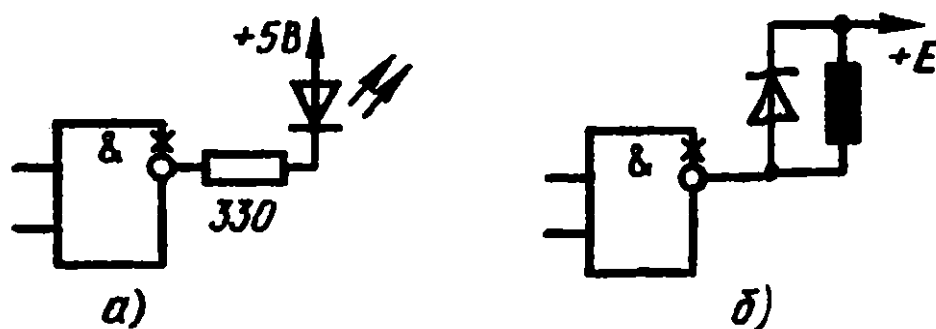
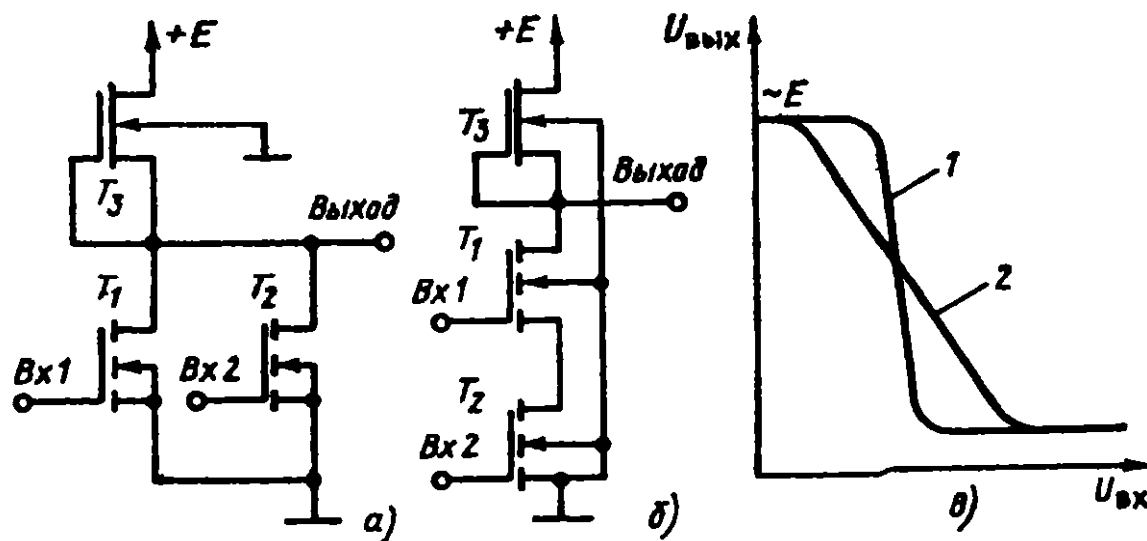


Рис. 4.5. Подключение нагрузок в ТТЛ-схеме рис. 4.3, а

По широте применения со схемами ТТЛ(Ш) успешно конкурировали n -МОП-логические схемы (рис. 4.6). Логический элемент рис. 4.6, а — это схема ИЛИ-НЕ, а рис. 4.6, б — И-НЕ. Если в схеме рис. 4.6, а открыт T_1 или T_2 (на входе 1 или 2 — высокий уровень), то на выходе 0 — низкий уровень. В схеме рис. 4.6, б низкий уровень выхода достигается только при условии, когда и T_1 , и T_2 открыты. В старых разработках все транзисторы в МОП-логических элементах были обогащенного типа, при этом затвор нагрузочного транзистора T_3 приходилось соединять с общим питанием или смещать через дополнительный источник питания, чтобы обеспечить проводимость T_3 . Транзистор T_3 оказывался в режиме квазилинейного нагрузочного резистора, что приводило к повышенному потреблению тока при 0 на выходе, затягиванию фронтов и малой крутизне передаточной характеристики ЛЭ (рис. 4.6, в, характеристика 2). Современные технологические приемы позволили резко уменьшить площадь, занимаемую отдельным транзистором, и изготавливать T_3 обедненного типа (характеристика 1 на рис. 4.6, в). Благодаря этому снизились собственные емкости схемы, и выросло быстродействие. Кроме

Рис. 4.6. n -МОП-элементы ИЛИ-НЕ (а), И-НЕ (б) и их характеристики (в)

того, n -МОП-схемы стали полностью совместимыми с ТТЛ по номиналу питания и уровням сигналов 0 и 1. Однако следует помнить, что n -МОП-логический элемент может работать только на один вход ТТЛ. По быстродействию n -МОП-схемы уже сравнимы с ТТЛ-элементами, но их нагрузочная способность значительно меньше.

Комплементарные (дополняющие) схемы КМОП получили широкое распространение и постепенно вытесняют другие типы логических элементов благодаря исключительно малому потреблению мощности при высокой нагрузочной способности и помехоустойчивости. В основе этих схем лежит инвертор рис. 2.22, а. На рис. 4.7 показаны двухвходовые схемы КМОП. Так как в статических состояниях либо p -, либо n -канальные транзисторы закрыты, то ток от источника питания не отбирается. Вся мощность в КМОП-приборах уходит только на перезаряд емкостей затворов транзисторов (в статике ЛЭ потребляет не более 100 нВт). Быстродействие КМОП-схем существенно зависит от напряжения питания. Обычно для него задается широкий диапазон (например, 3÷15 В), но питание ниже 5 В использовать не стоит — слишком ухудшаются характеристики. При $E = 5$ В КМОП-схемы совместимы с ТТЛ, но имеют посредственное быстродействие (времена задержки до 50 нс). Рассеиваемая мощность зависит от числа входов ЛЭ (то есть от суммы перезаряжаемых входных емкостей). Удельная «динамическая» мощность на ЛЭ равна:

$$P_{\text{дин}} = E^2 C_{\text{вх}} f,$$

где f — тактовая частота, $C_{\text{вх}}$ — суммарная входная емкость ЛЭ. Например, при $E = 5$ В, $C_{\text{вх}} = 1$ пФ и $f = 1$ МГц $P_{\text{дин}} = 25$ мкВт (примерно в 500 раз больше статической).

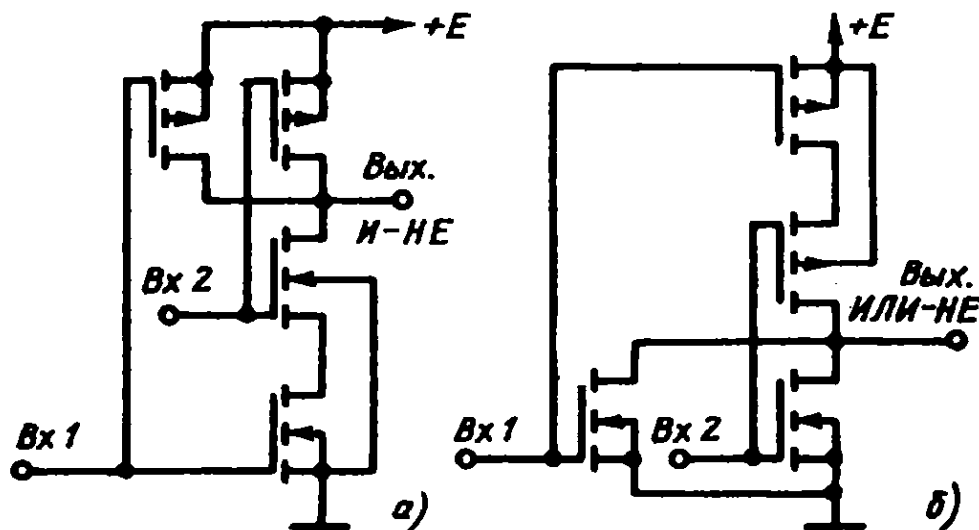


Рис. 4.7. КМОП-элементы

Все МОП-схемы в принципе ведут себя более капризно, чем элементы на биполярных транзисторах. Прежде всего они подвержены действию статических электрических зарядов и наводок от внешних источников. Если затвор МОП-прибора оказывается разомкнут, то почти наверняка он будет пробит. Огромное входное сопротивление приводит к тому, что ничтожная емкостная связь с внешним источником электрического поля создает на затворе потенциал в сотни вольт. Входные затворы защищают специальными диодными структурами, но это не всегда помогает. Паяльник, инструмент и металлический монтажный стол должны быть заземлены при монтаже МОП-приборов, а выводы затворов должны замыкаться извне на подложку, пока они не присоединены к внешним, соединенным с землей цепям. Свободные входы обязательно должны соединяться с внешними шинами E или 0 В, включая неиспользуемые ЛЭ. При быстром включении питания МОП-элементы старых серий могут переходить в «тиристорный» режим за счет приповерхностных n - p - n - p -структур. В такой структуре возникает обратимый лавинный пробой, и она начинает проводить сравнительно большой ток (до 100 мА), кристалл разогревается и, если питание быстро не отключить, сгорает. Поэтому желательно использовать стабилизаторы с постепенным нарастанием напряжения после включения питания (с замедленным включением). В КМОП-схемах за счет очень малого потребления тока возможны совершенно неожиданные эффекты. Например, при работе от ТТЛ-схемы КМОП ИМС может исправно работать при отсутствии питания! Это происходит за счет того, что с одного из ТТЛ-выходов идет высокий уровень, и через защитный диод это напряжение проходит на вывод питания МОП-схемы. Беда в том, что эта неисправность (непропаянный вывод питания КМОП-схемы) может дать о себе знать в самый неподходящий момент. Фронты МОП-схем при работе на внешнюю нагрузку не только много больше, чем у ТТЛ, но и, что опаснее, имеют большой разброс по длительности из-за сравнительно больших выходных сопротивлений. Это может вызывать существенные нарушения в синхронизации устройств (разработчик предполагает одну последовательность сигналов, а она совсем другая) и требует большого внимания при проектировании. Тем не менее благодаря своим уникальным свойствам, малой удельной мощности и большой плотности расположения на кристалле МОП-схемы стали основой большинства разработок однокристалльных процессоров, запоминающих устройств и других БИС (больших интегральных схем). Благодаря субмикронным размерам МОП-схемы в БИС работают на частотах, превышающих 1 ГГц.

Элементы ТТЛ, *n*-МОП и КМОП образуют группу взаимно сопрягаемых элементов с совместимым питанием и уровнями сигналов. Это важнейшее обстоятельство с точки зрения построения систем.

Еще два типа логических элементов на биполярных транзисторах используются в современной схемотехнике. Для построения систем с очень высоким быстродействием применяются схемы эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) (рис. 4.8, *а*). В основе схемы — дифференциальный каскад. При низких потенциалах на входах ток I_0 протекает через T_3 (совпадение для отрицательной логики), и на выходе И появляется низкий уровень (около $-1,7$ В), соответственно на выходе И-НЕ — уровень высокий (около $-0,7$ В). Если на любом из входов окажется высокий уровень, то T_3 практически закрывается и выходы оказываются в противоположных состояниях. Через T_1 — T_3 всегда проходит неизменный ток I_0 , и потребление тока не меняется при переключениях. Схема практически не генерирует помех по шинам земли и питания. Так как транзисторы всегда находятся в активном режиме (или при неглубокой отсечке тока), то быстродействие ЭСЛ велико (задержка распространения менее 1 нс), но это достигается ценой большого потребления тока и мощности.

Схемы ЭСЛ — сугубая принадлежность сверхбыстродействующих устройств. Выпускаются специальные схемы их сопряжения с ТТЛ-схемами, но без необходимости ЭСЛ использовать не следует.

Другая разновидность логических схем — схемы с двойной инжекцией $I^2Л$ — принципиально предназначена для создания БИС. В этих схемах используется тот факт, что базовая диффузия при *n-p-n*-технологии позволяет получать боковые (горизонтальные) *p-n-p*-транзисторы, у которых базовым слоем служат коллекторные слои *n-p-n*-транзисторов. В $I^2Л$ *n-p-n*-транзисторы используются в

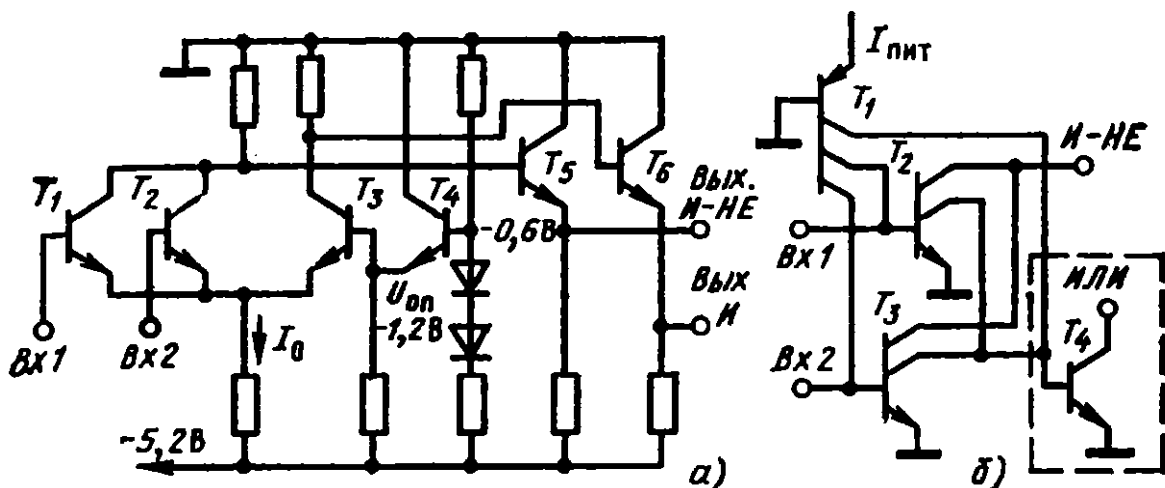


Рис. 4.8. Типовые логические элементы ЭСЛ и $I^2Л$

инверсном режиме и выполняются со многими n -областями — коллекторами (эти области в прямом включении служат эмиттерами — см., например, T_1 на рис. 4.1, *а*), причем инверсное усиление достаточно велико (общий слой обычной «коллекторной» области служит общим эмиттерным слоем для всех n - p - n -транзисторов схемы). В результате получаем структуру, которая функционально выглядит, как показано на рис. 4.8, *б*. Если один из входов этого ЛЭ замыкается на землю через соединенные с ним выходы — коллекторы аналогичных ЛЭ, то ток инжектора T_1 отводится на землю от базы n - p - n -транзистора. Последний размыкается, то есть переходит в состояние 0 на выходе. Открытый n - p - n -транзистор означает 1, а закрытый — 0. Эти схемы не допускают объединения по входу, а только объединение по выходу (один коллектор не может соединяться более чем с одним из входов).

Питание И²Л осуществляется заданием тока $I_{\text{пит}}$, а не напряжения E , причем напряжение на эмиттере T_1 составляет всего $+U_{\text{бэ}}$ относительно земли. Помехоустойчивость и быстродействие возрастают с увеличением $I_{\text{пит}}$, но в принципе потребляемый ток на один ЛЭ обычно составляет несколько микроампер. Поэтому схемы И²Л имеют очень низкую рассеиваемую мощность, обеспечивая быстродействие, сравнимое с ЭСЛ. Устройства на И²Л — обычно «внутренние» устройства БИС. Для работы во «внешних» режимах у них слишком малы перепад уровней и помехоустойчивость.

4.2. Функциональные логические узлы

Триггеры

Для быстрого запоминания цифровой двоичной информации служат триггеры — схемы с двумя устойчивыми состояниями. Простейший RS -триггер показан на рис. 4.9, *а*. Если на обоих входах, установки (в 1) — вход S и сброса (в 0) — вход R , находятся сигналы 0, то на одном из выходов (Q или \bar{Q}) будет 0, а на другом — 1. Если подать 1 на вход S , то триггер обязательно окажется в состоянии $Q=1$, $\bar{Q}=0$. Если 1 подана на вход R , то последующее состояние $Q=0$, $\bar{Q}=1$. Таким образом, эта схема может запоминать двоичную информацию (1 разряд или 1 бит). Недостаток этой схемы состоит в том, что при одновременном задании $R=S=1$ состояние выхода после снятия сигналов R и S оказывается неопределенным. Возникнут гонки — какой элемент быстрее изменит свое состояние из 1 в 0 (другой останется в 1). Это не позволяет строить на RS -триггерах

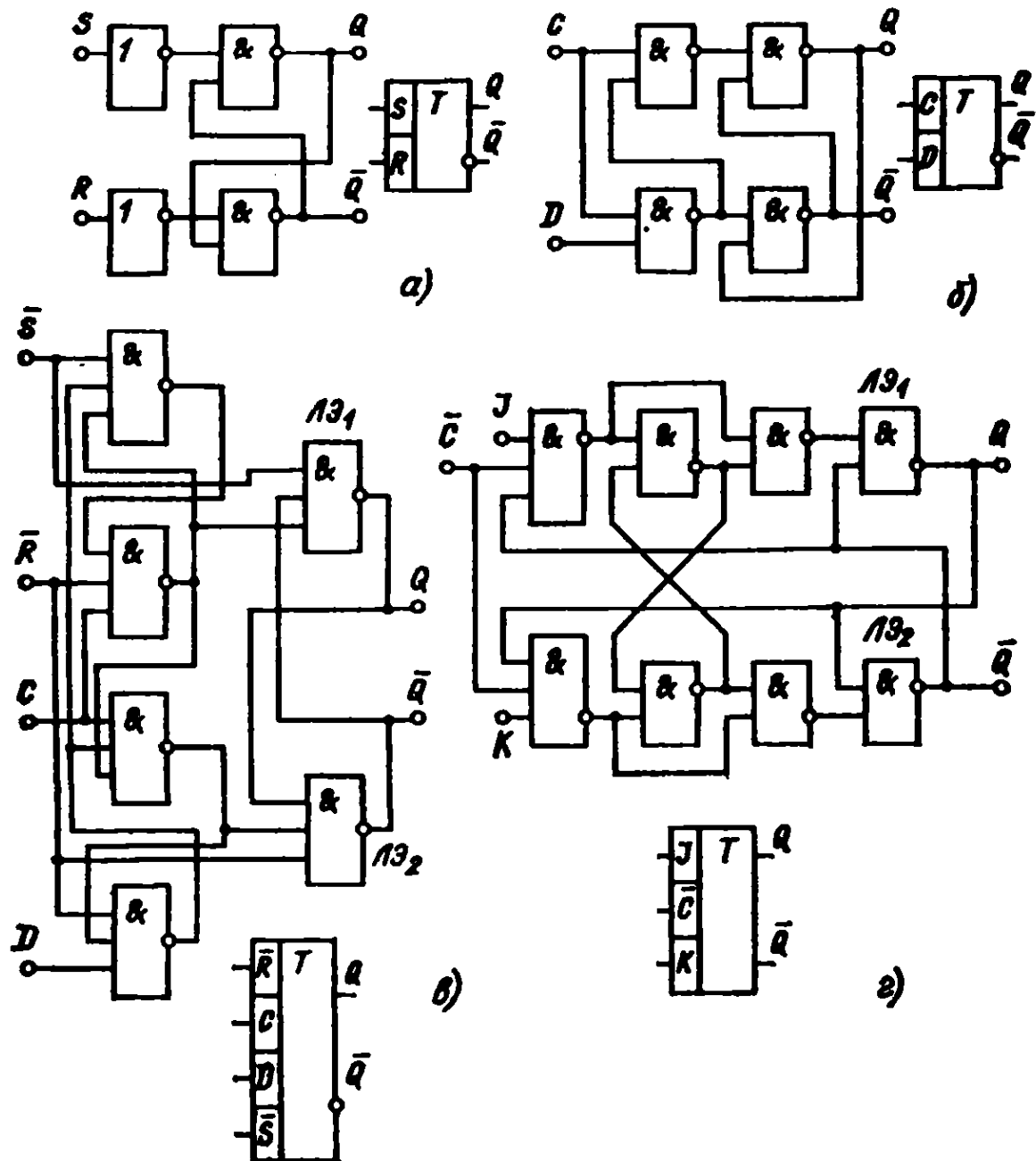


Рис. 4.9. Схемы триггеров и их обозначения

пересчетные схемы, способные подсчитывать число импульсов (единиц), приходящих на вход.

Модифицировав схему (рис. 4.9, б), получим D -триггер, изменяющий свое состояние при появлении импульса синхронизации на входе C в соответствии с состоянием D -входа.

Для создания пересчетных схем используются динамические D -триггеры (рис. 4.9, в) и JK -триггеры со структурой ведущий — ведомый $JKMS$ (рис. 4.9, г). В обеих схемах исключаются гонки и неопределенные состояния за счет того, что выходные триггеры на ЛЭ₁, ЛЭ₂ схем рис. 4.9, в и г хранят предыдущее состояние, пока входные цепи воспринимают изменения состояния входов. Выход

меняет свое состояние по одному из фронтов сигнала синхронизации (положительный фронт в схеме рис. 4.9 *в* и отрицательный для схемы рис. 4.9, *г*).

Наиболее существенно, что это изменение происходит с некоторым запаздыванием относительно входного фронта, а потому исключаются гонки и неопределенные состояния. Вместе с тем указанное время ограничивает снизу длительность импульсов и пауз на входах синхронизации (на уровне $2-3t_{зд\ p}$).

Входы \bar{R} , \bar{S} (рис. 4.9, *в*) и J , K (рис. 4.9, *г*) используются для записи информации. В первом случае — это принудительное занесение, независимо от состояния входов C и D . В JK -триггере ведущий — ведомый это занесение возможно только при 1 на входе \bar{C} . При $J = K = 1$ триггер перебрасывается по каждому входному импульсу \bar{C} , при $J = K = 0$ вход \bar{C} не влияет на выход, а при $J \neq K$ по импульсу \bar{C} происходит установка в соответствующее состояние.

Регистры и счетчики

На основе триггеров строится множество функциональных схем. Для хранения многоразрядных двоичных чисел (слов) используются регистры, представляющие собой параллельное соединение большого числа RS - или D -триггеров. Если соединить динамические D -триггеры, как показано на рис. 4.10, *а*, то получим регистр сдвига. По каждому тактовому импульсу на входе синхронизации информация передвигается в нем от входа к выходу Q_n . При включении по схеме рис. 4.10, *б* те же триггеры образуют счетчик импульсов (или делитель частоты). В нем тактовым сигналом для каждого последующего триггера служит выход предыдущего триггера, а связи выходов \bar{Q} со входом D обеспечивают переброс триггеров. В счетчике накапливается двоичное число, показывающее, сколько импульсов пришло на его вход. Схема рис. 4.10, *б* проста, но у нее низкое быстродействие — сигнал переноса долго распространяется вдоль цепочки триггеров. Например, если в первых $(n - 1)$ разрядах n -разрядного счетчика записаны 1, а в последнем — 0 (двоичное число в счетчике есть $011...1$ — только старший разряд равен 0), то с приходом следующего счетного импульса состояние счетчика должно измениться на $100...0$. Старший разряд станет 1, а во всех младших окажутся нули. Это означает, что записанное в счетчике число сменилось с $2^{n-1} - 1$ на 2^{n-1} (максимальное число или емкость счетчика есть $2^n - 1$). Процесс изменения состояния счетчика будет продолжаться, пока происходит перенос единиц от разряда к разряду. Сначала первый разряд перейдет в состояние $Q = 0$. Положи-

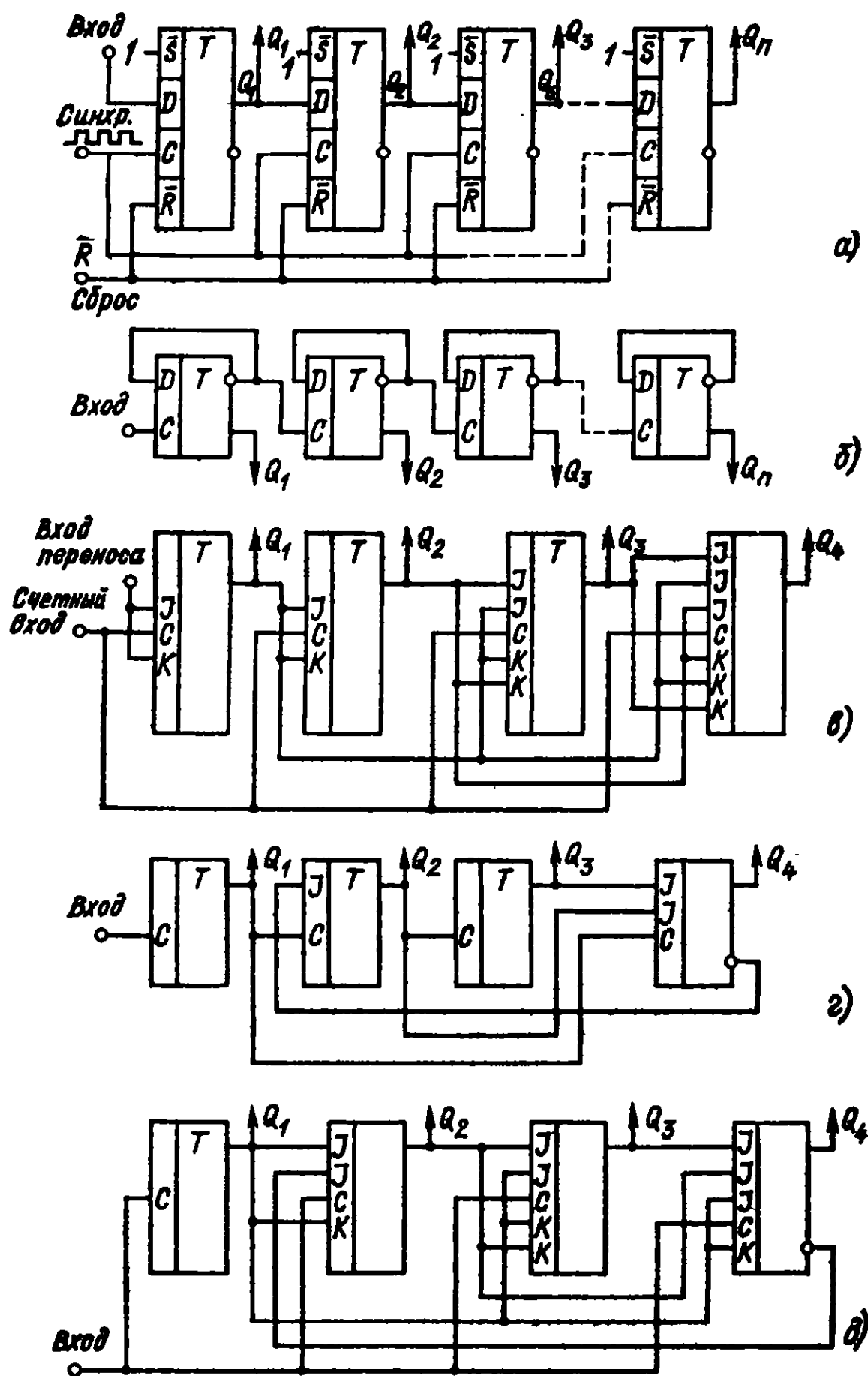


Рис. 4.10. Схемы регистра сдвига (а), двоичных (б, в) и двоично-десятичных (г, д) счетчиков

тельный фронт на выходе \overline{Q} (на этом выходе $0 \rightarrow 1$) вызовет переход второго разряда в 0 при наличии 0 на его входе D и т. д. На входе D n -го разряда действует 1, поэтому фронт переноса вызовет его переход из 0 в 1. Таким образом, выходной код установится только через $2nt_{зд\ p}$ (в каждом триггере сигнал проходит через два логических элемента). При большом числе разрядов и высокой входной частоте счетчик будет правильно пересчитывать импульсы, но никогда не покажет на выходе верный результат. Например, характерным значением времени распространения ($2t_{зд\ p}$) для ТТЛ-схем будет примерно 80 нс на разряд. В 10-разрядном счетчике время распространения сигнала составит 800 нс. Если входная частота больше 1,25 МГц, то следующий входной импульс может появиться раньше, чем окончится покаскадный перенос! Поэтому многоразрядные счетчики обычно делают синхронными (тактовые входные импульсы одновременно подаются на все триггеры) и с групповым или сквозным переносом. Входной импульс (рис. 4.10, в) возбуждает одновременно входы синхронизации (иначе называемые счетными входами) всех триггеров, а их переключение (или запрет такового) определяется состоянием предыдущего триггера. В многокаскадных счетчиках при этом потребуется слишком большое число входов J и K (или $LЭ$ с большим числом входов). В этом случае формируют сигнал группового переноса, разрешающий перенос в следующую группу триггеров, когда $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 1$ (для четырехразрядной группы).

Заметим два обстоятельства. Во-первых, работа всех счетных триггеров и счетчиков основана на наличии внутренних задержек распространения сигналов у $LЭ$. Именно $t_{зд\ p}$ обеспечивает исключение «гонок» и неопределенных состояний. Во-вторых, счетчики при переполнении возвращаются в нуль. Это значит, что n -разрядный счетчик, способный пересчитать $2^n - 1$ импульсов, при подаче 2^n -го импульса устанавливается в исходное состояние $Q_1 = Q_2 = \dots = Q_n = 0$. Таким образом, счетчик одновременно является делителем частоты на 2^n .

Пересчет импульсов на числа, кратные двум, не всегда удобен. Например, может потребоваться десятичное представление чисел. В этом случае каждому разряду десятичного числа ставят в соответствие четыре двоичных разряда ($1_2 = 1_{10}$, $10_2 = 2_{10}$, $11_2 = 3_{10}$, ... , $1001_2 = 9_{10}$) и требуются двоично-десятичные счетчики, разбитые на группы — тетрады (четыре двоичных разряда в тетраде имеют соответственно веса 8, 4, 2, 1 — код 8421). Чтобы в тетраде не появлялось двоичное число, большее 1001 (9_{10}), в ней вводят обратную

связь с последнего, старшего разряда на второй разряд по J -входу (рис. 4.10, z и d). С помощью аналогичных связей реализуются счетчики с произвольными коэффициентами пересчета, в том числе переменными, задаваемыми извне.

В цифровых следящих системах и во многих других случаях требуются реверсивные счетчики, способные считать импульсы в обоих направлениях. Эти схемы могут быть как с изменяемым направлением счета по одному входу, так и с двумя входами — прямым и обратным. В схеме первого типа при сигнале 1 на входе управления открыты вентили прямого счета, при 0 на управляющем входе открываются вентили счета в обратном направлении. В схеме второго типа имеются два входа: «+» и «-». Здесь импульсы прямого счета + поступают только на триггеры, предыдущие разряды которых находятся в единичном состоянии, а импульсы обратного счета (-) — соответственно на триггеры, предыдущие разряды которых содержат только нули.

Существует и выпускается в виде схем средней степени интеграции множество схем счетчиков различного назначения на ТТЛ-, МОП- и КМОП-элементах.

При включении счетчика в систему не забудьте сформировать сигнал установки нуля (сброса), подаваемый перед началом работы, и также не забудьте обеспечить его отключение при переходе к счетному режиму. Это особенно важно в схемах недвоичных счетчиков, так как у них всегда есть запрещенные состояния, из которых сами схемы могут не выходить.

Суммирующие устройства

Для выполнения арифметических операций с двоичными числами служат схемы суммирования (сумматоры). Простейшая одnorазрядная схема суммирования показана на рис. 4.11, a . Она вырабатывает сигнал переноса $\bar{P} = 0$, когда $A = B = 1$, при этом сумма $S = 0$. Если $A = B = 0$, то $\bar{P} = 1$ и $S = 0$, но при $A = 1, B = 0$ или $A = 0, B = 1$ $S = 1$, а $\bar{P} = 1$.

Часть схемы, обведенная штриховой линией, называется логическим элементом, реализующим функцию неравнозначности (ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ), а вся схема рис. 4.11, a — полусумматором, так как она не воспринимает переноса из младших разрядов. Эту схему можно упростить, как показано на рис. 4.11, b . Из двух полусумматоров строится разряд сумматора рис. 4.11, $в$, где результат суммирования n -го разряда чисел A и B суммируется с сигналом

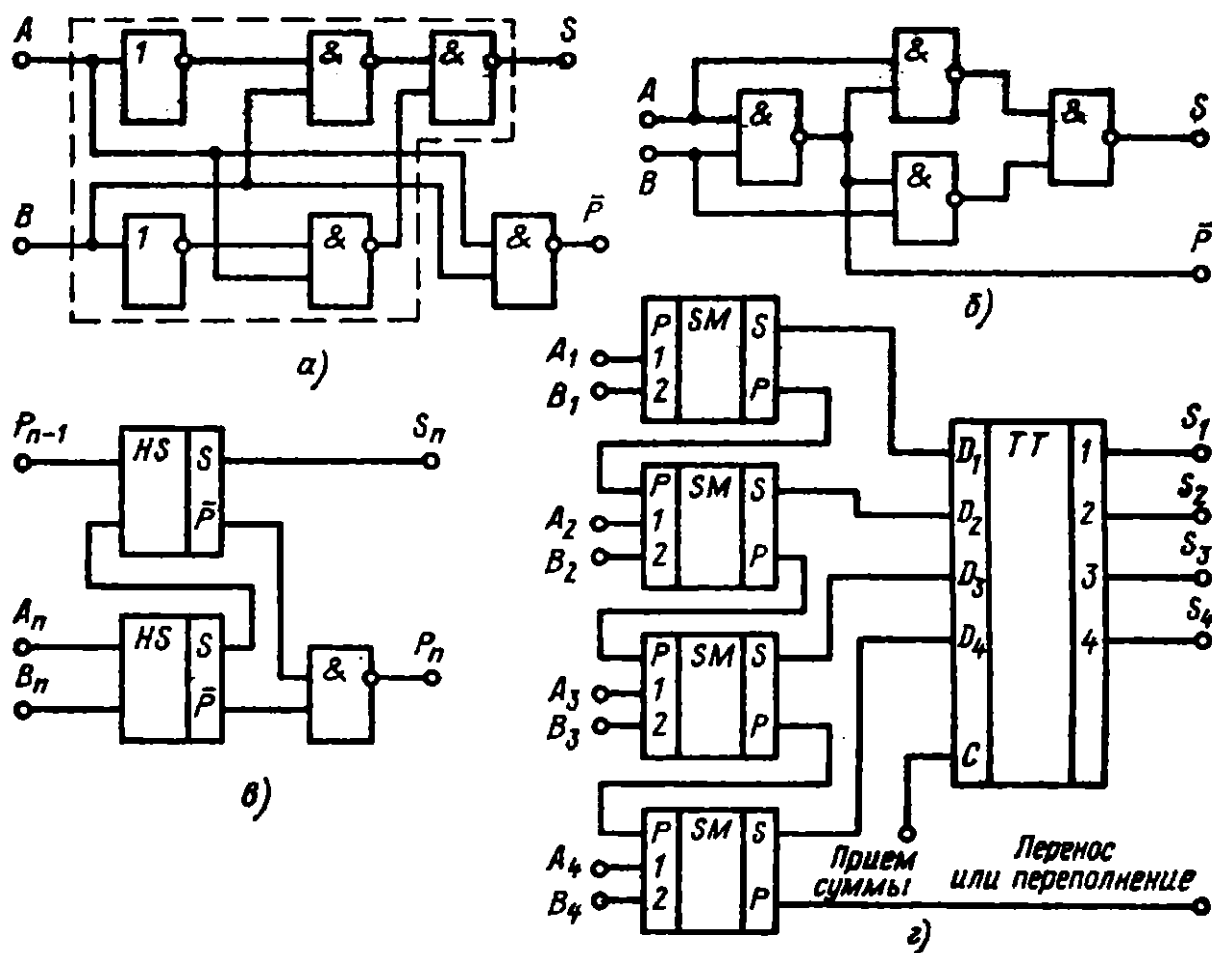


Рис. 4.11. Полусумматоры *HS* (а, б), одноразрядный сумматор *SM* (а) и полная схема четырехразрядного двоичного сумматора (г)

переноса от $(n - 1)$ -го разряда и вырабатывается перенос P_n в следующий, старший разряд.

Каскадно объединяя одноразрядные сумматоры и добавляя к ним для задания слагаемых и (или) фиксации результата регистры, получаем простейший накопительный сумматор (рис. 4.11, г). Подобно счетчикам с покаскадным переносом эта схема будет иметь минимальное быстродействие (при заданном типе элементов), но, так же как и в счетчиках, организация группового или сквозного переноса позволяет решить эту проблему.

Вычитание двоичных чисел производится также с помощью сумматора, только уменьшаемое суммируется с дополнительным кодом вычитаемого. Для получения дополнительного кода двоичного числа берется его обратный код, в котором все 0 заменены на 1, а 1 заменены на 0, и к полученному числу прибавляется 1.

Умножение и деление можно производить обычным методом сдвига и последовательного сложения (вычитания). Для ускорения этих операций часто используются специализированные устройства, в которых зафиксирована таблица умножения.

*Преобразователи кодов и мультиплексные схемы
(цифровые коммутаторы)*

В устройствах и системах неизбежно используются различные виды кодирования информации, и одна и та же информация может быть представлена различными совокупностями двоичных нулей и единиц в зависимости от конкретной ситуации. Приведем примеры:

- а) двоичное и двоично-десятичное представления чисел при обработке данных и их вводе-выводе из вычислительной системы;
- б) дешифрация двоично-десятичного кода 8421 в сигналы управления семисегментным индикатором;
- в) выдача сигнала включения на линию управления устройством по заданному двоичному номеру устройства (n двоичных разрядов управляют 2^n линиями) — двоичное декодирование или дешифрация;
- г) преобразование однобитовых сигналов, поступающих с линий, в двоичный код (определение двоичного номера одной из n линий) — двоичное кодирование или шифрация;
- д) преобразование параллельного числоимпульсного кода в двоичный код (параллельный подсчет числа возбужденных шин);
- е) преобразование двоичного кода в помехозащищенные коды (код Грея, например) и обратное преобразование при передаче информации по линиям связи.

Эти задачи могут решаться с помощью соответствующих счетчиков, но объем оборудования и быстродействие таких схем будут совершенно неудовлетворительны. Поэтому для кодирования и декодирования применяются специализированные схемы. В частности, для выполнения перечисленных выше функций существуют биполярные и МОП ИМС, в необходимых случаях (например, при управлении индикацией) имеющие достаточно мощный выход.

Строятся кодеры и декодеры на основе многовходовых ЛЭ. На рис. 4.12, а показан параллельный дешифратор (декодер) на восемь входов, управляемый трехразрядным двоичным кодом. В такой схеме наибольшее число входов ЛЭ ограничивает число выходов (при N входах элемента 2^N выходов). Чтобы упростить задачу, строят многоступенчатые дешифраторы, однако последовательное включение ЛЭ ухудшает быстродействие. Двоичная кодирующая схема на восемь входов показана на рис. 4.12, б. Эта схема также может быть сделана многоступенчатой.

Близкой задачей является мультиплексирование и демultipлексирование цифровой информации. Мультиплексор — это схема, пропускающая на выходную линию логические сигналы с одного из своих информационных входов, опрашиваемого или вызываемого

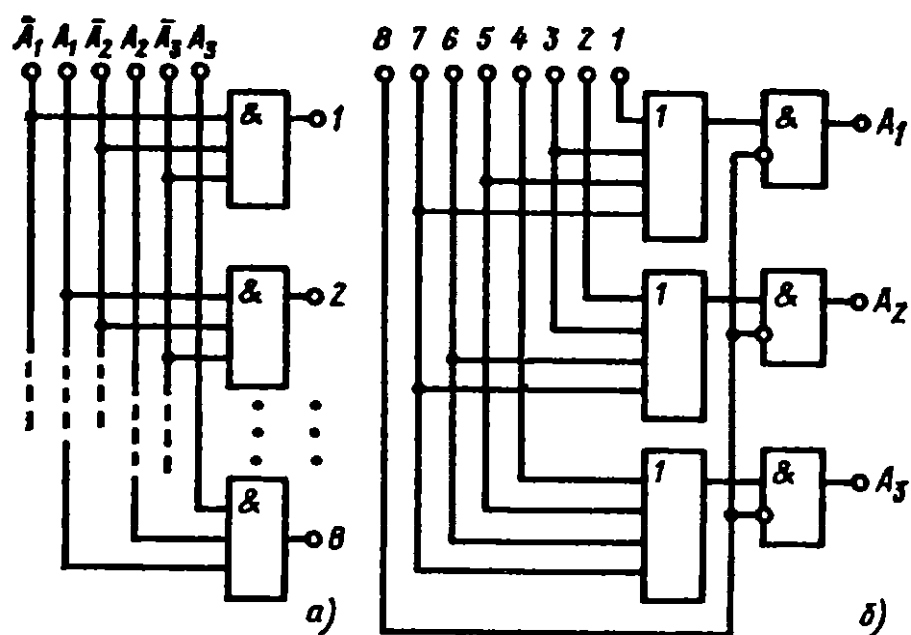


Рис. 4.12. Двоичные дешифратор (а) и шифратор (б)

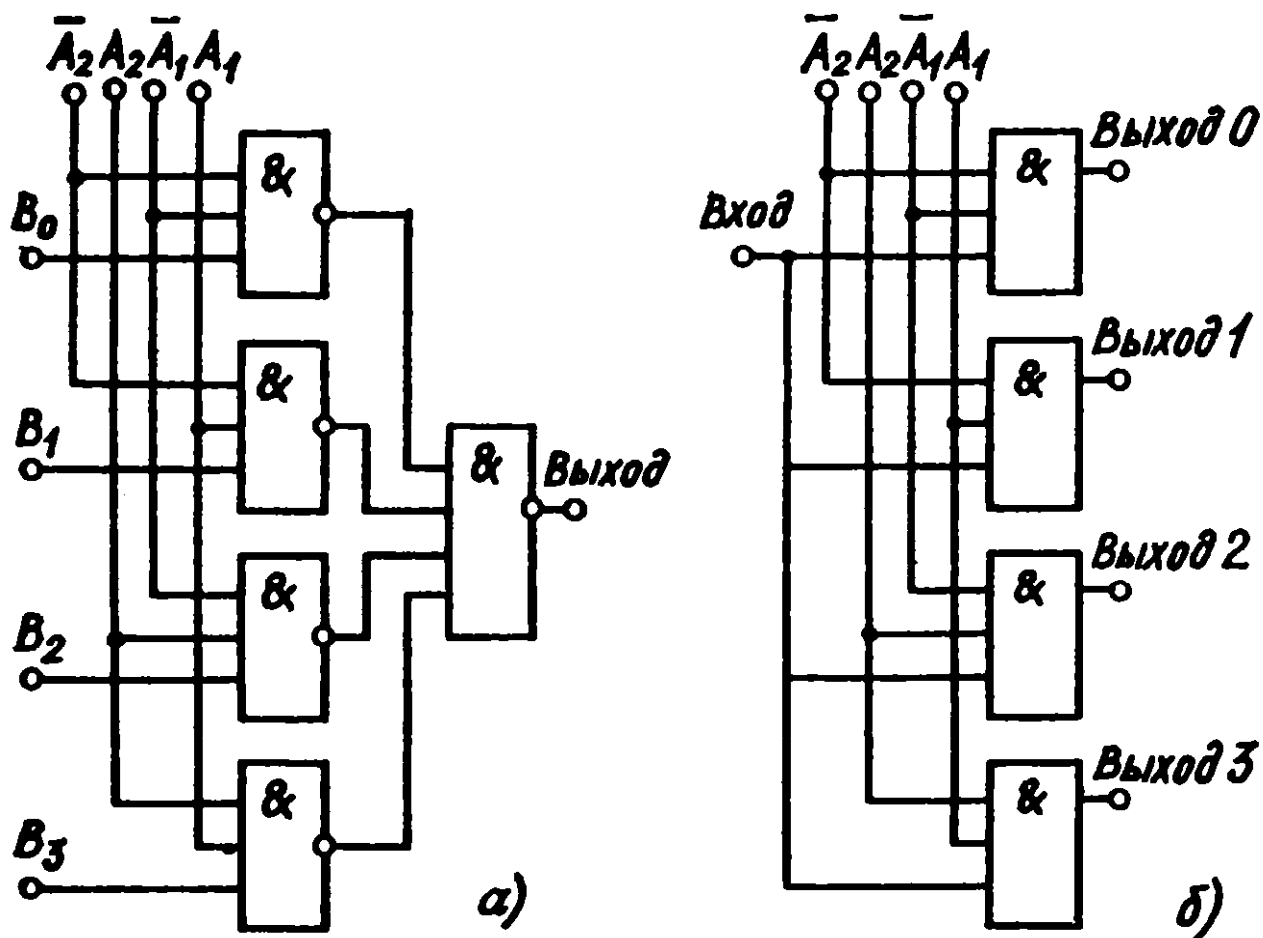


Рис. 4.13. Мультиплексор (а) и демультиплексор (б)

по параллельному коду номера этого входа. На рис. 4.13, *а* дана схема мультиплексора на четыре входа, управляемого сигналами A_1 и A_2 . Число информационных входов мультиплексора равно 2^n , где n — разрядность управляющего кода. Схема рис. 4.13, *б* — демультиплексор, выполняющий обратную операцию распределения сигнала с линии по нескольким каналам.

При построении кодеров, дешифраторов, мультиплексоров и других коммутационных цифровых устройств необходимо тщательно обеспечивать синхронизацию. Обратившись, например, к схеме рис. 4.12, *а*, заметим, что даже очень малая разновременность в установлении входных сигналов может привести к появлению на некоторых невыбранных выходах импульсов в виде иголок или очень коротких пиков. Иногда эти помехи не играют роли, но если последующие схемы к ним чувствительны, то надо у *ЛЭ* вводить дополнительный вход разрешения (или синхронизации), сигнал на который подается после установления кода в регистре. Такой прием называется стробированием, а сигнал разрешения — стробом.

4.3. Запоминающие устройства (ЗУ)

Оперативные ЗУ (ОЗУ)

Одна из существенных проблем при создании больших ЗУ — противоречие между ограниченным числом внешних выводов корпусов ИМС и необходимостью иметь доступ к большому количеству ячеек, каждая из которых содержит только один бит информации. При этом желательно, чтобы эти запоминающие ячейки были минимальны по размерам и просты по исполнению.

Регистр на *RS*-триггерах — одно из возможных решений. Количество триггеров будет равно числу запоминаемых бит информации (ячеек памяти). На рис. 4.14, *а* показан способ, с помощью которого можно выбирать ячейки из большого ЗУ с помощью сравнительно небольшой схемы управления. Код выбираемой ячейки (адрес) разбивается на две обычно равные части X и Y , называемые координатами, а сами ячейки образуют квадратную матрицу. Информационные шины 1 и 0 обходят все ячейки. Состояние ячейки (0 или 1) фиксировано, пока адресная шина X (или) Y находится при низком уровне, так как ток открытого транзистора протекает через соответствующую адресную шину и информационные шины 1 и 0 на ячейку не влияют. При записи информации в выбранной ячейке обе адресные координатные шины получают уровень 1 $X = Y = 1$. Теперь, если имеется 1 на шине 1 и 0 на шине 0, то левый транзистор будет за-

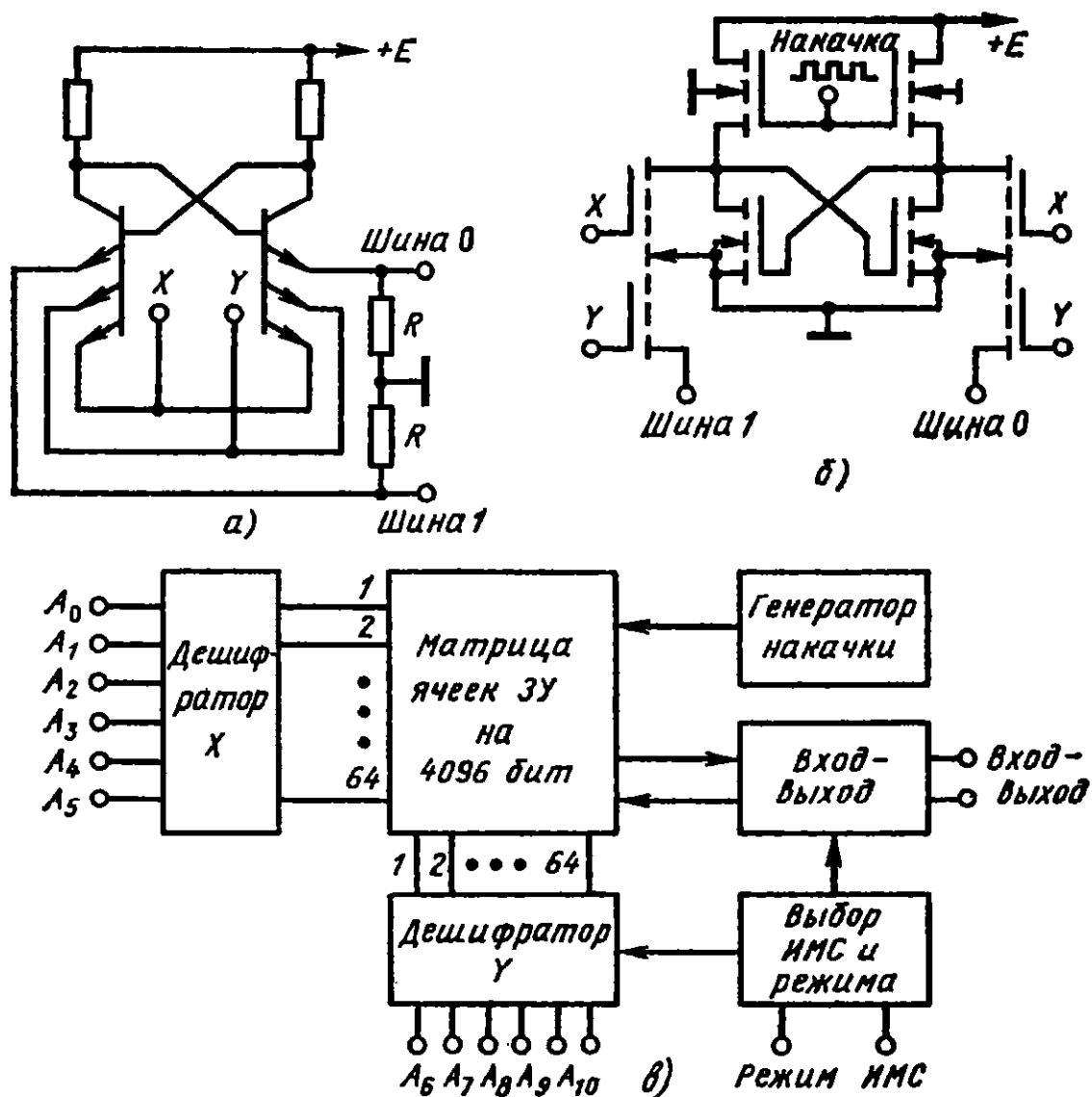


Рис. 4.14. Схемы ячеек (а, б) и организации (в) статических ЗУ

крыт, а правый — открыт, и это состояние сохранится и при $X = 0$, и при $Y = 0$. Произошла запись 1. При обратном состоянии шин 1 и 0 в выбранную ячейку запишется 0. При считывании информации потенциалы на шины 1 и 0 не подаются (вот где, например, полезны ЛЭ с тремя состояниями выхода). В выбранной ячейке состояние не меняется, но при $X = Y = 1$ часть тока открытого транзистора пойдет на подключенную к нему информационную шину, и на небольшом сопротивлении резистора считывания R выделится сигнал. Этот сигнал возбуждает усилитель считывания (его делают обычно дифференциальным и инвертирующим) и выдается вовне. Если использовать n -МОП элементы, то схема ячейки получает вид рис. 4.14, б. Совершенно аналогично может быть построено и КМОП ЗУ. Транзисторы адресации у неадресованных ячеек закрыты и образуют разомкнутые цепи. Только адресуемая ячейка оказывается связана с

информационными шинами через сравнительно низкие последовательные сопротивления открытых транзисторов адресации.

Полная структура ИМС ЗУ получает вид рис. 4.14, в. В такой матрице может храниться, например, N^2 бит информации. С точки зрения системы — это N^2 одноразрядных двоичных слов. Разработчик системы, выбрав длину слова в системе (разрядность) n , должен взять n таких ИМС и организовать одновременное обращение к ним, при этом совокупность n информационных входов и выходов образуют соответственно входное и выходное слова ЗУ. Если таких ЗУ в системе несколько, то используются входы «выбор кристалла», на которые в выбранном ЗУ заранее (до сигналов адресации) подается сигнал обращения к данному ЗУ. Выпускаются и ИМС ЗУ с разрядностью больше 1.

При больших объемах ЗУ мощность, рассеиваемая ИМС при хранении, достигает значений, недопустимых с точки зрения перегрева кристалла. Свойства МОП-схем позволяют частично обойти эту трудность. Для этого используются запоминающие свойства емкостей затворов МОП-транзисторов. Если в триггере-ячейке (рис. 4.14, б) отключить на некоторое время нагрузочные транзисторы, то состояние его будет фиксировано за счет того, что у открытого усилительного транзистора на затворе сохранится заряд, создающий положительное смещение. Поэтому в режиме хранения достаточно только периодически включать ток нагрузочных транзисторов, подавая, например, импульсы на их затворы от встроенного в схему генератора.

Затворные емкости широко используются при построении ЗУ динамического типа, в которых информация хранится в виде зарядов на затворах и периодически обновляется (регенерируется). Пример элемента такого типа, широко используемого в практике, показан на рис. 4.15, а. В сверхбыстродействующих устройствах может находить применение двухдиодная динамическая ячейка (рис. 4.15, б). При прохождении через диоды прямого тока в D_1 накапливается

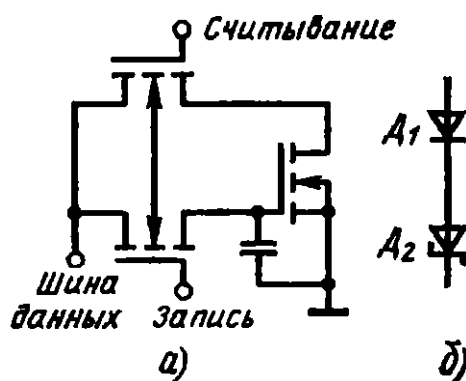


Рис. 4.15. Схемы ячеек динамических ЗУ

заряд неосновных носителей. При запираании ячейки обратным напряжением диод Шоттки D_2 мгновенно закрывается, и этот заряд фиксируется. И запись, и считывание в такой ячейке могут составлять единицы наносекунд, но информация должна достаточно часто регенерироваться. Емкость выпускаемых матриц ЗУ постоянно и быстро растет, приближаясь к размеру 1 Гбит = 1073741824 двоичных единиц.

Постоянные ЗУ

Постоянные ЗУ (ПЗУ) разделяют на два типа — собственно постоянные ЗУ, информация в которых не может быть изменена, и перепрограммируемые ПЗУ (обозначаемые часто как ППЗУ), информация в которых поддается обновлению, но не в оперативном режиме, а с использованием специальных процедур.

Принципы адресации ПЗУ те же, что и у ОЗУ. Отличие состоит в том, что ПЗУ не имеют режима оперативной записи информации, а допускают только ее считывание.

Истинные ПЗУ иногда выпускаются как масочно-программируемые устройства, в которых информация записывается в процессе изготовления. Такие устройства используются для выполнения стандартных массовых функций, например, для преобразования двоичного кода в алфавитно-цифровые знаки для цифропечатающих устройств.

Схемы электрически программируемых ПЗУ показаны на рис. 4.16. При занесении информации через диоды или эмиттеры шин с информационными нулями пропускаются большие токи, вы-

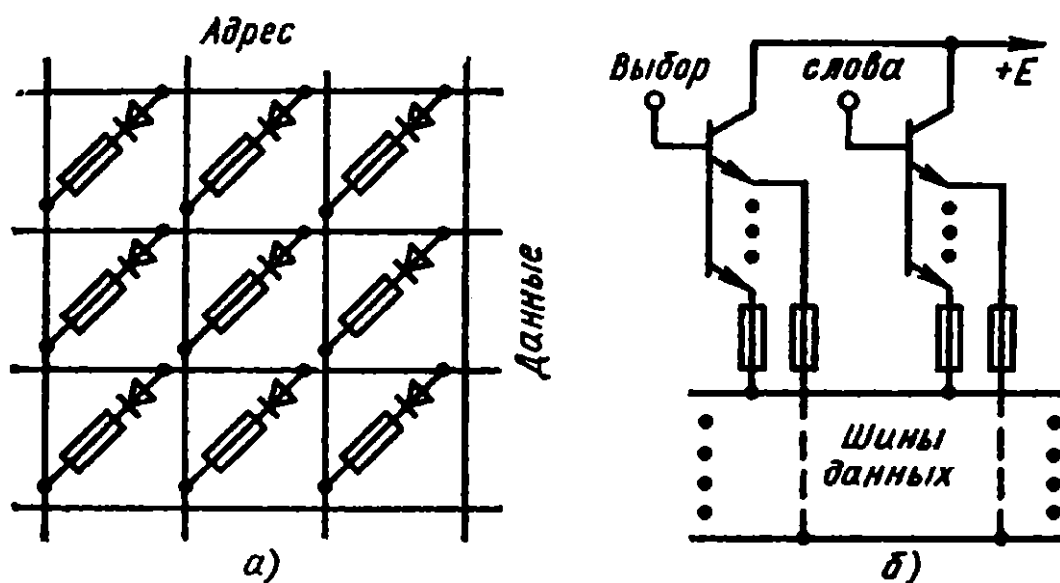


Рис. 4.16. Схемы ПЗУ

жигающие плавкие перемычки. При подаче адресного импульса сигналы появляются только на тех выходах, где перемычки сохранены.

ППЗУ строятся на основе двух специальных типов МОП-транзисторов. Их структуры показаны на рис. 4.17. Транзистор с плавающим изолированным затвором ПЛМОП отличается от обычного МОП-транзистора тем, что его затвор, состоящий из поликристаллического кремния, со всех сторон окружен двуокисью кремния и не соединен с остальной схемой. Такой транзистор представляет собой разомкнутую цепь до тех пор, пока на этот затвор не будет помещен заряд. Для этого между истоком и стоком прикладывается напряжение около 30 В, при этом происходит лавинный пробой, на затворе образуется остаточный заряд, достаточный для образования канала под затвором, и транзистор становится проводящей цепью. В схеме ЗУ ПЛМОП включают последовательно с обычными МОП-транзисторами, служащими для адресации. При адресации ток источника проходит только через ячейки, куда предварительно была записана 1. При необходимости стереть записанную информацию на матрицу ПЗУ через специальное окошко в корпусе, закрытое кварцевым стеклом, воздействуют ультрафиолетовым излучением, которое создает достаточное количество электронно-дырочных пар в окисле, чтобы заряд затвора полностью нейтрализовался. Обычно используется освещенность порядка 100 Вт/м^2 при времени экспозиции до 1 часа. Срок хранения информации в ПЛМОП ППЗУ практически бесконечен — постоянная времени утечки заряда составляет десятки лет, но количество циклов перепрограммирования ограничено примерно 10.

Транзистор со структурой металл-нитрид-окисел-полупроводник (МНОП) показан на рис. 4.17, б. Так же как и ПЛМОП, — это обогащенный транзистор, и в отсутствие записи он имеет высокое пороговое напряжение при управлении по затвору. Если на затвор

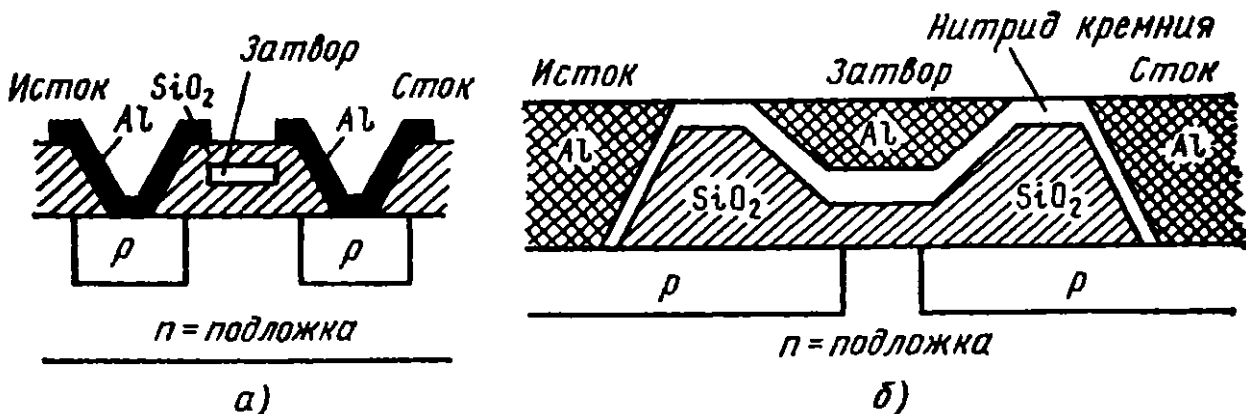


Рис. 4.17. Элементы ППЗУ: транзисторы ПЛМОП (а) и МНОП (б)

подать напряжение порядка 30 В относительно подложки, то в течение примерно 5 мс между тонким слоем окиси кремния и слоем нитрида кремния под затвором за счет туннельного эффекта появятся неподвижные заряды. Эти заряды фиксируются и действуют подобно зарядам изолированного затвора у ПЛМОП-транзистора, снижая пороговое напряжение практически до нуля. Чтобы снять эти заряды при перепрограммировании, на затвор подается напряжение 30 В обратной полярности. Разность пороговых напряжений и фиксирует запись 0 и 1 в ППЗУ.

В МНОП ПЗУ число смен информации практически не ограничивается, но обращения для чтения после записи постепенно уменьшают заряды, поэтому длительность сигналов чтения лимитирована. Как правило, ППЗУ допускает 10^{11} – 10^{12} обращений, пока заряд начинает заметно снижаться. В некоторых ППЗУ этого типа слой нитрида кремния заменен слоем окисла алюминия (МАОП), при этом получаются не *p*-канальные, а *n*-канальные приборы, причем нормально открытые. При записи их пороговое напряжение не снижается, а повышается. Большим преимуществом МНОП и МАОП ППЗУ является наличие у запоминающих транзисторов внешнего управляющего затвора, с помощью которого и производится выборка ячейки. И ПЛМОП, и МНОП, и МАОП ППЗУ — энергонезависимы, информация в них сохраняется при отключенном питании.

Рассмотренные ОЗУ и ПЗУ в их современных вариантах выпускаются сопрягаемыми по сигналам с ТТЛ, *n*-МОП и КМОП-схемами.

Последовательные ЗУ

Обычный регистр сдвига — это последовательное ЗУ. Биты информации последовательно подаются на вход, проходят вдоль регистра и «выталкиваются» на другом его конце. Если концы регистра «замкнуть» между собой (кольцевой регистр), то однажды записанная информация будет циркулировать в нем сколько угодно, перемещаясь с каждым тактом на один разряд. Получается структура, имеющая минимум внешних выводов: вход, выход, синхронизация и питание. Используя параллельно *n* регистров сдвига по *N* разрядов в каждом, получаем последовательное ЗУ на *N n*-разрядных (параллельных) слов. Полное время циркуляции — это максимальное время ожидания нужного слова.

Если не вводить обратной связи, то получим широко используемое устройство, называемое стеком «первым вошел — последним

вышел», в котором слова последовательно проталкиваются «вниз». Регистры делаются реверсивными, и при необходимости чтения слова выталкиваются последовательно «наверх». Иногда применяются и регистры типа «первым вошел — первым вышел». Обычно стеки снабжают счетчиками — указателями их загрузки.

Накопители данных на магнитных носителях (магнитной ленте, дисках или, в старых устройствах, барабанах с магнитным покрытием) также в сущности являются последовательными ЗУ. Эти ЗУ могут хранить огромные массивы данных, но содержат множество прецизионных электромеханических устройств, а потому сравнительно капризны в эксплуатации. Им на смену идут последовательные полупроводниковые ЗУ большой емкости.

В основе — это динамические ячейки с емкостным запоминанием заряда и «переливанием» его из одной ячейки в другую по цепочке (отсюда образное выражение «пожарные цепочки» — ведра с водой при пожаре передаются по цепочке из рук в руки).

Структура такого типа показана на рис. 4.18. Последовательно подавая положительные импульсы на шины $\Phi 1$ и $\Phi 2$, можно передвигать заряды вдоль однородной цепи. Наличие заряда в данной ячейке есть 1, его отсутствие — 0.

В других устройствах этого типа применяют приборы с зарядовой связью (ПЗС), у которых отсутствуют диффузионные слои между электродами, а заряды накапливаются и удерживаются в потенциальных ямах под электродами затворов. Во всех случаях информация должна периодически восстанавливаться встроенными в кристалл ИМС усилителями регенерации (которые одновременно служат и для вывода данных). В настоящее время ПЗС широко используются для электронной фиксации изображений, так как заряды под затворами возникают и за счет воздействия света (фотоэффект), причем величина заряда пропорциональна экспозиции. Возможно, что сильными конкурентами ПЗС в качестве ЗУ окажутся устройства на тонких магнитных пленках.

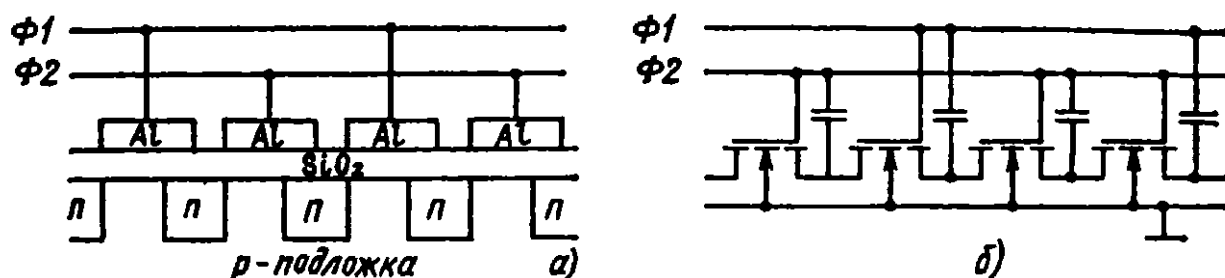


Рис. 4.18. Схема последовательного динамического ЗУ

4.4. Микропроцессоры и микро-ЭВМ

Микро-ЭВМ имеет структуру рис. 4.19, подобную классической цифровой вычислительной машине, в которой можно различить устройство управления и синхронизации (УУС), арифметическо-логическое устройство (АЛУ), запоминающие устройства (ЗУ) и устройства ввода-вывода (УВВ).

Как правило, ЗУ физически выделены в отдельные ИМС и связаны с другими узлами через шину данных и адресные шины, а АЛУ и УУС объединены в БИС центрального процессора (ЦП) и снабжены адресным блоком (АБ) и регистрами данных (РД). Если все связи с ОЗУ внешних устройств вести под управлением ЦП, то последний будет слишком загружен этими рутинными операциями. Поэтому обычно в систему вводят контроллер прямого доступа к памяти (ПДП), ведающий обращениями к ОЗУ. ПЗУ и ППЗУ используются соответственно для хранения постоянных величин и типовых преобразований информации, в частности для записи программ вычислений в специализированных системах.

Устройство ввода-вывода осуществляет связи с портами, через которые происходит обмен информацией с внешними устройствами. К последним относятся алфавитно-цифровые печатающие устройства, операторские пульты с дисплеями для представления информации, клавиатурой ввода и мышью, (все вместе иногда называется терминалом), приемники телемеханических систем связи, показывающие табло и, что наиболее существенно, устройства автоматической связи с объектом — измерительные системы с аналого-цифровыми преобразователями, логические датчики состояния объектов и выходные преобразователи и усилители для воздействия на исполнительные устройства и механизмы.

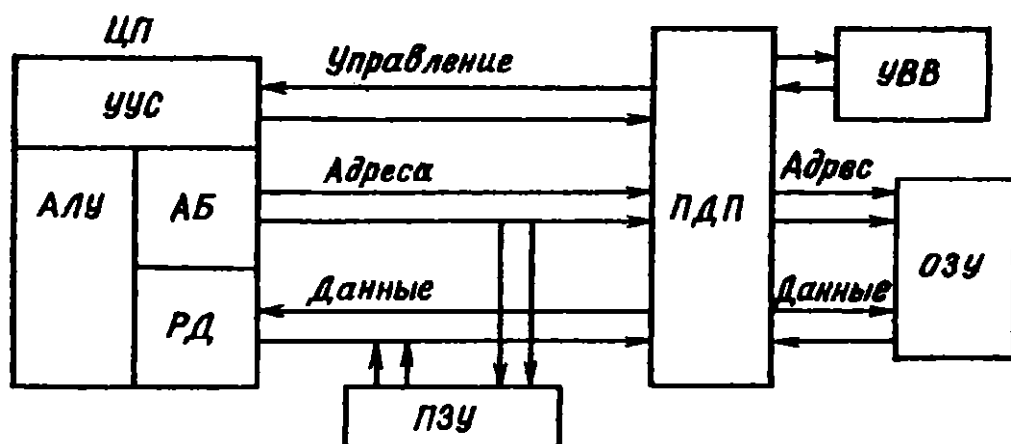


Рис. 4.19. Структура микропроцессорной системы

Основными элементами портов являются фиксаторы или регистры-защелки. Это обычный параллельный регистр, отслеживающий входной код при одном значении управляющего сигнала и фиксирующий его при противоположном значении сигнала управления, поступающего от ЦП. В большинстве случаев все порты соединяются с одной общей шиной данных и выбираются по адресу (номеру) порта.

Важнейшим свойством, которым должна обладать управляющая микро-ЭВМ, является способность к прерываниям по приоритету. Это значит, что порядок обслуживания внешних устройств ставится в зависимость от их приоритета в системе. Например, программа аварийного останова объекта управления будет иметь наивысший приоритет. Сама центральная часть микропроцессорной системы обычно умещается на одной-двух печатных платах, тогда как периферийные устройства могут быть расположены отдельно и быть значительно более громоздкими.

4.5. Коммутаторы аналоговых сигналов

Характеристики аналоговых ключей

Сигналы, поступающие от аналоговых датчиков, обычно меняются медленно по сравнению с быстродействием ЭВМ и других устройств обработки и преобразования информации. Эти последние неэкономично использовать только для одного информационного канала. Более того, для решения задачи обычно требуется информация о многих переменных. В аналоговых вычислительных и управляющих устройствах часто требуется менять их параметры или структуру в зависимости от совокупности логических переменных. Короче говоря, практически не существует сколько-нибудь значительного устройства или системы, в которой не требовалось бы менять направлений передачи аналоговых сигналов, включать и отключать их от каких-то приемников, вообще производить с ними операции коммутации. Формально операция коммутации сигнала может быть определена как умножение сигнала $A(t)$ на функцию двоичной логики, принимающую значения 0 или 1 и зависящую от каких-то логических (цифровых) или аналоговых аргументов. Коммутация аналоговых сигналов осуществляется с помощью ключевых схем или аналоговых ключей.

Идеальный ключ в принципе должен обладать следующими свойствами:

а) иметь два входа (выхода) или вход и выход для аналоговых коммутируемых сигналов, то есть две точки, которые либо электрически замкнуты между собой накоротко, либо разомкнуты;

б) иметь две (минимум) точки подключения управляющего сигнала (или сигналов), принимающего значения нуля или единицы;

в) не вносить ни в замкнутом, ни в разомкнутом состоянии никаких помех напряжения или тока в цепи коммутируемого сигнала, в частности сигналы управления не должны влиять на аналоговые коммутируемые сигналы никоим образом, кроме умножения их на 0 и 1 в зависимости от значения функции управления;

г) скорость замыкания и размыкания аналоговых входов (выходов) должна быть бесконечно велика.

На самом деле ни одно из этих условий не выполняется, что и определяет погрешности ключевых схем. Прежде всего, каждый ключ имеет конечные сопротивления между аналоговыми входами (выходами) как в замкнутом, так и разомкнутом состояниях R_z и R_p (рис. 4.20, а).

Если ключ нагружен на нагрузку R_H , то относительные погрешности, вносимые конечными R_z и R_p , есть $R_H / (R_H + R_p)$ и $R_z / (R_H + R_z)$ соответственно в разомкнутом и замкнутом состояниях, поэтому качество ключа определяется отношением R_p / R_z . Если источник сигнала — генератор тока, его коммутацию нельзя производить (по крайней мере, теоретически) последовательным ключом: ключ должен быть включен параллельно нагрузке и источнику сигнала (рис. 4.20, б), при этом логические состояния схемы меняются на обратные.

Иногда коммутацию производят с помощью двух ключей — последовательного и параллельного, что позволяет существенно повысить точность в разомкнутом состоянии (рис. 4.20, в). Влияние сигналов управления и смещений, задаваемых на коммутирующие элементы ключей, может проявляться двояко: в виде статических

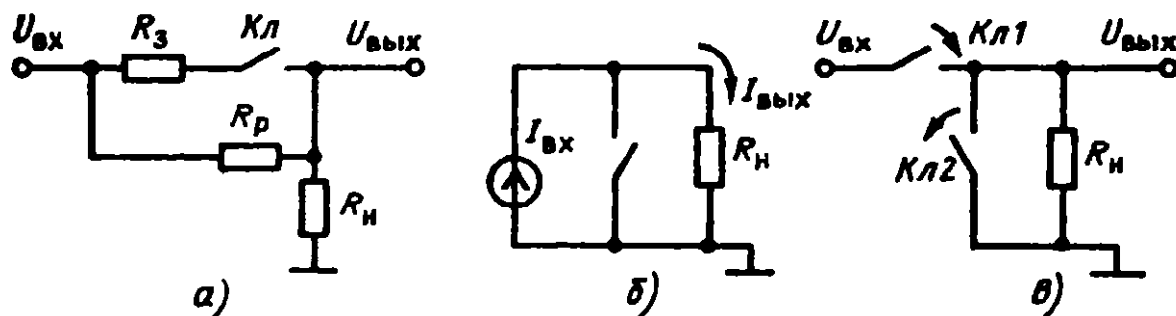


Рис. 4.20. Схемы включения аналоговых ключей

помех (токовые утечки в разомкнутом и смещение нуля по напряжению в замкнутом состояниях) и в виде динамических помех, возникающих в моменты переключения.

Ток утечки $I_{\text{ут}}$ вызывает в нагрузке помеху $I_{\text{ут}}R_{\text{н}}$ в разомкнутом состоянии, а напряжение смещения нуля непосредственно накладывается на выходной сигнал замкнутого ключа.

Динамические помехи при переключениях вызываются как проникновением крутых фронтов сигналов управления на выходы ключевых схем через внутренние емкости коммутирующих элементов или емкости монтажа, так и рассасыванием объемных зарядов, накопленных в кристаллах биполярных полупроводниковых элементов. Последнее относится к переключению из состояния «замкнут» в состояние «разомкнут».

Эти помехи, величина и форма импульсов напряжения и тока которых сильно зависят от вида нагрузки, удобно характеризовать через заряд помехи $Q_{\text{пом}}$ и эквивалентную выходную емкость ключа $C_{\text{экв}}$, при этом предполагается, что $C_{\text{экв}}$ при переключении в состояние «разомкнут» заряжена до напряжения

$$U_{\text{пом}} = Q_{\text{пом}} / C_{\text{экв}},$$

и разряд происходит целиком через $R_{\text{н}}$ (в силу малого выходного сопротивления цепей управления, лежащих перед $C_{\text{экв}}$, это обычно соответствует действительности). Соответствующая эквивалентная схема приведена на рис. 4.21, а, и график напряжения помех на выходе ключа — на рис. 4.21, б. Если ключ нагружен на $R_{\text{н}} \rightarrow 0$, например на суммирующую точку операционного усилителя, то приходится рассматривать ток на выходе ключа, и в этом случае напряжение помехи выделяется на полном сопротивлении в цепи обратной связи ОУ (например, в частном случае управления интегрирующим усилителем заряд переходит на интегрирующий конденсатор).

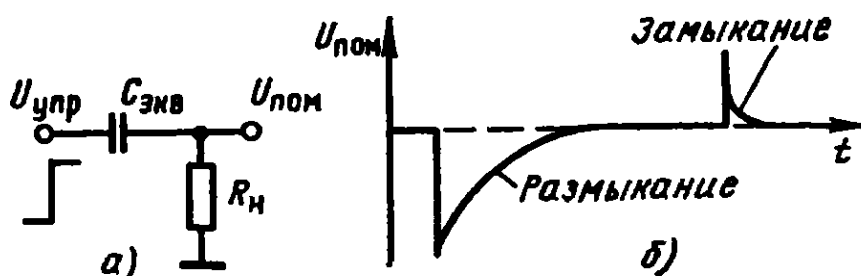


Рис. 4.21. Образование помех в аналоговых ключах

Биполярные ключевые схемы

Для однополярных сигналов напряжения и тока в качестве ключей могут использоваться одиночные биполярные транзисторы (рис. 4.22, а), переключаемые из состояния насыщения в закрытое состояние и обратно. У этих ключей малое сопротивление R_{Σ} , однако они имеют смещение по напряжению на выходе (остаточное напряжение) порядка долей милливольт или нескольких милливольт. Это напряжение принципиально ниже, если к нагрузке обращен эмиттер, и нелинейно зависит от тока базы I_B . Качественно эта зависимость показана на рис. 4.22, б, причем минимум лежит в пределах $I_B = 1 \div 3$ мА для маломощных транзисторов.

Выходы последовательных ключей одной полярности не могут быть объединены, так как это может вызвать зенеровский пробой эмиттерных переходов закрытых ключей при большом сигнале, идущем через открытый ключ на объединенный выход. Хорошие рабочие характеристики получаются только при низкоомных источниках входных аналоговых сигналов (например, выход операционного усилителя), потому что токи управления, текущие в базы транзисторов, должны шунтироваться через выход источника на нулевую шину.

Сопротивление таких ключей в разомкнутом состоянии велико благодаря тому, что сигнал, прошедший через обратное сопротивление коллекторного перехода, выделяется на сравнительно низком сопротивлении, состоящем из последовательно включенных сопротивления базы и выходного сопротивления источника управляющего сигнала, после чего попадает на смещенный в обратном направлении эмиттерный переход. Значение R_p составляет обычно более 100 МОм.

Существенного улучшения работы по таким параметрам, как заряд выброса $Q_{\text{ном}}$ и ток утечки, можно достичь, объединив ключи на разнополярных транзисторах по выходам и задав на аналоговый

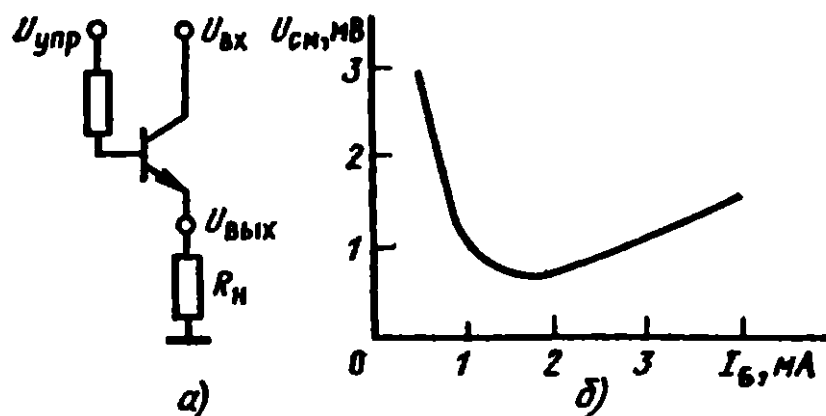


Рис. 4.22. Биполярный аналоговый ключ

вход одного из них нулевой потенциал, то есть используя схему рис. 4.20, в. Такой метод увеличения эффективного значения R_p называется изоляцией землей.

Диодный мостовой ключ может обеспечить большое значение отношения R_p/R_z и высокое быстродействие и служить для коммутаций аналоговых сигналов на полной шкале ± 10 В. Основная задача при его построении — формирование сигналов управления диодным мостом, обеспечивающих правильное смещение моста в открытом и отсечку в закрытом состояниях. Пример выполнения схемы дан на рис. 4.23, а. Транзистор T_1 образует совместно с T_2 четырехходовый ЛЭ для приема стандартных ТТЛ-сигналов. Когда на всех входах управления логические 1, T_1 и T_3 полностью открыты. Полный ток, протекающий через T_2 , в цепи его коллектора разветвляется на две составляющие. Ток I_1 через R_3 и R_2 открывает T_4 , а ток I_2 смещает токовые зеркала на транзисторах T_6 и T_7 — T_9 . Ток коллектора T_3 открывает T_5 . В этом состоянии диоды D_1 и D_2 закрыты, и I_A и I_B свободно протекают через диодный мост D_3 — D_6 , удерживая его в открытом состоянии. Ключ D_3 — D_6 замкнут.

Коллекторные токи коллекторов 2 и 3 равны друг другу, поэтому ток I_B токового зеркала на T_7 — T_9 оказывается равен току I_A коллектора 3 транзистора T_6 . Тем самым обеспечивается баланс моста D_3 — D_6 по току: при $U_{вх} = 0$ В $U_H = 0$ В. При $U_{вх} \neq 0$ падения напряжения на прямо смещенных диодах моста практически не меняются, и на нагрузке появляется напряжение $U_H \cong U_{вх}$.

Когда на одном из входов T_1 появляется логический 0, все остальные транзисторы схемы закрываются, токи I_A и I_B падают до очень малых величин — в этом режиме это только токи утечки коллекторов 3 (T_6) и T_8 . Диоды D_1 и D_2 открываются и на мост попадает

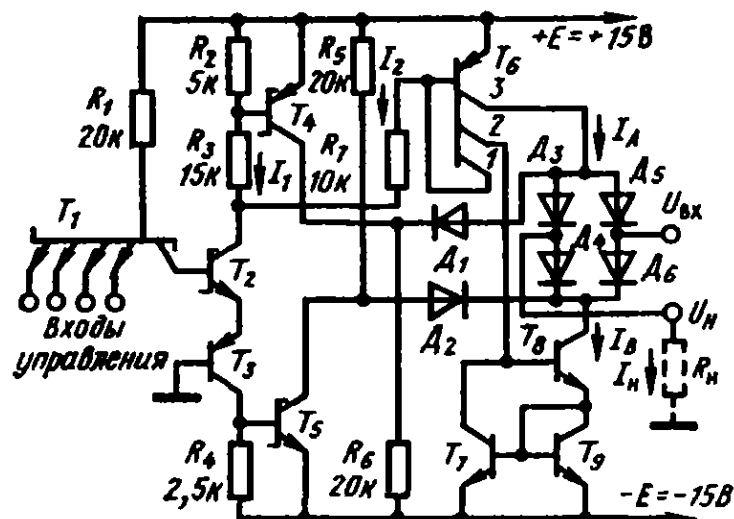


Рис. 4.23. Мостовой биполярный ключ

ют напряжения $\pm E$, которые создают обратное смещение моста и надежно его запирают. Ключ закрыт.

Сопротивление ключа сигналу в замкнутом состоянии $R_z = 50 \div 100$ Ом, а в разомкнутом — $R_p \geq 1$ ГОм благодаря изоляции земель за счет резисторов R_5 и R_6 . При использовании диодов Шоттки время переключения составляет около 10 нс, $Q_{\text{пом}} \leq 5$ пКл, $C_{\text{экв}} \leq 5$ пФ.

В этой схеме на выходе существуют утечки, образуемые обратными токами диодов моста и составляющие 1—100 нА. Основной недостаток этой схемы — значительное потребление мощности в открытом состоянии.

К диодам моста предъявляются жесткие требования по идентичности прямых характеристик и собственных емкостей, которые, однако, легко удовлетворяются при производстве ИМС.

Ключевые схемы на полевых транзисторах

В ключевых схемах полевые транзисторы используются при малых напряжениях сток — исток, в режимах, далеких от насыщения характеристик напряжение стока — ток стока (режим, в котором они используются в усилительных каскадах, — его не следует путать с насыщением биполярных транзисторов), при этом проводимость канала полевого транзистора определяется уравнением (1.52).

На рис. 4.24 показана типовая схема ключа на полевом транзисторе с p - n -переходом. Максимальное значение проводимости T_4 достигается при $U_{3и} = 0$, но недопустимо появление тока затвора (прямое смещение p - n -перехода затвор — канал). Поэтому в режиме замыкания здесь используется «плавающий» или «оборванный» затвор у открытого полевого транзистора. Когда выходной транзистор

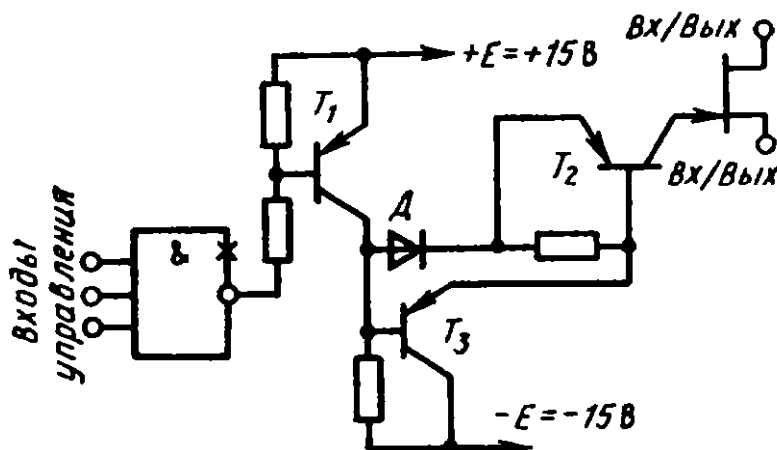


Рис. 4.24. Аналоговый ключ на полевом транзисторе

схемы И-НЕ открыт, T_1 насыщен, и потенциал, близкий к $+E$, устанавливается на базе T_2 . Коллекторный переход T_2 закрыт (это обратносмещенный диод), и при $U_{вх} \approx U_{вых}$ ключа, меньших $+E - 2U_{БЭ}$, затвор оказывается в «плавающем» режиме и сам «следит» за напряжением канала. При переключении входного вентиля диод D закрывается, а открывается повторитель T_3 , и следом — теперь уже прямосмещенный коллекторный переход T_2 . Потенциал затвора T_4 фиксируется на уровне $-E + 2U_{БЭ}$, и T_4 закрывается. Ключ разомкнут.

Время переключения таких ключей около 0,1 мкс, а сопротивление в замкнутом состоянии $10 \div 100$ Ом, токи утечки на выходе при 25°C не более 1 нА, но быстро растут с температурой и при 70°C могут достигать 50 нА.

Для построения ключей на МОП-транзисторах принцип «плавающего» затвора в замкнутом состоянии не подходит. Чтобы минимизировать эффекты от модуляции сопротивления ключа аналоговым сигналом, используются комплементарные схемы (рис. 4.25). Здесь оба МОП-транзистора — обедненного типа, поэтому в средней части диапазона аналогового сигнала они открыты оба. При смещении $U_{вх}$ от нуля проводимость одного из транзисторов постепенно падает, но проводимость другого быстро растет. В результате получается, что сопротивление R_s практически не зависит от $U_{вх}$ и составляет обычно около 100 Ом. Напряжения отсечки обоих МОП-транзисторов должны быть меньше, чем соответствующие потенциалы управления на их затворах. Эти потенциалы всегда меняются в противофазе и задаются от КМОП-логических элементов, размещаемых в том же кристалле ИМС, что и ключ.

Основной источник погрешностей КМОП-ключей — утечки через подложки транзисторов. Подложка образует с истоком и стоком обратносмещенные p - n -переходы, и токи этих переходов обуславливают как утечки на выходах, так и динамическое сопротивление в разомкнутом состоянии. Заземленные по сигналу подложки обеспе-

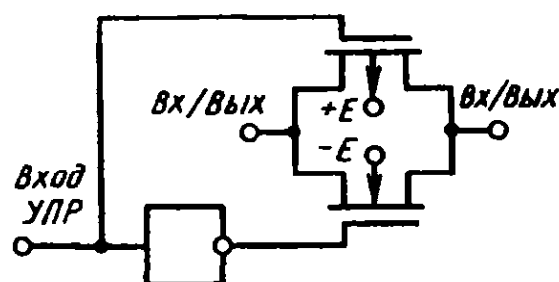


Рис. 4.25. КМОП-аналоговый ключ

чивают изоляцию земель, а потому R_p здесь того же порядка, что и у мостовых диодных ключей. Обычный диапазон коммутируемых сигналов ± 10 В при токах до 10 мА. Токи утечки составляют доли наноампера максимум, R_3 — около 50 Ом, время переключения — 0,1 мкс, заряд выброса $Q_{\text{пом}} \cong 10$ пКл, $C_{\text{экв}} \cong 5$ пФ.

Из сказанного видно, что ключи на биполярных элементах применимы в схемах скоростной коммутации сигналов высокого уровня (это не относится к ключам с гальваническим разделением — см. ниже). Если требования к быстродействию не слишком жесткие, то ключи на полевых транзисторах имеют преимущество и по точности, и по потребляемой схемами управления мощности. При коммутации сигналов низкого уровня (< 1 В) незаменимыми представляются КМОП-ключи.

Ключевые схемы с гальваническим разделением коммутируемого сигнала и цепей управления

Практически полностью исключить утечки и смещения от цепей управления и снизить зависимость сопротивления замкнутого ключа от коммутируемого сигнала можно, разделив нулевые шины цепей управления и коммутируемых цепей, и таким образом замкнув электрические контуры токов управляющих сигналов вне источников питания коммутируемых цепей.

Простым решением является ключ, показанный на рис. 4.26, а. Если на первичную обмотку трансформатора (точки 1 и 2) подан сигнал переменного тока (лучше всего в виде прямоугольных импульсов со скважностью 2, то есть с отношением длительности импульса к паузе 1:1), то на выходе простого выпрямителя с фильтром (диод D и конденсатор C) появляется напряжение, насыщающее транзисторы T_1 и T_2 , — ключ замыкается. В отсутствие импульсов сигнал коммутируемого источника не может пройти через один из смещенных в обратном направлении переходов.

Транзисторы T_1 и T_2 делаются высокоидентичными (у них общая коллекторная область), поэтому происходит почти идеальная взаимная компенсация помех.

Такой ключ может иметь сравнительно малое R_3 (50 Ом) и достаточное R_p (> 10 МОм), однако имеет три существенных недостатка:

а) достаточно быстрый переход в замкнутое состояние, но относительно медленное размыкание из-за необходимости иметь сравнительно большие емкости C ;

б) наличие трансформатора, который невозможно или очень трудно микроминиатюризировать;

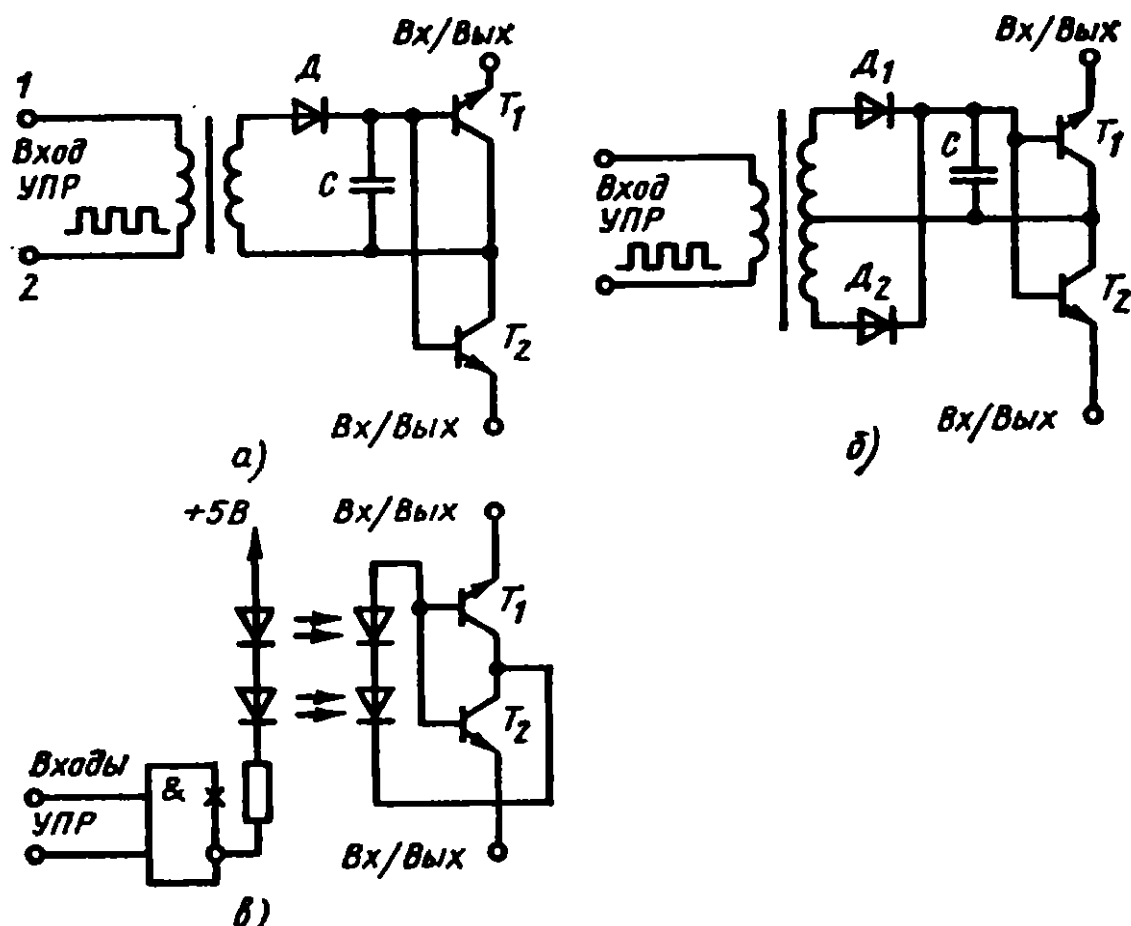


Рис. 4.26. Аналоговые ключи с изолированным управлением

в) необходимость формировать импульсный управляющий сигнал.

Первый недостаток может быть существенно уменьшен путем введения двухполупериодной схемы выпрямления, как это показано на рис. 4.26, б. В этой схеме транзисторы будут насыщаться постоянно попадающими на их базы импульсами то от одной вторичной обмотки, то от другой, а конденсатор служит только для сглаживания выбросов при переключениях, поэтому емкость C может быть очень небольшой. Во многих случаях замыкание ключа происходит в принципе на короткое время (в режиме модуляции или при «импульсном» опросе канала). При этом необходимость в диоде и конденсаторе вообще отпадает.

Два других недостатка могут быть сняты при использовании оптронов — пар светодиод — фотодиод.

Светодиод — это по структуре обычный диод, но с очень «длинной» базой, в которой значительная часть энергии, образующейся в базе при рекомбинации неосновных носителей, пришедших из эмиттера в проводящем состоянии, выделяется в виде излучения. Если его заключить в светонепроницаемый корпус с полупроводни-

ковым светоприемником, преобразующим энергию излучения в ток, то получится оптрон — устройство, реализующее полную гальваническую развязку без трансформатора. Современные оптроны обладают достаточно высоким быстродействием (время переключения ≤ 100 нс) и достаточным КПД (1—5 %). Соединив оптрон с транзисторной парой по аналогии со схемой рис. 4.26, б, получим схему ключа рис. 4.26, в. К сожалению, эти схемы пока относительно дороги. Время их переключения может достигать 10 мкс, когда они предназначены для коммутации сигналов высокого уровня (например, в диапазоне ± 10 В), но при коммутации напряжений, меньших 5 В, время переключения может составить менее 1 мкс, так как в ключе могут использоваться транзисторы с тонкими базами. Для таких ключей типичными значениями являются: $R_b \approx 50$ Ом, $R_p \approx 0,5$ МОм, $Q_{\text{ном}} \leq 1$ пКл, $C_{\text{эвб}} \leq 5$ пФ.

Контрольные вопросы, задачи и упражнения

1. Какими особенностями схем ТТЛ элементов определяются логические уровни 0 и 1? Почему минимальный уровень напряжения, соответствующий 1 на выходе элемента, должен быть выше минимального уровня 1 на входе? Почему максимальный уровень напряжения, соответствующий 0 на выходе элемента, должен быть ниже максимального уровня 0 на входе?
2. Объясните механизм генерации помех на шинах земли и питания ТТЛ схем. Почему электролитические конденсаторы непригодны для блокировки этих помех?
3. Объясните принцип действия ТТЛ схем с тремя состояниями выхода и их назначение.
4. Предложите схему КМОП-элемента ИЛИ-НЕ на 3 входа.
5. Предложите схему КМОП-элемента с тремя состояниями выхода (0, 1, выключен).
6. Почему ЭСЛ логические элементы оказались непригодны для построения БИС?
7. Спроектируйте схему реверсивного двоичного счетчика на 4 разряда.
8. Опишите возможные применения мультиплексоров и демультимплексоров для многоканальной связи.
9. Предложите схему КМОП — ячейки статического ЗУ.
10. В чем преимущества и недостатки последовательных динамических ЗУ?
11. Объясните смысл термина «изоляция земель».
12. В чем преимущества и недостатки аналоговых ключей с изолированным (гальванически развязанным) управлением?

Глава V

ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

«А можешь ли ты стать мышью?» —
спросил Кот.

Шарль Перро. «Кот в сапогах»

5.1. Линейные операционные схемы и активные фильтры

Наиболее простое (с формальной точки зрения, но не по технической сущности) линейное преобразование аналоговых сигналов — масштабирование (усиление по напряжению) было рассмотрено выше (глава 3, рис. 3.9, 3.12). Однако во многих случаях сигналом является не напряжение, а сила тока в цепи. Отсюда необходимость в преобразованиях напряжение — ток и ток — напряжение.

Свойства ОУ и токоразностных усилителей позволяют с высокой точностью строить преобразователи сигналов тока и напряжения. Рассмотрим прежде всего источники тока, управляемые напряжением (УИТ). Если включить нагрузку в цепь обратной связи ОУ или токоразностного усилителя, то ток в ней будет прямо пропорционален входному напряжению и не будет зависеть от сопротивления самой нагрузки. Однако при этом нагрузка будет плавающей, не соединенной с шиной земли или питания. Чтобы получить возможность работать с заземленной (или соединенной с питанием) нагрузкой, лучше всего к выходу присоединить полевой диффузионный транзистор, ток истока которого будет служить током обратной связи усилителя, а ток стока — током нагрузки. На рис. 5.1 даны схемы источников тока, предназначенных для работы на нагрузку, присоединяемую к положительной и отрицательной шинам питания. Комбинируя подобные схемы, меняя полярности полевых транзисторов и т. д., нетрудно синтезировать УИТ для произвольного включения нагрузки. При необходимости получить ток, больший, чем ток в цепи обратной связи, можно включить добавочный точный резистор между истоком и шиной земли, при этом для увеличения тока нагрузки есть смысл использовать дополнительный биполярный транзистор (рис. 5.1, в). Во всех схемах рис. 5.1 ток на-

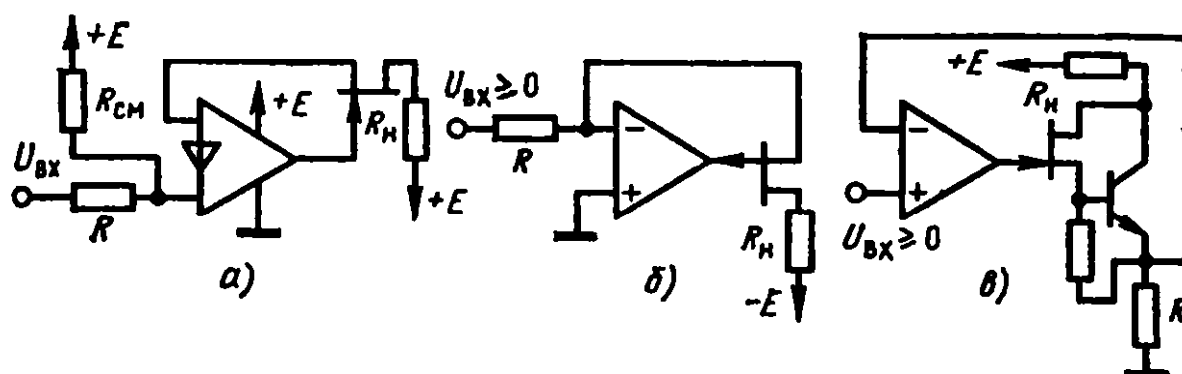


Рис. 5.1. Преобразователи напряжение — ток (УИТ)

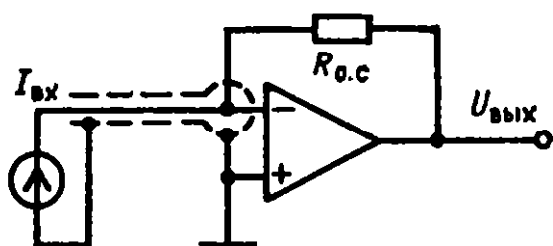


Рис. 5.2. Преобразователь ток — напряжение (УИН — управляемый источник напряжения)

грузки равен $U_{вх} / R$. Надо следить, чтобы за счет падения напряжения на нагрузке транзисторы не вышли из линейного режима. Несложно организовать на основе ОУ и обратное преобразование тока в напряжение (рис. 5.2). В схемах такого рода $U_{сдв}$ ОУ практически не играет роли, но $I_{см}$ и $I_{сдв}$ являются непосредственными источниками

ошибки, особенно существенными при усилении ультраслабых токов. Если в схеме рис. 5.2 использовать типичный ОУ с МОП-входом ($I_{см} < 10^{-12}$ А), то с $R_{в.с} = 1$ ГОм схема может усиливать ток в диапазоне 0—10 нА с точностью 0,1 %. Следует, однако, учитывать, что утечки по плате между выходом и входами ОУ могут здесь играть большую роль, поэтому вход «—» ОУ и левый вывод $R_{в.с}$ желательно «изолировать землей», то есть в данном случае окружить заземленным кольцом на печатной плате, соединенным с экраном кабеля так, как это показано на рис. 5.2.

Во многих других случаях требуется изменение формы спектра сигнала без изменения набора входящих в него гармоник. Типичный пример — регулировка тембра в электроакустических системах (радиоприемнике, магнитофоне или проигрывателе), знакомая каждому. Например, может потребоваться ослабить высокие частоты в сигнале, не затрагивая среднюю и низкочастотную часть диапазона, — тут будет уместен фильтр низких частот (с ЛАЧХ апериодического звена).

Операции интегрирования и дифференцирования — это примеры воздействия на спектр сигнала. При интегрировании сигнала (рис. 3.11) происходит равномерный спад усиления от низких к вы-

соким частотам – 20 дБ/дек. в соответствии с формулой (1.27). При дифференцировании сигнала согласно (1.20) должен происходить подъем усиления с наклоном 20 дБ/дек. Операция дифференцирования сигналов — всегда трудно реализуемая функция. Формально, если в схеме рис. 3.9, а заменить R_1 конденсатором C , то получится почти идеальный дифференциатор. Но такая схема будет неработоспособна. С одной стороны, внешние высокочастотные шумы даже очень малой амплитуды, попадая на вход, совместно с внутренними шумами усилителя (обратной связи на высоких частотах нет!) будут «забивать» его выход. С другой стороны, как нетрудно видеть, ЛАЧХ усилителя без обратной связи и ЛАЧХ $|1/\beta(j\omega)|$ будут пересекаться с взаимным наклоном 40 дБ/дек. (рис. 5.3, графики 1 и 2). Это значит, что если усилитель и будет устойчив, то шумы на входе вызовут постоянные всплески колебаний на выходе. Выходом из положения являются схемы рис. 5.4.

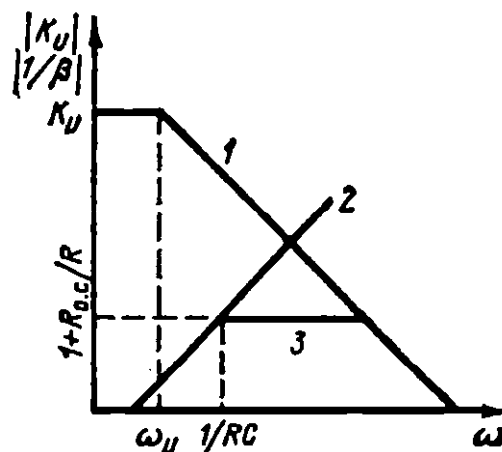


Рис. 5.3. К анализу устойчивости дифференциаторов на ОУ

Схема рис. 5.4, а имеет передаточный коэффициент квазидифференцирующего звена с усилением:

$$K_{o.c}(j\omega) = -j\omega R_{o.c}C / (1 + j\omega RC). \quad (5.1)$$

Отсюда видно, что операция дифференцирования реализуется только для частот $f \ll 1/2\pi RC$ (график 3 на рис. 5.3). При этом возникает склонность к колебательным переходным процессам, так как на самых верхних частотах ЛАЧХ петлевого усиления имеет наклон –40 дБ/дек. Поэтому данная схема хороша только для очень низких частот. Схема рис. 5.4, б позволяет избежать этой опасности

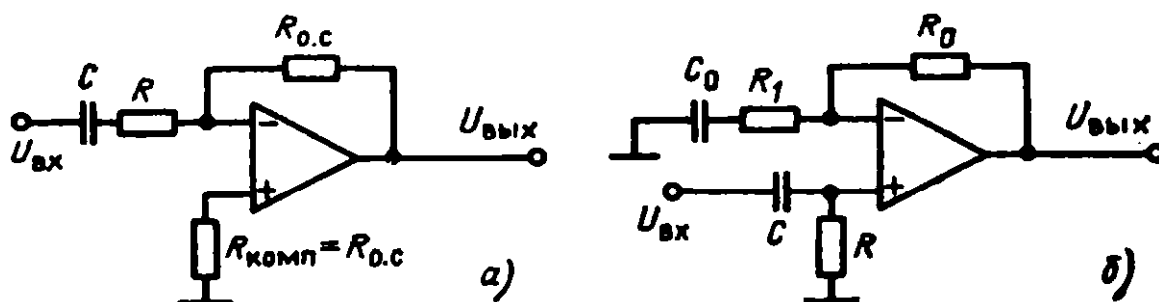


Рис. 5.4. Устойчивые схемы дифференциаторов

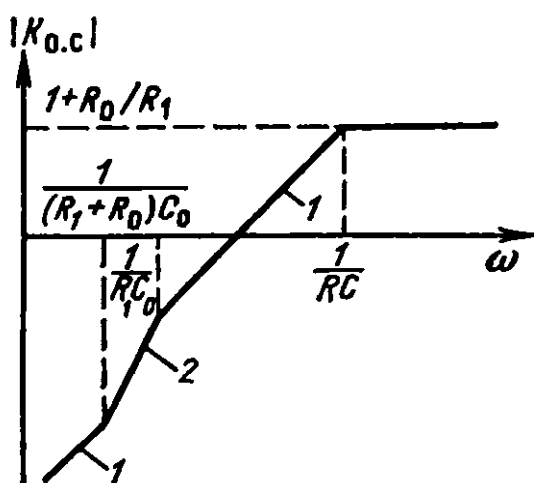


Рис. 5.5. ЛАЧХ схемы рис. 5.4, б

(на рис. 5.5 показана ЛАЧХ этой схемы.) Здесь C_0 выбирается так, чтобы $R_1 C_0 \gg RC$, при этом исключаются колебательные переходные процессы, но в области низких частот в диапазоне появляется область, где рост ЛАЧХ всей схемы равен 40 дБ/декаду (отрезок 2 на рис. 5.5) вместо 20 дБ/декаду (отрезки 1). Понятно, что из соображений баланса по $I_{см}$ целесообразно выбирать $R = R_0$.

Схемы интегрирования и дифференцирования — примеры активных RC -фильтров.

Активными RC -фильтрами называют схемы, обладающие способностью изменять спектр сигнала (зачастую самым прихотливым образом) и построенные с применением только резисторов, конденсаторов и активных усилительных элементов, при этом индуктивности, широко используемые в обычных электрических фильтрах RLC , имитируются с помощью активных RC -схем, моделирующих индуктивный тип проводимости. Развитие теории и схемотехники активных фильтров, приобрело особый размах с появлением дешевых ИМС ОУ, когда по стоимости, надежности, габаритным размерам и массе оказалось выгоднее ставить ОУ, чем катушку индуктивности. Немалую роль сыграло и то, что элементы R и C совместно с бескорпусными ИМС ОУ технологически несложно объединить в гибридную ИМС, в то время как изготовление катушек индуктивности в ИМС — до сих пор весьма трудная задача, решаемая только при малых значениях индуктивности в схемах, работающих на очень высоких частотах.

Основная задача фильтров — выделение из спектра сигнала некоторой полосы частот (полоса прозрачности — понятие, близкое к полосе пропускания) и передача этих частот со входа на выход. Все частоты, лежащие вне полосы прозрачности, должны быть подавлены (полоса или области подавления). Так как добиться идеального разделения этих полос невозможно, говорят об области спада характеристики фильтра. Наряду с ЛАЧХ или АЧХ фильтра почти всегда приходится учитывать его фазовую характеристику, а во многих случаях — и переходную характеристику при импульсных воздействиях. Выделяют фильтры нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосовые (ПФ) и режекторные фильтры (РФ); их ЛАЧХ и ФЧХ показаны на рис. 5.6, а.

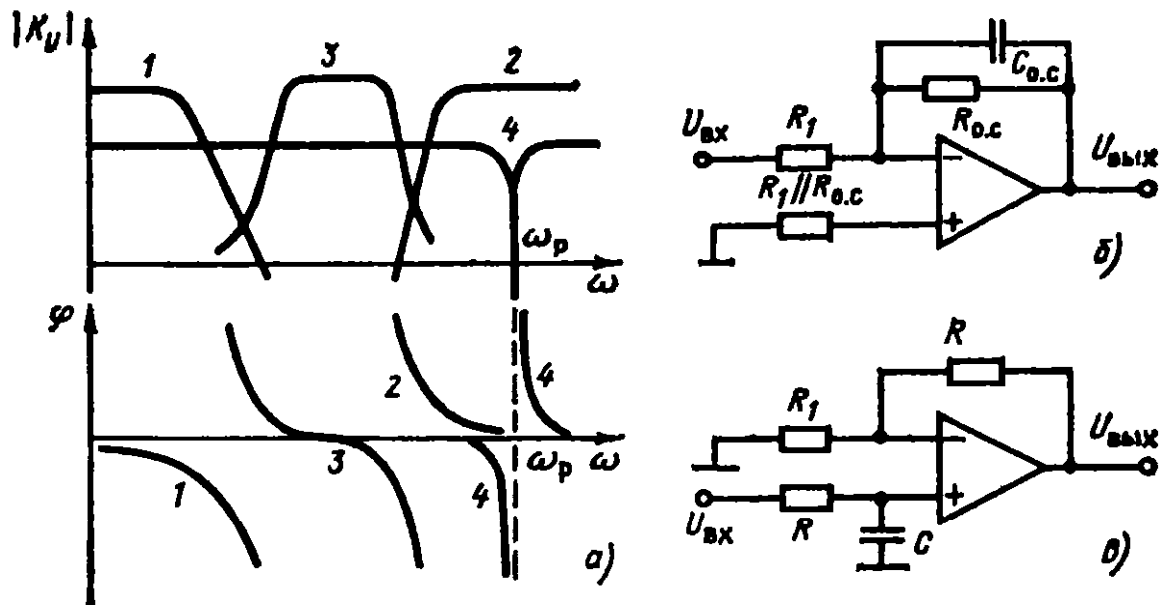


Рис. 5.6. ЛАЧХ и ФЧХ активных фильтров (а) (1 — ФНЧ; 2 — ФВЧ; 3 — ПФ; 4 — РФ) и простейшие ФНЧ (б, в)

Простейший фильтр низкой частоты ФНЧ (апериодический фильтр) с передаточным коэффициентом

$$K_{o.c}(j\omega) = -R_{o.c} / R_1(1 + j\omega T), \quad (5.2)$$

где $T = R_{o.c}C_{o.c}$, показан на рис. 5.6, б. Реализацией «зеркального» ему ФВЧ является дифференциатор рис. 5.4, а. Другой вариант ФНЧ 1-го порядка показан на рис. 5.6, в. Для этой схемы

$$K_{o.c}(j\omega) = (1 + R_{o.c} / R_1) / (1 + j\omega T), \quad (5.3)$$

где $T = RC$, причем желательно, чтобы $R = R_{o.c} \parallel R_1$. Понятно, что схема рис. 5.4, б является «зеркальным» ФВЧ. Простейшие ФНЧ рис. 5.6, б и в и «зеркальные» им ФВЧ далеки от идеала — у них слишком мал наклон ЛАЧХ, и потому они не дают резкого выделения полосы пропускания. Можно просто последовательно включить несколько схем одного типа с равными постоянными времени (фильтр с критическим затуханием), но это далеко не всегда лучший путь. Дело в том, что апериодические фильтры имеют наиболее плавный переход от полосы пропускания к спаду ЛАЧХ, поэтому разница между аппроксимацией ЛАЧХ прямыми и истинным ее видом в многосвязном фильтре будет очень велика (рис. 5.7, ЛАЧХ 1 и 2). Например, в фильтре 4-го порядка с единичным усилением в полосе прозрачности коэффициент передачи на сопрягающей частоте ω_0 оказывается 0,25 (вместо 1), а вместе с тем частоты, большие ω_0 , ослабляются явно недостаточно. Выходом из этого положения является использование фильтров, состоящих из звеньев второго

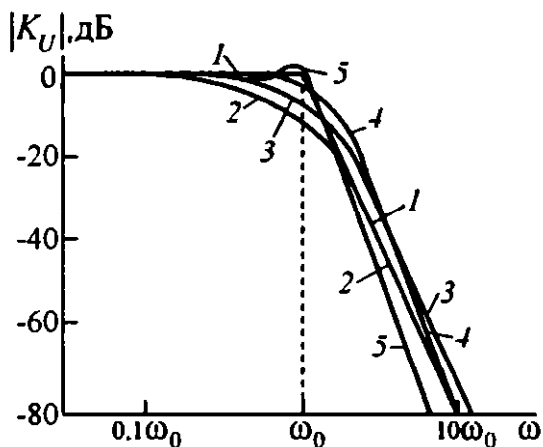


Рис. 5.7. ЛАЧХ ФНЧ 4-го порядка: 1 — линейная аппроксимация; 2 — фильтр с критическим затуханием; 3 — фильтр Бесселя; 4 — фильтр Баттерворта; 5 — фильтр Чебышева

порядка с декрементом затухания, меньшим 1. Каждое звено такого ФНЧ при единичном усилении в полосе пропускания имеет передаточный коэффициент вида

$$K_{oc}(j\omega) = 1/(1 - \omega^2 T^2 + j\omega 2\xi T), \quad (5.4)$$

где выбор $\xi < 1$ определяет неравномерность ЛАЧХ и заострение характеристик фильтра. При этом, конечно, $\omega = 1/T$ нельзя рассматривать как границу полосы пропускания. Последовательным включением звеньев второго порядка с затуханием, меньшим критического ($\xi < 1$), удастся синтезировать фильтры с очень резким переходом от полосы пропускания к полосе подавления. Это достигается ценой ухудшения переходных процессов при скачкообразных входных воздействиях и, иногда, ценой появления некоторой неравномерности в полосе пропускания.

Наиболее распространенной и простой в реализации является схема фильтра Саллена и Кея, называемая также схемой с положительной обратной связью и схемой с управляемым источником напряжения (УИН). Рассмотрим, например, схему рис. 5.8, а. На низких частотах сигнал поступает на вход + ОУ и усиливается с коэффициентом усиления $K = (R_{oc} + R_1) / R_1$, при этом емкостный ток через C_1 течет в «обратном» направлении ($U_{вых} > U_{вх}$, и емкость C_1 «отрицательна»). На частотах ω , близких к $1/RC_2$, $U_{вых}$ начинает уменьшаться и, что еще существеннее, сдвигаться по фазе. Вследствие этого емкостный ток через C_1 становится положительным, и емкость C_1 по отношению к входному сигналу начинает играть роль

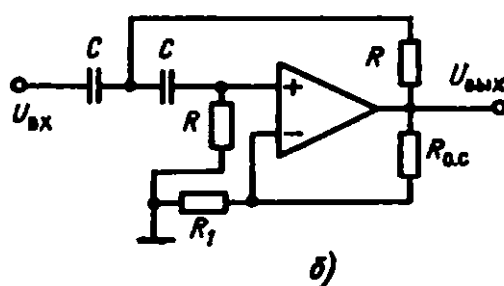
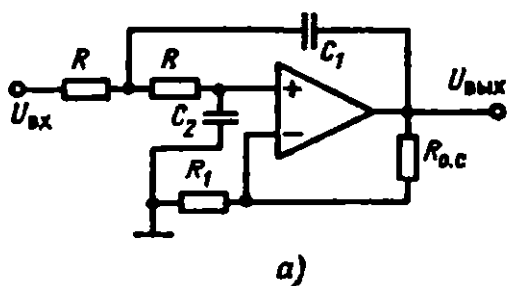


Рис. 5.8. ФНЧ (а) и ФВЧ (б) с положительной обратной связью

обычного конденсатора, образующего с R апериодический фильтр. Передаточный коэффициент схемы можно получить из уравнения для токов во входной цепи. Он имеет вид

$$K_{\text{ФНЧ}}(j\omega) = K / [(1 - \omega^2 T^2 + j\omega(3 - K)T)], \quad (5.5)$$

где $T = RC$; $C_1 = C_2$; $K = (R_{o.c} + R_1)/R_1$.

Отсюда видно, что при $K \geq 3$ схема перейдет в режим самовозбуждения. При $K = 1$ ($R_1 \rightarrow \infty$) получим апериодический фильтр второго порядка — знаменатель раскладывается на два множителя $(1 + j\omega T)$. Промежуточные случаи соответствуют колебательному звену с различными значениями декремента затухания:

$$\xi = (3 - K)/2. \quad (5.6)$$

Для схемы ФВЧ (рис. 5.8, б) соответственно можно получить

$$K_{\text{ФВЧ}}(j\omega) = -K\omega^2 T^2 / [(1 - \omega^2 T^2 + j\omega(3 - K)T)]. \quad (5.7)$$

Синтез характеристики конкретного фильтра сводится теперь к выбору числа звеньев n , каждое из которых имеет вид, показанный на рис. 5.8, и определению T и K отдельных звеньев. Варьируя их, можно получить различные типы характеристик. Обычно проектирование фильтров ведут на основе четырех основных типов их характеристик (рис. 5.9).

А. Фильтры с критическим затуханием ($\xi = 1$) — это последовательная комбинация обычных апериодических или квазидифференцирующих звеньев. Они обладают, как было замечено (см. рис. 5.7), наилучшими избирательными свойствами (очень плавный переход от полосы пропускания к подавлению) и значительной неравномерностью в полосе пропускания. Для многозвенных фильтров здесь даже трудно сказать, где кончается полоса пропускания и начинается полоса подавления. Формальный критерий « -3 дБ», то есть критерий уменьшения амплитуды сигнала в $1/2^{1/2} \approx 0,7$ раз, почти лишается физического смысла. Однако при необходимости обработки сигналов, содержащих резкие выбросы и скачки с большой амплитудой, приходится прибегать именно к этому типу фильтров, так как они имеют наименьшее время установления и не создают на выходе выбросов и автоколебаний.

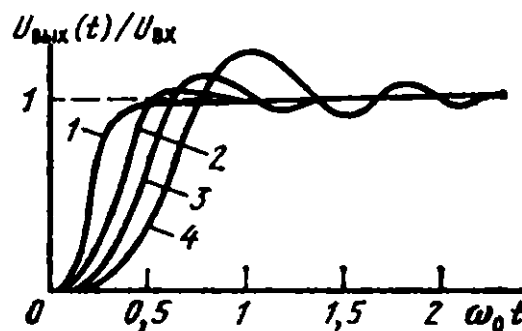


Рис. 5.9. Переходные процессы в ФНЧ 4-го порядка при ступенчатом воздействии на входе: 1 — фильтр с критическим затуханием; 2 — Бесселя; 3 — Баттерворта; 4 — Чебышева

Б. Фильтры Бесселя, названные так потому, что АЧХ аппроксимируются полиномами Бесселя, обладают почти такими же свойствами во временной области, как и фильтры с критическим затуханием, и переходные процессы на их выходе оканчиваются достаточно быстро при очень умеренных выбросах. Это связано с тем, что они имеют наиболее линейную ФЧХ, фазовое запаздывание в них прямо пропорционально частоте, а, следовательно, время задержки всех гармонических составляющих сигнала в них одинаково. Вместе с тем за эти свойства приходится расплачиваться довольно пологой характеристикой.

В. Фильтры Баттерворта устроены наиболее просто. Например, в случае ФНЧ их АЧХ описывается выражением

$$|K(j\omega)| = K / (1 + \omega^{2n} / \omega_0^{2n})^{1/2}, \quad (5.8)$$

где ω_0 — граничная частота фильтра.

Эти фильтры отличаются наиболее плоской характеристикой в полосе пропускания и крутыми спадами при переходе к полосе подавления. Зато им свойственны существенная нелинейность фазовой характеристики, выбросы и колебания при переходных процессах.

Г. Фильтры Чебышева (АЧХ аппроксимируются полиномами Чебышева) обладают наиболее резким переходом от полосы пропускания к полосе подавления. Однако наибольшая «прямоугольность» достигается в этом случае за счет потери равномерности амплитудной характеристики в полосе пропускания. АЧХ становится «волнистой», и амплитуда этих «волн» составляет обычно 0,5 или 2 дБ — чем больше «волны», то есть неравномерность АЧХ, тем выше ее прямоугольность. Фильтры Чебышева непригодны при наличии в сигналах скачков и выбросов, так как имеют весьма неровную фазовую характеристику, из-за чего им свойственны колебательные переходные процессы, сравнительно медленно затухающие.

При построении многорезонансных фильтров рекомендуется звенья ставить в порядке возрастания их коэффициента усиления. Обратите внимание — коэффициент усиления в полосе пропускания в схемах рис. 5.8 больше 1 и в некоторых случаях может достигать значительных величин. Например, фильтр Чебышева (2 дБ) с $n = 4$ (фильтр 8-го порядка) имеет общее усиление около 41. Это значит, что входной сигнал этого фильтра при использовании ОУ с порогом выхода 10 В по амплитуде должен быть меньше 0,25 В. Из-за этого могут «накапливаться» в многорезонансных ФНЧ дрейф вдоль цепочки звеньев, а в ФВЧ — шумы. Поэтому полезно, если это позволяет система, ограничивать полосу и с другой стороны,

установив одно звено фильтра зеркального типа перед последним звеном многозвенного фильтра.

При необходимости сформировать полосовой фильтр с плоской характеристикой лучше всего это сделать, чередуя звенья ФВЧ и ФНЧ с соответствующими параметрами.

Используя двухполосные фильтры рис. 5.8, можно строить и эффективные резонансные (узкополосные) схемы с достаточно малыми декрементами затухания.

Из (5.6), в частности, видно, что затухание в этих фильтрах слабо зависит от частоты, а определяется K , который может быть задан с высокой точностью. Например, используя в цепи отрицательной обратной связи резисторы с допуском 0,1 %, можно получить, применив два звена (ФНЧ и ФВЧ), резонансную схему с $\xi \approx 1/500$.

Функции полосового фильтра с малым ξ и независимой настройкой резонансной частоты прекрасно выполняет схема на ОУ или токоразностных усилителях, представляющая собой аналоговую модель колебательного звена (рис. 5.10). Передаточный коэффициент этой схемы может быть получен по обычной формуле для замкнутой системы (3.3), причем, если выход ОУ-3 есть выход схемы, то $\beta = 1$. ОУ-1 — это просто сравнивающее устройство с $K_1 = -1$. ОУ-2 включен в режиме интегратора с передаточным коэффициентом

$$K_2(j\omega) = -1/j\omega R_2 C,$$

а ОУ-3 — апериодическое звено с большим усилением:

$$K_3(j\omega) = -(R_0 \parallel j\omega C) / R_3 = -R_0 / [(1 + j\omega R_0 C) R_3].$$

Следовательно, для схемы в целом

$$\begin{aligned} K_{\text{ФНЧ}}(j\omega) &= K_1 K_2(j\omega) K_3(j\omega) / [1 - K_1 K_2(j\omega) K_3(j\omega)] = \\ &= -1 / (1 - \omega^2 R_2 R_3 C^2 + j\omega R_2 R_3 C / R_0). \end{aligned}$$

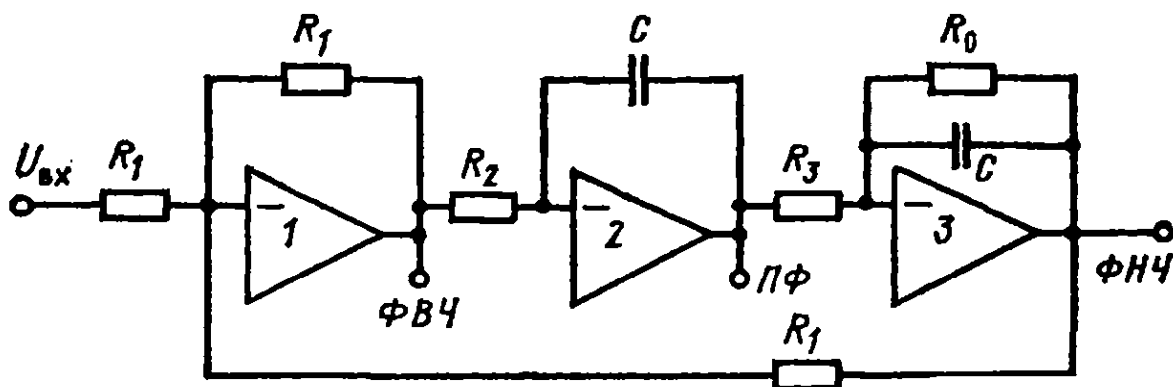


Рис. 5.10. Квадратурный фильтр на ОУ

Из этого выражения видно, что схема обладает резонансными свойствами с добротностью, регулируемой с помощью R_0 , то есть реализует фильтр 2-го порядка. При выходном сигнале, снимаемом с выхода ОУ-3, имеем ФНЧ. Если выходом схемы считать выход ОУ-2, то при больших значениях $R_0 \gg R_3$ схема представляет собой узкополосный ПФ с высокой добротностью:

$$K_{\text{ПФ}}(j\omega) = (R_3 / R_0)(1 + j\omega R_0 C) / (1 - \omega^2 R_2 R_3 C^2 + j\omega R_2 R_3 C / R_0). \quad (5.9)$$

Если выход снимать с ОУ1, то получим ФВЧ

$$K_{\text{ФВЧ}}(j\omega) = -(R_3 / R_0)j\omega R_2 C(1 + j\omega R_0 C) / (1 - \omega^2 R_2 R_3 C^2 + j\omega R_2 R_3 C / R_0). \quad (5.10)$$

Существует множество модификаций универсальных фильтров этого типа, значительно усовершенствованных с точки зрения удобства настройки и получения различных типов характеристик. Принципиально, однако, они не отличаются друг от друга.

Выше было отмечено, что при построении фильтров и интегральном исполнении практически невозможно реализовать катушки индуктивности. Почти такие же трудности вызывает получение высококачественных конденсаторов большой емкости. Эта трудность отчасти может быть преодолена при использовании схем умножения емкости и гираторов — преобразователей проводимости. На рис. 5.11, а дана схема умножения емкости с помощью двух ОУ. В ней используется эффект Миллера: эффективное значение емкости C увеличивается в соответствии с коэффициентом усиления схемы

$$C_{\text{эфф}} = KC = [1 + (R_1 + R_2)R_4 / R_1 R_3] C. \quad (5.11)$$

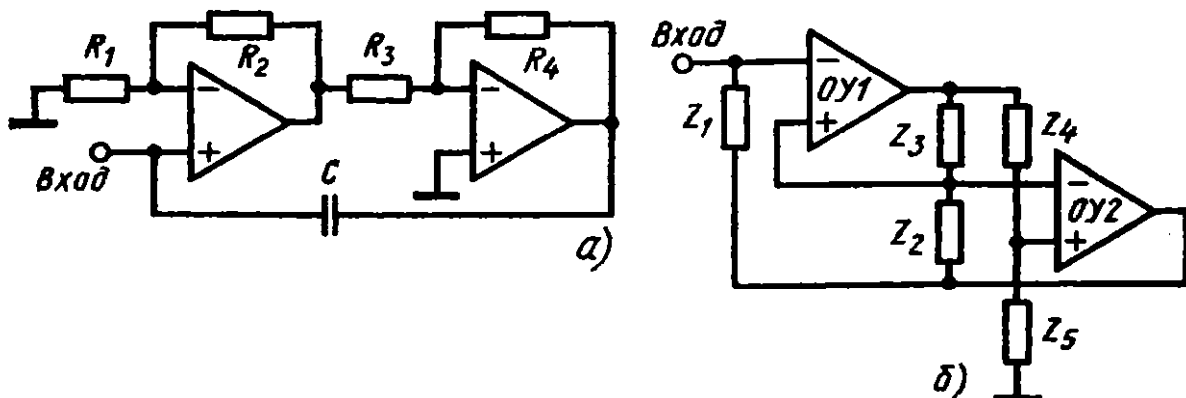


Рис. 5.11. Схемы умножителя емкости (а) и гиратора (б)

Схема ведет себя так, как если бы левая пластина C (и $C_{эфф}$) была потенциально заземлена, но не забывайте, что ток источника сигнала в $C_{эфф}$ (а не C !) должен быть меньше допустимого выходного тока ОУ, а напряжение $U_{вх} < U_{вых} / K$, где K — общий коэффициент усиления.

Эта схема здесь приведена для иллюстрации подхода к построению умножителей емкости и гираторов — в качестве рабочей она не слишком неэффективна. Классическая схема для получения индуктивной проводимости и умножения емкости дана на рис. 5.11, б. Для этой схемы действительно соотношение

$$Z_{вх} = Z_1 Z_3 Z_5 / Z_2 Z_4, \quad (5.12)$$

где Z_2 , Z_3 и Z_5 — это резисторы, они обеспечивают обратные связи по постоянному току и смещение входа + ОУ-2. Если $Z_1 = 1/j\omega C$, а $Z_4 = R$, то получаем умножитель емкости. Если $Z_4 = 1/j\omega C$, а $Z_1 = R$, то схема является эффективным гиратором — преобразователем проводимости, имеющим индуктивную входную проводимость и при этом

$$L_{вх} = R_1 R_3 R_5 C / R_2. \quad (5.13)$$

Эта схема малочувствительна к отклонениям параметров, но следует помнить об ограничениях выходных тока и напряжения ОУ.

5.2. Нелинейные преобразователи аналоговых сигналов

Функциональные преобразователи

Нелинейные преобразования аналоговых сигналов необходимы при линеаризации характеристик датчиков постоянного тока, при нормализации сигналов, вычислении мощности сигналов, в устройствах сжатия и расширения динамического диапазона, для автоматической регулировки усиления, в разнообразных устройствах сигнализации, автоматического контроля изделий и т. д.

Наиболее распространенными типами нелинейных преобразователей являются функциональные преобразователи одной переменной напряжений постоянного тока, построенные на операционных усилителях и основанные на нелинейном преобразовании напряжение — ток, и устройства умножения напряжений постоянного тока. Эти устройства наиболее просты и часто изготавливаются в виде ИМС.

Простейший тип функционального преобразователя — прецизионный выпрямитель — показан на рис. 5.12, а. Назначение этой схемы — получение идеальной диодной характеристики без начальной «мертвой зоны», свойственной простым диодным детекторам-выпрямителям и обусловленной характеристикой p - n -перехода. Если $U_{см} = 0$, то $U_{вх} < 0$, $U_{вых} > 0$, причем $U_{вых} = -U_{вх} R_{о.с} / R_1$. При $U_{вх} > 0$ выходное напряжение ОУ $U_{выхОУ} < 0$, D_1 закрывается, напряжение $U_{выхОУ}$ почти мгновенно достигает $-U_{БЭ}$ и открывается D_2 , что обеспечивает обратную связь и не позволяет ОУ выйти на «насыщенный режим» перегрузки. Режим насыщения ОУ нежелателен, так как ОУ долго выходит из него при изменении знака $U_{вх}$. Обратное напряжение на D_1 невелико, и утечка через D_1 будет мала. Эта схема должна работать на заземленную нагрузку! Изменив полярность включения диодов, получим детектор сигналов для $U_{вх} > 0$. Если задать $U_{см} > 0$, то $U_{вых} = 0$ вплоть до $U_{вх} = U_{см}$, а при $U_{вх} < U_{см}$ $U_{вых} = -(U_{вх} + U_{см}) R_{о.с} / R_1$. Добавив к схеме рис. 5.12, а сумматор, получим двухполупериодный детектор-выпрямитель (рис. 5.12, б), в котором $U_{вых} = |U_{вх}|$.

Вводя в эту схему (и подобные ей) различные смещения, можно получить самые разнообразные кусочно-линейные характеристики типа зоны нечувствительности, одно- и двухсторонних ограничителей и т. д. (рис. 5.13, а—в).

Характеристику с грубой установкой уровня ограничения (рис. 5.13, в) можно получить, используя двуханодные стабилитроны (рис. 5.13, г). При $|U_{вых}| < U_{стаб}$, где $U_{стаб}$ — напряжение пробоя стабилитрона, выходной сигнал есть $U_{вых} = -U_{вх} R_{о.с} / R$, при $|U_{вых}| > U_{стаб}$ $R_{о.с}$ шунтируется малым дифференциальным сопротивлением стабилитрона (15—40 Ом), и происходит резкое уменьшение усиления. Введение такого грубого ограничителя полезно, когда есть опасность перегрузки выхода ОУ (режима насыщения). Хотя такие перегрузки и не выводят ОУ из строя, они увеличивают время

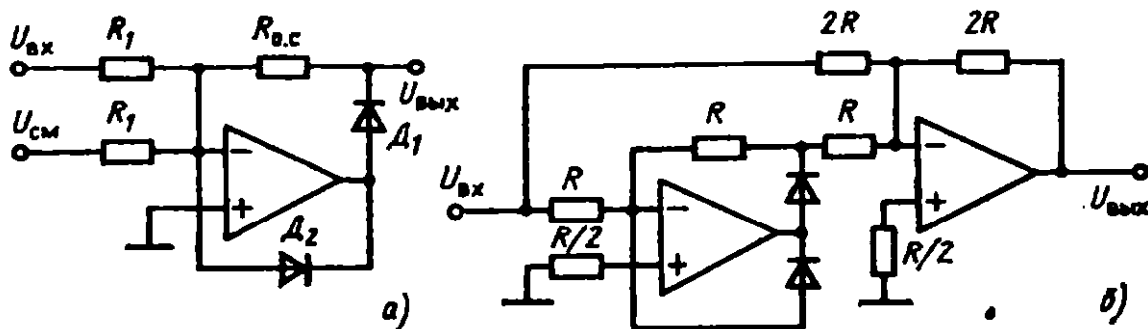


Рис. 5.12. Прецизионные выпрямители

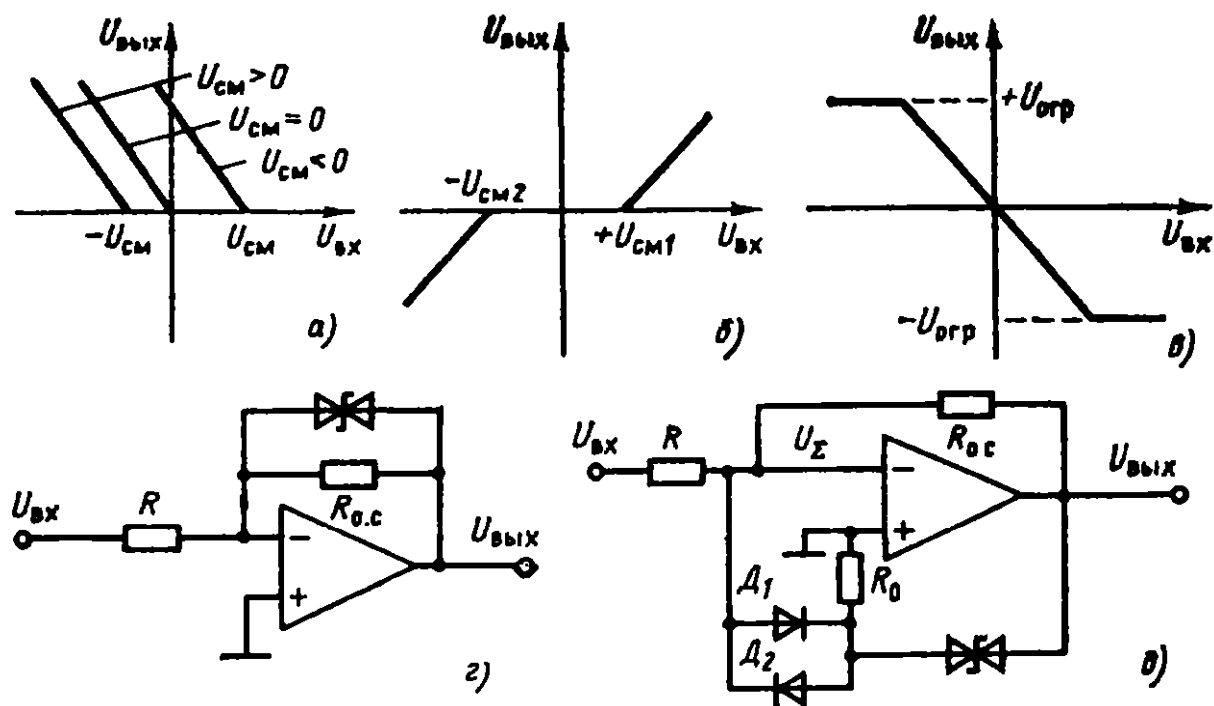


Рис. 5.13. Характеристики (а—в) и схемы (г, д) ограничения

переходных процессов в системе (ОУ обычно очень медленно «выходит из насыщения»). Следует учитывать, что стабилитрон имеет значительную собственную нелинейную емкость (50—500 пФ) и может вносить утечку в цепь обратной связи. Поэтому схему рис. 5.13, г рекомендуется использовать при $R_{0.с} < 100 \text{ кОм}$. Пойдя на некоторое ухудшение характеристики ограничения, можно снизить негативное влияние стабилитрона с помощью резистивно-диодной цепи, как это показано на рис. 5.13, д. Здесь влияние утечек стабилитрона и его емкости уменьшено — токи утечки отводятся через R_0 на землю («изоляция земель»), малая емкость диодов D_1 и D_2 (это должны быть кремниевые высокочастотные диоды) уменьшает общую емкость в цепи обратной связи, а сами диоды в отсутствие ограничения оказываются практически закрытыми и никак на работу ОУ не влияют (в силу того, что U_Z очень мало). Эта схема может использоваться при $R_{0.с} < 10 \text{ МОм}$ и даже в интеграторах с относительно небольшими постоянными времени интегрирования.

Для получения более сложных зависимостей $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ обычно используются нелинейные проводимости с заданной формой характеристики.

Для воспроизведения логарифмических и экспоненциальных функций (компрессии и декомпрессии — сжатия и растяжения сигналов) широко используются логарифмические характеристики p - n -переходов

$$U_{\text{БЭ}} = \varphi_{\text{Ф}} \ln I / I_0. \quad (5.14)$$

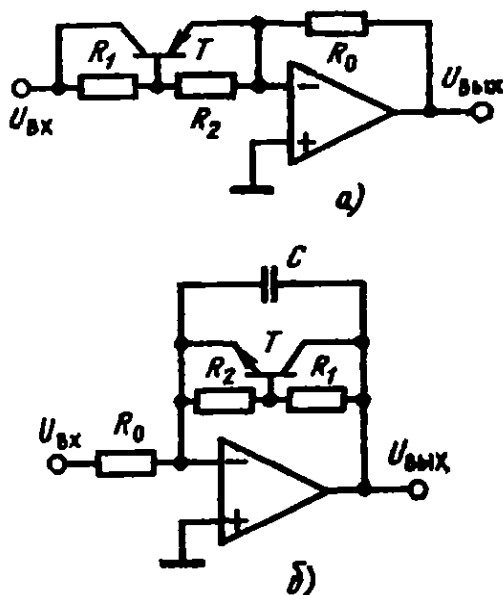


Рис. 5.14. Схемы получения \exp (а) и \ln (б)

Эти схемы имеют нестабильность около $0,3 \text{ }^\circ\text{C}$ при логарифмировании. Был предложен целый ряд «стабилизированных» балансных схем, в которых исключалось действие теплового тока I_0 , но при этом выходной сигнал был по-прежнему пропорционален φ_Θ . Так как относительные температурные коэффициенты $U_{БЭ}$ и φ_Θ примерно одинаковы, эффективность этих достаточно сложных схем мала. Когда требования невысоки, то лучше всего использовать просто последовательно включенные цепи, показанные на рис. 5.14, а и б. В этих схемах использован тот факт, что падение на-

пряжения на транзисторе T есть $U = U_{БЭ}(1 + R_1/R_2)$. Из уравнения (5.15), где I — ток коллектора — эмиттера транзистора T (I_B считаем малым), получим

$$I = I_0 \exp [UR_2 / \varphi_\Theta(R_1 + R_2)]. \quad (5.15)$$

При должном выборе R_1 и R_2 ток $U / (R_1 + R_2) \ll I$, и можно получить схему антилогарифматора (потенцирования) с погрешностью около $2 \text{ } \%$ и нестабильностью примерно $2 \text{ }^\circ\text{C}$ в диапазоне температур $15\text{--}35 \text{ }^\circ\text{C}$.

При включении схемы в цепь обратной связи для получения логарифмической характеристики необходимо шунтировать ее конденсатором, чтобы обеспечить динамическую устойчивость. Следует подстраивать R_1 при включении схемы, а R_2 желательно выбирать с большим положительным температурным коэффициентом.

Обратите внимание, что требования к транзисторам, используемым в нелинейных преобразователях рис. 5.14, достаточно высоки: они должны иметь большие $h_{21Э}$ (как правило, не меньше 100) и малые тепловые токи, являющиеся непосредственными источниками погрешности.

Схемы умножения сигналов

Наиболее широкое распространение получила в настоящее время схема перемножителя Гильберта. Это, по-видимому, первое удачное решение перемножителя, использующего экспоненциаль-

ную характеристику p - n -перехода при двух- и четырехквadrантном умножении.

Действие схемы основано на том факте, что выходной ток транзистора с генератором тока в цепи эмиттера зависит и от тока этого генератора, и от напряжения база — эмиттер, если добиться независимой регулировки этих величин. Схемой, в которой такая регулировка осуществима, является обычный биполярный дифференциальный каскад.

Действительно, воспользовавшись уравнением Молла—Эберса и предположив, что $h_{21Э}$ транзисторов схемы рис. 5.15, а достаточно велико, чтобы можно было пренебречь ответвлением части токов эмиттеров в базы, и что транзисторы T_1 и T_2 идентичны, получим

$$I_1 = I_{01} \exp[(U_1 - U) / \varphi_0]; I_2 = I_{02} \exp[(U_2 - U) / \varphi_0].$$

При $I_{01} = I_{02}$ имеем:

$$I_1 / I_2 = \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_0],$$

а так как $I_1 + I_2 = I_{ЭΣ}$, то

$$I_1 = I_{ЭΣ} / \{1 + \exp[(U_2 - U_1) / \varphi_0]\}; I_2 = I_{ЭΣ} / \{1 + \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_0]\}.$$

Вычисляем:

$$I_2 - I_1 = I_{ЭΣ} \{1 - \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_0]\} / \{1 + \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_0]\}. \quad (5.16)$$

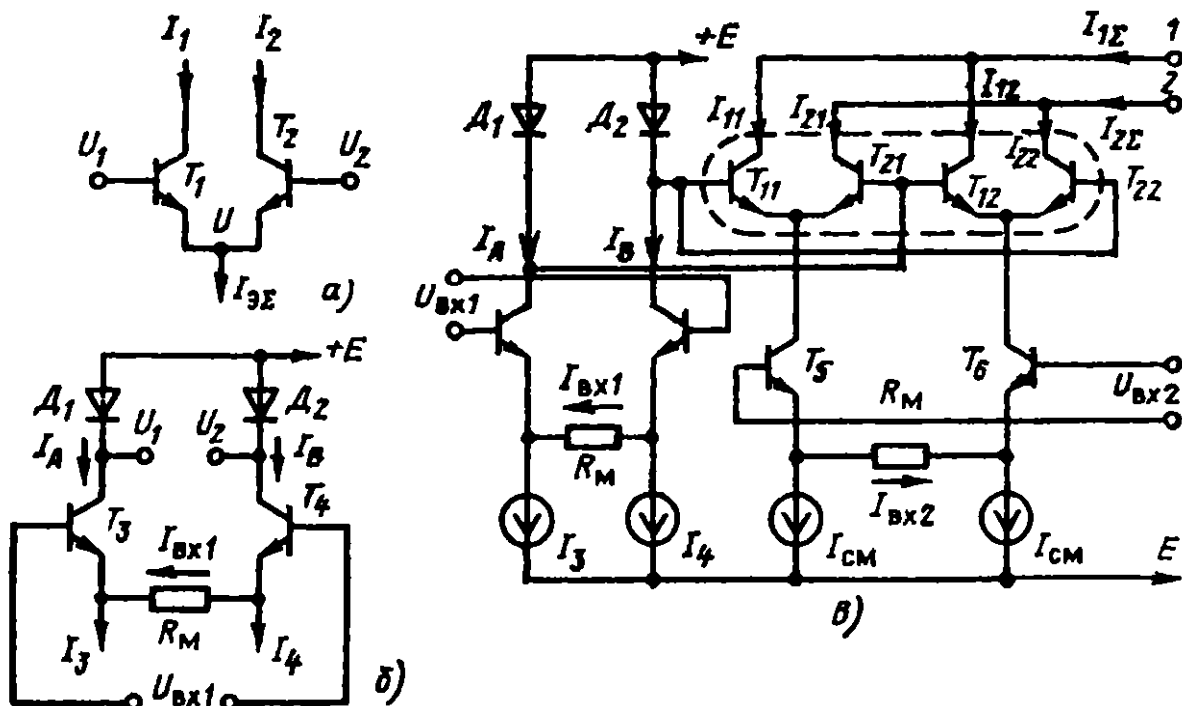


Рис. 5.15. Перемножитель на дифференциальных каскадах

Пусть изменяемый ток I_{Σ} играет роль первого сомножителя, тем более что он может задаваться от управляемого напряжением смещения источника тока на биполярном транзисторе. Чтобы сделать величину, стоящую в квадратных скобках в (5.16), пропорциональной второму сомножителю, используем схему формирования смещения $U_1 - U_2$, показанную на рис. 5.15, б. Для этой схемы

$$I_A = I_3 - I_{\text{вх1}} = I_{0Д1} \exp(U_1 / \varphi_{\Theta}); I_B = I_4 + I_{\text{вх1}} = I_{0Д2} \exp(U_2 / \varphi_{\Theta}),$$

где $I_{0Д1}$ и $I_{0Д2}$ — тепловые токи диодов D_1 и D_2 . При $I_{0Д1} = I_{0Д2}$ и $I_3 = I_4 = I_M$

$$\begin{aligned} U_1 - U_2 &= \varphi_{\Theta} \ln[(1 - I_{\text{вх1}} / I_M) / (1 + I_{\text{вх1}} / I_M)] = \\ &= \varphi_{\Theta} \ln[(1 - U_{\text{вх1}} / U_M) / (1 + U_{\text{вх1}} / U_M)], \end{aligned} \quad (5.17)$$

где $U_M = I_M(2r_{\Sigma} + R_M)$. Подставив (5.17) в (5.16), получим

$$I_2 - I_1 = I_{\Sigma} U_{\text{вх1}} / U_M. \quad (5.18)$$

Остается сформировать $I_{\Sigma} \sim U_{\text{вх2}}$. Для этого разобьем I_{Σ} в выражении (5.18) на два компонента $I_{\text{см}}$ и $I_{\text{вх2}}$, первый из которых есть постоянное смещение. Тогда для двух схем рис. 5.15, а, обведенных на рис. 5.15, в, имеем из (5.16)

$$\begin{aligned} I_{21} - I_{11} &= (I_{\text{см}} + I_{\text{вх2}}) \{1 - \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_{\Theta}]\} / \{1 + \\ &+ \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_{\Theta}]\}; \end{aligned} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} I_{12} - I_{22} &= (I_{\text{см}} - I_{\text{вх2}}) \{1 - \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_{\Theta}]\} / \{1 + \\ &+ \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_{\Theta}]\}, \end{aligned} \quad (5.20)$$

где I_{21} , I_{11} и I_{12} , I_{22} — токи I_2 и I_1 (рис. 5.15, а) для первой и второй схем соответственно (рис. 5.15, в).

Вычитая (5.19) из (5.20) почленно, получаем

$$\begin{aligned} (I_{21} + I_{22}) - (I_{11} + I_{12}) &= 2I_{\text{вх2}} \{1 - \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_{\Theta}]\} / \{1 + \\ &+ \exp[(U_1 - U_2) / \varphi_{\Theta}]\}. \end{aligned} \quad (5.21)$$

Сформируем токи $I_{\text{см}} + I_{\text{вх2}}$ и $I_{\text{см}} - I_{\text{вх2}}$ аналогично тому, как формировались токи I_A и I_B в схеме рис. 5.15, б, и с целью суммирования токов $I_{21} + I_{22}$ и $I_{11} + I_{12}$ объединим коллекторы соответствующих транзисторов. В результате в схеме рис. 5.15, в

$$I_{\text{вх2}} = U_{\text{вх2}} / (2r_{\Sigma} + R_M),$$

а полное выражение для выходного сигнала имеет вид

$$I_{2\Sigma} - I_{1\Sigma} = 2U_{\text{вх1}} U_{\text{вх2}} / I_M(2r_{\Sigma} + R_M)^2, \quad (5.22)$$

где $I_M = I_3 = I_4$.

Очевидно, что после подключения нагрузочных резисторов к выходным зажимам 1 и 2 напряжения с этих зажимов должны подаваться на дифференциальный операционный усилитель.

В схеме штриховой линией обведены транзисторы, от которых требуется высокая идентичность параметров при больших $h_{21Э}$. Погрешность этой схемы умножения составляет, как правило, около 1 % шкалы выхода (0,1 % у лучших образцов), но эти схемы обладают очень высоким быстродействием (до 100 МГц и выше). Это позволяет использовать их в качестве эффективных амплитудных модуляторов и демодуляторов (синхронных детекторов) в радиоаппаратуре.

Если ИМС перемножителя включить в цепь обратной связи ОУ, то получим схему деления, в которой на один вход перемножителя подается $U_{\text{вых}}$ ОУ (частное), а на его второй вход — напряжение делителя; делимое задается на вход ОУ. Включая ИМС типа рис. 5.15 с закороченными входами на входы или в цепи обратной связи ОУ, получают схемы возведения в квадрат и извлечения корня.

При использовании схем умножения основные трудности вызывает получение нулевого выходного сигнала при максимальном сигнале на одном входе и нуле на другом, а также установка шкалы выхода (получение «равенства» $U_{\text{вх макс}}^2 = U_{\text{вых макс}}$ с необходимой точностью). Отсутствие «нуля» в схеме Гильберта выражается в появлении на выходе четных гармоник при синусоидальном сигнале на одном входе и нуле на другом. К этим погрешностям особенно критичны схемы деления с умножителями в цепи обратной связи ОУ.

5.3. Модуляция

Передача по линиям связи аналоговых сигналов напряжения на расстояния, превышающие десятки метров, практически нереальна из-за помех, внешних наводок и почти непредсказуемого влияния длинной линии на сигнал напряжения. На расстояниях вплоть до 500 м с приемлемой точностью удастся передавать аналоговый сигнал тока. Обычной является полная шкала 1—5 мА. Ток в 1 мА соответствует нулю сигнала, и его наличие указывает на исправность линии связи. На расстояния, превышающие несколько сот метров, удастся передавать двоичную цифровую информацию и логические сигналы управления, прибегая к специальным методам контроля и кодирования.

Для передачи информации на большие расстояния используются различные виды модуляции.

Амплитудная модуляция

Простейшим видом модуляции является амплитудная модуляция. Этот тип модуляции подразумевает наличие несущего сигнала, амплитуда которого меняется пропорционально информационному сигналу. В качестве несущего сигнала обычно используются либо синусоидальный сигнал (АМ), либо прямоугольные импульсы (амплитудно-импульсная модуляция АИМ). АИМ в самых различных видах применяется в устройствах усиления и преобразования аналоговой информации, но наиболее широко используется АМ, прежде всего в радиотехнике и других видах дальней связи. Амплитудно-модулированное колебание $a(t)$ можно получить обычным перемножением информационного сигнала $c(t)$ на сигнал несущей частоты

$$a(t) = (c(t) + A_0) \sin 2\pi f_n t,$$

где A_0 — амплитуда несущего колебания в отсутствие модуляции, f_n — несущая частота. Понятно, что максимальное значение $c(t)$ ΔA_m не должно превосходить A_0 (рис. 5.16, а, б). Величина $\Delta A_m / A_0$ называется глубиной модуляции.

Рассмотрим, что происходит со спектром сигнала при модуляции. Это удобно сделать для случая модуляции одним тоном (тональной модуляции), когда модулирующий сигнал $c(t)$ является гармоническим: $c(t) = c_0 \sin 2\pi f_c t$. В этом случае

$$a(t) = c_0 [\cos 2\pi(f_c - f_n)t - \cos 2\pi(f_c + f_n)t] + A_0 \sin 2\pi f_n t,$$

откуда видно, что спектр модулированного сигнала содержит три гармоники: центральную несущую и две боковых, расположенных симметрично к несущей. В этом и состоит смысл АМ: передавать и

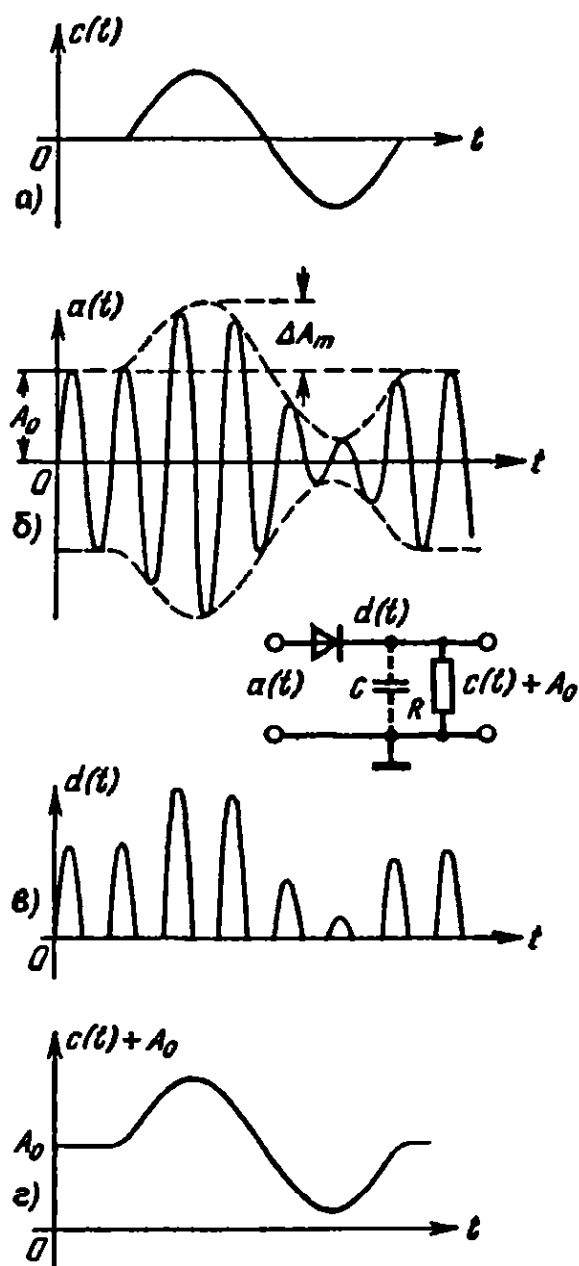


Рис. 5.16. Амплитудная модуляция и демодуляция

усиливать низкочастотные сигналы на высоких частотах. Если, например, $f_c = 10$ кГц и это максимальная частота сигнала, а $f_n = 10$ МГц, то модулированный сигнал займет полосу частот от 9,99 МГц до 10,01 МГц. В результате в полосе от 9,5 МГц до 10,5 МГц можно разместить до 50 каналов связи с такой полосой частот (на практике, чтобы избежать взаимного влияния сигналов между каналами, приходится оставлять между ними промежутки и потому в этой полосе реально удастся разместить не более 20—30 каналов). Для приема и выделения нашего сигнала может быть использован полосовой фильтр 9,99—10,01 МГц.

Примем для простоты, что $a(t)$ в линии связи и после полосового фильтра не ослабляется. Понятно, что на практике это не так, и на приемном конце приходится сигнал усиливать. Чтобы снова получить сигнал $c(t)$ на приемном конце можно использовать два под-хода.

Во-первых, подать $a(t)$ на детектор-выпрямитель, состоящий из диода или эмиттерного повторителя. Сигнал на выходе такого детектора $d(t)$ будет иметь вид, показанный на рис 5.16, в. Если подключить на выход детектора конденсатор как показано на рисунке и выбрать

$$1/2\pi f_c \gg RC \gg 1/2\pi f_n,$$

то получим восстановленный сигнал $c(t)$, от которого, в случае необходимости останется отделить постоянную составляющую A_0 (рис. 5.16, г).

Во-вторых, можно использовать синхронное детектирование, при котором $a(t)$ снова умножается на сигнал несущей частоты $c_d \sin 2\pi f_n t$, совпадающий с пришедшим сигналом не только по частоте, но и по фазе. После синхронного детектора получим

$$\begin{aligned} c_{\text{вых}}(t) &= a(t)c_d \sin 2\pi f_n t = c_0 c_d \sin 2\pi f_n t [\cos 2\pi(f_c - f_n)t - \\ &\quad - \cos 2\pi(f_c + f_n)t] + A_0 c_d \sin^2 2\pi f_n t = \\ &= c_0 c_d \sin 2\pi f_c t + A_0 c_d / 2 + \text{гармоники высокой частоты.} \end{aligned}$$

После прохождения ФНЧ и отсечки постоянной составляющей получаем исходный сигнал. Наиболее важным условием успешного синхронного детектирования является строгая синхронизация не только по частоте, но и по фазе.

При всех своих полезных свойствах АМ не защищает в достаточной мере ни от помех, ни от изменений уровня сигнала вследствие изменений условий его прохождения по линиям связи.

Фазово-импульсная модуляция

Чтобы осуществить передачу аналоговой и цифровой информации с минимальными потерями используют методы фазовой модуляции.

Фазово-импульсной модуляцией называют достаточно неопределенный и широкий набор различных способов представления информации. Значение представляемой величины здесь может соответствовать, в частности, длительности импульсов, поступающих с некоторой фиксированной частотой (ШИМ — широтно-импульсная модуляция), или частоте импульсов фиксированной либо переменной длительности при скважности 2 (ЧИМ — частотно-импульсная модуляция).

На рис. 5.17 показаны эти способы представления информации. В случае ШИМ требуется формировать импульсы, длительности которых строго пропорциональны некоторому входному сигналу U_m :

$$t_{\text{имп}} = t_{\text{имп. макс}} U_m / U_{m.\text{макс}}, \quad (5.23)$$

где $t_{\text{имп. макс}}$ — максимальная длительность выходного импульса, и $U_{m.\text{макс}}$ — максимальное значение входного сигнала.

При ЧИМ частота импульсов пропорциональна представляемой переменной (модулирующему сигналу). ЧИМ-сигнал может состоять из коротких импульсов, частота которых меняется от 0 (или от некоторого малого значения) до максимального уровня $f_{\text{макс}}$ (например, от 100 Гц до 100 кГц). Этой ситуации соответствует однополярный модулируемый сигнал (от нуля до максимального значения). Этот вид ЧИМ обладает высокой разрешающей способностью, но

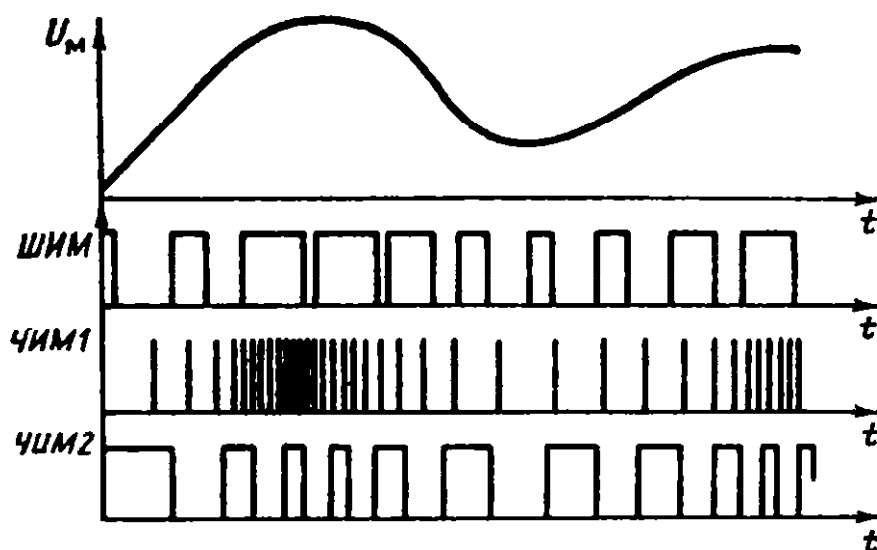


Рис. 5.17. Широтно- и частотно-импульсная модуляция

из-за широкого спектра частот малопригоден для передачи информации по линиям связи или записи, например, на магнитный носитель. Другой тип ЧИМ сравнительно узкополосен. Выбирается некоторая центральная частота f_0 , и задается (обычно симметрично) максимальное отклонение $\Delta f_{\text{макс}}$ (девиация), соответствующее максимальному уровню модулирующего сигнала $|U_m|$. При $f_{\text{макс}} U_m = 0$ частота равна f_0 , при максимальном значении $U_m = U_{m.\text{макс}}$ она равна $f_0 + \Delta f_{\text{макс}}$, а при минимальном — $U_m = -U_{m.\text{макс}}$ — частота имеет значение $f_0 - \Delta f_{\text{макс}}$. Таким образом,

$$f = f_0 + \Delta f_{\text{макс}} U_m / U_{m.\text{макс}}. \quad (5.24)$$

Используется и третий тип модуляции, называемой по-разному: δ - σ -модуляция, модуляция скважности импульсов и частотно-широотно-импульсной модуляция (ЧИМ-ШИМ). Это по сути широтно-импульсная модуляция с плавающей частотой импульсов. Значение модулирующей переменной здесь представлено величиной

$$t_{\text{имп}} / (t_{\text{имп}} + t_{\text{пауза}}) = U_m / U_{m.\text{макс}}, \quad (5.25)$$

когда U_m — однополярный сигнал, изменяющийся от 0 до $U_{m.\text{макс}}$, и

$$(t_{\text{имп}} - t_{\text{пауза}}) / (t_{\text{имп}} + t_{\text{пауза}}) = U_m / U_{m.\text{макс}}, \quad (5.26)$$

когда $-U_{m.\text{макс}} \leq U_m \leq U_{m.\text{макс}}$.

Этот тип модуляции, так же как и ШИМ, удобен тем, что демодуляция осуществляется простым сглаживанием импульсов с помощью фильтра низкой частоты.

Абсолютное большинство схем ШИМ- и ЧИМ-модуляторов построено с применением цепей линейного заряда-разряда конденсаторов и основаны на соотношении

$$UC = It. \quad (5.27)$$

При фиксированном токе заряда конденсатора имеем

$$t_{\text{имп}} = U_m C / I \quad (5.28)$$

— основное соотношение для ШИМ-модуляторов. Если фиксировать перепад напряжения на C , а менять ток заряда $I_m \sim U_m$, то получим

$$f = UC / I_m. \quad (5.29)$$

Демодуляция сигналов ШИМ и ЧИМ1, то есть получение из них сигналов постоянного тока, может осуществляться путем простой фильтрации на ФНЧ импульсов с фиксированной амплитудой. Но даже это простое преобразование имеет свои «подводные камни».

ШИМ и ЧИМ часто используются как промежуточные преобразования в аналого-цифровых преобразователях. Другое их важнейшее назначение — точная фиксация аналоговой информации на магнитной ленте и передача этой информации по линиям связи на значительные расстояния.

Частотная модуляция обеспечивает помехоустойчивость, почти не уступающую кодовой модуляции (когда информация передается специальным помехозащищенным двоичным кодом), но при равных условиях допускает гораздо большую плотность записи на носителе и (что фактически то же самое) требует меньшей полосы частот.

Широтно-импульсные модуляторы ШИМ

Эти схемы часто называют также время-импульсными преобразователями (ВИМ).

Большинство схем одновибраторов может быть обращено в схемы ШИМ путем замены времязадающих резисторов на источники неизменного тока, при этом надо позаботиться главным образом о точной коммутации входного напряжения. В схеме типа одновибратора рис. 3.35, а, модифицированный вариант которой показан на рис. 5.18, а, при задании положительного запускающего перепада кратковременное отпирание T_1 вызывает запуск схемы. Если пренебречь малыми падениями напряжения между выводами насыщенного транзистора, то для длительности выходного импульса можно написать уравнение:

$$t_{\text{имп}} \cong U_{\text{вх}} C_2 / I_{\text{м}}. \quad (5.30)$$

Таким образом, $t_{\text{имп}}$ оказывается прямо пропорционально $U_{\text{вх}}$. Эпюры напряжений в схеме даны на рис. 5.18, б. T_3 и T_4 образуют

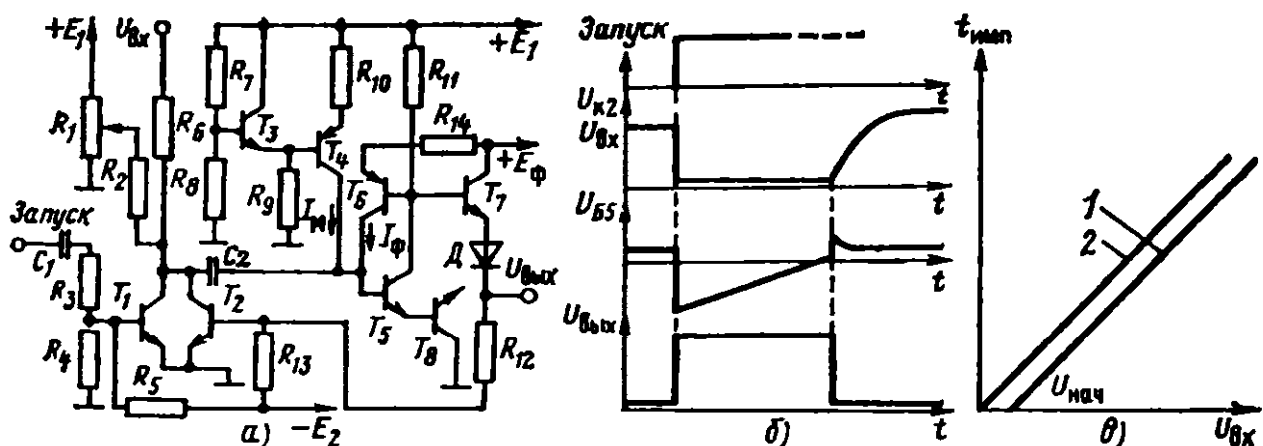


Рис. 5.18. Широтно-импульсный модулятор

температурно-компенсированный источник тока I_m , а диод коллекторного перехода T_8 препятствует пробоем эмиттерного перехода T_5 при формировании импульса. Для компенсации начального смещения характеристики $t_{\text{имп}}(U_{\text{вх}})$ (рис. 5.18, в) служит цепь R_1 , R_2 ($R_2 \gg R_6$), а цепь R_3 , R_4 , R_5 обеспечивает помехозащищенность схемы по запуску. Ток фиксации состояния I_ϕ , формируемый цепью T_6 , R_{14} , служит для предупреждения ложных срабатываний при быстрых изменениях $U_{\text{вх}}$. В статическом режиме ток I_ϕ обеспечивает глубокое насыщение T_5 , причем $I_\phi > U_{\text{вх.макс}} / R_6$. При запуске схемы T_6 закрывается ($E_1 > E_\phi$), $I_\phi = 0$, и перезаряд C_2 осуществляется током I_m . Это позволяет выбирать I_m , соблюдая единственное условие $I_m \gg I_{\text{ут}}$, где $I_{\text{ут}}$ — сумма обратных токов коллекторных переходов T_4 , T_5 , T_6 и T_8 . Обычно $I_{\text{ут}} \ll 1$ мкА, и достаточно иметь $I_m = 0,1$ мА. Например, при $10 \text{ В} \geq U_{\text{вх}} \geq 0 \text{ В}$ можно получить $t_{\text{имп.макс}} = 100$ мкс при $C_2 = 1$ нФ и времени восстановления схемы около 14 мкс. Если $E_1 = 5 \text{ В}$ и $E_\phi = 15 \text{ В}$, то выходной сигнал схемы имеет уровни ТТЛ. Погрешность нелинейности такого ШИМ-преобразователя меньше 0,1 %, а температурная нестабильность определяется практически нестабильностью C_2 и R_{10} . Поэтому эти элементы берутся навесными, причем в качестве C_2 надо брать слюдяной конденсатор, а R_{10} — микропроволочный резистор. В этом случае температурная погрешность в диапазоне $0 \div 50^\circ \text{C}$ составит не более 0,1 %.

На том же принципе нетрудно построить ШИМ с использованием интегрирующих ОУ и компараторов.

Частотно-импульсные модуляторы и генераторы, управляемые током или напряжением (ГУТ и ГУН)

Подобно тому, как модифицированный одновибратор, представленный на рис. 5.18, служит в качестве широтно-импульсного модулятора, небольшие изменения мультивибратора, изображенного на рис. 3.28, позволяют создать частотно-импульсный модулятор или ГУН, показанный на рис. 5.19.

Здесь T_3 и T_4 образуют токовое зеркало со сдвоенным выходом для токов I_m . Частота генерации схемы ($C_1 = C_2 = C$)

$$f = (E_1 - U_{\text{вх}} - 2U_{\text{БЭ}}) / 4R_3CE_2. \quad (5.31)$$

При указанных на схеме номиналах начальная частота ($U_{\text{вх}} = 0$) составляет $f_0 = 6$ кГц и в диапазоне $10 \text{ В} \geq U_{\text{вх}} \geq -10 \text{ В}$ меняется от 1,6 кГц до 10,4 кГц [девиация $\pm 4,4$ кГц, или $\pm 73, (3) \%$]. Формирователь T_5 , T_6 обеспечивает связь с внешней нагрузкой (например, ТТЛ), а C_3 служит для предотвращения блокировки схемы при включении питания.

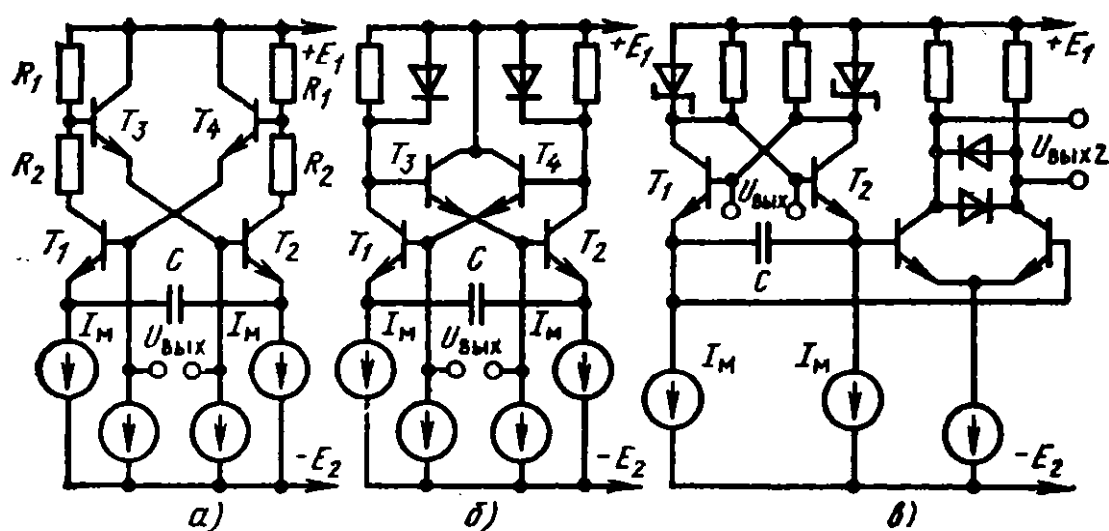


Рис. 5.20. Генераторы, управляемые током

противление источника тока I_m . Поэтому потенциал левой пластины C (эмиттера закрытого транзистора T_1) уменьшается по закону

$$U_{\text{Эзакр}}(t) = U_{\text{Эзакр}}(0) - I_m t / C, \quad (5.32)$$

где время t отсчитывается от момента изменения состояния схемы. В некоторый момент времени t_1 получим

$$U_{\text{Эзакр}}(t_1) = U_{\text{Бзакр}} - U_{\text{БЭ}}, \quad (5.33)$$

где $U_{\text{Бзакр}}$ — потенциал базы закрытого транзистора.

При $U_{\text{Эзакр}}(t_1)$ T_1 начинает проводить ток, и потенциал базы T_2 будет снижаться, в то время как уменьшение тока T_2 поведет к росту потенциала базы T_1 . Произойдет скачкообразный переход схемы в противоположное квазиустойчивое состояние, в котором закрыт T_2 и открыт T_1 . В момент скачка потенциал эмиттера T_1 быстро повысится от $U_{\text{Эзакр}}(t_1)$ до $U_{\text{Э0}}$, а потенциал эмиттера T_2 соответственно повысится от $U_{\text{Э0}}$ до

$$U_{\text{Эзакр}}(0) = U_{\text{Э0}} + [U_{\text{Э0}} - U_{\text{Эзакр}}(t_1)]. \quad (5.34)$$

Теперь закрыт T_2 , а T_1 открыт. Соответственно потенциал левой пластины C фиксирован, а потенциал правой изменяется линейно по закону (5.32) от $U_{\text{Эзакр}}(0)$ до $U_{\text{Эзакр}}(t_1)$.

Амплитуда скачка в момент переключения равна:

$$\Delta U = U_{\text{Э0}} - U_{\text{Эзакр}}(t_1) = U_{\text{Э0}} - U_{\text{Бзакр}} + U_{\text{БЭ}}, \quad (5.35)$$

а амплитуда линейно спадающего напряжения на эмиттере закрытого транзистора равна удвоенной величине ΔU . Частота автоколебаний будет соответственно равна:

$$f = I_m / 4\Delta U C. \quad (5.36)$$

Если считать базовые токи повторителей T_3 и T_4 малыми, то

$$U_{Э0} = E_1 - 2U_{БЭ}. \quad (5.37)$$

На рис. 5.21 изображены эпюры напряжений и токов в схемах рис. 5.20. Значения $U_{БЭкр}$ будут в этих схемах различны и соответственно будут отличаться и значения частоты. При точном определении f следует учесть, что полупериод колебаний схемы будет состоять не только из интервала времени перезаряда емкости t_1 , но и из конечного времени переключения схемы, вносящего погрешность.

Для «идеального» случая, соответствующего (5.36), частота линейно зависит от токов управления I_m , и характеристика управления ГУТ будет линейной.

Еще одним источником нелинейности характеристики $f(I_m)$ является асимметрия в плечах схемы. Однако если эта асимметрия не превышает 1 %, что легко достижимо, то соответствующая нелинейность оказывается пренебрежимо малой.

В схеме рис. 5.20, а открытый транзистор должен быть насыщен, то есть

$$I_m \geq U_{БЭ} / (R_1 + R_2). \quad (5.38)$$

Если это условие не выполнено, то частота не зависит от I_m и схема непригодна в качестве ГУТ.

Времена переключения T_1 и T_2 будут определяться в основном временем рассасывания заряда в базах при выходе из насыщения, поэтому ясно, что на высоких частотах за счет времени выхода из

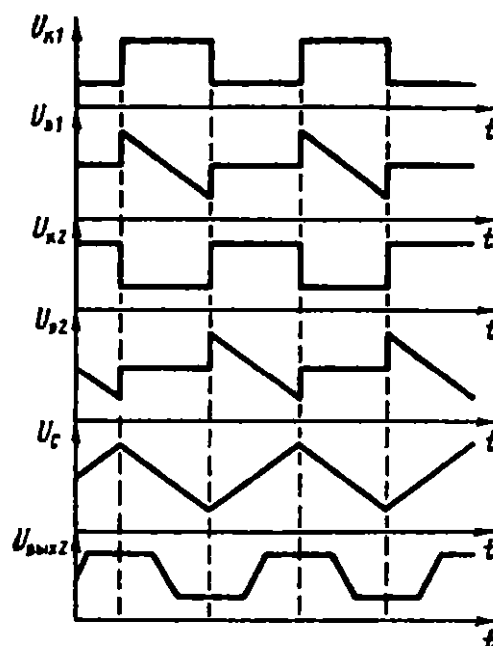


Рис. 5.21. Процессы в схемах рис. 5.20

насыщения нарушится линейность характеристики $f(I_m)$. В пределах 1 % нелинейность зависимости $f(I_m)$ сохранится в лучшем случае только до частот порядка 1 МГц, что часто недостаточно.

Ситуацию можно улучшить, включив на место T_1 и T_2 транзисторы с диодами Шоттки (аналогично схеме рис. 2.25). С точки зрения статики они ведут себя подобно насыщенным транзисторам, но с очень малым временем переключения.

В этом случае линейность сохранится до частот в 5—10 МГц, но перепад на выходе схемы будет меньше и равен примерно 1 В.

В схеме рис. 5.20, б $U_{\text{Бзакр}} \cong U_{\text{Э0}} = E_1 - 2U_{\text{БЭ}}$ так как сдвиг $U_{\text{Бзакр}}$ относительно уровня E_1 определяется суммой падения напряжения на диоде и эмиттер-базовом переходе повторителя.

Подставив это значение в (5.35), получим из (5.36)

$$f = I_m / 4U_{\text{БЭ}}C. \quad (5.39)$$

В этой схеме T_1 и T_2 в открытом состоянии не насыщаются и линейность управления сохраняется в более широком диапазоне частот.

Перепад выходного напряжения здесь меньше, чем в схеме рис. 5.20, а, и равен $U_{\text{БЭ}} \cong 0,7$ В.

Схема рис. 5.20, в — модификация схемы рис. 5.20, б. При использовании в качестве коллекторных нагрузок диодов Шоттки отпадает необходимость в смещениях уровней и повторителях T_3 и T_4 . Падения напряжения на открытых диодах Шоттки $U_{\text{дш}}$ слишком малы, чтобы вызвать насыщение T_1 и T_2 (на чем основано и действие транзисторов Шоттки). Таким образом, эта схема создает минимум задержки переключения благодаря ненасыщенному режиму транзисторов и нагрузочным диодам Шоттки, не накапливающим заряды. Частота колебаний у этой схемы

$$f = I_m / 4U_{\text{дш}}C \quad (5.40)$$

больше, чем у схемы рис. 5.20, б, в силу малости прямого падения напряжения на диодах Шоттки и может составлять сотни МГц.

Схемы рис. 5.20, а—в позволяют получить колебания, строго синхронизированные по частоте с основными, но сдвинутые по фазе ровно на $\pi/2$. Это делается подключением дифференциального усилителя или компаратора к времязадающему конденсатору, как это показано на рис. 5.20, в (см. эпюр $U_{\text{вых2}}$ на рис. 5.21). Входное сопротивление дополнительного усилителя должно быть велико, а входные токи должны быть малы по сравнению с I_m .

5.4. Демодуляция широтно- и частотно-модулированных сигналов. Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ)

Разомкнутые схемы демодуляции

Восстановление исходного аналогового сигнала из ШИМ-сигнала не вызывает принципиальных трудностей: достаточно пропустить ШИМ-сигнал через ФНЧ (рис. 5.22). Однако здесь есть тонкости, требующие внимания. Во-первых, формирователь Φ должен обеспечивать большую крутизну фронтов (точность передачи длительностей импульсов), а во-вторых, он должен обеспечивать высокую точность и стабильность верхнего и нижнего уровней выходного напряжения (последний желательно иметь равным 0 В, чтобы не подстраивать нуль в выходном ФНЧ), причем в обоих случаях выходное сопротивление его должно быть или очень малым, или строго одинаковым. Для этой цели прекрасно подходит каскад рис. 2.22, *а* или формирователь на биполярных транзисторах рис. 5.22, *в*. Транзисторы T_2 и T_3 здесь поочередно работают либо в режиме отсечки, либо как глубоко насыщенные ключи. Так как к нагрузке они включены инверсно, то падение напряжения на них в насыщенном состоянии составит единицы милливольт и уровни U_{on} и 0 В будут обеспечиваться на выходе с высокой точностью. Аналогичным образом могут быть демодулированы ЧИМ-сигналы. Сначала ЧИМ-сигнал должен быть подан на одновибратор *ОВ* (рис. 5.23) со стабильной длительностью, несколько меньшей минимального периода, и малым временем восстановления. Выход *ОВ* подключается к формирователю Φ , после которого следует ФНЧ.

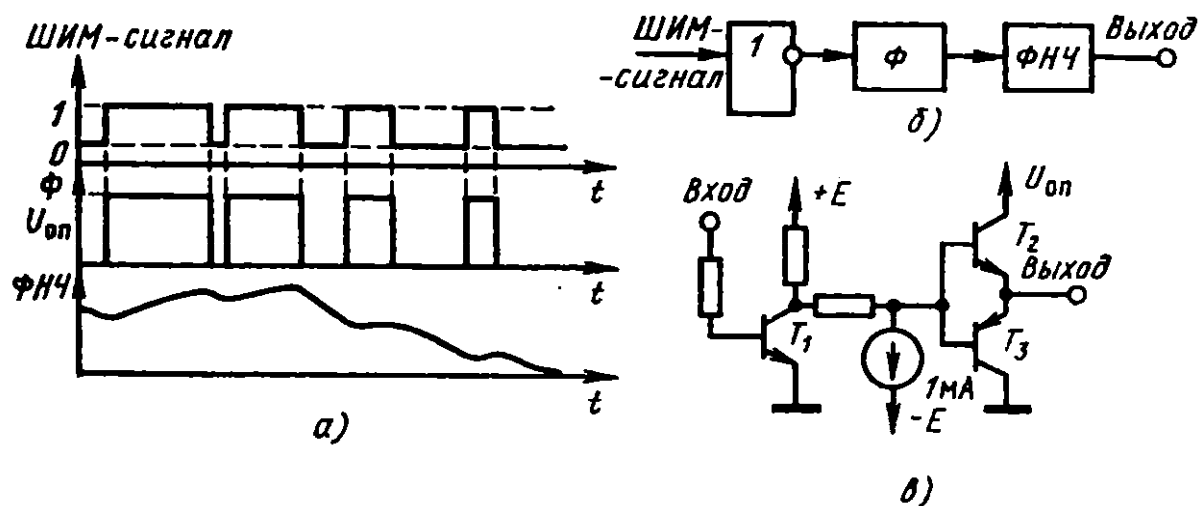


Рис. 5.22. Детектирование ШИМ-сигналов

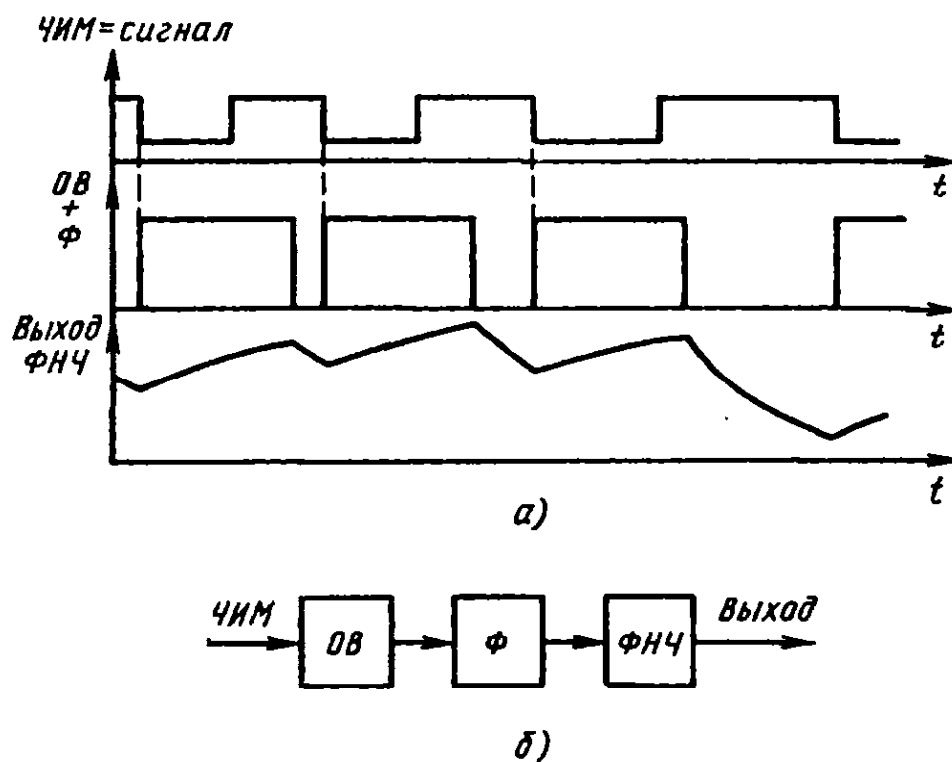


Рис. 5.23. Прямое детектирование ЧИМ-сигналов

Фазовая автоподстройка частоты

Эффективным способом демодуляции ЧИМ-сигналов является фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ). Принцип ее известен давно, но только в последние десятилетия с появлением полупроводниковых ИМС ФАПЧ она стала широко использоваться.

Структура ФАПЧ показана на рис. 5.24, а. Частота $f_{\text{вх}} = 2\pi\omega_{\text{вх}}$ (и фаза $\Phi_{\text{вх}}$) входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ сравниваются с помощью фазового детектора $\PhiД$ с частотой $f_r = 2\pi\omega_r$ и фазой Φ_r сигнала $U_r(t)$ управляемого генератора $УГ$ (ГУН или ГУТ), результат сравнения в виде аналогового сигнала пропускается через $\PhiНЧ$, чтобы убрать высокочастотные составляющие, а сигнал постоянного тока $U_{\text{ФНЧ}}(t)$ воздействует на f_r . Фазовый детектор $\PhiД$ — это просто устройство умножения (например, схема рис. 5.15, в).

В качестве $\PhiНЧ$ обычно используется RC -фильтр, пассивный или на базе ОУ. В первом случае его часто соединяют в один узел с дифференциальным каскадом, увеличивающим усиление в контуре. Наконец, $УГ$ — это обычные частотно-импульсные модуляторы и управляемые генераторы (рис. 5.20 или 3.33, з), а в особо низкочастотных схемах — генераторы на базе ОУ, компараторов или токо-разностных усилителей. Таким образом, «внутренняя» схемотехника ФАПЧ целиком состоит из рассмотренных выше узлов. Сосредоточим поэтому внимание на работе контура ФАПЧ в целом.

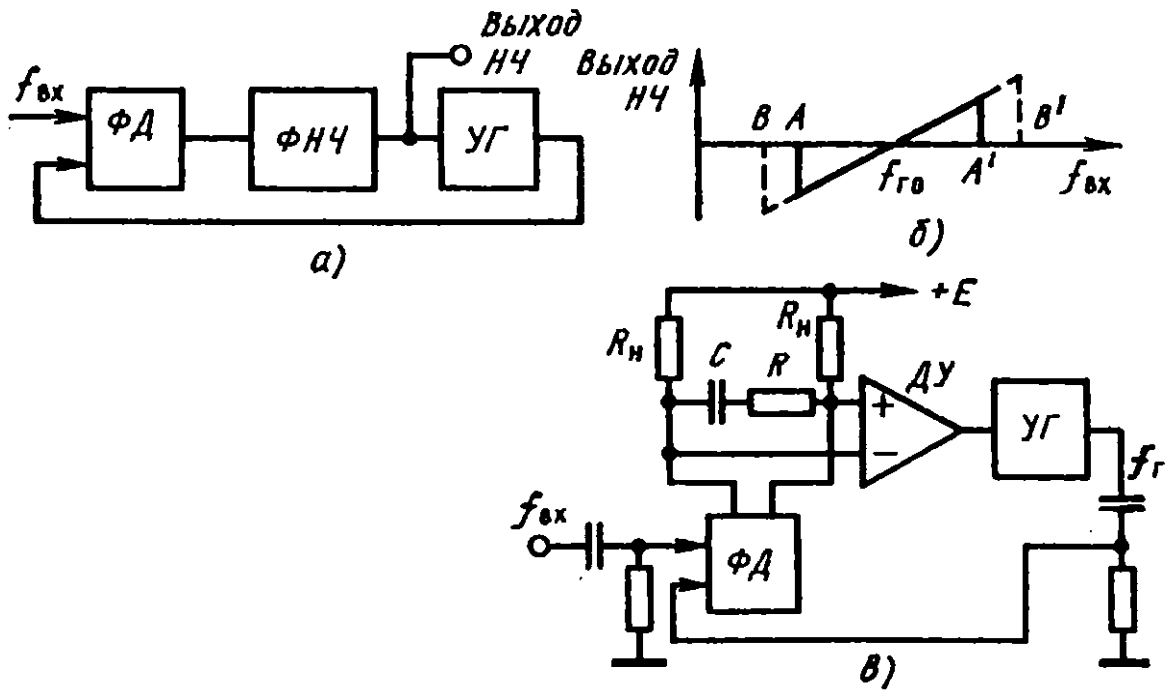


Рис. 5.24. Контур ФАПЧ (а), его характеристики (б, в) и схема (з)

Пока частота $f_{вх}$ далека от собственной частоты колебаний УГ $f_{г0}$ (соответствующей напряжению покоя на выходе ФНЧ), сигнал на выходе ФД имеет вид

$$U_{\text{выхФД}} = K_{\text{ФД}} U_{\text{вх.а}} U_{\text{г.а}} \sin 2\pi f_{\text{вх}} t \sin 2\pi f_{г0} t = \\ = K_{\text{ФД}} U_{\text{вх.а}} U_{\text{г.а}} [\cos 2\pi (f_{\text{вх}} - f_{г0}) t - \cos 2\pi (f_{\text{вх}} + f_{г0}) t] / 2,$$

где $K_{\text{ФД}}$ — коэффициент передачи ФД, а $U_{\text{вх.а}}$ и $U_{\text{г.а}}$ — амплитуды входного сигнала и сигнала УГ. При использовании перемножителя Гильберта рис. 5.15 в качестве ФД

$$K_{\text{ФД}} = 2R_H / I_M R_M^2.$$

Суммарная и разностная частоты $|f_{\text{вх}} + f_{г0}|$ и $|f_{\text{вх}} - f_{г0}|$ велики и не проходят через ФНЧ, а потому на выходе ФНЧ — нулевой сигнал и УГ работает на частоте $f_{г0}$. Но при некоторой, достаточно малой, разности $|f_{\text{вх}} - f_{г0}|$ сигнал этой разностной частоты проходит на выход ФНЧ и начинает менять частоту генератора f_g . На одном из полупериодов $|f_{\text{вх}} - f_g|$ частота f_g будет смещаться в сторону $f_{\text{вх}}$, разность $|f_{\text{вх}} - f_g|$ будет уменьшаться, сигнал на выходе ФД расти (по модулю), пока УГ не войдет в синхронизацию с сигналом по частоте. Этому соответствуют точки А и А' на характеристике 5.24, б.

Теперь, если $f_{\text{вх}}$ постоянна, то на выходе ФНЧ возникнет постоянный сигнал, удерживающий $f_g = f_{\text{вх}} = f$. Этот сигнал зависит от

разности фаз $u_{\text{вх}}(t)$ и $U_r(t)$. При точном совпадении $f_{\text{г0}}$ и $f_{\text{вх}}$, когда $U_{\text{ФНЧ}} = 0$, разность фаз составляет $\pi/2$. Этому соответствует равенство

$$U_{\text{выхФД}} = K_{\text{ФД}} U_{\text{вх.а}} U_{\text{г.а}} \sin 2\pi f t \sin (2\pi f t \pm \pi/2) = \pm U_{\text{вх.а}} U_{\text{г.а}} (\sin 4\pi f t)/2,$$

означающее, что на выходе ФД существует только сигнал удвоенной частоты, подавляемый ФНЧ. Малое отклонение от этого состояния (при сдвиге $f_{\text{вх}}$) вызовет появление сдвига фазы $u_{\text{вх}}(t)$ относительно $U_r(t)$ и соответственно возникновение сигнала на выходе ФНЧ, пропорционального разности $|f_{\text{вх}} - f_{\text{г}}|$. Таким образом, схема будет демодулировать ЧМ-сигнал. Полоса слежения за $f_{\text{вх}}$ обычно шире, чем полоса захвата, и определяется границами монотонной характеристики ФД и УГ (B и B' на рис. 5.24, б). Чем выше усиление в контуре (в частности, усиление ФНЧ по постоянному току и на низких частотах), тем точнее схема будет отслеживать изменения $f_{\text{вх}}$.

Как и во всякой схеме с обратной связью, при построении ФАПЧ существует проблема устойчивости.

В режиме захвата частота УГ совпадает с частотой входного сигнала, но входной сигнал и сигнал УГ могут быть сдвинуты относительно друг друга на фазовый угол, отличающийся от $\pi/2$. В этом случае выходной сигнал УГ сравнивается со входным сигналом всей ФАПЧ по фазе, являющейся интегралом от частоты, то есть УГ следует рассматривать как интегрирующее звено в контуре обратной связи.

Если использовать просто апериодический ФНЧ, получим замкнутую систему, близкую к неустойчивой (при замыкании петли обратной связи), так как суммарный ЛАЧХ разомкнутой схемы пересечет ось абсцисс с наклоном, не меньшим 40 дБ/декаду. Поэтому в качестве ФНЧ используют интегро-дифференцирующее звено, подключаемое либо на выход ФД как показано на рис. 5.24, в, либо в обратную связь или на выход усилителя постоянного тока. В типичной схеме ФАПЧ рис. 5.24, в дифференциальный усилитель ДУ помимо усиления сигнала служит и для согласования уровней при управлении источниками токов в схемах УГ.

Применение ФАПЧ

Основная схема ФАПЧ есть детектор ЧМ- или ЧИМ-сигналов. Для детектирования АМ-сигналов она принципиально непригодна. Однако ее способность к точной настройке на несущую частоту и высокая избирательность при отсутствии капризных и дорогих в изготовлении колебательных контуров очень привлекательны.

рис. 5.24, а) два уровня по постоянному току — верхний при 1 и нижний при 0, как это видно из рис. 5.24, б. Такая система обладает высокой помехоустойчивостью и избирательностью, особенно необходимыми в условиях промышленных объектов.

ФАПЧ оказывается мощным инструментом при частотных измерениях. Пьезо- и емкостные датчики включаются в качестве конденсатора C в УГ (например, в схемы рис. 5.20). Измеряемый параметр воздействует на датчик, изменяя частоту колебаний УГ. Например, деформация или ускорение меняют резонансную частоту пьезокристалла кварца, малые перемещения могут менять емкость воздушного конденсатора (изменение положения диэлектрической пластины между обкладками) и т. д. От компенсационного генератора задается постоянная опорная частота, а отклонения f_r фиксируются в виде сигналов постоянного тока на выходе ФНЧ. В более совершенных схемах УГ в целом заменяется на датчик-источник частотного сигнала. В этих схемах ФАПЧ используется как прецизионный измеритель частоты.

При включении в контур ФАПЧ в качестве УГ пары двигатель — тахометр получается прецизионная система стабилизации или управления скоростью двигателя (рис. 5.25, в). В качестве тахометра может служить круглая пластина с отверстиями, сидящая на валу, источник света и фотоэлемент ДФ.

Если $f_{оп}$ задана от кварцованного источника частоты, то скорость вращения двигателя может поддерживаться постоянной с ошибкой менее 10^{-10} . Меняя или переключая $f_{оп}$, можно с такой же точностью управлять скоростью двигателя. Наконец, задавая $f_{оп}$ от тахометра, стоящего на другом двигателе, можно получить строгую синхронизацию двух (или большего числа) двигателей.

Способность ФАПЧ отслеживать изменения частоты с высокой точностью позволяет использовать их и в схемах подавления помех (см. главу 7).

5.5. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

Как правило, технические агрегаты и природные объекты способны воспринимать только аналоговые сигналы. Например, электродвигатель «воспринимает» ток в обмотке возбуждения, кинескоп телевизора или дисплея — напряжение на управляющей сетке, а барабанные перепонки наших ушей — изменения давления. Поэтому ЦАП являются необходимой частью систем обработки информации.

Большинство схем ЦАП основано на суммировании токов, сила каждого из которых пропорциональна весу цифрового разряда, причем суммироваться должны токи разрядов, на входах которых стоят 1. Пусть, например, требуется преобразовать двоичный четырехразрядный код в аналоговый сигнал тока. У четвертого, старшего значащего разряда (СЗР) вес будет равен $2^3 = 8$, у третьего разряда — $2^2 = 4$, у второго — $2^1 = 2$ и у младшего (МЗР) — $2^0 = 1$. Если вес МЗР $I_{\text{МЗР}} = 1$ мА, то $I_{\text{СЗР}} = 8$ мА, а максимальный выходной ток преобразователя $I_{\text{вых.макс}} = 15$ мА и соответствует коду 1111. Понятно, что коду 1001, например, будет соответствовать $I_{\text{вых}} = 9$ мА, коду 0111 — $I_{\text{вых}} = 7$ мА и т. д. Следовательно, требуется построить схему, обеспечивающую генерацию и коммутацию по заданному коду точных токов (рис. 5.26). В качестве ключей могут использоваться биполярные транзисторы, то есть ключи рис. 4.22, а. Для увеличения быстродействия и точности ключи можно сделать двухтактными, фиксируя нулевые потенциалы на левых выводах масштабных резисторов. Схема рис. 5.26 имеет много недостатков, среди них главный — огромный диапазон сопротивлений применяемых резисторов, которые должны быть тщательно согласованы друг с другом. Избежать этого можно, используя резисторную матрицу $R-2R$

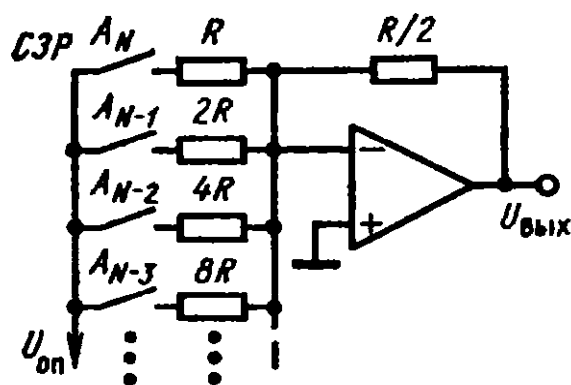


Рис. 5.26. Простейший ЦАП с весовыми резисторами

(рис. 5.27). Здесь обязательно применение ключей на два направления. Работа схемы основана на том, что любая часть цепочечной или ступенчатой $R-2R$ — схемы всегда имеет выходное сопротивление, равное R . Рассмотрим узел 1. Слева от него имеются два резистора, каждый с сопротивлением $2R$, следовательно, его выходное сопротивление равно R . В узле 2 слева имеются последовательно

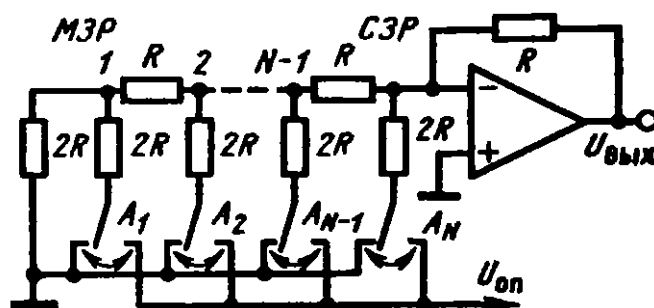


Рис. 5.27. ЦАП с резисторной матрицей $R-2R$

соединенные выходное сопротивление узла I и резистора R (всего $2R$), а также резистор $2R$, подключенный параллельно (по сигналу); итого полное сопротивление есть $(R + R) \parallel 2R = R$. Нетрудно видеть, что это правило действует во всей резистивной схеме. Опорное напряжение, подключенное ключом старшего разряда, создаст ток $U_{\text{оп}}/2R$. При подключении опорного напряжения в следующем разряде (и нулях в остальных) напряжение в узле $N - 1$ будет равно $U_{\text{оп}}/4$, следовательно, ток на входе ОУ будет равен $U_{\text{оп}}/4R$. Полный ток на входе ОУ составит

$$I_{\text{вх}} = AU_{\text{оп}}/2^N R, \quad (5.41)$$

где A — преобразуемое двоичное число.

Так как максимальное $A = 2^N - 1$, то

$$U_{\text{вых.макс}} = U_{\text{оп}}(2^N - 1)/2^N. \quad (5.42)$$

Если использовать ключи на МОП-транзисторах, то во всех рассмотренных схемах можно применить просто КМОП-инверторы, подав вместо E напряжение $U_{\text{оп}}$. Но в этом случае может потребоваться поправка в значениях сопротивлений резисторов $2R$, так как надо учесть собственное сопротивление КМОП-транзисторов, а его значение точно предсказать трудно. Поэтому для схем с коммутацией напряжения ключи на биполярных транзисторах подходят как нельзя лучше. Эти схемы применяются и в качестве умножающих ЦАП, при этом одним из сомножителей является $U_{\text{оп}}$, а вторым — двоичное число.

Существенно улучшить быстродействие и точность ЦАП можно, заменив коммутацию напряжения на коммутацию токов (рис. 5.28, а). В этой схеме транзисторы $T_{1-1}, T_{1-2}, \dots, T_{1-N}$ — источники весовых токов, а дифференциальные каскады служат для подключения и отключения этих токов от выхода при задании на входы $A_1 \dots A_N$ сигналов ТТЛ. Основная проблема, возникающая при изготовлении подобных схем, — необходимость иметь разные площади эмиттеров у транзисторов T_i , чтобы напряжения $U_{\text{БЭ}}$ были одинаковы при сильно различающихся токах. Это очень усложняет производство и удорожает схему, тогда как получение идентичных резисторов в ИМС не вызывает проблем.

Рассмотрим другой путь получения двоично-взвешенных токов (рис. 5.28, б). Если неизменный ток I_0 задать в объединенные эмиттеры идентичных биполярных транзисторов, базы которых находятся под одинаковым напряжением, то он поровну поделится между коллекторными цепями. Будем считать ток одного коллектора масштабным током старшего N -го разряда, а ток другого подадим в

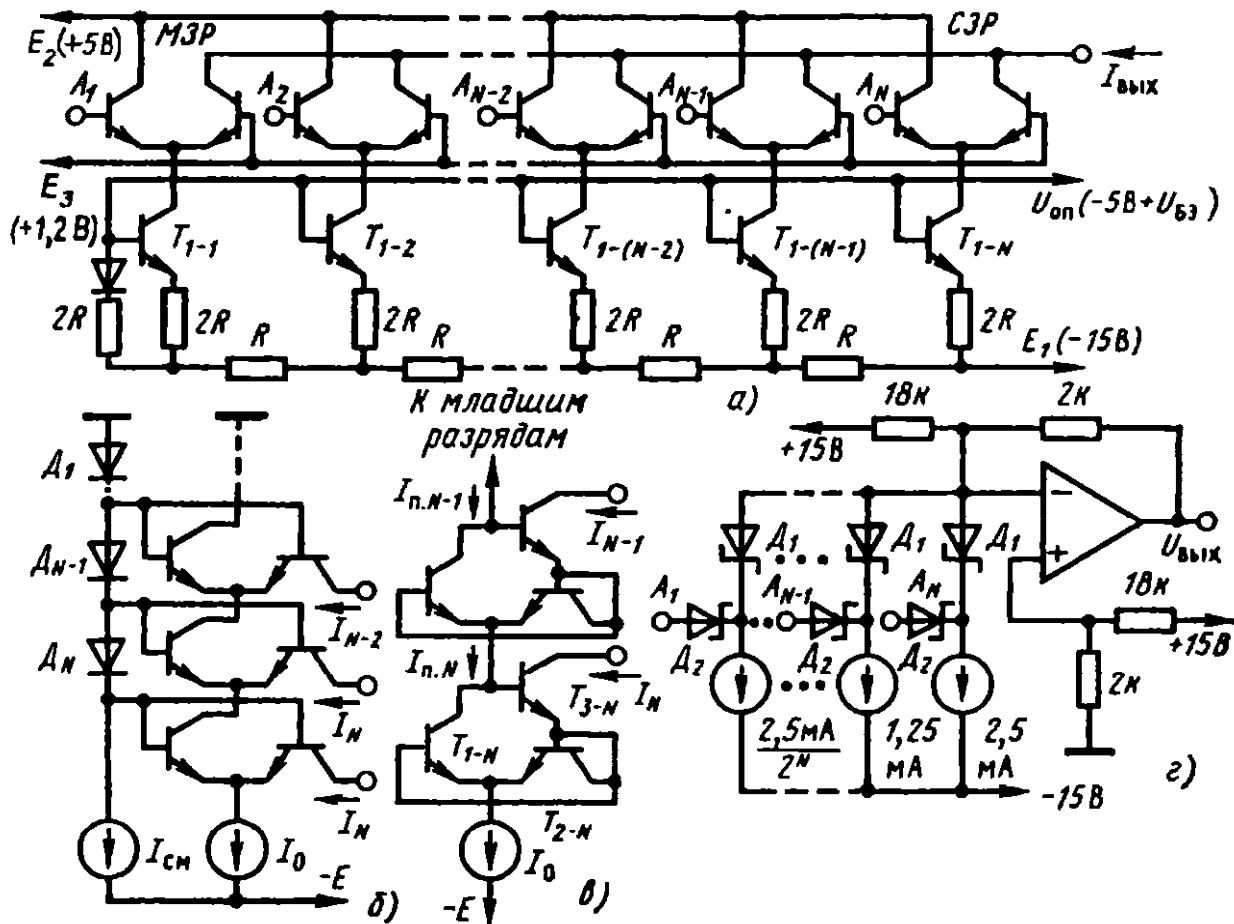


Рис. 5.28. Схемы делителей и коммутации тока в ЦАП

эмиттеры такой же пары. Тогда коллекторный ток одного транзистора второй пары есть масштабный ток $(N - 1)$ -го разряда, а коллекторный ток второго идет в эмиттеры третьей пары и т. д. В результате получаем делитель токов (рис. 5.28, б), где диоды $D_1 \dots D_N$ образуют цепь генерации базовых потенциалов. Основные источники ошибок схемы рис. 5.28, б — асимметрия транзисторных пар и конечная величина $h_{21э}$. Асимметрия транзисторов по $U_{\text{бэ}}$ должна быть не более 0,1 мВ, а $h_{21э} \geq 500$ (при разбросе не более 20 %) у пары старшего N -го разряда и одного-двух последующих, чтобы получить 8-разрядный преобразователь, обеспечивающий погрешность менее 0,5 %.

Удовлетворить таким требованиям не менее сложно, чем получить точные соотношения площадей эмиттеров и сопротивлений резистивной матрицы.

Влияние конечного значения $h_{21э}$ можно сделать очень малым, если перейти к схеме делителя токов (рис. 5.28, в). В этой схеме токовое зеркало используется в режиме делителя тока. Для первого каскада деления тока $T_{1-N}, T_{2-N}, T_{3-N}$ получаем ток «переноса»

$$I_{\text{п}N} \cong I_0(1 + 1/h_{21э}^2)/2 \quad (5.43)$$

и разрядный масштабный ток

$$I_N \cong I_0(1 - 1/h_{21Э}^2)/2 \quad (5.44)$$

с погрешностью

$$\Delta I \cong I_0(\Delta h_{21Э} / h_{21Э}^2)/2, \quad (5.45)$$

где $\Delta h_{21Э}$ — максимальная абсолютная величина разности $h_{21Э}$ транзисторов каскада. Во втором каскаде имеем по аналогии с (5.43) и (5.44)

$$I_{n(N-1)} \cong I_0(1 + 1/h_{21Э}^2)^2/4;$$

$$I_{(N-1)} \cong I_0(1 - 1/h_{21Э}^4)/4$$

и т. д.

Таким образом, погрешности отношений разрядных токов будут близки к $1/h_{21Э}^2$, а абсолютные ошибки будут определяться соотношением (5.45). Еще одно важное преимущество этой схемы по сравнению со схемой рис. 5.28, б — отсутствие диодного делителя напряжения, функции которого выполняются автоматически самими каскадами деления тока. В каскадах старших разрядов в эмиттеры T_1 и T_2 могут быть включены прецизионные токовыравнивающие резисторы. За счет этого могут быть снижены требования к балансу $U_{БЭ}$ до 0,5—1 мВ.

На рис. 5.28, г показана еще одна схема ЦАП с использованием разрядных токов, сформированных в любой схеме рис. 5.28, а—в.

Схема предназначена для управления инверсными сигналами ТТЛ (то есть работает в обратном коде). Когда входной логический сигнал разряда соответствует 0, разрядный ток протекает в суммирующую точку ОУ через соответствующий диод D_1 (от D_{1-1} до D_{1-N}). Когда логический сигнал разряда равен 1, открывается соответствующий диод D_2 и положительный потенциал закрывает диод D_1 ; D_1 и D_2 — диоды Шоттки, поэтому скорость преобразования лимитируется только быстродействием ОУ.

Одной из проблем, возникающих при использовании рассмотренных ЦАП, являются «мерцания» или «иголки» в выходном напряжении при смене входного кода. Они вызываются асинхронностью установления разрядов. Для их подавления приходится использовать схемы выборки — хранения (см. ниже) на выходах ЦАП.

Вторая проблема — неравномерность или дифференциальная нелинейность преобразования, обусловленные ошибками задания разрядных токов. В наихудших случаях нелинейность может переходить в немонотонность характеристики код — выходное напряже-

ние, однако разработаны приемы, исключаяющие такую возможность. Но даже слабо выраженная дифференциальная нелинейность, заведомо меньшая $1/2$ МЗР, иногда бывает недопустима (например, при использовании ЦАП в прецизионных контурах регулирования, где нелинейность может вести к возникновению автоколебаний малой амплитуды).

Высокое быстродействие — далеко не всегда необходимый параметр ЦАП. Если ЦАП используется на выходе управляющего цифрового процессора для воздействия на технологический процесс, то частота смены кода на его входе редко может превысить несколько десятков герц. В этом случае целесообразно использовать гораздо более дешевую разновидность ЦАП, обеспечивающую высокую точность и идеальную линейность при почти полном отсутствии прецизионных элементов. Схема рис. 5.29, а основана на предварительном преобразовании кода в ШИМ-сигнал и последующей фильтрации. В статический регистр-защелку RGT по импульсу «прием кода» заносится преобразуемый код. Синхронный счетчик $CT2$ непрерывно пересчитывает тактовые импульсы, идущие от генератора G (рис. 5.29, б). При совпадении кода в счетчике с кодом в регистре в точке A на входе R триггера TT возникает импульс, сбрасывающий TT в 0. Когда счетчик заполнен, то триггер его N -го разряда переходит из 1 в 0, и при этом происходит установка триггера TT в 1. Та-

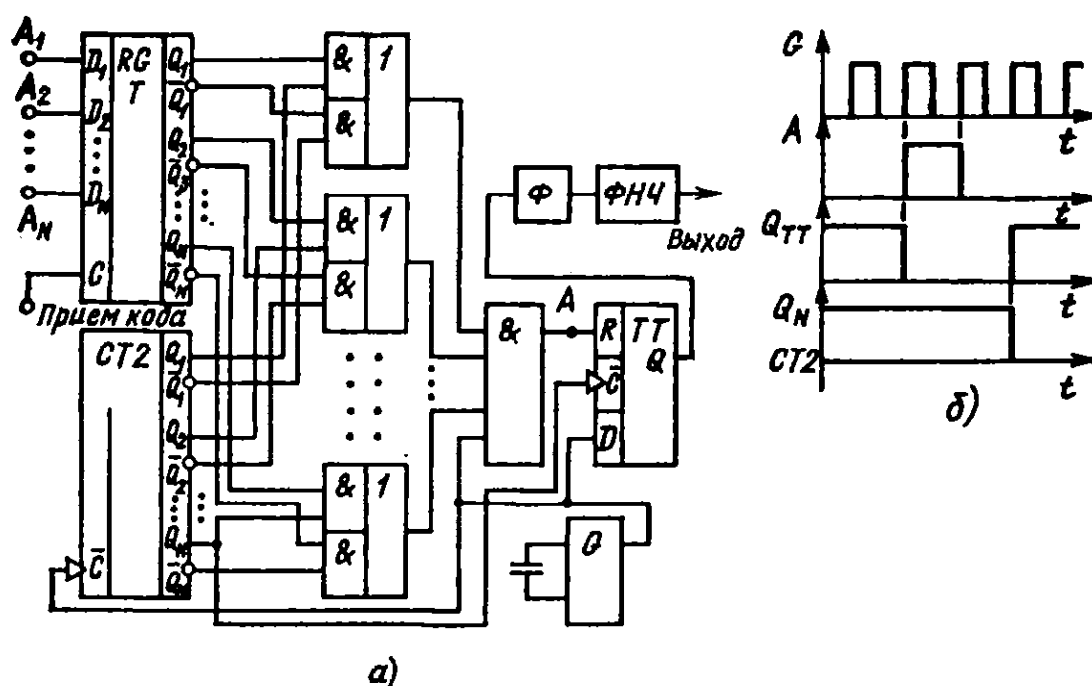


Рис. 5.29. Схема ЦАП с ШИМ-преобразованием кода (а) и процессы в ней (б): RGT — регистр-защелка; $CT2$ — двоичный счетчик, TT — триггер; G — генератор тактовой частоты

ким образом, на выходе $ТТ$ формируется импульс с длительностью $A\tau$, где A — число, записанное в регистре, а τ — период частоты генератора G . Отношение длительности импульса на выходе $ТТ$ к его периоду будет равно $A/2^N$ и не зависит от τ . На выходе $ТТ$ помещен комплементарный биполярный или КМОП-формирователь Φ и далее $\Phi НЧ$ на ОУ. Если $\Phi НЧ$ имеет 4-й порядок, то для 10-разрядного преобразователя при $\tau = 1$ мкс верхняя граничная частота $\Phi НЧ$ должна быть выбрана около 100 Гц, а максимальная частота смены кодов — в пределах 50 Гц. В этом случае $2^N \tau = 2^{10}$ мкс = 1024 мкс, частота импульсов на выходе $ТТ$ близка к 1 кГц, и пульсации на выходе $\Phi НЧ$ будут меньше цены 1/2 МЗР. Подобные ЦАП в принципе много дешевле, чем ЦАП с делителями токов и напряжений, при одинаковой точности.

5.6. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)

Сигналы, поступающие от природных или рукотворных процессов, почти всегда имеют аналоговый характер. Чтобы ввести эту информацию в компьютер или просто представить в удобной для восприятия числовой форме, необходимы аналого-цифровые преобразователи.

Среди множества современных схем АЦП с системной точки зрения можно выделить две важные группы. Первая — это АЦП низкого или среднего быстродействия, высокой точности и помехоустойчивости, среди которых одной из лучших схем является схема с двухтактным интегрированием. Другая группа — это АЦП умеренной точности и высокого быстродействия. Сочетание требований высокой точности и большого быстродействия в системах промышленной автоматики встречается редко, и каждый раз разработчик системы должен тщательно проверить обоснованность таких требований. Помимо очевидных характеристик точности АЦП — сдвига нуля, изменений коэффициента передачи — и быстродействия большую роль могут играть стоимость и количество прецизионных элементов (как характеристика сложности и капризности схемы), а также интегральная и дифференциальная нелинейность характеристик. Первая означает отклонение зависимости преобразуемый сигнал — выходной код от прямой линии, а вторая — степень неравномерности ступенек квантования, при этом малой дифференциальной нелинейности может соответствовать значительная интегральная, и наоборот.

Простейшие АЦП

Простейшие схемы АЦП могут иметь достаточно высокие точностные характеристики. На рис. 5.30, а показан АЦП, предназначенный для связи с микропроцессором в составе простых измерительных систем. В нем может быть использован ШИМ (см. рис. 5.18, а). Запуск ШИМ и подсчет числа импульсов на выходе ЛЭ осуществляет непосредственно микропроцессор МП. Так как длительность импульса на выходе ШИМ пропорциональна $U_{вх}$, то и число синхроимпульсов, попадающих на вход МП с выхода ЛЭ, также пропорционально $U_{вх}$. При необходимости в этой схеме между ЛЭ и МП может быть установлен счетчик импульсов и предусмотрен внутренний генератор тактовых импульсов.

Эта схема чувствительна к дрейфу частоты синхроимпульсов, и ее полезно использовать в тех случаях, когда кварцованный генератор тактовых импульсов уже имеется в системе. Так как максимальное время преобразования известно, то АЦП с ШИМ может быть очень эффективен в многоканальных системах. Для подготовки ШИМ-преобразователя требуется определенное время (одного порядка с самим преобразованием), а сам элемент ШИМ достаточно прост. Поэтому есть смысл использовать в каждом канале собственный ШИМ, что позволяет исключить аналоговый коммутатор. В этом случае структура многоканального АЦП получает вид рис. 5.30, б. Здесь ДС — стробируемый импульсом опроса дешифратор адреса на N входов и 2^N выходов. Стробирующий импульс опроса необходим не только, чтобы строго синхронизировать опрос аналоговых сигналов, но и для исключения ложных запусков невыбранных ШИМ-преобразователей помехами-иголками на выходе дешифратора. Сигналы с выходов ШИМ через логическую сборку (ИЛИ) попадают на схему И-НЕ, где заполняются счетными такто-

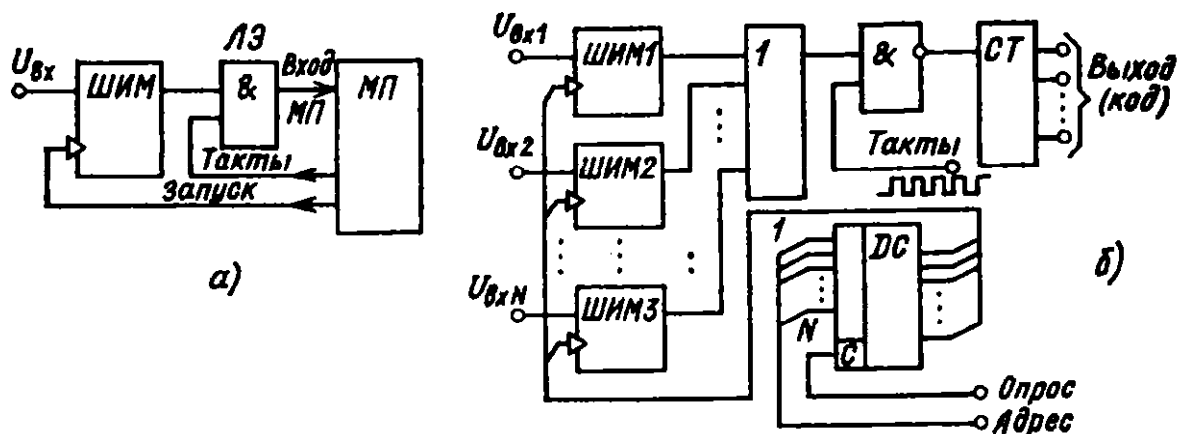


Рис. 5.30. АЦП с использованием ШИМ-преобразователей

выми импульсами. Последние подсчитываются счетчиком $СТ$, на выходе которого оказывает код, пропорциональный сигналу в данном канале.

АЦП с двухтактным интегрированием

Этот тип АЦП наименее требователен к точности и температурной стабильности элементов. Основная схема, имеющая много модификаций, показана на рис. 5.31, *а*. В основе ее лежит следующая идея. Сначала в течение некоторого фиксированного интервала времени T входной сигнал $U_{вх}$ интегрируется аналоговым интегратором. На выходе интегратора напряжение изменится на величину

$$|\Delta U_{и.вых}| = TU_{вх} / RC.$$

После этого ко входу интегратора подключается опорное напряжение другого знака, чем $U_{вх}$, но заведомо большее по модулю, и интегрирование ведется до тех пор, пока выход интегратора не вернется в исходное состояние:

$$|\Delta U_{и.вых}| - tU_{оп} / RC = 0.$$

В результате имеем

$$t = TU_{вх} / U_{оп},$$

где T можно задать, подсчитав импульсы тактовой частоты f_T N -рядным счетчиком:

$$T = 2^N / f_T,$$

а время t можно измерить, подсчитав число импульсов той же тактовой частоты на том же счетчике, код на выходе которого составит:

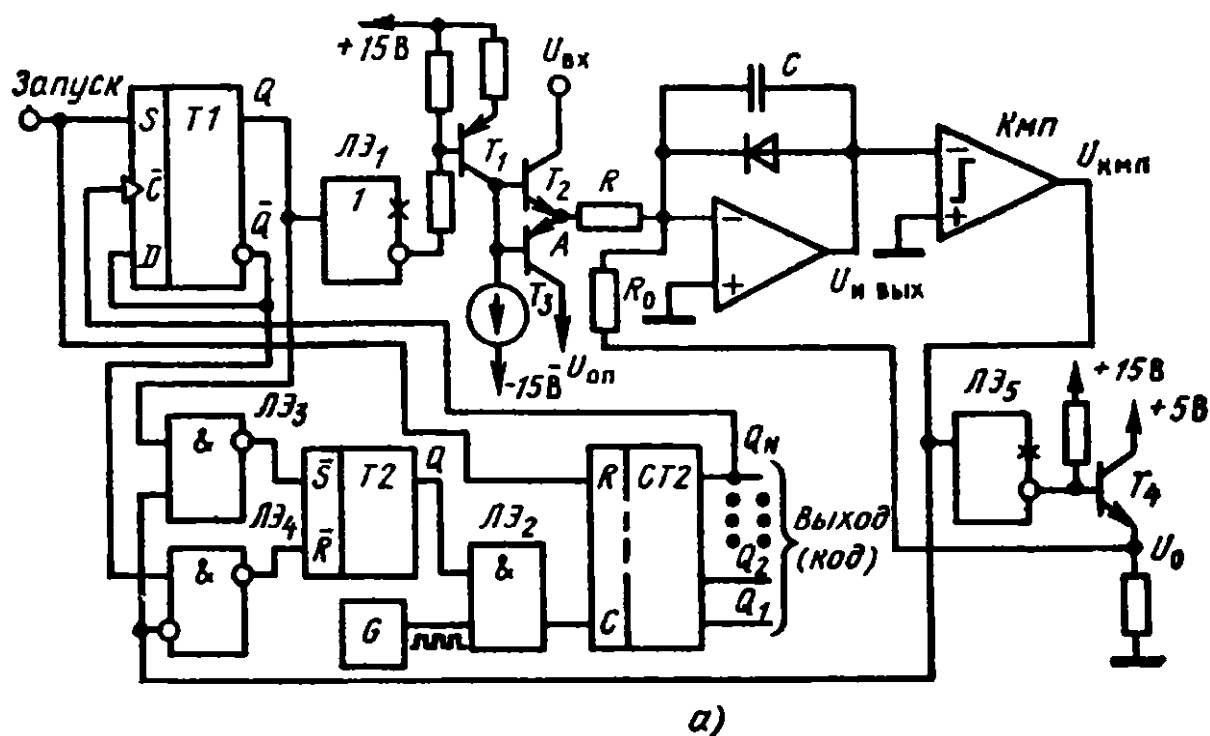
$$M = f_T t.$$

Получаем

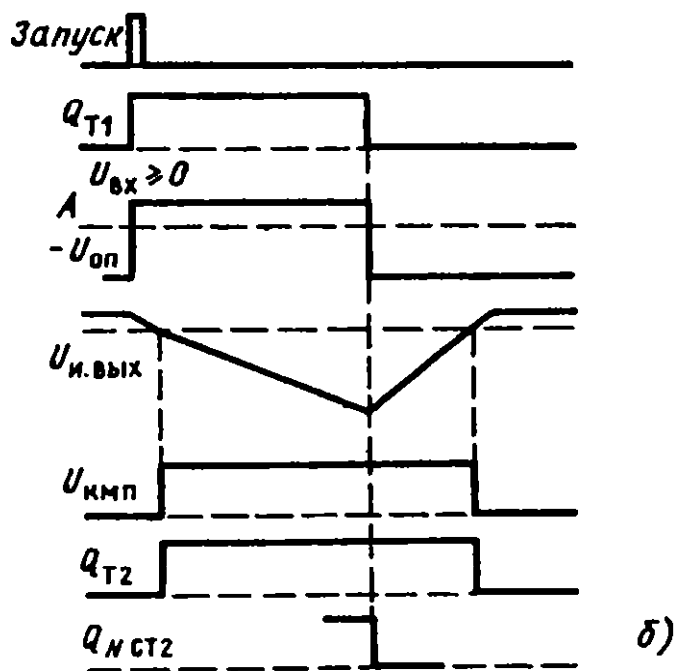
$$M = 2^N U_{вх} / U_{оп}.$$

Это означает, что код M в счетчике зависит только от $U_{вх}$ и $U_{оп}$. Точность задания RC или тактовой частоты роли не играет. Поэтому и генератор тактовой частоты, и интегратор могут быть выполнены достаточно грубо.

Запуск схемы рис. 5.31, *а* осуществляется установкой триггера $T1$ в 1. При этом формирователь на транзисторе T_1 , управляемый от схемы с открытым коллектором $ЛЭ$, закрывает биполярный ключ T_3 , отключая от входа интегратора $-U_{оп}$ и подключая к нему через T_2 $U_{вх} > 0$. Напряжение на выходе интегратора (рис. 5.31, *б*) под дей-



а)



б)

Рис. 5.31. АЦП с двухтактным интегрированием

ствием $U_{вх}$ и U_0 (T_4 насыщен) начинает спадать от $+U_{бэ} = U_d$ (потенциал на открытом диоде D). Когда $U_{и.вых}$ уменьшается до 0 В, срабатывает компаратор $Kмп$, триггер $T2$ устанавливается в 1 и через вентиль $ЛЭ_2$ импульсы генератора G начинают поступать на счетчик $СТ2$. На выходе интегратора напряжение продолжает спадать до тех пор, пока не заполнится счетчик (на его вход поступит 2^N импульсов). При переполнении счетчика по фронту перехода его старшего разряда в 0 триггер $T1$ возвращается в 0. Соответственно на входе интегратора $U_{вх}$ переключается на $-U_{оп}$, и напряжение на выходе ин-

тегратора начинает расти. Тактовые импульсы в счетчик продолжают поступать до тех пор, пока напряжение $U_{н.вых}$ не станет больше 0 В, и по сигналу переключения компаратора не сбросится триггер $T2$. Элементы $ЛЭ_3$ и $ЛЭ_4$, триггер $T2$ и цепь $ЛЭ_5 - T_4$ исключают застревание схемы при $U_{вх} = 0$. Импульс запуска одновременно с установкой триггера $T1$ сбрасывает счетчик $СТ2$ в 0. Этот импульс должен быть достаточно короток и кончиться раньше, чем сработает компаратор.

Дрейф компаратора также не играет роли, как и дрейф интегратора и его RC -цепи. Изменения, вносимые дрейфом, происходят несоизмеримо медленнее, чем процессы преобразования, поэтому параметры схемы не успевают существенно измениться за время преобразования. В результате схема позволяет осуществлять 10—12-разрядное преобразование (в двоичном коде) с помощью самых простых элементов. Ниже, в главе 7, будет показано, что при этом интегрирующие АЦП позволяют эффективно подавлять сетевые наводки и помехи.

Схемы этого типа выпускаются в виде ИМС многими фирмами. В ряде модификаций аналоговый интегратор исключен, а его функции выполняет реверсивный счетчик тактовых импульсов с ЦАП на выходе.

Быстродействующие АЦП

Самая простая в идейном отношении структура АЦП, какую только можно себе представить, реализована в параллельных АЦП. Пример схемы такого АЦП показан на рис. 5.32, а. Все резисторы делителя имеют одно и то же сопротивление, поэтому напряжения на «опорных» входах компараторов увеличиваются от $U_{оп}/2^N$ до $U_{оп}(2^N - 1)/2^N$ ступеньками по $U_{оп}/2^N$ каждая. На выходах компараторов образуется унитарный код, соответствующий входному сигналу (на выходах всех «младших» компараторов — 1, на выходах остальных — 0). Выходы компараторов подключаются к декодирующему логическому устройству, преобразующему унитарный код в двоичный. Компараторы обычно снабжаются стробирующим входом для синхронизации работы всей системы. В качестве декодирующего устройства может использоваться диодный шифратор (или электрически программируемое ПЗУ на диодах типа схемы рис. 4.16, а). В таких АЦП используются обычно сверхбыстродействующие компараторы с «защелкиванием» (см. главу 3). Время преобразования определяется переходным процессом в компараторах и декодирующем устройстве. В лучших современных образцах время преобразо-

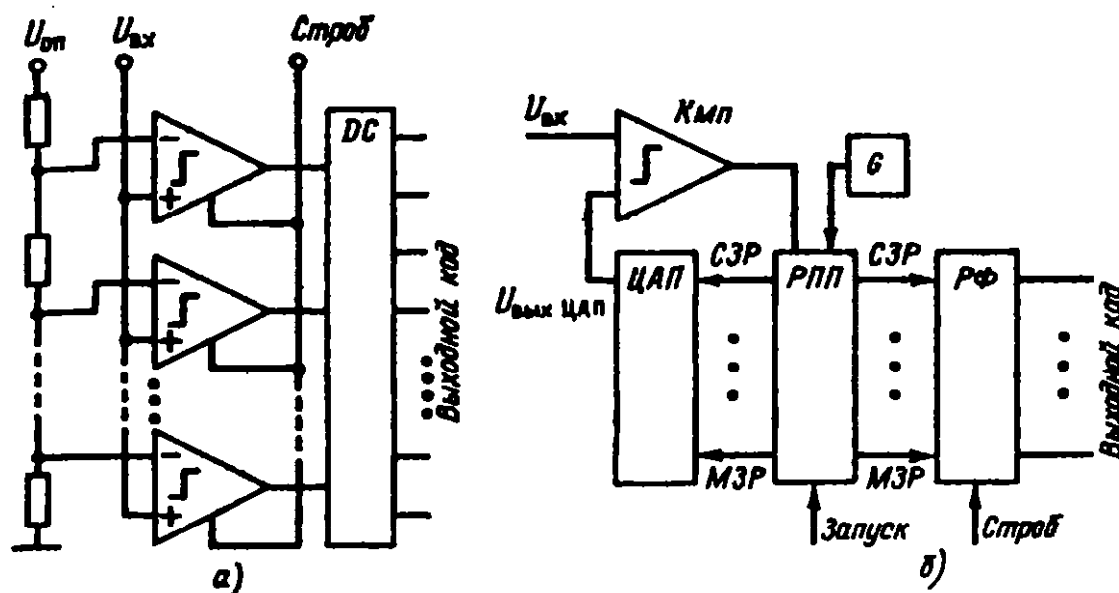


Рис. 5.32. Параллельный АЦП (а) и АЦП с поразрядным уравниванием (б)

вания снижено до 10 нс. Объем оборудования параллельных АЦП очень велик (255 компараторов при 8 разрядах), поэтому практически получить высокие точностные характеристики удастся только при изготовлении их в виде полупроводниковых ИМС.

Примерами параллельных АЦП могут служить ИМС серии КР1107ПВ1, 2, 3 (ПВ1 — 6 разрядов; ПВ2 — 8 разрядов, выход ТТЛ, время преобразования 0,1—0,2 мкс; ПВ3 — 6 разрядов, выход ЭСЛ, время преобразования 20 нс).

Параллельные АЦП иногда объединяют в параллельно-последовательные схемы, в которых первый преобразователь осуществляет грубое преобразование для получения старших разрядов кода, а второй служит для определения младших разрядов. В таких схемах после «грубого» АЦП включают быстродействующий ЦАП и на второй АЦП подают разность между входным сигналом и выходным напряжением ЦАП, усиленную в 2^N раз (N — разрядность «грубого» АЦП). За счет этого снижается общее быстродействие, но точность может быть повышена до 10—12 разрядов. В предельном случае можно использовать одноразрядные АЦП (т. е. просто компараторы) с удвоением разности в каждом каскаде преобразования. Такие АЦП называют каскадными.

Структура АЦП наиболее распространенного типа — с поразрядным уравниванием — показана на рис. 5.32, б. В процессе преобразования на регистре последовательных приближений (РПП) сначала устанавливается код, состоящий из 1 в N -м старшем разряде (СЗР) и нулей в остальных ($N-1$) разрядах. Этот код подается на вход ЦАП. Выходное напряжение ЦАП ($U_{вых. ЦАП}$) сравнивается с $U_{вх}$

на компараторе $K_{мп}$. Если $U_{вх} \geq U_{вых.ЦАП}$, то 1 оставляется в СЗР РПП. Если $U_{вх} < U_{вых.ЦАП}$, то 1 в СЗР заменяется на 0. Далее записывается 1 в следующий «по старшинству», $(N-1)$ -й разряд РПП, и снова производится сравнение $U_{вх}$ и $U_{вых.ЦАП}$. Если при этом $U_{вх} \geq U_{вых.ЦАП}$, то в $(N-1)$ -м разряде оставляется 1, если $U_{вх} < U_{вых.ЦАП}$, то в $(N-1)$ -й разряд пишется 0. Таким образом, после N тактов сравнения по всем разрядам в РПП оказывается код, соответствующий $U_{вх}$. Схема обычно снабжается выходным статическим регистром-фиксатором $РФ$ с шинными формирователями с тремя состояниями выхода, что позволяет непосредственно соединять выход АЦП с шиной данных системы и хранить результат предыдущего преобразования до окончания следующего цикла. Тактовый генератор G и источник опорного напряжения ЦАП обычно делаются встроенными (но допускается и внешнее задание тактовых импульсов и/или $U_{оп}$). Для запуска схемы задается один внешний сигнал, сбрасывающий РПП и инициирующий новый цикл преобразования. Кроме того, предусматривается сигнал разрешения считывания данных («Строб»). В ИМС АЦП обычно разделяются выводы аналоговой и цифровой земли и предусматривается внешняя подстройка нуля. Примерами таких схем могут служить ИМС КР1113ПВ1 и К1108ПВ1 (каждая является 10-разрядным АЦП с ТТЛ-выходом; время преобразования у К1108ПВ1 — около 1 мкс).

Параллельно-последовательные схемы и АЦП поразрядного уравнивания — это типичные примеры компромиссных решений, в которых быстродействие снижено ради уменьшения объема оборудования.

5.7. Схемы слежения-хранения

При сборе информации и ее последующем преобразовании часто бывает необходимо зафиксировать значение аналоговой переменной в некоторый момент времени. Некоторые АЦП, например, с поразрядным уравниванием могут просто давать непредсказуемые ошибки, если их входной сигнал не зафиксирован во время преобразования. Выше была отмечена необходимость в схемах выборки-хранения для устранения переходных процессов («мерцаний») на выходах ЦАП. Схемы слежения-хранения (или выборки-хранения), выполняющие эту функцию, должны на интервале времени слежения (выборки) повторять на выходе входной аналоговый сигнал, а при переключении режима на хранение сохранять последнее значение $U_{вых}$ на своем выходе до поступления сигнала вы-

борки. Таким образом, сигнал на выходе идеальной схемы слежения-хранения имеет вид, показанный на рис. 5.33, а. На самом деле переходы между режимами оказываются не мгновенными, а потому в реальных схемах существует апертурное время, характеризующее одну из составляющих динамической ошибки.

Основная схема выборки-хранения показана на рис. 5.33, б. Эта схема, выполняемая часто как полупроводниковая ИМС или встраиваемая в ИМС АЦП, содержит два ОУ с малыми временами установления. ОУ — выходной повторитель имеет на входах МОП-транзисторы, что обеспечивает очень малую утечку запоминающего конденсатора C . Высококачественный ключ связывает выход первого ОУ с C . Когда ключ замкнут, вся система работает как ОУ, при этом на конденсаторе образуется напряжение, как раз такое, чтобы $U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}}$ (где K — коэффициент передачи, устанавливаемый внешними цепями). При размыкании ключа $U_{\text{вых}}$ сохраняет свое значение, пока утечки не изменят заряд C . Для характеристики ошибки в режиме хранения обычно указывают скорость изменения выходного напряжения $V_{U_{\text{вых.хр}}}$ при данной запоминающей емкости C (что равносильно заданию тока утечки). Чем больше C , тем больше апертурное время, зависящее от постоянной времени перезаряда C , но и тем больше допустимое время хранения при заданной ошибке.

Способность схемы отслеживать входной сигнал можно охарактеризовать максимальной скоростью нарастания (спада) сигнала в режиме выборки $V_{U_{\text{вых.сл}}}$.

Эта скорость зависит как от способности входного усилителя отдавать ток заряда C , так и от частоты среза контура обратной связи (см. п. 3.4). Качество схемы определится отношением $V_{U_{\text{вых.сл}}} / V_{U_{\text{вых.хр}}}$ при заданной погрешности. У лучших схем этот показатель близок к

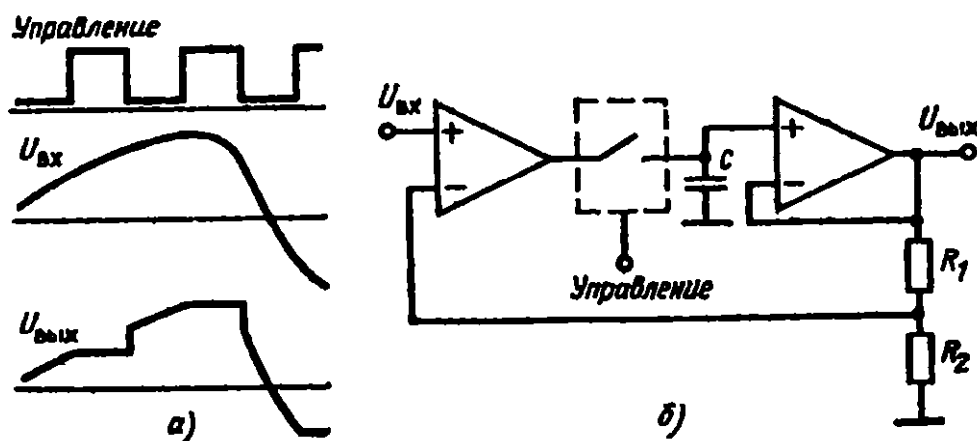


Рис. 5.33. Схема слежения-хранения

10^{10} , а абсолютные значения составляют $V_{U_{\text{вых.сл}}} = 100 \text{ В/мкс}$ и $V_{U_{\text{вых.хр}}} = 0,01 \text{ мВ/с}$. Заметим, что для каждой схемы существует значение C , соответствующее максимуму $V_{U_{\text{вых.сл}}} / V_{U_{\text{вых.хр}}}$. При меньших C собственные скоростные ограничения усилителей накладывают ограничение на $V_{U_{\text{вых.сл}}}$.

Обычно сигналы управления ИМС слежения-хранения имеют уровни ТТЛ, например 1 означает хранение, а 0 — выборку или слежение.

Контрольные вопросы, задачи и упражнения

1. Рассчитайте схему преобразователя напряжение — ток (УИТ) рис. 5.1, б для нагрузки 1 кОм , $-E = -15 \text{ В}$, диапазона $U_{\text{вх}} = 0—10 \text{ В}$, диапазона $I_{\text{вых}} = 0—5 \text{ мА}$. Определите параметры полевого транзистора, который требуется в этой схеме.
2. Рассчитать параметры апериодического фильтра рис. 5.8, а с верхней граничной частотой 16 кГц и входным сопротивлением в полосе прозрачности 10 кОм . Операционный усилитель считать идеальным.
3. Рассчитать параметры ФВЧ рис. 5.8, б с нижней граничной частотой 16 Гц , критическим затуханием и входным сопротивлением в полосе прозрачности 10 кОм . Операционный усилитель считать идеальным.
4. На основе схемы рис. 5.11, б и используя конденсатор емкостью 1 мкФ , спроектируйте схему с входной емкостью 1000 мкФ .
5. На основе схемы рис. 5.11, б и используя конденсатор емкостью 1 мкФ , спроектируйте схему с входной индуктивностью 1 Гн .
6. Диапазоны входных сигналов перемножителя Гильберта рис. 5.15, в $\pm 1 \text{ В}$. Выходы перемножителя 1 и 2 нагружены на резисторы 1 кОм , соединенные с источником питания $+5 \text{ В}$. Выбрать токи I_m и I_{cm} , а также R_m так, чтобы диапазон выходного сигнала составил $\pm 1 \text{ В}$.
7. Какие функции выполняют в схеме рис. 5.19 диоды $D_1—D_4$ и конденсатор C_3 ?
8. Выберите токи в схемах рис. 5.20 так, чтобы их частота колебаний была 1 МГц при $C = 200 \text{ пФ}$.
9. Почему при использовании ФАПЧ в режиме синхронного детектора АМ необходимо иметь дополнительный выход ГУН со сдвигом фазы на $\pi/2$ по отношению к основному выходу?
10. Объясните принцип действия ЦАП, построенных по схеме $R—2R$.
11. Сравните по свойствам АЦП с двухтактным интегрированием и АЦП с поразрядным уравниванием. Какой из них имеет меньшую дифференциальную нелинейность?
12. Почему на входе АЦП с поразрядным уравниванием требуется схема слежения-хранения? Нужна ли она на входах других рассмотренных типов АЦП?

Глава VI

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Постарайся же с толком истратить наличность,
На чужое не зарясь, займы не прося.

Омар Хайям. «Рубайят»

6.1. Источники нестабилизированного напряжения

Выбор трансформатора

Выбор трансформатора для источника питания — задача, не допускающая небрежности. Недогруженный трансформатор — это лишняя масса и большие размеры; еще хуже — перегруженный, нагревающийся трансформатор, неспособный отдавать необходимую пиковую мощность или пиковый ток в обмотках. Ввиду важности этого вопроса приведем основные соображения по расчету мало-мощных силовых трансформаторов. Прежде всего должна быть оценена полная мощность всех вторичных обмоток P_{Σ} . Мощность трансформатора $P_{\text{тр}}$ рекомендуется брать на 20 % выше P_{Σ} при $P_{\Sigma} \geq 50$ Вт, на 30 % при $50 \text{ Вт} > P_{\Sigma} > 10$ Вт и на 40 % при $P_{\Sigma} \leq 10$ Вт. Это связано с тем, что чем меньше P_{Σ} , тем меньше КПД трансформатора и, как правило, меньше его габаритные размеры и тем легче должен быть его температурный режим.

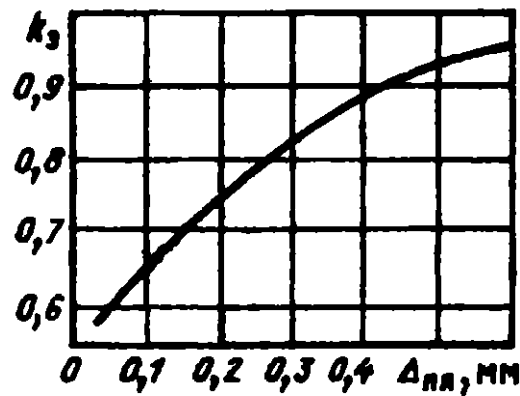
Определив мощность трансформатора $P_{\text{тр}}$ по первичной обмотке, можно найти суммарное сечение пластин сердечника:

$$S_{\text{с.эфф}} = 800(P_{\text{тр}} / Bf_c)^{1/2} [\text{мм}^2], \quad (6.1)$$

где B — допустимая индукция, Тл; f_c — частота питающей сети, Гц; $P_{\text{тр}}$ выражена в Вт. При $f_c = 50$ Гц обычное значение $B = 10\,000$ Гс = 1 Тл. При $f_c = 100$ —500 Гц B следует снижать в 1,5—2 раза. Высококачественные витые сердечники (например, из стали Э310) имеют $B = 1,4$ Тл. Таким образом, для 50 Гц можно пользоваться формулой

$$S_{\text{с.эфф}} = 115(P_{\text{тр}})^{1/2} [\text{мм}^2]. \quad (6.2)$$

Истинное сечение сердечника S_c будет выше $S_{\text{с.эфф}}$, так как для предупреждения потерь на вихревые токи пластины покрыты изолирующим слоем. На рис. 6.1 показан график зависимости коэффи-

Рис. 6.1. Зависимость $k_3(\Delta_{пл})$ в силовых трансформаторах

циента заполнения сечения сталью k_3 от толщины пластин (или ленты) $\Delta_{пл}$. Имеем

$$S_c = S_{с.эфф} / k_3. \quad (6.3)$$

По S_c выбирается сердечник, причем желательно с сечением, возможно более близким к квадратному, и во всяком случае с отношением сторон в пределах 0,5—2,0. Теперь определяется основной параметр трансформатора — число витков на 1 В падения напряжения на обмотке:

$$w_{уд} \cong 2 \cdot 10^5 / S_{с.эфф} B f_c. \quad (6.4)$$

Для $f_c = 50$ Гц и $B = 1$ Тл имеем

$$w_{уд} \cong 4 \cdot 10^3 / S_{с.эфф}, \quad (6.5)$$

где $S_{с.эфф}$ выражена в мм^2 .

Числа витков в обмотках находятся по формулам:

$$W_1 = U_{1эфф} w_{уд} \quad (6.6)$$

— для первичной обмотки и

$$W_{2i} = 1,1 U_{2iэфф} w_{уд} \quad (6.7)$$

— для i -й вторичной обмотки. Здесь $U_{1эфф}$ — эффективное напряжение сети, подаваемое на первичную обмотку, и $U_{2iэфф}$ — эффективное напряжение i -й вторичной обмотки. В (6.7) учитывается, что под нагрузкой падение напряжения на обмотках составит около 10 % напряжения холостого хода.

Заметим, что формулы (6.4)—(6.7) справедливы, если эффективное напряжение сети $U_{1эфф}$ не отклоняется от своего номинала более чем на +10 %. Если возможны большие отклонения, то требуются меры защиты от перегрузки (например, феррорезонансный стабилизатор).

Диаметры проводов вторичных обмоток определяются (в мм) по формуле

$$d_{2i} \cong 0,6 (I_{\text{эфф.обм.макс}})^{1/2}, \quad (6.8)$$

где $I_{\text{эфф.обм.макс}}$ — максимальный эффективный (действующий) ток обмотки, А. Формула (6.8) предполагает относительно малую плотность тока — примерно $2,7 \text{ А/мм}^2$, при этом омический нагрев трансформатора будет минимальным. Для первичной обмотки диаметр провода берут с запасом:

$$d_1 = 0,65 (P_{\text{тр}} / U_{\text{лэфф}})^{1/2}. \quad (6.9)$$

Теперь надо определить, поместятся ли обмотки в окне сердечника. Для этого определяется суммарная площадь, требующаяся для размещения обмоток:

$$S_{\text{обм}\Sigma} = k_{\text{пл1}} W_1 (d_1 + 2h_{\text{изол}}) + \Sigma k_{\text{пл2i}} W_{2i} (d_{2i} + 2h_{\text{изол}}), \quad (6.10)$$

где $k_{\text{пл}}$ — коэффициент плотности укладки обмотки (заполнения), значения которого можно получить из графика рис. 6.2, а; $h_{\text{изол}}$ — толщина изоляции проводов (рис. 6.2, б). Надо учитывать, что 10—20 % площади окна займут элементы каркаса. Кроме того, определенную площадь займут прокладки из лакоткани между обмотками. Их нужно делать обязательно. В сетевых и тем более высоковольтных обмотках эти прокладки следует ставить не реже чем через 2—3 слоя провода, если провод имеет только эмалевую изоляцию. Поэтому $S_{\text{обм}\Sigma}$, полученная из (6.10), должна составлять 50—80 % площади окна.

Важное конструктивное замечание: чем больше число витков у обмотки, тем ближе к сердечнику ее следует наматывать. Кроме того, всегда следует предусматривать экран с отдельным заземленным выводом, отделяющий первичную сетевую обмотку от вторичных обмоток. Этот экран может быть выполнен из металлической изолирован-

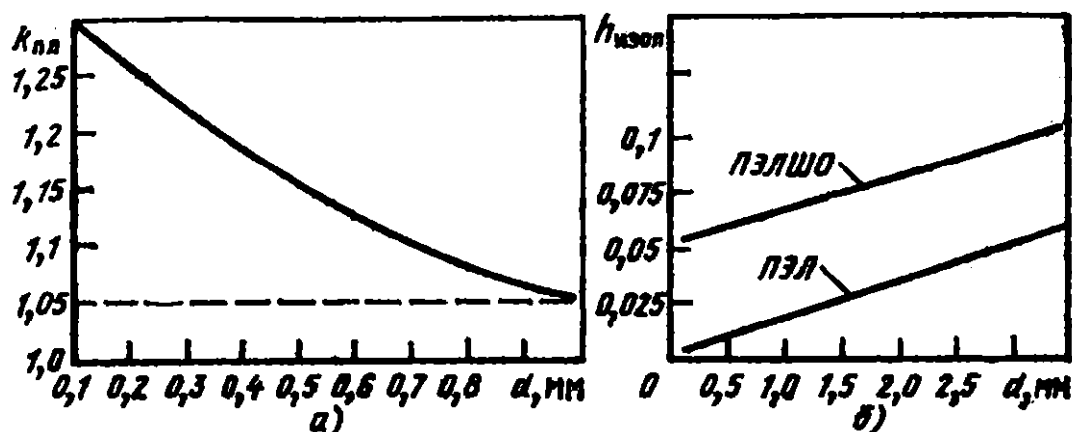


Рис. 6.2. Зависимости $k_{\text{пл}}(d)$ и $h_{\text{изол}}(d)$ в силовых трансформаторах

ной (лакированной) фольги или может представлять собой один-два слоя обмоточного провода сечением 0,05—0,1 мм. Наконеч, должно быть продумано расположение выводов обмоток на клеммах (лепестках), устанавливаемых на панельках, закрепляемых на каркасе или на стягивающих сердечник болтах. Желательно выносить клеммы сетевой и вторичных обмоток по разные стороны каркаса.

Понятно, что при выборе по каталогам сердечника и марок провода берутся ближайšie бóльшие сечения по отношению к расчетным.

Выпрямители, фильтры и схемы первичной защиты по входу

На рис. 6.3, а—д приведены основные схемы выпрямителей, а на рис. 6.4 — эюры напряжений и токов в этих схемах. Для построения схемы надо выбрать тип диодов, значение емкости фильтра $C_{\text{вп}}$, определить $U_{2\text{эфф}}$ — эффективное напряжение вторичной обмотки и $I_{\text{эфф.обм}}$ — действующее значение тока в этой обмотке.

При выборе схемы и определении параметров фильтров нет смысла прибегать к сложным расчетам углов отсечки диодов выпрямителей, то есть точно определять интервалы времени, когда диоды проводят и закрыты. Это тем более верно, что электролитические конденсаторы, используемые в фильтрах, имеют очень большие разбросы емкости (обычно от +100 до -20 %) и быстро стареют в начале эксплуатации. В первом приближении можно принять, что при

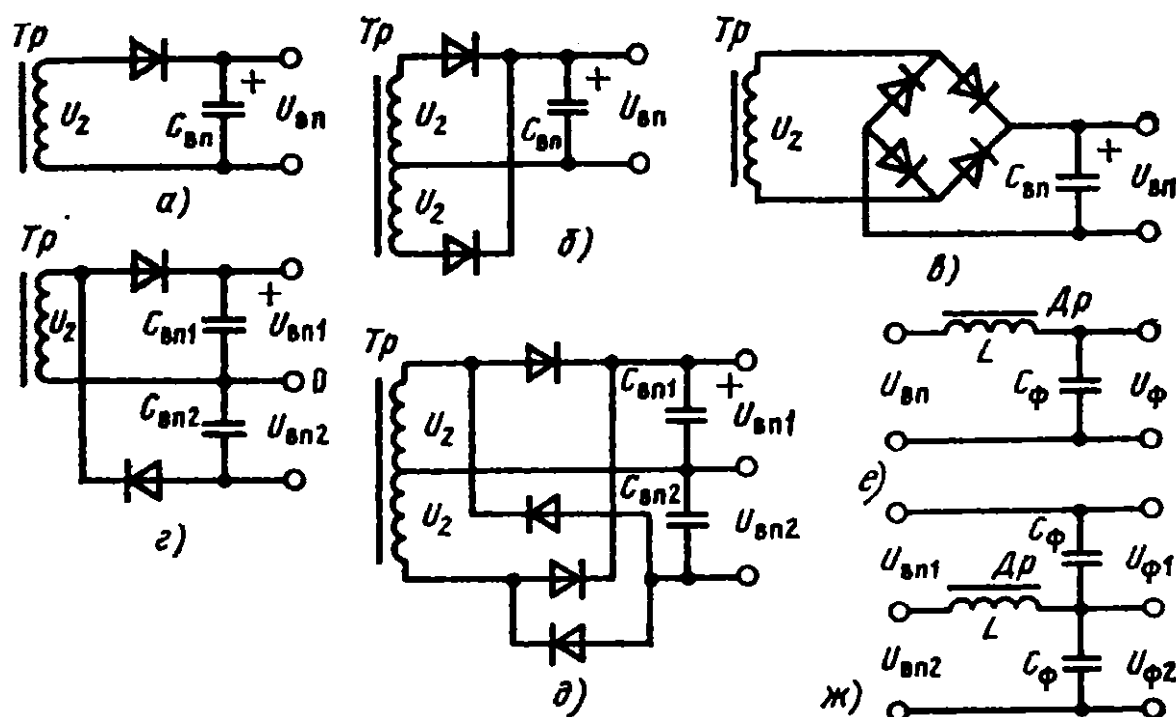


Рис. 6.3. Схемы выпрямителей (а—д) и фильтров (е—ж)

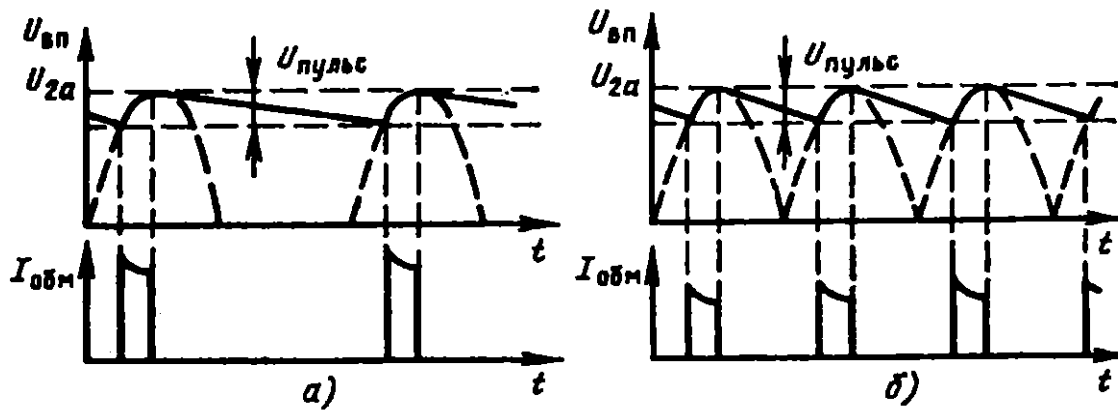


Рис. 6.4. Процессы в одно- (а) и двухполупериодном (б) выпрямителях

малых пульсациях заряд конденсатора фильтра, подключенного после выпрямителя, происходит в течение интервала времени, много меньшего, чем период пульсаций, а разряд — в течение времени, почти равного периоду пульсаций (рис. 6.4). Поэтому имеют место соотношения

$$U_{\text{пульс}} C_{\text{вп}} = I_{\text{Н макс}} / f_c \quad (6.11)$$

— для однополупериодных схем (рис. 6.3, а и з) и

$$U_{\text{пульс}} C_{\text{вп}} = I_{\text{Н макс}} / 2f_c \quad (6.12)$$

— для двухполупериодных схем (рис. 6.3, б и в).

Здесь $U_{\text{пульс}}$ — полный размах (удвоенная амплитуда) пульсаций; $C_{\text{вп}}$ — емкость конденсатора фильтра выпрямителя; $I_{\text{Н макс}}$ — максимальный ток нагрузки.

Выпрямленное значение напряжения на выходе ненагруженного выпрямителя $U_{\text{вп}}$, очевидно равно амплитуде напряжения вторичной обмотки

$$U_{\text{вп}} = 2^{1/2} U_{2\text{эфф}} \cong 1,4 U_{2\text{эфф}}.$$

При полной нагрузке напряжение выпрямителя снизится за счет сопротивления обмоток и диодов, а также из-за пульсаций.

Заряд емкости фильтра происходит на коротком интервале времени $t_{\text{зар}}$, составляющем небольшую долю от периода пульсаций $T_{\text{пульс}}$. Поэтому ток заряда $C_{\text{вп}}$ на этом интервале $I_{\text{зар}}$ велик по сравнению с током нагрузки $I_{\text{Н}}$ — ведь должно соблюдаться условие равенства зарядов

$$I_{\text{зар}} t_{\text{зар}} = I_{\text{Н}} T_{\text{пульс}},$$

где $T_{\text{пульс}} = 1/f_c$ для однополупериодного и $T_{\text{пульс}} = 1/2f_c$ для двухполупериодного выпрямления.

Если сопротивление обмоток и диодов мало по сравнению с эквивалентным сопротивлением нагрузки выпрямителя $U_{вп} / I_H$, то

$$t_{зар} \cong (2U_{пульс} / U_{вп})^{1/2} / 2\pi f_c. \quad (6.13)$$

Действующее значение тока в обмотке трансформатора есть

$$I_{эфф.обм} \cong I_H (T_{пульс} / t_{зар})^{1/2}. \quad (6.14)$$

Следовательно,

$$I_{эфф.обм.макс} \cong I_{Hмакс} (T_{пульс} / t_{зар})^{1/2}. \quad (6.15)$$

Это как раз та величина, которая подставляется в (6.8) при расчете трансформатора. Из (6.15) следует, что в однополупериодных схемах $I_{эфф.обм.макс}$ оказывается в $2^{1/2} = 1,4$ раза больше, чем в двухполупериодных (в схемах рис. 6.3, *г*, *д* $I_{эфф.обм.макс}$ обоих полупериодов суммируются!). Если к этому добавить, что при том же заданном $U_{пульс}$ у первых и $C_{вп}$ вдвое больше [см. (6.11) и (6.12)], то становится ясно, что схемы рис. 6.3, *а* и *г* есть смысл использовать для питания только слаботочных цепей. Благодаря конечному сопротивлению обмотки и диодов $t_{зар}$ всегда будет несколько больше, чем дает (6.13), поэтому расчет по формуле (6.15) дает необходимый «запас прочности».

В паспортных данных на выпрямительные диоды указываются обычно допустимые средний выпрямленный ток $I_{вп.ср.макс}$, пиковое однократное значение тока $I_{пр.одн}$ и обратное напряжение $U_{обр.макс}$. В схемах рис. 6.3, *а* и *г* $I_{вп.ср} = I_H$ и, следовательно, надо соблюдать, чтобы $I_{Hмакс} < I_{вп.ср.макс}$. Соответственно для двухполупериодных схем рис. 6.3, *б*, *в*, *д* выбираются диоды с $I_{вп.ср.макс} > I_{Hмакс} / 2$. Обратное напряжение на диодах $U_{обр} = 2U_{вп}$ для схем рис. 6.3, *а*, *б*, *г*, *д* и «теоретически» $U_{обр} = U_{вп}$ для мостовой схемы рис. 6.3, *в*. В последнем случае из-за неполной идентичности диодов моста основная часть обратного напряжения может оказаться приложенной только к одному из двух последовательных закрытых диодов.

Параметр пикового «однократного» значения тока очень важен и определяет переходный режим при включении сети. В этот момент $C_{вп}$ разряжен, и импульс тока через диод ограничивается только выходным сопротивлением трансформатора $R_{обм.вых}$ и собственным прямым сопротивлением диода R_d . Если трансформатор имеет большой запас по мощности, а емкость $C_{вп}$ слишком велика, то заряд $C_{вп}$ оказывается долгим (импульсов заряда будет много) и ток каждого импульса — большим.

Это приводит к выходу из строя диода. Часто при этом диоды замыкаются накоротко, на электролитический конденсатор $C_{вп}$ попадает напряжение переменного тока, он «взрывается», а запитыва-

емая схема выходит из строя. Поэтому надо оценивать этот пиковый бросок тока при включении и помнить, что обычно $I_{\text{пр.одн}} = (10 \div 20) I_{\text{вп.ср.макс}}$. Это означает, что требуется $R_{\text{обм.вых}} = (0,03 \div 0,05) U_{\text{вп}} / I_{\text{нмакс}}$ (или нужен последовательный дополнительный резистор) и не следует ставить $C_{\text{вп}}$ больше расчетного значения. В первом приближении следует выбирать — $U_{\text{пульс}} = (0,05 \div 0,1) U_{\text{вп}}$, а при необходимости лучшей фильтрации использовать LC-фильтры (рис. 6.3, е, ж).

От значения $C_{\text{вп}}$ зависит не только уровень пульсаций, но и эффективное выходное сопротивление выпрямителя на постоянном токе:

$$R_{\text{эфф.вп}} \cong T_{\text{пульс}} / C_{\text{вп}} \quad (6.16)$$

С ростом частоты изменения тока нагрузки (когда эти частоты больше, чем $1/T_{\text{пульс}}$) полное выходное сопротивление выпрямителя $|Z_{\text{эфф.вп}}|$ определяется сглаживающим действием $C_{\text{вп}}$ (рис. 6.5, а).

При введении LC-фильтра выходное сопротивление самого выпрямителя не меняется, но последовательная индуктивность дросселя L отделяет $C_{\text{вп}}$ от нагрузки, при этом выходное сопротивление может расти с частотой и даже иметь резонансный пик (рис. 6.5, б). Чтобы этого избежать, следует выбирать $C_{\text{ф}}$ из соотношения

$$C_{\text{ф}} \geq LC_{\text{вп}}^2 / T_{\text{пульс}}^2, \quad (6.17)$$

где равенство соответствует неизменному сопротивлению схемы на выходе фильтра $|Z_{\text{эфф.вп/ф}}|$. Для многих нагрузок существенно малое

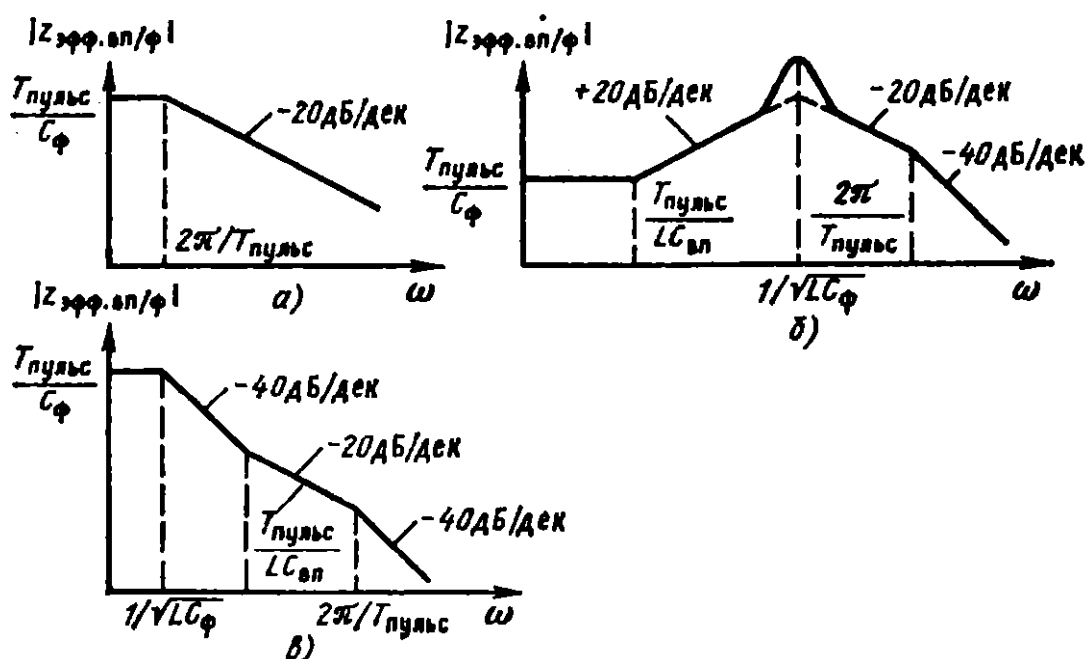


Рис. 6.5. ЛАЧХ $Z_{\text{эфф.вп/ф}}$

выходное сопротивление на частотах, превышающих некоторое $f_{гр.н}$, тогда как на постоянном токе $|Z_{эфф.вп/ф}|$ может даже несколько возрасти (например, мощные усилители звуковых частот). В этом случае надлежащим выбором C_ϕ можно добиться снижения $|Z_{эфф.вп/ф}|$ с частотой (рис. 6.5, в). Индуктивность L следует выбирать именно из условия «отделения» C_ϕ от выпрямителя:

$$LC_{вп} \gg T_{пульс}^2 / 4\pi^2. \quad (6.18)$$

Кроме того, LC -фильтр должен обеспечивать сглаживание пульсаций, причем коэффициент их подавления КПП определится отношением

$$КПП = 4\pi^2 LC_\phi / T_{пульс}^2. \quad (6.19)$$

Однако при соблюдении (6.17) и (6.18) неравенство $КПП \gg 1$ выполняется автоматически.

Еще один существенный вопрос, возникающий при проектировании системы питания, — это защита от помех и выбросов, попадающих в схему от сети через силовой трансформатор. Особенно много забот могут доставить высокочастотные помехи от близлежащих радио- и телевизионных станций, рентгеновских аппаратов и т. п. Эти помехи наводятся на сетевые провода как на антенны и через межвитковые емкости трансформатора беспрепятственно попадают в схемы.

Схемные элементы обладают детектирующими свойствами, а потому даже работа низкочастотной аппаратуры может серьезно нарушаться такими помехами. Включение межобмоточного экрана (рис. 6.6) — полезная, но недостаточная мера. Желательно снабжать входящие сетевые провода ВЧ-продольным трансформатором. Это означает, что эти провода наматываются совместно тремя — пятью витками на ферритовый ($\Phi 700$, например) тороидальный (кольцевой) сердечник $\Phi К$ диаметром 20—30 мм. Если нет возможности это сделать, то надо обязательно на эти провода надеть несколько ферритовых колец («бусин») диаметром 8—10 мм.

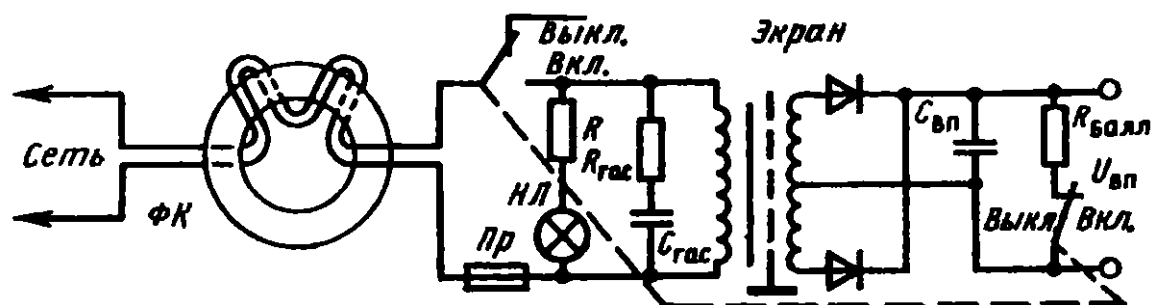


Рис. 6.6. Типовая схема нестабилизированного питания

Не следует пытаться уменьшать ВЧ-помехи включением небольших конденсаторов между сетевыми проводами и землей схемы. Во-первых, это небезопасно (пробой конденсатора приведет к попаданию напряжения сети на корпус прибора), во-вторых, эти конденсаторы образуют с шинами схемы ВЧ-контуры, и ситуация может ухудшиться самым непредсказуемым образом. Вместе с тем цепь $R_{гас}$, $C_{гас}$ снимет выбросы напряжения на первичной обмотке, могущие возникать при включении и отключении сети. Это значительно увеличит срок службы тумблера сети, уменьшит помехи и ослабит перенапряжения изоляции в трансформаторе.

Очень полезно (рис. 6.6) вторую пару контактов сетевого тумблера использовать для включения параллельно $C_{вп}$ балластного резистора $R_{балл}$ для быстрого разряда $C_{вп}$ при отключении сети. Это обеспечит быстрое обесточивание питаемой схемы при наладке и контроле, когда присутствие $U_{вп}$ при отключенной сети может привести к случайному выводу схемы из строя.

6.2. Линейные стабилизаторы напряжения

Основная схема

Нестабилизованный выпрямитель имеет два существенных недостатка — большое выходное сопротивление (6.16), вызывающее нестабильность по выходу, и нестабильность по входу, связанную с тем, что его выходное напряжение повторяет все колебания сети. Пульсации выхода нельзя считать неизбежными, так как при должном выборе параметров LC -фильтра они могут быть сведены практически к нулю.

Чтобы обеспечить стабильность по входу и выходу, используют стабилизаторы напряжения. Схема рис. 6.7 представляет собой операционный усилитель, у которого вывод питания « $-E$ » заземлен, а к выходу присоединен дополнительно мощный транзистор в режиме повторителя, чтобы обеспечить большой ток нагрузки (проходной транзистор). Выходное напряжение схемы равно $U_{оп}(1 + R_2/R_1)$.

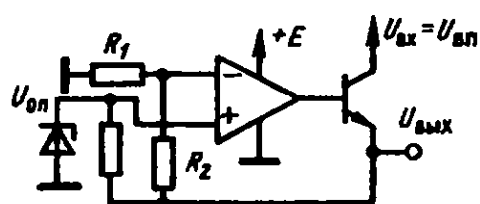


Рис. 6.7. Стабилизатор на ОУ

Основные недостатки схемы рис. 6.7 — необходимость в добавочном источнике напряжения для питания самого ОУ и малая мощность выхода ОУ. В связи с этим выпускаются специализированные линейные ИМС стабилизаторов, способные работать с одним ис-

точником входного выпрямленного напряжения и снабженные встроенными источниками опорного напряжения.

Пример такой схемы, включенной в типовом режиме, показан на рис. 6.8. Стабилитрон D_1 — источник опорного напряжения 6,3 В (это просто эмиттерный переход n - p - n -транзистора в режиме обратного пробоя) с делителем T_{10} , T_8 , R_4 , R_3 , R_2 , T_1 . Дифференциальный каскад T_2 , T_3 нагружен на T_5 , включенный каскодно по отношению к T_3 . Коллекторной нагрузкой T_5 является источник тока — коллектор I транзистора T_{12} . Сигнал с коллектора T_5 через транзистор в диодном включении T_6 возбуждает выходной повторитель T_{14} , T_{15} . Выходное напряжение через делитель R_{01} , R_{02} задается в базу T_3 , а опорное напряжение — в базу T_2 . Так как усиление схемы велико, то потенциалы баз T_2 и T_3 практически остаются равными друг другу при изменениях нагрузки и $U_{вх}$. Это означает, что выходное напряжение стабилизируется на уровне $U_{оп}(1 + R_{01}/R_{02})$, где $U_{оп} = U_{БЭ} + 1 \text{ В} = 1,6 \text{ В}$. Делитель опорного напряжения построен так, чтобы дрейф D_1 и компонентов делителя компенсировали друг друга, что обеспечивает постоянство $U_{оп}$. Токовое зеркало T_{12} совместно с источником тока T_{18} задают ток стабилитрона D_1 и другие режимные токи схемы, а цепи T_7 , T_4 и T_{17} служат для защиты от «защелкивания» при перегрузках.

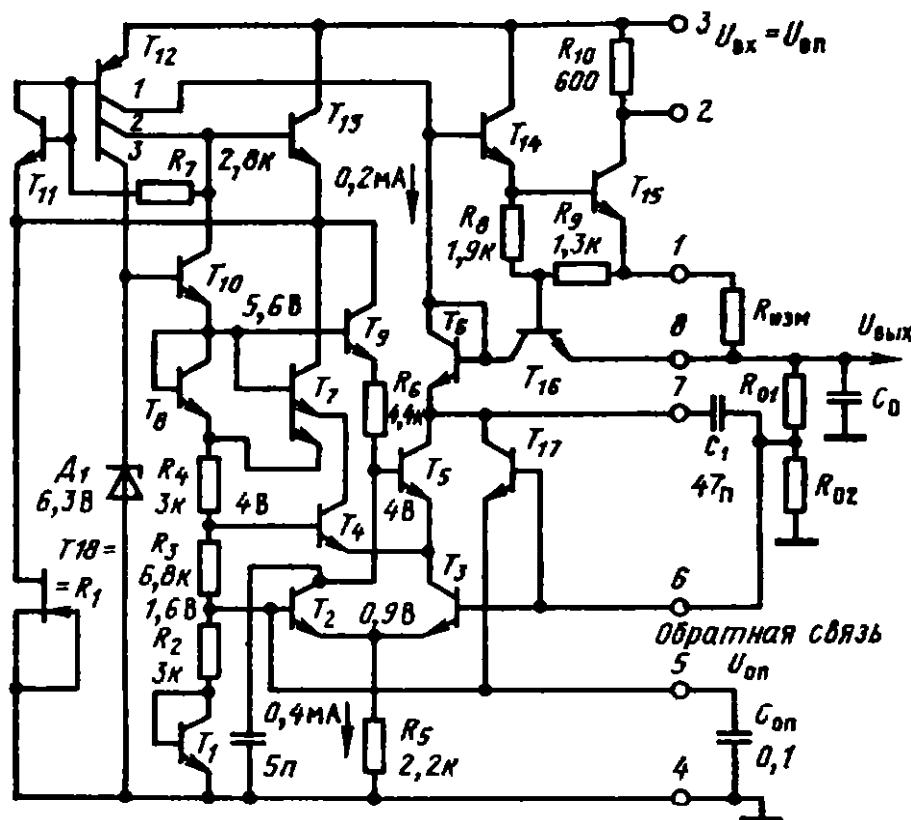


Рис. 6.8. Схема стабилизатора LM105

Приведем значения основных параметров схемы LM105 и ее многочисленных аналогов (этими параметрами характеризуются все стабилизаторы):

- коэффициент неустойчивости по входу:

$$K_{\text{вх}} = [(\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}) / \Delta U_{\text{вх}}] 100 \% \leq 0,02 \% / \text{В}$$
 (коэффициент стабилизации по входу — обратная величина);
- выходное сопротивление (в разомкнутом состоянии):

$$R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}} / I_{\text{н}} \leq 1 \text{ Ом};$$
- диапазон регулировки выхода (то есть диапазон, в котором может устанавливаться выходное напряжение):

$$U_{\text{вых.мин}} \div U_{\text{вых.макс}} = 4,5 \div 40 \text{ В};$$
- максимальная мощность, рассеиваемая на корпусе ИМС:

$$P_{\text{макс}} = 0,8 \text{ Вт};$$
- максимально допустимое и минимальное входные напряжения:

$$U_{\text{вх.макс}} = 50 \text{ В} \text{ и } U_{\text{вх.мин}} = 8,5 \text{ В};$$
- максимальное и минимальное напряжения перепада между входом и выходом:

$$U_{\text{вх} / \text{вых.макс}} = 30 \text{ В} \text{ и } U_{\text{вх} / \text{вых.мин}} = 3 \text{ В};$$
- собственное потребление тока:

$$I_{\text{потр}} \leq 2,5 \text{ мА}.$$

Выходной ток схемы — как правило, вторичный параметр, определяемый для данного включения из соотношения

$$I_{\text{вых. макс}} = (P_{\text{макс}} - U_{\text{вх.макс}} I_{\text{потр}}) / U_{\text{вх} / \text{вых}}, \quad (6.20)$$

где $U_{\text{вх.макс}}$ — максимально возможное $U_{\text{вх}}$ в данном применении, а

$$U_{\text{вх} / \text{вых}} = U_{\text{вх.макс}} - U_{\text{вых.мин}}$$

и $U_{\text{вых.мин}}$ — минимальное $U_{\text{вых}}$ в данном применении.

Выходное сопротивление схемы связано с глубиной обратной связи. Например, в рассматриваемой схеме

$$R_{\text{вых}} \cong (R_{\text{вых} T15} + R_{\text{изм}}) / [1 + K_U R_{02} / (R_{01} + R_{02})], \quad (6.21)$$

где K_U — коэффициент усиления по напряжению от вывода «обратная связь» к выходу. Поэтому $R_{\text{вых}}$ зависит как от наличия резистора защиты $R_{\text{изм}}$ и его сопротивления, так и от установленного $U_{\text{вых}}$ — с ростом $U_{\text{вых}}$ уменьшается K_U и увеличивается $R_{\text{вых}}$.

Параметры $U_{\text{вх.мин}}$ и $U_{\text{вх} / \text{вых.мин}}$ должны быть таковы, чтобы обеспечить работу самой схемы стабилизатора и гарантировать линейный режим работы проходного транзистора. Исходя из них, задается минимальное значение напряжения на выходе выпрямителя.

Пусть, например, сеть может отклоняться вниз на δ %. Тогда в системе выпрямитель — стабилизатор должно соблюдаться условие $[U_{\text{вп}} = U_{\text{вх}}; U_{\text{вп}}(0) = U_{\text{вп}}$ при $I_{\text{н}} = 0]$

$$(R_{\text{обм.вых}} T_{\text{пульс}} / t_{\text{зар}} + R_{\text{эфф.вп}}) I_{\text{нмакс}} + U_{\text{пульс}} + U_{\text{вп}}(0)(1 - \delta / 100) \geq \max[U_{\text{вх.мин}}, (U_{\text{вх}} / \text{вых.мин}} + U_{\text{вых}})], \quad (6.22)$$

где справа — большая из величин, помещенных в квадратные скобки.

Если используется LC -фильтр, то вместо $U_{\text{пульс}}$ берется $U_{\text{пульс}}/2$ и необходимо учесть, что ошибки в выборе параметров фильтра могут дать повышение $|Z_{\text{вых.вп/ф}}|$ по сравнению с $R_{\text{вых.вп}}$ (см. рис. 6.5, б). Когда источник нагружен на схему, отдающую мощность преимущественно на переменном токе, то $I_{\text{нмакс}}$ стабилизатора и выпрямителя надо вычислять как сумму постоянной составляющей и составляющей $P_{\text{нмакс}}/U_{\text{вых}}$, где $P_{\text{нмакс}}$ — максимальная мощность переменного тока в нагрузке. Заметьте, что максимальный ток нагрузки питаемой схемы может быть гораздо больше, чем $P_{\text{нмакс}}/U_{\text{вых}}$ (для синусоидального сигнала предельный пиковый ток нагрузки запитываемой схемы может быть в $2^{3/2} \approx 2,8$ раза больше, чем $I_{\text{нмакс}}$ стабилизатора). Чтобы не ставить излишне мощные стабилизатор и выпрямитель, в этом случае выход стабилизатора надо шунтировать конденсатором C_0 большой емкости, в принципе выбираемой из тех же соображений, что и $C_{\text{ф}}$ в LC -фильтрах.

Установка C_0 на выходе стабилизатора связана с рядом проблем. Первая из них — обеспечение устойчивости схемы и отсутствия выбросов выхода при резких изменениях нагрузки. Конденсатор C_1 в схеме рис. 6.8 в принципе обеспечивает устойчивость в контуре обратной связи. Внешние или встроенные конденсаторы аналогичного назначения устанавливаются во многих схемах. Подключение C_0 придает частотной характеристике разомкнутой схемы второй порядок, что при замыкании обратной связи может вести к неустойчивости или появлению выбросов.

Дело в том, что благодаря спаду петлевого усиления с частотой растет $|Z_{\text{вых}}|$ стабилизатора, то есть по отношению к нагрузке стабилизатор имеет индуктивное выходное сопротивление, могущее образовать с C_0 параллельный колебательный контур.

Особо опасные ситуации возникают при резком уменьшении тока нагрузки и при быстром спаде $U_{\text{вх}}$ стабилизатора к нулю (выключение сети). В первом случае сам стабилизатор без C_0 не может уменьшить мгновенно проводимость проходного транзистора. Последний также имеет конечное быстродействие, и часто небольшое. Поэтому в отсутствие C_0 на выходе может появиться выброс

$\Delta U_{\text{вых.пик}}$ амплитудой до 1—2 В, что, как правило, недопустимо. Максимальная амплитуда этого выброса при включенном C_0 уменьшается, и ее можно оценить так:

$$\Delta U_{\text{вых.пик}} \cong I_{\text{Нмакс}} T / C_0,$$

где T — собственная постоянная времени стабилизатора (в данном случае — перезаряда C_1). Одновременно C_0 уменьшает и спад $U_{\text{вых}}$ при резком увеличении $I_{\text{Н}}$.

При переключении $U_{\text{вх}}$ от номинального значения к $U_{\text{вх}} = 0$ заряд C_0 не спадает мгновенно, и к проходному транзистору оказывается приложено большое напряжение обратной полярности, что может вызвать разрушение всей схемы. Во избежание этого эффекта между входом и выходом стабилизатора полезно включать нормально закрытый диод. Если $U_{\text{вых}}$ оказывается больше $U_{\text{вх}}$, он открывается, и через него снимается заряд с C_0 .

Для снижения уровня помех и пульсаций желательно шунтировать источник опорного напряжения высококачественным конденсатором ($C_{\text{оп}} = 0,1$ мкФ на рис 6.8).

При построении стабилизаторов надо следить за отводом токов утечки проходных транзисторов. Это значит, что сопротивление нагрузки не должно становиться больше некоторого значения. Роль такой обязательной нагрузки может успешно выполнять делитель обратной связи R_{01} , R_{02} .

Важной частью схемы стабилизатора является цепь защиты выхода по току (T_{16} , R_8 , R_9 , $R_{\text{изм}}$ в схеме рис. 6.8). Здесь показана обычная схема защиты. Если ток через $R_{\text{изм}}$ превышает заданное значение, то T_{16} открывается, и часть тока коллектора 1 (T_{12}) отводится от базы T_{14} через T_{16} непосредственно в нагрузку, а тем самым ограничивается и выходной ток. Приблизительно оценить величину $R_{\text{изм}}$ можно по формуле

$$R_{\text{изм}} \cong 0,7 U_{\text{БЭ}} / I_{\text{Нмакс}} \cong 0,5 [\text{В}] / I_{\text{Нмакс}},$$

но обычно изготовитель дает рекомендации по его выбору. Эта схема аналогична схеме защиты выходного каскада ОУ рис. 3.16. Основной недостаток такой защиты — большой ток, протекающий через проходной транзистор при коротком замыкании выхода. На рис. 6.9 показана схема включения той же ИМС стабилизатора с дополнительным внешним проходным транзистором T . При соответствующем выборе этого транзистора по току, мощности и напряжению допустимый ток нагрузки возрастает в $h_{21ЭТ}$ раз по сравнению с максимальным током нагрузки ИМС. В схеме рис. 6.9 применена иная схема защиты выхода, чем на рис. 6.8, так называемая схема с обратным

наклоном характеристики. В определенном диапазоне $U_{\text{вых}}$ эти схемы действуют аналогично. Но при снижении $U_{\text{вых}}$ ниже некоторого напряжения ток проходного транзистора в схеме рис. 6.9 начинает уменьшаться, а не увеличиваться (рис. 6.10). Заметьте, что ток $I_{\text{к.з}}$ не должен быть слишком малым, иначе схема защиты не даст включаться стабилизатору! Достаточно выбрать $I_{\text{к.з}}$ из условия $I_{\text{к.з}} U_{\text{вх.макс}} \leq P_{\text{макс } T}$, где $P_{\text{макс } T}$ — максимальная мощность рассеяния проходного транзистора T .

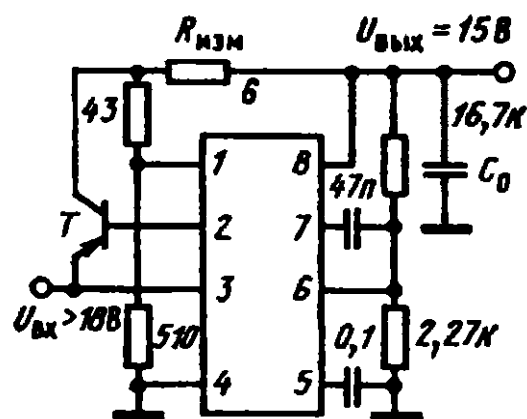


Рис. 6.9. Включение LM105 с внешним проходным транзистором и защитой с обратным наклоном характеристики

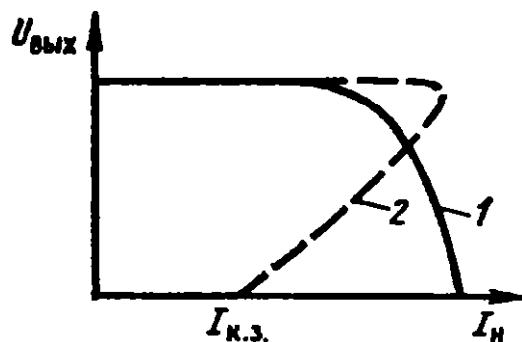
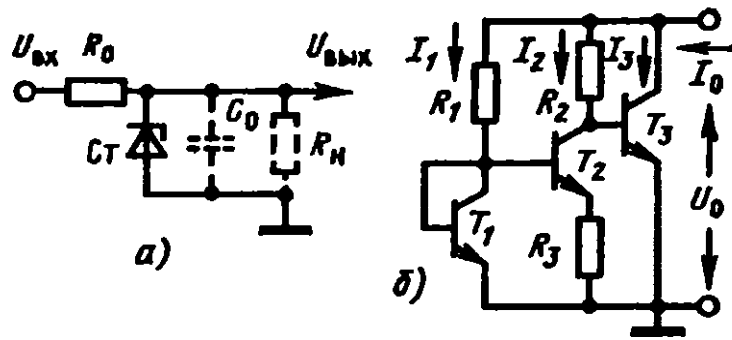


Рис. 6.10. Вольтамперные характеристики схем защиты: 1 — с ограничением тока; 2 — с обратным наклоном

Источники опорного напряжения

Простейшим и наиболее распространенным источником опорного напряжения является стабилитрон. Это диод, работающий в режиме обратимого обратного пробоя при ограниченном токе. Стабилитроны выпускаются на очень широкий диапазон стабилизируемых напряжений (от 3,3 до 200 В) и допускаемых токов (от 5 мА до 1 А). В простейшем случае стабилитрон включается по схеме рис. 6.11, а. Для каждого стабилитрона существует минимальный ток стабилизации, начиная с которого он имеет конечное и небольшое дифференциальное сопротивление $R_{\text{д.ст}}$. Наличие $R_{\text{д.ст}} \neq 0$ приводит к тому, что изменения и пульсации $U_{\text{вх}}$ передаются на выход с коэффициентом $R_{\text{д.ст}} / (R_{\text{д.ст}} + R_0)$. Пульсации могут быть сглажены с помощью C_0 , но надо учитывать, что установка C_0 имеет смысл при условии $C_0 \gg T_{\text{пульс}} / R_{\text{д.ст}}$. Чтобы сделать ток через стабилитрон не-

Рис. 6.11. Схемы включения стабилитрона (а), ϕ_3 — стабилитрона (б)

изменным, используют источники тока, подобные цепи T_{18}, T_{11}, T_{12} в схеме рис. 6.8.

Стабилитроны имеют положительный температурный коэффициент напряжения стабилизации (ТКН), а напряжение на прямо-смещенном p - n -переходе — отрицательный ТКН, близкий к первому по абсолютной величине. Этот факт используется при построении температурно-компенсированных (так называемых прецизионных) стабилитронов, имеющих ТКН порядка 0,01—0,001 %/К, то есть в среднем в 10 раз меньше, чем у обычных стабилитронов. Но этот эффект уменьшения ТКН возникает только при определенном, указываемом в паспорте, токе через стабилитрон. Это значение тока и должно задаваться в схеме, когда стабилитрон служит источником опорного напряжения. Отдельно выполненные диоды, предназначенные для такой компенсации, называют стабисторами.

Получение небольших прецизионных опорных напряжений в ИМС стабилизаторов существенно упростилось с появлением так называемого «интегрального стабилитрона», иначе $U_{БЭ}$ -стабилитрона (что неточно) или стабилитрона с напряжением запрещенной зоны ϕ_3 (ϕ_3 -стабилитрона). Последнее, наиболее точное название связано с тем, что напряжение стабилизации этой схемы равно ширине запрещенной зоны полупроводника, составляющей для кремния при 298 К $\phi_3 \cong 1,2$ В. В схеме ϕ_3 -стабилитрона на рис. 6.11, б T_1 и T_2 образуют токовое зеркало, для которого [см. (2.39)]

$$\Delta U_{БЭ1,2} = \phi_0 \ln(I_1/I_2). \quad (6.23)$$

Так как $I_2 = \Delta U_{БЭ1,2} / R_3$, то

$$U_0 = U_{БЭ3} + \Delta U_{БЭ1,2} R_2 / R_3. \quad (6.24)$$

При $U_0 = \phi_3 \cong 1,2$ В $dU_0/d\Theta = 0$. В такой упрощенной схеме диапазон токов стабилизации очень мал — от 1 до 2—3 мА из-за влияния базового тока T_3 . Поэтому в различных ИМС стабилизаторов используется множество модификаций этой основной схемы. Тем-

пературная стабильность φ_3 -стабилитронов не хуже 0,01 %/К, а дифференциальное сопротивление зависит от наличия дополнительных каскадов усиления и лежит в диапазоне от десятков до долей ома.

Разновидности линейных стабилизаторов

Наиболее перспективной разновидностью основной схемы стабилизаторов следует признать «трехвыводные» стабилизаторы, появившиеся в последние годы. Эти схемы имеют три вывода — вход, выход и регулирующий. Схема реагирует на внешнее напряжение между выходом и регулирующим выводом, причем ток от входа к выходу меняется так, чтобы это напряжение было равно 1,2 В (используется φ_3 -стабилитрон как источник опорного напряжения). Поэтому трехвыводной стабилизатор, включенный, как показано на рис. 6.12, а, будет поддерживать на своем выходе

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}}(1 + R_2/R_1) + I_{\text{рег}}R_2,$$

где $I_{\text{рег}}$ — вытекающий ток регулирующего вывода. Обычно это небольшой и стабильный ток примерно 0,1 мА. В то же время ток самой схемы управления проходным транзистором протекает со входа на выход и должен отводиться во внешнюю «обязательную» нагрузку. Этот ток $I_{\text{потр}}$ (до 10 мА) может отводиться делителем R_2 , R_1 . Соответственно выбирается $R_1 < U_{\text{оп}}/I_{\text{потр}} = 1,2 \text{ В} / 10 \text{ мА} = 120 \text{ Ом}$. Трехвыводная схема позволяет строить относительно высоковольтные схемы стабилизации с использованием сравнительно низковольтных стабилизаторов. Ограничение здесь состоит в том, что полный диапазон возможных изменений $U_{\text{вх}}$ должен быть меньше, чем разность $U_{\text{вх}/\text{вых.мин}} - U_{\text{вх}/\text{вых.макс}}$.

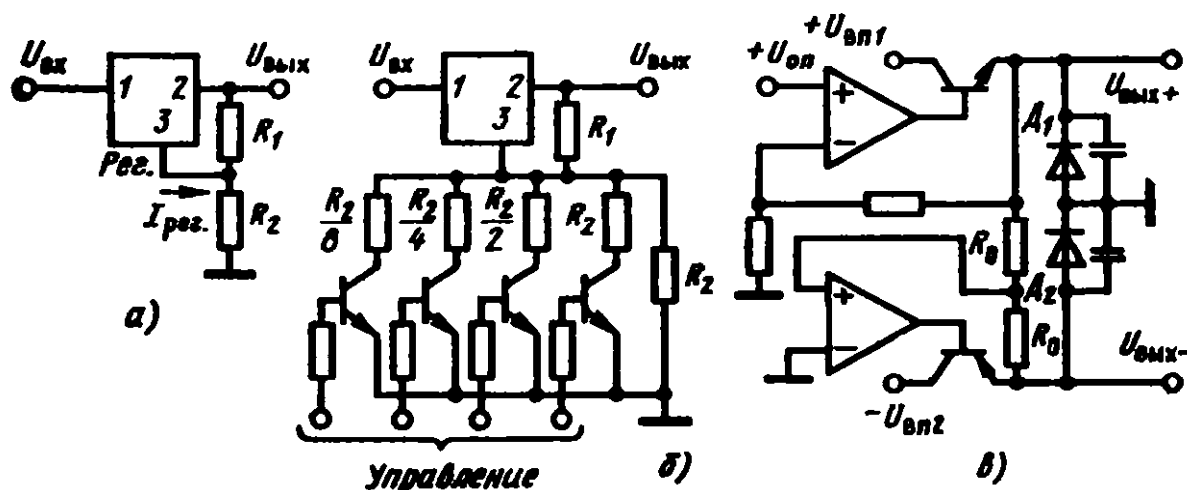


Рис. 6.12. Схемы включения трехвыводного (а, б) и двоянного стабилизатора (в)

На основе трехвыводного стабилизатора строится схема управляемого стабилизатора рис. 6.12, б. Схема управляется логическими сигналами. При четырех коммутирующих транзисторах выходное напряжение может принимать 16 значений (при N транзисторах — 2^N значений). Это позволяет избежать сложных систем преобразования и усиления сигналов при цифровом управлении.

Для питания аналоговых устройств нужно иметь положительное и отрицательное напряжения $\pm E$, равные друг другу, причем это равенство должно строго соблюдаться. Способ построения таких схем показан на рис. 6.12, в. Ведущий (здесь положительный) источник имеет опорное напряжение, тогда как ведомый использует для управления разность между полусуммой обоих напряжений и землей. В системах с расщепленными источниками важную роль играют диоды D_1 и D_2 , предохраняющие питаемые схемы от переплюсовки питания.

6.3. Импульсные стабилизаторы и инверторы

При всех достоинствах линейные стабилизаторы имеют важный недостаток — от 20 до 50 % мощности рассеивается на самом стабилизаторе. Поэтому в тех случаях, когда нагрев системы и потребляемая мощность — критические параметры, лучше использовать импульсные стабилизаторы, несмотря на их относительную сложность и повышенную генерацию шумов.

На рис. 6.13 показаны три схемы импульсных стабилизаторов. Схема рис. 6.13, а — обычный «понижающий» стабилизатор. Проводной транзистор T находится периодически в одном из двух режимов — насыщения или отсечки. Когда T насыщен, ток поступает от $U_{вх}$ через дроссель на нагрузку и одновременно заряжает C . Когда T закрыт, ток индуктивности отводится через диод D и, протекая по контуру $L - D - \text{земля} - C \parallel R_H - L$, способствует поддержанию выходного напряжения. Обозначим: $t_{\text{нас}}$ — время, в течение которого T насыщен, $t_{\text{отс}}$ — закрыт, а $T_{\text{пр}} = t_{\text{нас}} + t_{\text{отс}}$ — период колебаний. Предположим, что $L/R_H \gg T_{\text{пр}}$, тогда за время $t_{\text{нас}}$ ток в индуктивности I_L возрастает от минимального значения на величину

$$\Delta I_{L+} \cong (U_{\text{вх}} - U_{\text{кЭнас}} - U_{\text{вых}})t_{\text{нас}} / L. \quad (6.25)$$

В момент достижения максимума I_L транзистор закрывается. Когда T закроется, откроется D и напряжение на индуктивности изменит полярность на противоположную. Напряжение на индуктив-

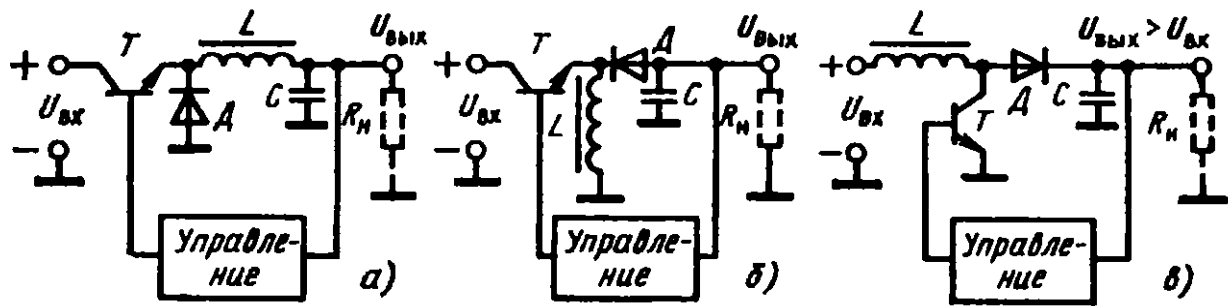


Рис. 6.13. Схемы импульсных стабилизаторов

ности начинает уменьшаться и за время $t_{\text{отс}}$ отрицательное приращение тока будет равно:

$$\Delta I_{L-} \cong (U_{\text{вых}} + U_D)t_{\text{отс}} / L. \quad (6.26)$$

Полагая, что переключение транзистора происходит, когда I_L минимально, из (6.25) и (6.26) можно найти

$$t_{\text{нас}} = T_{\text{пр}}(U_{\text{вых}} + U_D) / (U_{\text{вх}} - U_{\text{КЭнас}} + U_D), \quad (6.27)$$

откуда

$$U_{\text{вых}} = t_{\text{нас}}(U_{\text{вх}} - U_{\text{КЭнас}} + U_D) / T_{\text{пр}} - U_D.$$

В стационарном режиме $|\Delta I_{L-}| = \Delta I_{L+} = \Delta I$, и средний ток через L будет равен току нагрузки $I_L = I_H = U_{\text{вых}} / R_H$. Задав ΔI и $T_{\text{пр}}$ и принимая, что U_D и $U_{\text{КЭнас}} \ll U_{\text{вых}}$, из (6.25) и (6.27) получим расчетное соотношение для L

$$L = (1 - U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}) T_{\text{пр}} R_H I_H / \Delta I.$$

Емкость конденсатора выбирается, исходя из допустимого уровня размаха пульсаций на выходе $U_{\text{пульс.вых}}$. Получим

$$C = I_L T_{\text{пр}} / 2 U_{\text{пульс.вых}}. \quad (6.28)$$

Если времена переключения транзистора малы по сравнению с $T_{\text{пр}}$, то КПД схемы составит

$$\eta = U_{\text{вых}} / (U_{\text{вых}} + U_{\text{КЭнас}} + U_D).$$

При $U_{\text{вых}} = 5$ В, $U_{\text{КЭнас}} + U_D \cong 2$ В (для мощных диодов и транзисторов в режиме больших токов) имеем $\eta = 71,5$ %. Если колебания $U_{\text{вх}}$ превышают 1 В, то его номинальное значение в линейном стабилизаторе будет выше 7 В и соответственно КПД линейного стабилизатора ниже, чем у импульсного стабилизатора. Отсюда видно, что импульсные стабилизаторы эффективны при больших изменениях $U_{\text{вх}}$.

Схема рис. 6.13, б — инвертор знака напряжения. Когда T открыт, D закрыт, а ток в нагрузке создается за счет разряда конденсатора. За время $t_{\text{нас}}$ приращение тока в индуктивности составит

$$\Delta I_{L+} \cong (U_{\text{вх}} - U_{\text{КЭнас}})t_{\text{нас}} / L. \quad (6.29)$$

При запираании транзистора напряжение на индуктивности меняется скачком, но ток продолжает течь в том же направлении, заряжая конденсатор напряжением с полярностью, противоположной $U_{\text{вх}}$, через открытый диод. Убывание тока в индуктивности на интервале времени $t_{\text{отс}}$ составляет

$$\Delta I_{L-} \cong -(U_{\text{вых}} + U_D)t_{\text{отс}} / L. \quad (6.30)$$

Из (6.29) и (6.30) для стационарного режима, когда $|\Delta I_{L-}| = \Delta I_{L+} = \Delta I$, следует

$$t_{\text{нас}} = -T_{\text{пр}}(U_{\text{вых}} + U_D) / (U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}} - U_{\text{КЭнас}} + U_D). \quad (6.31)$$

Задав ΔI и $T_{\text{пр}}$ и принимая по-прежнему, что U_D и $U_{\text{КЭнас}} \ll U_{\text{вых}}$, из (6.29) и (6.31) получим расчетное соотношение для L

$$L = T_{\text{пр}} R_H I_H / \Delta I (1 + U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}).$$

Необходимая емкость конденсатора есть

$$C = I_L T_{\text{пр}} / U_{\text{пульс.вых}}, \quad (6.32)$$

Выходное напряжение составляет

$$U_{\text{вых}} = -(U_{\text{вх}} - U_{\text{КЭнас}})t_{\text{нас}} / t_{\text{отс}} + U_D. \quad (6.33)$$

КПД этой схемы выше, чем КПД схемы рис. 6.13, а:

$$\eta = |U_{\text{вых}}| / (|U_{\text{вх}}| + U_D + U_{\text{КЭнас}}t_{\text{нас}} / T_{\text{пр}}). \quad (6.34)$$

Схема рис. 6.13, в — схема «повышающего» стабилизатора. Когда T насыщен, L накапливает энергию, при этом диод закрыт. При закрытом T направление тока в L не меняется, диод открывается и L отдает токи нагрузки и заряда C . В результате

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} T_{\text{пр}} / t_{\text{отс}} - U_{\text{КЭнас}}t_{\text{нас}} / t_{\text{отс}} - U_D. \quad (6.35)$$

Индуктивность схемы выбирается из соотношения

$$L = (U_{\text{вых}} + U_D - U_{\text{вх}})t_{\text{отс}} / \Delta I, \quad (6.36)$$

а емкость находится из уравнения (6.32). Эта схема также имеет повышенный КПД:

$$\eta = U_{\text{вых}} / (U_{\text{вх}} + U_D t_{\text{нас}} / T_{\text{пр}} + U_{\text{КЭнас}}). \quad (6.37)$$

Управление проходным транзистором может осуществляться тремя путями. В простейшем случае может использоваться схема рис. 6.14, *а*. Усиленное напряжение $U_{\text{вых}} - U_{\text{оп}}$ подается на компаратор, переключающий проходной транзистор T . Если $U_{\text{вых}}$ мало, то T в схеме рис. 6.13, *а* насыщается и $U_{\text{вых}}$ растет; когда $U_{\text{вых}}$ становится велико, T отключается. Схема при этом находится в автоколебательном режиме, и пульсации выхода принципиально не могут быть снижены до нуля не только из-за наличия гистерезиса, но и из-за конечного быстродействия элементов. Частота пульсаций меняется сильно, и с ней изменяется КПД схемы. В схемах рис. 6.13, *б* и *в* такое управление вообще не может использоваться.

В схеме рис. 6.14, *б* генератор импульсов, управляемый напряжением, *ГУН* (см. главу 5) задает частоту импульсов стандартной длительности, во время которых T открыт. Если $U_{\text{вых}} > U_{\text{оп}}$, то частота снижается, и наоборот. Недостаток этой схемы — существенная зависимость уровня пульсаций от нагрузки.

Наиболее эффективна схема с широтно-импульсной модуляцией (рис. 6.14, *в*). Частота импульсов постоянна и задается от встроенного генератора, который запускает ШИМ. При уменьшении $U_{\text{вых}}$ длительность импульсов растет, а при росте уменьшается. Существуют и другие схемы, основанные на этом принципе, в которых модуляция осуществляется с помощью компаратора, задающего момент окончания импульса при достаточном приращении $U_{\text{вых}}$. Важное преимущество схемы рис. 6.14, *в* — возможность получения сколь угодно малых пульсаций. При построении инвертирующего стабилизатора должно инвертироваться и $U_{\text{оп}}$.

Инверторами называют схемы, предназначенные для преобразования постоянного тока в переменный. Родственные им схемы — так называемые «трансформаторы постоянного тока» — преобразователи напряжения постоянного тока. Принципиальное отличие этих преобразователей от повышающего импульсного стабилизатора — гальваническое разделение входа и выхода. Типичная схема та-

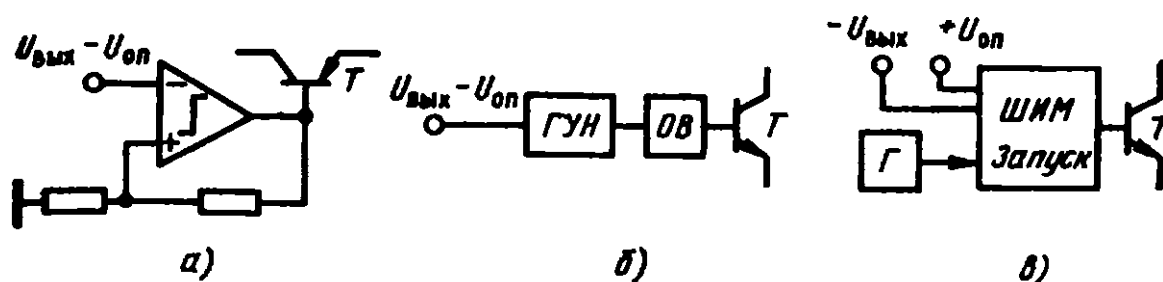


Рис. 6.14. Схемы управления импульсных стабилизаторов

кого преобразователя показана на рис. 6.15. Назначение схемы — получение постоянного напряжения в 1800 В при токе ≤ 1 мА для питания фотоумножителя (см. главу 1). На транзисторах T_1 и T_2 собран генератор прямоугольных импульсов — автоколебательный мультивибратор с трансформаторными связями. С выходной обмотки трансформатора прямоугольные импульсы поступают на мост — выпрямитель с фильтром, с которого и берётся выходное напряжение. Входное напряжение преобразователя $U_{\text{вх}} = +15$ В, потребляемый от источника $U_{\text{вх}}$ ток — около 130 мА. Наиболее ответственная часть схемы — повышающий трансформатор. В нём должен применяться высококачественный сердечник с тщательной изоляцией между обмотками и между слоями выходной обмотки. Если в подобной схеме отсутствует выходной выпрямитель, и в качестве выходного напряжения используется напряжение переменного тока, то такая схема есть инвертор.

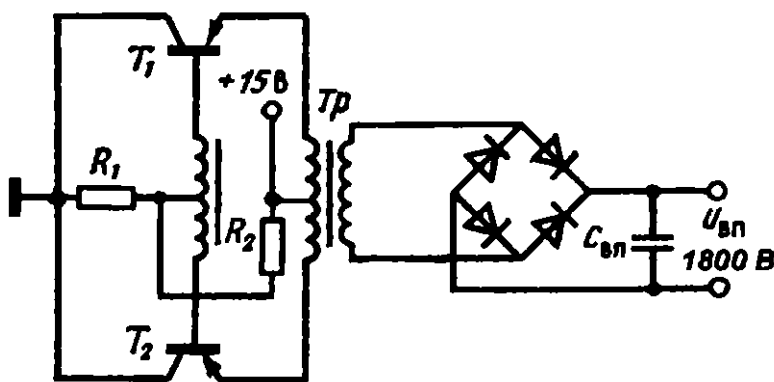


Рис. 6.15. Трансформатор постоянного тока

6.4. Схема питания системы в целом

Выбор и разработка источника питания не исчерпывают задачи проектирования питания системы в целом. Любой провод или шина обладают конечным полным сопротивлением, поэтому никогда нельзя считать, что шина земли обеспечивает истинный 0 В, если об этом специально не позаботиться. По проводам «земли» протекают как возвратные токи питания к источнику, так и токи сигналов. Накладываясь друг на друга, они могут создавать значительные уровни помех.

Рассмотрим схему рис. 6.16, а. Предположим, что блок 3 — цифровая схема с переключаемым за время 10 нс (обычное время для цифровых ИМС) суммарным током 50 мА. Такие броски тока вызовут на шине длиной 10 см и сечением 0,5 мм помеху 0,2—0,3 В.

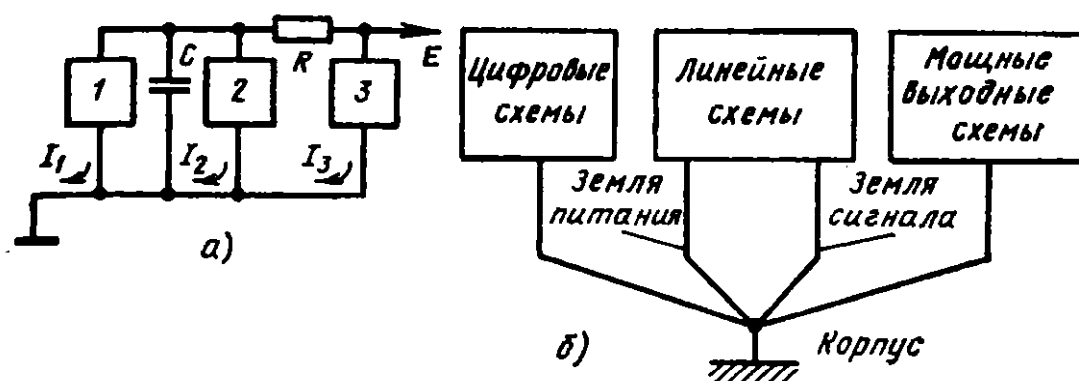


Рис. 6.16. Схемы разводки питания и земли

Этой помехи, как правило, достаточно, чтобы вызвать паразитное срабатывание аналогичной схемы. На выходе линейных схем эти помехи могут вызвать выбросы и колебательные процессы, трудноотличимые от самовозбуждения. Постоянный ток питания схемы 3 может вызвать смещения «0 В» в схемах постоянного тока (если таковыми являются блоки 1 и 2). Поэтому желательно отделять по мере возможности контуры токов сигналов и питания и разделять шины земли сигналов, питания, линейных, цифровых и мощных выходных схем, то есть использовать радиальную разводку земли от источника питания. Все «земли» при этом объединяются в одну точку, в качестве которой лучше всего использовать вывод выходного конденсатора фильтра или стабилизатора. Типовая разводка земли получает вид рис. 6.16, б. Необходимо тщательно следить, чтобы земляные шины и провода нигде не образовывали замкнутых контуров! Эти контуры могут образовываться и при заземлении шасси, корпусов и стоек в нескольких точках. Простое случайное соприкосновение открытого экрана (заземленного!) с корпусом (заземленным!) в непредусмотренной точке может создать труднонаходимые источники помех и сбоев.

Сказанное о разводке земли полностью относится и к разводке шин источника питания. Для цифровых ИМС при этом может оказаться достаточной обязательная установка возле каждой ИМС конденсатора 0,1—1 мкФ между шиной питания и землей.

Проблема разделения «мощных» и «сигнальных» земель существует и при построении самих блоков питания. Очень важно, чтобы возвратные (к выпрямителю) токи нагрузки не создавали помех работе маломощной схемы усилителя стабилизатора.

Перечисленные трудности могут быть обойдены путем перехода к децентрализованным системам питания. Децентрализация может проводиться на нескольких уровнях. Каждый из крупных функциональных блоков системы снабжается своим выпрямителем (или

группой выпрямителей, работающих от одного трансформатора). Внутри функциональных блоков каждый отдельный узел (лучше всего, если это отдельная печатная плата на 10—40 ИМС) снабжается своими относительно маломощными стабилизаторами, установленными прямо на плате этого узла.

При установке конденсаторов развязки между шинами питания и землей следует помнить, что обычные электролитические конденсаторы имеют большую собственную индуктивность. Поэтому следует либо пользоваться танталовыми конденсаторами, либо ставить параллельно каждому электролитическому конденсатору бумажный или керамический конденсатор на 0,1—1 мкФ.

Входные каскады усилителей желательно снабжать RC -фильтрами в цепях питания, чтобы избежать возникновения паразитных обратных связей по шинам питания (R , C на рис. 6.16, а). В ИМС усилителей переменного тока предусматриваются соответствующие резисторы и выводы для установки навесных конденсаторов, блокирующих питание предварительных каскадов на землю. Установкой этих конденсаторов никогда не следует пренебрегать, так как они не только уменьшают пульсации питания чувствительных каскадов, но и (что важнее) разрывают контуры паразитных обратных связей по питанию. Поэтому в усилителях переменного тока постоянные времени RC -фильтров предварительных каскадов следует выбирать из соотношения $RC \gg f_{гр.н}$, где $f_{гр.н}$ — нижняя граничная частота всего усилительного тракта. Если при этом емкость фильтра оказывается слишком велика, то можно использовать параллельное соединение блокирующей емкости и стабилитрона.

Контрольные вопросы, задачи и упражнения

1. Почему в мостовой схеме выпрямителя приходится ставить диоды с допустимым обратным напряжением, равным удвоенной амплитуде выпрямляемого переменного напряжения. Каким образом можно модифицировать мостовую схему, чтобы использовать диоды с обратным напряжением, равным амплитуде переменного напряжения на входе выпрямителя?
2. Почему не следует выбирать емкости конденсаторов $C_{\text{н}}$ в схемах выпрямителей рис. 6.3 «с запасом»? Что ограничивает величину этих емкостей?
3. Рассчитайте трансформатор и обосновано выберите выпрямитель для стабилизированного источника питания постоянного тока на 5 В, 2 А с линейным стабилизатором при напряжении сети переменного тока 50 Гц 220 В $\pm 15\%$.

4. Рассчитайте индуктивность и емкость конденсатора импульсного стабилизатора по данным задачи 3. Оцените и сравните КПД обеих типов стабилизаторов.
5. Рассчитайте индуктивность и емкость импульсного повышающего стабилизатора при входном напряжении 15 В и выходном 25 В. Сравните это решение с возможностью использовать «трансформатор постоянного тока».
6. В чем состоит принцип «разделения земель» при проектировании разводки питания?
7. Почему электролитические конденсаторы непригодны для шунтирования помех на шинах питания высокочастотных схем?

Глава VII

ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Вытапливай воск, но сохраняй мед.
Козьма Прутков.
«Плоды раздумья»

7.1. Датчики и линии связи

И человек-оператор, и компьютер, и система автоматического управления нуждаются в информации о состоянии наблюдаемого объекта и процессах, в нем происходящих, будь то металлургический агрегат, химический или ядерный реактор или сердце человека при снятии электрокардиограммы. В огромном большинстве случаев эта информация поступает от первичных измерительных устройств в виде электрических сигналов, совершенно непригодных для непосредственного ввода в АЦП или другое устройство преобразования и обработки. Сигналу датчика сначала надо придать некий стандартный вид, нормализовать и, возможно, усилить.

Многообразие датчиков очень велико, и здесь будут кратко охарактеризованы только некоторые их основные типы.

Выбор датчика или первичного преобразователя, способ доставки от него сигнала накладывает заметный отпечаток на всю систему — с ним связаны предельно достижимая точность, стабильность, надежность системы.

Для измерения температур, особенно высоких температур и в больших диапазонах, термопары до сих пор находятся вне конкуренции и по точности, и, главное, по стабильности характеристик.

При их использовании основная проблема — это обеспечение стабильной температуры холодного (точнее, опорного) спая.

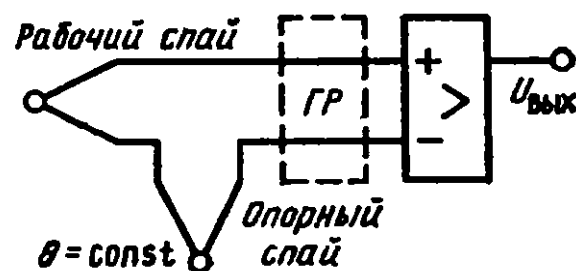


Рис. 7.1. Схема включения термопары

Схема измерения температуры с помощью термопары показана на рис. 7.1. Температурные коэффициенты напряжения ТКН термопар, рассчитанных на диапазон

до $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$, составляют $40\text{--}60\text{ мкВ}/^{\circ}\text{C}$, у более высокотемпературных термопар температурные коэффициенты не превышают $10\text{ мкВ}/^{\circ}\text{C}$.

Если измеряется высокая температура (более $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$), холодный спай при колебаниях температуры $15\text{--}35\text{ }^{\circ}\text{C}$ даст небольшую ошибку. В ответственных случаях и при измерении температур менее $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$ холодные спаи термопар помещаются в термостат или в ванночки с тающим льдом. Другой вариант схемы компенсации заключается в измерении температуры холодного спаи низкотемпературным датчиком и задании компенсирующего напряжения или тока в измерительную систему.

Выходное сопротивление термопар вследствие высокого удельного сопротивления применяемых в них сплавов часто достигает десятков Ом, а их сигналы составляют единицы и десятки милливольт. Между тем по условиям работы внешние наводки на провода термопар могут достигать сотен вольт на частоте сети, так же как и постоянный потенциал на них. Поэтому в большинстве случаев термопары нуждаются в чувствительных измерительных усилителях, способных подавлять большие синфазные напряжения на входах.

Для измерения температуры в диапазоне до $300\text{ }^{\circ}\text{C}$ эффективнее использовать термометры сопротивления и полупроводниковые термосопротивления. Эти датчики представляют собой резисторы с фиксированной калиброванной зависимостью сопротивления от температуры; температурный коэффициент сопротивления $\text{TKC} = \Delta R / R \Delta \Theta$ составляет у них от $0,003$ до $0,1\text{ K}^{-1}$. Их включают обычно в мостовую схему измерений рис. 7.2, на выходе которой требуется усилитель с большим КОСС на постоянном токе. Существенно, чтобы ток питания датчика не вызывал его разогрева, сравнимого с измеряемыми отклонениями температуры.

При температурах от -40 до $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$ наиболее эффективны полупроводниковые датчики температуры. В них используется тот факт, что разбаланс напряжений на двух одинаковых $p\text{--}n$ -переходах составляет $\Delta U = \varphi_0 \ln I_1 / I_2$. Если $I_1 / I_2 = 17,7$, то $\Delta U / \Delta \Theta = 250\text{ мкВ}/\text{K}$ в широком диапазоне температур. «Измерительные» структуры одновременно и усиливают сигнал, так что получается двухвыводной датчик с $\text{TKH} = 10\text{ мВ}/\text{K}$, запитываемый от источника тока. Этот

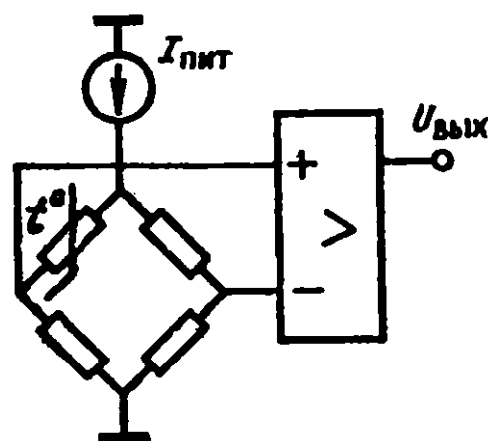


Рис. 7.2. Мостовая схема измерения

датчик изготавливается так, чтобы при $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ его выходное напряжение было $2,732\text{ В}$, тогда легко непосредственно отсчитывать температуру по шкале Кельвина.

Для измерения давления и усилий в промышленной автоматике широко используются тензометры сопротивления. Это тонкие пластинки из полупроводникового материала, меняющие свое сопротивление под действием микродеформаций. Их обычно наклеивают на упругий металлический носитель, изменяющий свою форму под действием усилия или давления. Сам датчик включают в мостовую схему по типу рис. 7.2. Секрет успеха здесь, главным образом, заключается в подборе клея, которым датчик крепится на упругий носитель, и в обеспечении минимальной остаточной деформации самого носителя.

Наряду с датчиками постоянного тока широко используются частотные датчики. Особую точность и стабильность в измерениях усилий, деформаций и ускорения обеспечивают кварцевые пьезодатчики, включаемые в контур ФАПЧ (см. главу 5).

Для измерения значительных перемещений применяются датчики переменного тока, основанные на изменениях взаимной индукции между катушками при перемещении общего сердечника или на изменениях емкости воздушного конденсатора.

При фиксации небольших отклонений и измерении скоростей вращения с большим успехом могут применяться фотодатчики, представляющие собой оптронную пару, связь в которой осуществляется отражением от перемещающейся поверхности. Такие датчики выпускаются серийно в виде ИМС.

Еще один важный класс датчиков — контактные датчики положения (концевые выключатели — «концевики») и кнопки ручного ввода. Основная неприятная особенность, связанная с ними, — дребезг контактов. Поэтому желательно для восприятия этих сигналов устанавливать RS -триггер, как это показано на рис. 7.3. Тем самым обеспечивается фиксация состояния выходных линий независимо от работы контактов.

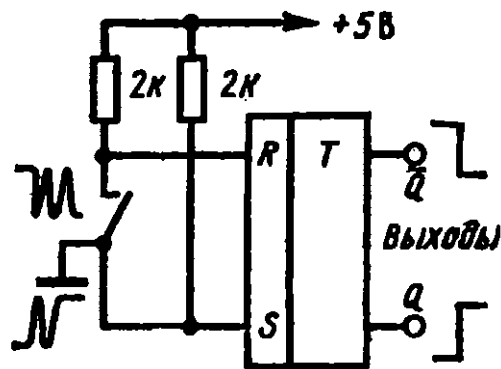


Рис. 7.3. Схема защиты от дребезга контактов

С линиями связи связано наибольшее количество неожиданных проблем. С ростом расстояния, на которое передается сигнал, неизбежно падает отношение сигнал-шум. Поэтому непосредственная передача сигналов по проводам и кабелям ограничена сравнительно малыми дистанциями. На

расстояния более 500 м информация должна передаваться с использованием специального кодирования, частотной модуляции и других специальных мер защиты.

В пределах объекта (цеха, участка, установки) лучше всего использовать связи с дифференциальными двухпроводными линиями или передачу токовыми сигналами. При этом надо учесть уровни ослабления помех для низких частот при различных способах экранирования, ориентировочные относительные значения которых даны на рис. 7.4. При прокладке линий связи следует учесть, что существуют три основных типа наводимых помех:

а) *помехи от сети и силового оборудования.* Это типичные индуктивные помехи ближнего электромагнитного поля. Их интенсив-

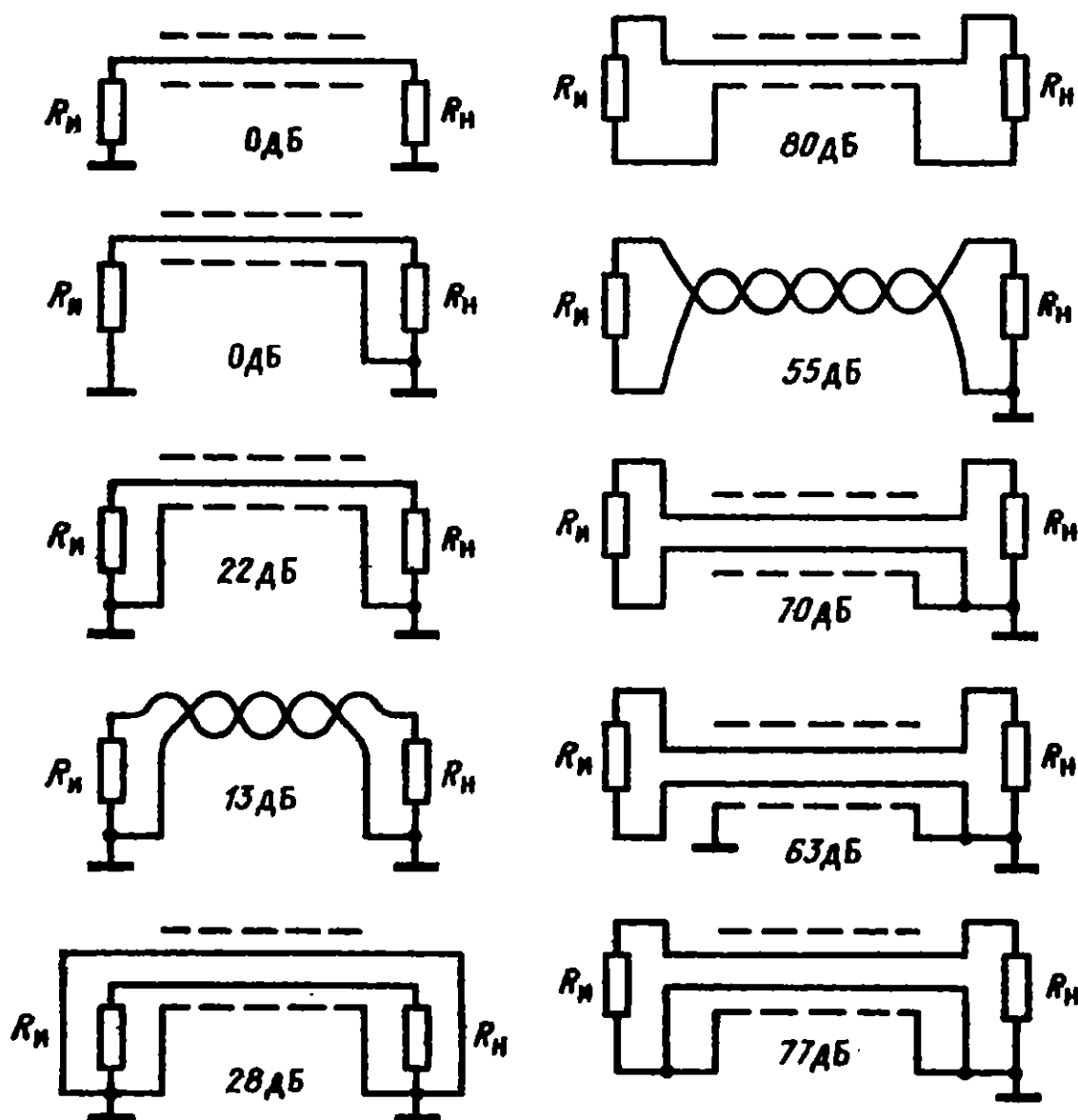


Рис. 7.4. Схемы экранирования линий связи. Указано подавление индуктивных помех по сравнению с простой однопроводной схемой. Штриховой линией обозначен внешний металлический экран

ность зависит от порождающего поле тока и от площади контура, образуемого проводниками, пересекаемыми полем. Поэтому основной метод борьбы с сетевыми помехами — уменьшение числа замкнутых контуров с малыми полными сопротивлениями (особенно опасны контуры в шине земли). При скрутке проводов дифференциальной пары (или сигнального провода с земляным) не только минимизируется площадь контура, но провода на каждом участке скрутки оказываются ориентированными в разные стороны по отношению к помехе;

б) *электрические или емкостные помехи*. Эти помехи часто вызываются емкостными связями между проводниками самой системы. Плоскостное расположение элементов, плоские многожильные жгуты (выпускаемые в готовом виде) и простейшее экранирование заземленными металлическими экранами обычно достаточно эффективны. При малых расстояниях между параллельно установленными печатными платами с быстродействующими цифровыми элементами фронты переключений этих элементов «пролезают» с платы на плату в виде коротких импульсов — «иголок». Лучший способ борьбы с этим явлением — установка между монтажными платами экранирующих плат из фольгированного текстолита с заземленным слоем фольги.

Для передачи токовых аналоговых сигналов могут служить преобразователи напряжение — ток и ток — напряжение, рассмотренные в главе 5 (рис. 5.1 и 5.2).

Если линия служит для управления мощными импульсными устройствами, например шаговыми двигателями, силовыми реле и т. п., то помимо помех, попадающих с линии, много проблем возникает с помехами от самих этих устройств. В этих условиях следует использовать оптронную гальваническую развязку на соответствующих логических выходах. Имеются серийные логические элементы с оптронными парами на входе (например, К262). Пример использования такой схемы дан на рис. 7.5, а. В этой схеме гарантируется замыкание любых токов нагрузки в контуре ее источника питания E_H .

На рис. 7.5, б дан пример использования оптронной пары для связи локального измерительного устройства с центральным процессором. Так же как и в схеме рис. 7.5, а, здесь передача логических уровней ведется фактически током, и контуры токов источника сигнала и приемного устройства замыкаются независимо.

При организации связей надо предельно внимательно относиться к разъемам. У лучших типов сигнальных разъемов пружинные контакты розеток выполняются в виде не одной пластины, а ряда

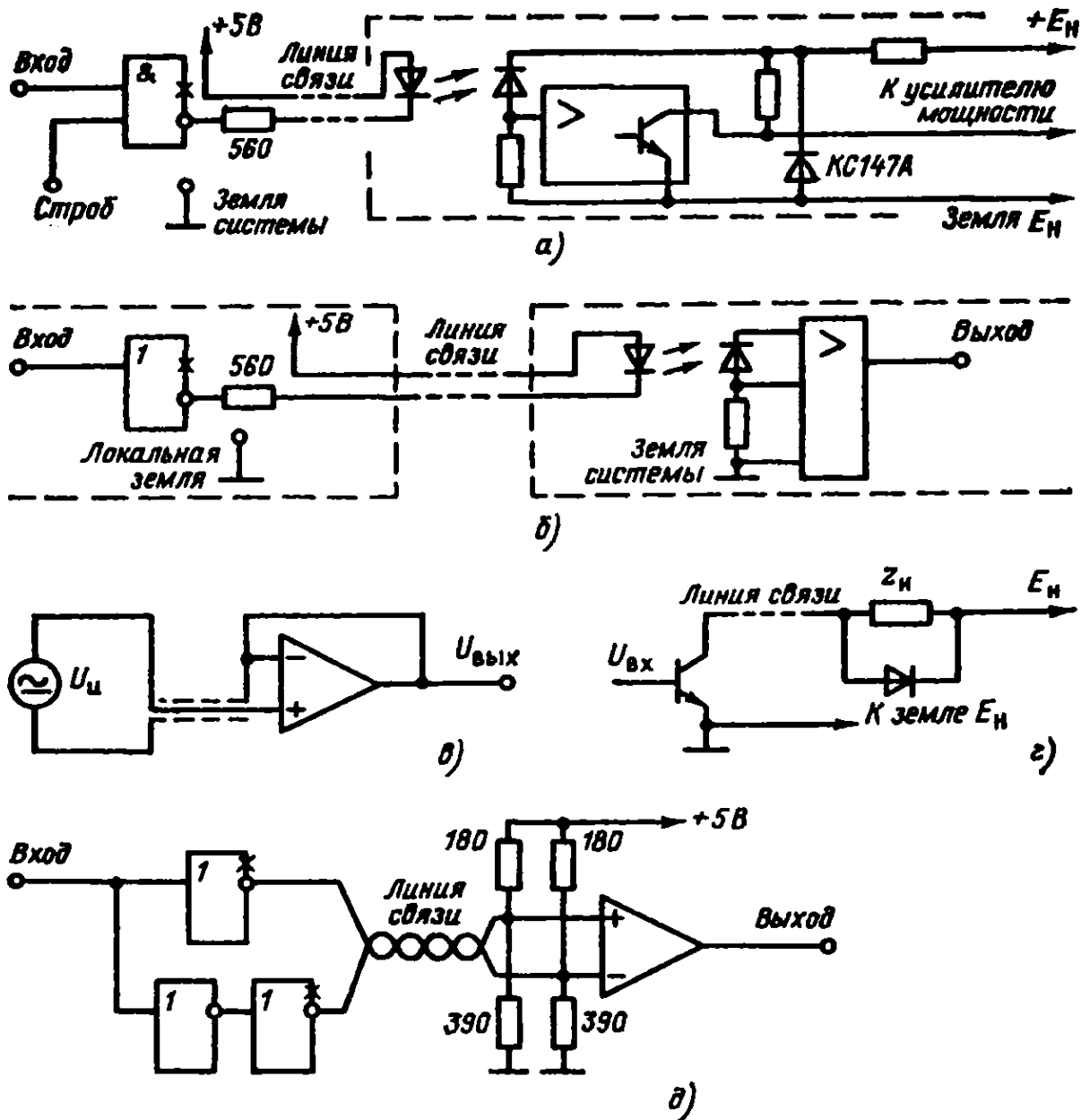


Рис. 7.5. Схемы помехоустойчивой связи

параллельных тонких пружинок, поэтому обеспечивается множество контактных точек в каждом соединении. Тем не менее окисная пленка может все равно препятствовать прохождению сигналов низкого уровня и вносить в цепь термо-ЭДС. Поэтому желательно использовать для сигналов низкого уровня разъемы с золочеными контактами. Прохождение высокочастотных сигналов низкого уровня через разъемы можно облегчить, пропуская через тот же контакт в одном направлении постоянный ток силой 0,5—1 мА.

в) *Высокочастотные радиопомехи от ближних телевизионных станций, радиоаппаратуры, рентгеновских установок и т. п.* Их уровень зависит от длины проводов-антенн. Экранирование здесь обычно малоэффективно, и лучший способ борьбы с ними — уста-

новка ферритовых «бус» на длинные провода (см. главу 6, где этот вопрос обсуждался применительно к сетевому питанию). Заметим, что на частотах до сотен килогерц эти «бусины» не влияют на работу самой схемы. При использовании экранированных кабелей следует учитывать большую емкость, вносимую ими и нагружающую источник сигнала. Один из способов уменьшения влияния емкости кабеля при передаче сигналов — введение следящей связи по экрану — показан на рис. 7.5, в. Ещё два полезных способа передачи и приема сигналов в линиях связи также даны на рис. 7.5. На рис. 7.5, г показано правильное подключение нагрузки (в частности, мощного реле, искателя, обмотки шагового двигателя, светового сигнала) к системе. Каскад усиления мощности располагается у источника сигнала, а не у нагрузки, поэтому последняя фактически управляется током, а не напряжением. При индуктивной нагрузке не забудьте поставить диод для демпфирования выброса, показанный на схеме. На рис. 7.5, д изображена схема организации связи для логических или ЧИМ-сигналов с использованием дифференциальной пары, в которой могут использоваться обычные ТТЛ- или ТТЛШ-схемы и быстродействующий компаратор. Установка резисторов на приемном конце обязательна: витая пара действует как длинная линия с волновым сопротивлением около 100—200 Ом, и резисторы погасят возможные отражения. К линиям связи нельзя непосредственно присоединять тактируемые элементы (триггеры, одновибраторы и т. п.), они обязательно должны отделяться от линии буферными каскадами.

7.2. Воздействие помехи на вход измерительной системы

На рис. 7.6 показана схема воздействия помехи на вход измерительной системы ИС. Напряжение помехи $U_{с.п.}$, которое приложено одинаково к обоим входным зажимам измерительной системы, называется синфазной (или продольной) помехой, а напряжение помехи $U_{д.п.}$, приложенное последовательно с входным сигналом, называется дифференциальной (или поперечной) помехой (на схеме не показанной, так как ее действие полностью аналогично действию входного сигнала $U_{и.}$).

При анализе схемы без нарушения общности можно полагать, что полное выходное сопротивление датчиков — источников сигнала, а также их паразитные емкости и взаимоиנדуктивности относительно окружающих систему устройств учтены в величинах $Z_{св.}$, $Z_{вх.}$, $U_{с.п.}$.

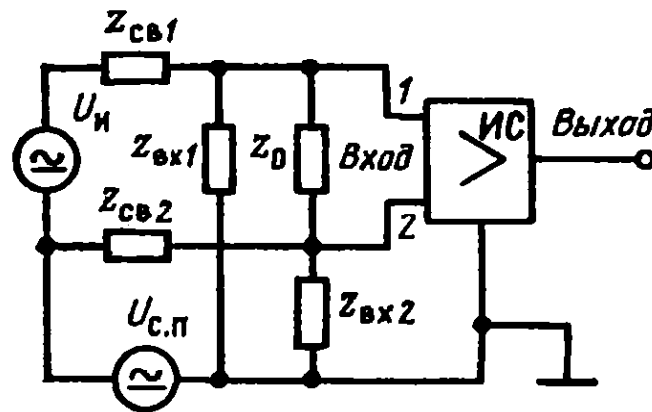


Рис. 7.6. Воздействие помех на вход измерительной системы (ИС)

Напряжение $U_{с.п.}$ обычно возникает из-за наличия разности потенциалов между точками заземления источника сигнала (датчика) и самой измерительной системы. Иногда оно обусловлено гальванической связью источника сигнала с какой-либо точкой схемы, находящейся под потенциалом относительно нулевой шины (земли) измерительной системы, в других случаях эта связь может носить преимущественно емкостной характер, и тогда $U_{с.п.}$ не имеет постоянной составляющей. На практике обычно приходится иметь дело с $U_{с.п.}$, содержащим как постоянную, так и переменную составляющие. Напряжение $U_{д.п.}$ возникает, главным образом, за счет асимметрии входных цепей измерительной системы и линий связи между источником и измерительной системой, то есть за счет перехода синфазной помехи в дифференциальную. Механизм такого перехода нетрудно видеть из схемы рис. 7.6. Даже если полные входные сопротивления измерительной системы и сопротивления линии связи идеально сбалансированы, наличие гальванических и емкостных утечек между входами системы и нулевой шиной приводит к тому, что $Z_{вх1} \neq Z_{вх2}$, а утечки в линии связи создают в ней разбаланс, и $Z_{св1} \neq Z_{св2}$. Пользуясь принципом суперпозиции, получаем при $Z_{св1}$ и $Z_{св2} \ll Z_{вх1}$, $Z_{вх2}$ и Z_0 :

$$U_{д.п.} \cong U_{с.п.} (Z_{св1} / Z_{вх1} - Z_{св2} / Z_{вх2}). \quad (7.1)$$

Эта простая формула очень удобна для оценки значения погрешности измерения из-за синфазной помехи, но при ее применении следует помнить о сделанных допущениях относительно соотношений между полными сопротивлениями в системе. Дополнительными источниками дифференциальных напряжений помехи могут быть термоэлектрические потенциалы в цепях из разнородных металлов и магнитные (индуктивные) наводки на контур линий связи. Обычно в симметричной цепи типа той, что показана на

рис. 7.6, термо-ЭДС уравнивают друг друга (контактные пары оказываются попарно встречно включенными), однако необходимыми условиями компенсации оказываются равенство температур контактных пар и отсутствие в них окисных пленок, так как последние имеют очень высокие значения термоэлектрической способности: до 900 мкВ/°С.

При правильно выполненной монтажной схеме, в которой соблюден температурный баланс контактов и обеспечена их чистота, а площадь контура, образуемого линиями связи, минимизирована и предусмотрены меры по их экранированию, величина $U_{д.п}$, определяемая выражением (7.1), является доминирующим источником погрешности.

Так как $U_{д.п}$ приложено ко входу измерительной системы аналогично входному сигналу, то основной проблемой, связанной с подавлением помех, является ослабление напряжения $U_{с.п}$ до его перехода в $U_{д.п}$. Отношение $U_{с.п} / U_{д.п}$, выраженное в децибелах, называют коэффициентом ослабления синфазной составляющей (КОСС):

$$\text{КОСС} = 20 \lg (U_{с.п} / U_{д.п}). \quad (7.2)$$

Для схемы рис. 7.6

$$\text{КОСС} = 20 \lg |Z_{вх1} Z_{вх2} / (Z_{вх1} Z_{св2} - Z_{вх2} Z_{св1})|. \quad (7.3)$$

Из (7.3) видно, что основным методом увеличения КОСС в схеме рис. 7.6 является симметрирование входных цепей измерительных систем и увеличение $Z_{вх1}$ и $Z_{вх2}$. Существенно, что на величину КОСС влияют, главным образом, значения и разбалансы $Z_{вх1}$, $Z_{вх2}$ и $Z_{св1}$, $Z_{св2}$, но в достаточно широких пределах не влияет величина Z_0 . Это и понятно: через Z_0 ток от синфазной помехи не протекает, а проходят только токи от $U_{д.п}$ и $U_{н}$. На этом и основаны наиболее эффективные методы увеличения КОСС.

Другая трудность, возникающая в схеме рис. 7.6, — ограниченность допустимого уровня синфазной помехи. Поясним это на простом примере. Пусть в схеме рис. 7.6 усилительная часть — усилитель с гальваническими связями, в котором за счет симметрии входных цепей удалось достичь КОСС = 80 дБ при диапазоне полезного сигнала на входе 0—1 В и погрешности 1 %. Это значит, что амплитуда синфазной помехи при сохранении заданной точности может достигать 100 В. Но такие напряжения на входах усилителя могут оказаться недопустимыми с точки зрения его работоспособности. На практике очень часто ограничения в работе налагаются не величиной КОСС, а допустимым абсолютным значением входного на-

пряжения. Поэтому приводимые ниже схемы будут анализироваться как с точки зрения КОСС, так и с точки зрения допустимых уровней входных напряжений.

7.3. Подавление синфазных помех в схемах на дифференциальных операционных усилителях

На рис. 7.7, а показана простейшая дифференциальная схема усиления сигналов постоянного тока. Предельное значение КОСС в ней определяется собственным КОСС операционного усилителя и классом точности масштабных резисторов $R_1—R_4$. При использовании прецизионных микропроволочных и фольговых резисторов с классом точности 0,01—0,03 (то есть погрешностью сопротивлений 0,01—0,03 %) разбалансы, вносимые резисторами и усилителем, оказываются соизмеримы. Общий достижимый КОСС составляет обычно ~60 дБ, если суммарные сопротивления источника сигнала и линий связи $R_{и1}$ и $R_{и2}$ малы по сравнению с R_1 и R_2 , так как условия баланса для этой схемы

$$R_{и1} + R_1 = R_{и2} + R_2; R_3 = R_4.$$

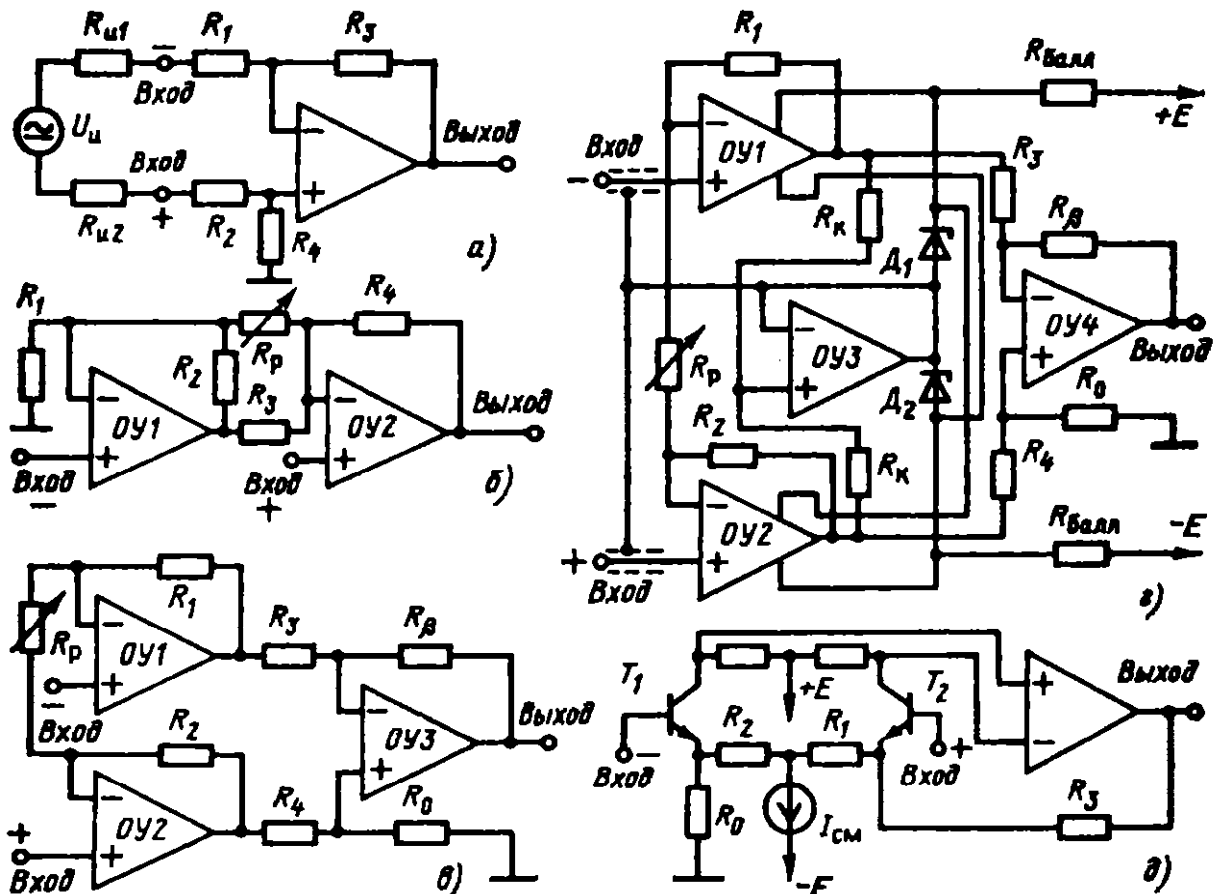


Рис. 7.7. Измерительные схемы на ОУ

Однако на величины R_1 — R_4 накладывается существенное ограничение сверху входным током сдвига ОУ. Действительно, погрешность от входных токов здесь определится произведением их разности на значение получаемого входного сопротивления. Поэтому, например, в случае входного сопротивления 1 МОм и разности входных токов (токе сдвига) 1 нА класс точности 0,1 % соответствует диапазону входных усиливаемых сигналов 0—1 В. Между тем в большинстве случаев требуется усиление сигналов в диапазонах нескольких единиц или десятков милливольт. Основной путь разрешения упомянутых трудностей — использование неинверсных входов дифференциальных усилителей, обеспечивающих очень высокие входные сопротивления в соответствии с (3.8) и (3.30).

На рис. 7.7, б показана простейшая схема на двух операционных усилителях с высокоомным дифференциальным входом. Резистор R_p определяет коэффициент усиления схемы по каждому входу

$$K = 1 + R_4 / R_p + \alpha(1 + R_2 / R_p) \quad (7.4)$$

при соблюдении условия

$$R_1 / R_2 = R_4 / R_3 = \alpha. \quad (7.5)$$

Точность выполнения (7.5) определяет подавление синфазной помехи на входах независимо от коэффициентов ее подавления самими усилителями. Таким образом, максимум КОСС зависит от относительной погрешности нарушения баланса сопротивлений резисторов δ

$$\text{КОСС} \cong -20 \lg \delta. \quad (7.6)$$

К недостаткам этой схемы можно отнести малые значения допустимых сигналов на входах (с точки зрения полезного сигнала это несущественно, но значение суммы помехи и сигнала будет ограничено шкалой усилителя по входу) и трудности в получении подавления синфазных сигналов свыше 60—80 дБ.

Если синфазная помеха имеет один порядок величины с сигналом, то для получения погрешности $< 0,1$ % требуется точность соблюдения (7.5) на порядок выше. Если продольные помехи превышают полезный сигнал, то точность схемы рис. 7.7, б вообще оказывается неудовлетворительной. Дело в том, что для данной схемы характерно значительное неравенство входных сопротивлений по входам «—» и «+». Действительно, усилитель ОУ1 в этой схеме обычно имеет малое усиление с замкнутой обратной связью, а ОУ2 — большое. Поэтому β для этих усилителей сильно отличаются, а потому и входные сопротивления в соответствии с (3.8) и (3.30) будут

сильно отличаться. Значительно лучшие результаты дает схема рис. 7.7, в, в которой глубина обратной связи обоих входных ОУ оказывается одинаковой, а R_p , так же как и в схеме рис. 7.7, б, дает возможность регулировать усиление. В этой схеме разбаланс входных сопротивлений для синфазных составляющих определяется уже не столько входными сопротивлениями усилителей ОУ1 и ОУ2, сколько утечками в линиях связи и между входами «+» ОУ1 и ОУ2 и шинами питания этих усилителей. Допустимое значение суммы сигнала и синфазной помехи здесь по-прежнему ограничено допустимым уровнем сигналов на входе ОУ, а КОСС — небалансом резисторов в цепях обратных связей ОУ.

Существенно меньше утечки и выше допустимый уровень синфазных помех в схеме рис. 7.7, г, которую можно назвать схемой с плавающим питанием. В этой схеме, как и в схеме рис. 7.7, в, синфазная помеха независимо от значений сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и R_p повторяется на выходах ОУ1 и ОУ2, в то время как сигнал разности напряжений на входах «+» и «-» усиливается с коэффициентом передачи

$$K = \pm[1 + (R_1 + R_2) / R_p], \quad (7.7)$$

практически не зависящим от отношения R_1 / R_2 .

Коэффициент подавления синфазной помехи в силу указанных обстоятельств определяется формулой (7.6), где в данном случае δ — относительная погрешность соблюдения соотношения:

$$R_p / R_3 = R_0 / R_4 = K_4. \quad (7.8)$$

Благодаря следящей связи через ОУ3 напряжения питания усилителей ОУ1 и ОУ2 повторяют изменения синфазного сигнала на их входах, что позволяет работать с гораздо большими уровнями синфазных помех, чем в схеме рис. 7.7, в и других схемах, не имеющих следящего питания. На рис. 7.7, г стабилитронные цепи D_1 и D_2 показаны условно — в качестве таковых могут использоваться наборы последовательно включенных стабилитронов.

Общий коэффициент подавления синфазной помехи при идеальном выполнении (7.8) составляет

$$\text{КОСС} = \text{КОСС}_{1,2} + \text{КОСС}_4, \quad (7.9)$$

где цифры в индексах означают соответствующие коэффициенты подавления синфазных сигналов соответствующих усилителей, обычно задаваемые в технических условиях на ОУ. Эта величина обычно значительно больше, чем величина, получаемая из (7.6). Например, для схемы, построенной на обычных операционных уси-

лителях из последнего уравнения получим КОСС $\cong 160$ дБ, а из (7.6) при $\delta = 0,01\%$ КОСС = 80 дБ. Таким образом, ограничения, связанные с погрешностями масштабных сопротивлений, остаются здесь преобладающими. В схеме рис. 7.7, з благодаря возможности подключения входных кабелей к выходу ОУЗ, влияние утечек в линиях связи уменьшается на $(\text{КОСС}_{1,2} + \text{КОСС}_3)$ дБ и становится весьма малым. Заметим, что все усиление здесь сосредоточено на ОУ1 и ОУ2, так как обычно приходится выбирать $K_4 < 1$, чтобы выполнить неравенство $U_{\text{с.п}} R_0 / (R_4 + R_0) < 10$ В и тем самым избежать перегрузок ОУ4 синфазным напряжением на входах. Это обстоятельство и накладывает основное ограничение на возможности данной схемы. Вместе с тем высокие входные сопротивления на входах «+» и «-» существенно снижают влияние разбаланса сопротивлений линий связи. При использовании усилителей класса LM108 (К140УД14) и тщательной балансировке в этой схеме удастся получить общее усиление дифференциального сигнала = 100, КОСС > 120 дБ, допустимый уровень синфазной помехи 50 В и погрешность 0,1 % в диапазоне температур 0÷50 °С. Напряжения источников $\pm E$ должны составлять 100÷120 В, $R_{0\text{алл}} = 10$ кОм, диапазоны входных и выходных сигналов — соответственно 0,1 и 10 В.

Весьма распространена схема дифференциального усилителя рис. 7.7, д. Хотя ее точность существенно ниже, чем у схемы рис. 7.7, з, однако простота реализации во многих случаях в достаточной мере окупает эти потери. Обратная связь введена в эмиттерную цепь входного дифференциального каскада через резистор R_3 . Очевидна необходимость соблюдения условий $R_3 = R_0$; $R_1 = R_2$.

Дифференциальное входное сопротивление схемы

$$R_{\text{вх.дифф}} \cong 2h_{21Э}[(R_1 + r_Э) \parallel (R_2 + r_Э)]. \quad (7.10)$$

Вместе с тем для синфазного сигнала входное сопротивление получается из соотношения

$$R_{\text{вх.синф}} \cong h_{21Э} R_3 / 2, \quad (7.11)$$

так как ток синфазного сигнала благодаря обратной связи через R_1 и R_2 практически не идет.

Если коэффициент усиления схемы без обратной связи достаточно велик, то усиление с обратной связью

$$K = 1 + R_3 / R_1. \quad (7.12)$$

Из (7.11) и (7.12) следует, что $R_{\text{вх.синф}} \gg R_{\text{вх.дифф}}$. Это значит, что схема рис. 7.7, д обладает свойством, важность которого для

подавления помех следует из (7.1) и (7.3): сопротивление синфазному входному сигналу у нее существенно выше, чем дифференциальному.

В ряде случаев для такого включения обратной связи усилителя установка внешних цепей, показанных на рис. 7.7, д, не требуется. Так, например, в ИМС усилителя К284УД1 обратная связь может быть по аналогии со схемой рис. 7.7, д задана с использованием выводов микросхемы 2, 4 и 14. При этом входное сопротивление усилителя К284УД1 возрастает по синфазной составляющей до нескольких тысяч мегаом.

7.4. Схемы гальванического разделения (ГР) с разделительными трансформаторами

За исключением схемы рис. 7.7, г, все схемы на дифференциальных ОУ обладают общим недостатком: сумма сигнала и синфазной помехи должна быть меньше допустимого входного синфазного напряжения ОУ, составляющего обычно 5—15 В. Это явно недостаточно для многих применений. Кроме того, КОСС этих схем определяется точностью применяемых масштабных резисторов, что резко сужает диапазон значений КОСС. Поэтому для получения значений КОСС $> 80 \div 100$ дБ при амплитудах продольных помех > 15 В используются схемы гальванического разделения (ГР). Принцип работы всякого гальванического разделителя заключается в создании очень большого последовательного сопротивления в цепи синфазной помехи (теоретически бесконечного). Простейшим гальваническим разделителем является обычный трансформатор, который при отсутствии между первичной и вторичной обмотками иных связей, кроме взаимоиндуктивной, полностью подавит синфазную помеху. Однако трансформатор не пропускает и дифференциальный сигнал постоянного тока, поэтому для его использования в схемах ГР цепей постоянного тока приходится прибегать к модуляции сигнала.

Для полного подавления синфазной помехи в трансформаторной схеме требуется выполнить два условия: 1) проходная емкость между первичной и вторичной обмотками должна быть равна нулю; 2) под действием синфазной помехи в цепи первичной обмотки не должна возникать дифференциальная помеха.

Первое требование можно выполнить с высокой точностью с помощью конструктивных мер: проходная емкость может быть уменьшена до долей пикофарады, что обеспечивает достаточные значе-

ния проходного сопротивления по синфазной помехе в диапазоне частот до сотен килогерц.

Второе условие требует строгого равенства токов в обеих ветвях цепи первичной обмотки, и его выполнить труднее. Основной принцип состоит в строгом симметрировании цепей первичной обмотки. Два основных варианта включения цепи первичной обмотки показаны на рис. 7.8, а, б. В первом варианте используется только один коммутирующий ключ модулятора, но требуется намотка двух строго симметричных первичных обмоток. Вторая схема требует двух одинаковых по параметрам и строго синфазно работающих ключей. Добиться симметрии ключевых схем по всем параметрам труднее, чем симметрии обмоток, поэтому схема рис. 7.8, а оказывается предпочтительнее. Понятно, что в обеих схемах цепи управления ключами также должны иметь гальваническое разделение от цепи вторичной обмотки, рассчитанное на максимальное напряжение синфазной помехи.

Точность передачи сигнала и его восстановления в выходной цепи зависит, прежде всего, от качества материала сердечника. Сердечник делается тороидальным, намоткой тонкой ленты из высококачественного пермаллоя или иного сплава с очень малым значением коэрцитивной силы. После изготовления сердечник должен быть тщательно отожжен, чтобы полностью снять механические напряжения в материале, а весь трансформатор помещен в заземленный экран для защиты и от наводок, и от механических повреждений.

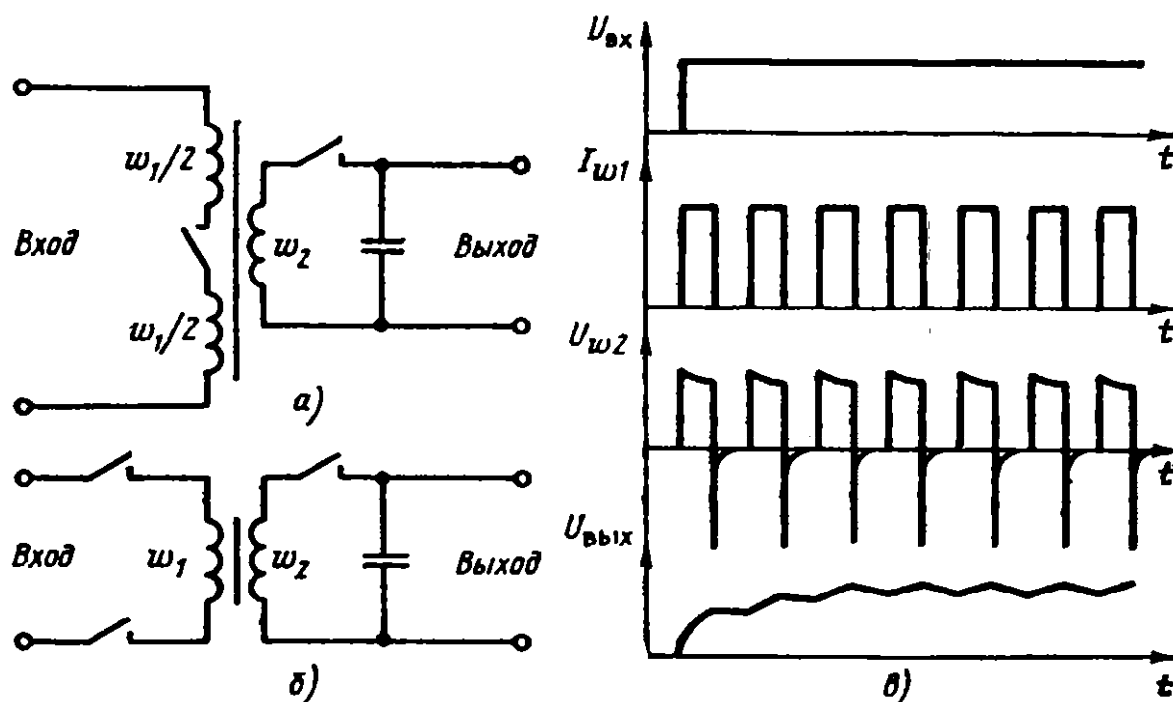


Рис. 7.8. Трансформаторные ГР

Расположение и конфигурация обмоток должны обеспечивать малые потери и индуктивность рассеяния.

Ключи в первичных обмотках периодически замыкаются и размыкаются, поэтому ток первичной обмотки I_w имеет вид, показанный на рис. 7.8, в. Ключ во вторичной обмотке, работая синхронно с ключами первичной обмотки, сообщает конденсатору заряд, пропорциональный этому току. В идеальном случае при коэффициенте трансформации n коэффициент передачи устройства $K_{г,р} = n$. Но сопротивления источника сигнала, ключей, обмоток и потерь в трансформаторе приводят к тому, что сигнал теряется. Если минимизировать потери в сердечнике, то точность передачи сигнала зависит от величины спада вершины импульса, которую можно оценить по формуле

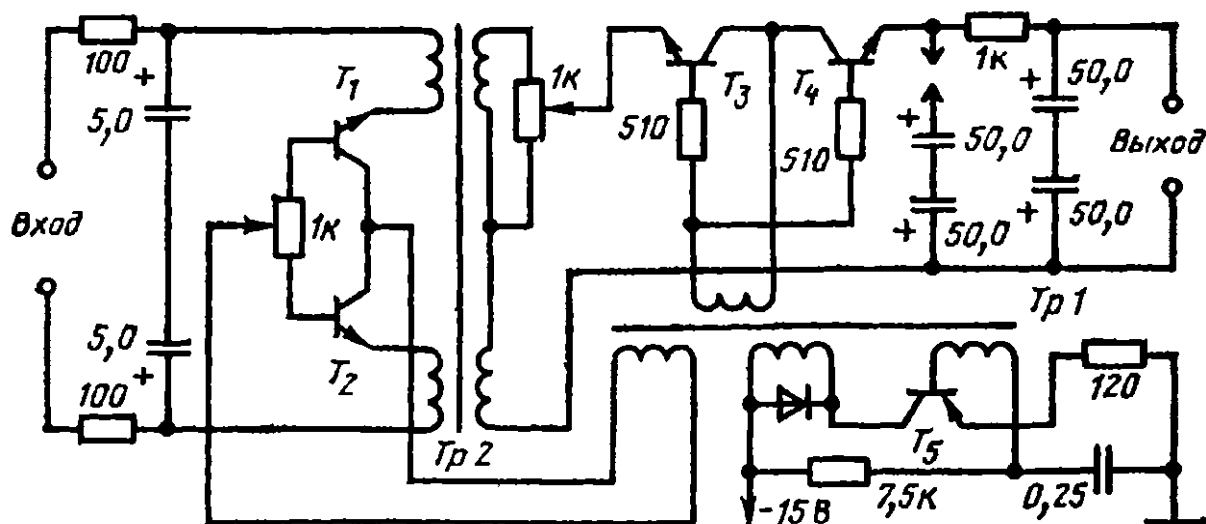
$$\Delta U \cong U_{вх} - U_L \cong U_{вх} n R_{экв} h / L, \quad (7.13)$$

где $R_{экв}$ — сумма сопротивления источника сигнала (включая линии связи), активной составляющей сопротивления обмотки и проходного сопротивления ключа; h — длительность импульса; U_L — напряжение на обмотке w/l в конце импульса. Задавшись допустимым ΔU , необходимое значение индуктивности намагничивания L можно определено из формулы

$$L \cong h R_{экв} n U_{вх} / \Delta U. \quad (7.14)$$

Выражения (7.13) и (7.14) справедливы при $L / R_{экв} \gg h$.

Из (7.13) и (7.14) видно, что целесообразно использовать схемы с минимальными h/T (где T — период импульса), насколько это позволяет быстроедействие ключей. Примером схемы ГР на трансформаторе может служить устройство, принципиальная схема которого показана на рис. 7.9. Здесь на транзисторных парах T_1 , T_2 и T_3 , T_4 реализованы ключи, управляемые генератором импульсов с трансформаторной обратной связью (блокинг-генератором) на T_5 . Это устройство имеет следующие параметры: коэффициент передачи напряжения $1 \pm 0,005$, начальное смещение нуля выхода ± 50 мкВ, максимальный диапазон входных сигналов ± 1 В, входное сопротивление 50 кОм, коэффициент подавления продольной помехи на частоте 50 Гц 140 дБ, допустимый уровень продольной помехи (амплитуда) 500 В, частота следования несущих импульсов 1 кГц, длительность несущих импульсов 200 мкс, полоса пропускания по уровню — 3 дБ без дополнительного фильтра 0—5 Гц, коэффициент подавления поперечной помехи на частоте 50 Гц при подключении дополнительного фильтра 50 дБ.

Рис. 7.9. Практическая схема ГР (T_1 — T_4 — К101КТ1В)

Значение $R_{\text{экв}}$ и, в первую очередь, сопротивления источника сигнала ограничивают точность трансформаторных ГР, как это видно из (7.13). Кроме того, надо учитывать, что паразитные межобмоточные емкости совместно с L могут образовывать недемпфированные колебательные контуры. В результате КОСС вблизи резонансных частот может катастрофически уменьшаться. Поэтому не следует выбирать L больше, чем нужно, и надо тщательно минимизировать межобмоточные емкости, располагая обмотки на сердечнике раздельно.

В трансформаторных устройствах ГР не рекомендуется прибегать к двухполупериодным схемам и схемам с противофазной коммутацией ключей из-за трудностей получения достаточно высоких метрологических характеристик.

При использовании трансформаторных схем гальванического разделения совместно с усилительными схемами возможен целый ряд структурных схем совместного включения усилителя и устройства ГР. Рассмотрим две наиболее характерные схемы.

А. С заземленным усилителем и схемой ГР на входе, не включенной в цепь обратной связи усилителя (рис. 7.10, а). В такой структуре общий КОСС есть сумма КОСС ГР и усилителя. Досто-

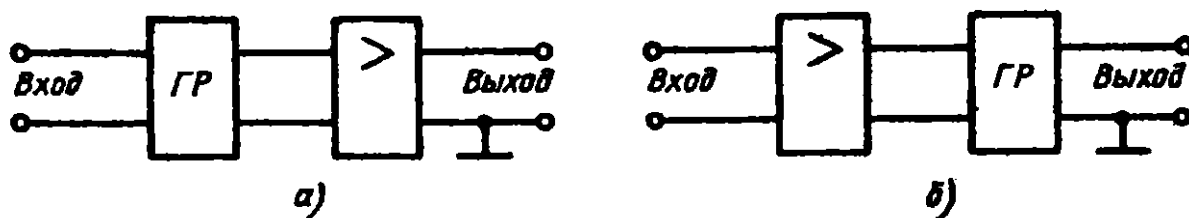


Рис. 7.10. Структуры включения ГР и усилителя

инство такой схемы — возможность использования усилителя в мультиплексном (многоканальном) режиме, причем каждый из опрашиваемых каналов имеет собственное устройство ГР. Частота опроса каналов в такой схеме зависит только от параметров мультиплексора (коммутатора), включаемого между усилителем и схемами ГР (по одной на каждый датчик), и не зависит от частотных характеристик ГР. Недостаток этой схемы — высокие требования к метрологическим характеристикам схемы ГР, включенной на входе усилителя вне контура отрицательной обратной связи, охватывающего усилитель.

Б. С незаземленным «плавающим» усилителем, имеющим схему ГР на выходе (рис. 7.10, б). Достоинство этой схемы — пониженные требования к метрологическим характеристикам схемы ГР, включенной после усилителя с большим коэффициентом усиления. Недостатки этой схемы следующие: во-первых, динамические характеристики схемы ограничиваются быстродействием ГР, что практически делает невозможным использовать мультиплексный режим; во-вторых, «плавающий» усилитель, не связанный с землей нагрузки, нуждается в «плавающем» источнике питания. Последнее требует не только дополнительных затрат оборудования, но и вызывает ошибки от погрешностей утечек между незаземленным «плавающим» источником и землей нагрузки.

В схемах рис. 7.10 усилители постоянного тока и схемы ГР органически не слиты в единую схемную конфигурацию. Такие схемы обычно применяются при модульном построении измерительных устройств и комплексов. Наряду со схемами рис. 7.10 могут использоваться усилители постоянного тока с модуляцией — демодуляцией (схемы МДМ), в которых все усиление производится на несущей частоте усилителями переменного тока с трансформаторными связями, обеспечивающими ГР. Однако в современной аппаратуре более употребительны схемы рис. 7.10, так как в них могут использоваться прецизионные интегральные ОУ и высокоточные измерительные усилители, не имеющие гальванического разделения.

7.5. Схемы ГР с запоминающими конденсаторами и продольный трансформатор

Гальваническое разделение всегда основывается на преобразовании энергии. Вместо преобразования энергии тока в энергию магнитного поля сердечника можно использовать преобразование его в энергию электростатического поля запоминающего конденсатора. Про-

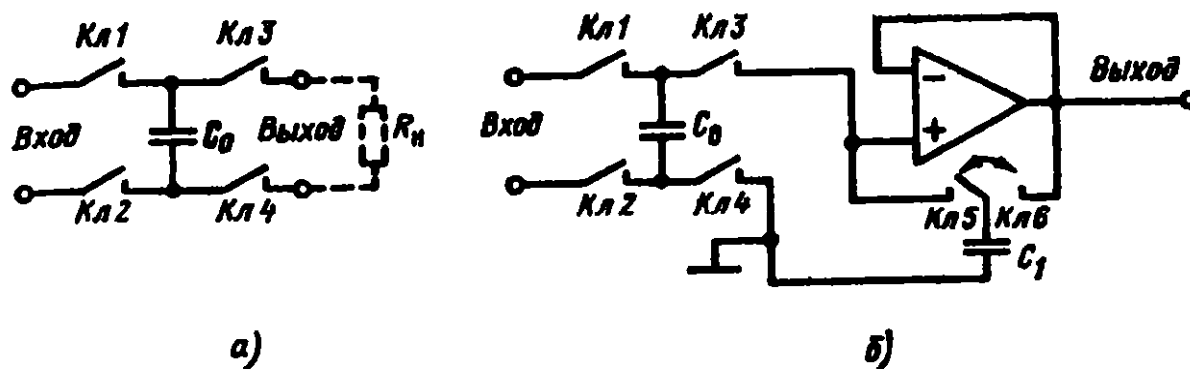


Рис. 7.11. ГР с «плавающим» конденсатором

стейшая схема ГР такого типа показана на рис. 7.11, а. Достоинства этой схемы — относительные простота и экономичность, а также легкость осуществления мультиплексного режима в многоканальных системах. В этой схеме в течение части h периода опроса T замкнуты ключи $Kл1$ и $Kл2$, а в течение $(T - h)$ — ключи $Kл3$ и $Kл4$. При замыкании $Kл1$ и $Kл2$ конденсатор C_0 заряжается до напряжения источника сигнала, а при замыкании $Kл3$ и $Kл4$ сигнал с C_0 считывается на выходе схемы. Сигнал на выходе схемы представляет собой импульсы, модулированные по амплитуде, поэтому эта схема наиболее удобна для применения совместно с измерительными узлами периодического действия (например, с аналого-цифровым преобразователем). Если на выходе требуется непрерывный сигнал, то после схемы должен быть установлен усилитель слежения-хранения. Примером такого узла может служить схема рис. 7.11, б, в которой ключи $Kл1$, $Kл2$ работают в противофазе с $Kл3$, $Kл4$ и $Kл6$ и в фазе с $Kл5$.

Грубой оценкой КОСС может служить величина $20 \lg C_0 / C_m$, где C_m — значение монтажных емкостей между зажимами C_0 и зажимами нуля на входе и выходе. Поэтому, с одной стороны, желательно иметь C_0 наибольшей емкости. Увеличение емкости конденсатора C_0 выгодно и с точки зрения уменьшения ошибок из-за разряда C_0 при его подключении к нагрузке, так как относительная ошибка от разряда приближенно определяется формулой

$$\delta \cong 1 - (T - h) R_H C_0, \quad (7.15)$$

где $(T - h)$ — длительность импульса «считывания» информации с C_0 ; R_H — сопротивление нагрузки. Но, с другой стороны, увеличение C_0 неизбежно ведет к снижению быстродействия: растут постоянные времени заряда C_0 . Для схемы рис. 7.11, б характерными значениями являются частота коммутации $1/T = 10$ кГц, длительности импульсов $h = 10$ — 100 мкс, общий КОСС = 120 дБ.

Способность схемы выдерживать большие синфазные сигналы зависит от допустимого падения напряжения на ключах. Действительно, во время считывания информации ($T-h$) полное напряжение синфазной помехи приложено к $Kл1$ и $Kл2$, а при запоминании h — к ключам $Kл3$ и $Kл4$. Поэтому в схемах с параллельным запоминающим конденсатором и бесконтактными ключами допустимый уровень помехи ограничен несколькими десятками вольт, что во многих применениях недостаточно.

Альтернативным вариантом является схема с последовательным включением запоминающих конденсаторов рис. 7.12, а. Здесь в период запоминания h ключ $Kл1$ разомкнут, ключи $Kл2$ и $Kл3$ замкнуты, и между левыми пластинами конденсаторов C_1 и C_2 фиксируется напряжение, равное входному дифференциальному сигналу (эпюры напряжений в схеме показаны на рис. 7.12, б). Ток заряда C_1 и C_2 проходит по цепи источник — C_1 — R_1 — $Kл2$ — $Kл3$ — R_2 — источник ($R_3, R_4 \gg R_1, R_2$). При изменении состояния ключей на противоположное через цепь $Kл1$ — C_2 — R_3 — R_4 — C_1 — $Kл1$ проходит ток разряда C_1 и C_2 , создающий на резисторах R_3 и R_4 падения напряжений, пропорциональные $U_{\text{вх}}$. Гальваническое разделение в этой схеме обусловлено отсутствием общей шины земли у цепи источника и выхода. Однако если на постоянном токе данная схема обеспечивает очень высокие значения КОСС, то синфазная помеха переменного тока частично проходит на выходы схемы, при этом за счет разбаланса плеч моста на выходе образуется дифференциальная помеха. Таким образом, на выходе схемы присутствуют и синфазная, и дифференциальная помехи. Коэффициент передачи схемы по полезному сигналу (отношение амплитуды импульсов на выходе к значению входного напряжения постоянного тока) близок к единице. Отношение h/T должно выбираться возможно большим при за-

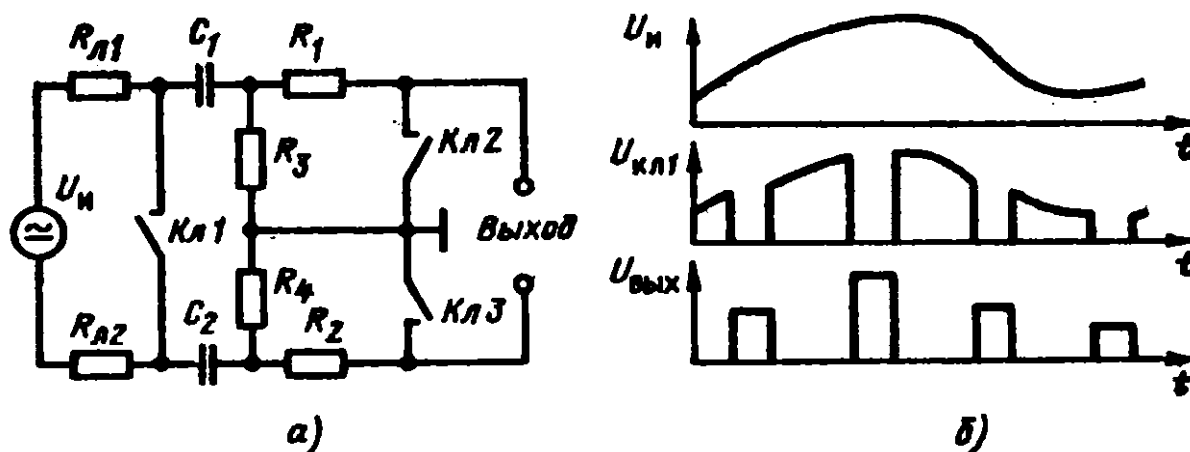


Рис. 7.12. Последовательный конденсаторный ГР

данном T . В этой схеме эффективны ключи с оптоэлектронным управлением (см. рис. 4.26, в).

Основное назначение схемы рис. 7.12, а — предварительное ослабление синфазной помехи до уровня, допустимого для работы схем с дифференциальными усилителями (обычно до 10 В амплитудного значения). Дальнейшее ослабление остаточной синфазной помехи может осуществляться дифференциальной схемой на ОУ. Схема рис. 7.12, а может быть очень эффективна при совместном использовании ее с продольным трансформатором (режекторным дросселем), включение которого показано на рис. 7.13. Из схемы видно, что для сигнала $U_{\text{н}}$ обмотки не создают индуктивного сопротивления, так как по контуру тока сигнала включены встречно. Вместе с тем по отношению к синфазным напряжениям трансформатор создает большое последовательное индуктивное сопротивление, возрастающее с частотой. Для схемы рис. 7.13 (при $R_{\text{л}1} \ll R_1$ и $R_{\text{л}2} \ll R_2$)

$$\text{КОСС} \cong 20 \lg R(1 + \omega^2 L^2 / R^2)^{1/2} / \Delta R,$$

где ω — круговая частота помехи; $R = (R_1 + R_2)/2 \cong R_1 \cong R_2$; ΔR — разбаланс сопротивлений в плечах линий связи.

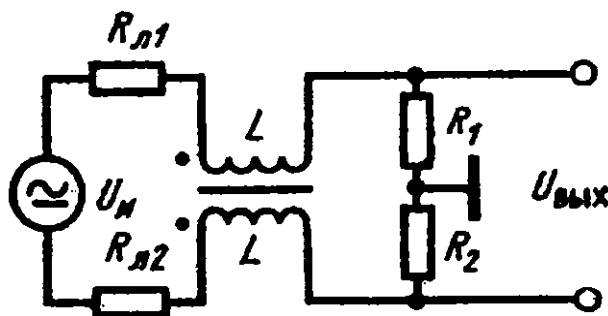


Рис. 7.13. Продольный трансформатор

При включении продольного трансформатора перед схемой рис. 7.12, а легко получить КОСС > 120 дБ в диапазоне частот от 0 до десятков кГц. Значения КОСС при этом ограничиваются емкостными связями в обмотках продольного трансформатора (на высоких частотах) и гальваническими утечками конденсаторов в схеме рис. 7.12, а (на постоянном токе и низких частотах). Поэтому в этой схеме рекомендуется использовать высококачественные конденсаторы (например, слюдяные), имеющие малые утечки и высокие температурную и временную стабильности и обеспечивающие сохранение баланса мостовой схемы.

7.6. Автогенераторные и оптронные схемы гальванического разделения

Для работы рассмотренных выше схем ГР требуются импульсы управления от внешних задающих генераторов. Иногда такие генераторы могут объединяться с ГР в единый функциональный узел (см. рис. 7.9). Между тем сами управляемые генераторы могут служить в качестве ГР с одновременным усилением или нормализацией сигналов. Для этой цели могут использоваться любые схемы фазовой модуляции: частотной, широтно-импульсной или смешанной частотно-широтно-импульсной. Последний тип модуляции наиболее выгоден, так как не требует специальных схем демодуляции — выходной сигнал постоянного тока может быть получен простым формированием импульсов по амплитуде с последующей фильтрацией. Однако для получения достаточной точности (погрешность $< 0,1\%$) и чувствительности приходится использовать модуляцию на сравнительно низких несущих частотах (в диапазоне до 10 кГц). При этом элементы, обеспечивающие собственно ГР (трансформаторы и конденсаторы), оказываются достаточно громоздкими, и возникают те же конструктивные трудности, что и в устройствах ГР с амплитудной модуляцией.

Совмещение низкочастотной частотно-широтно-импульсной модуляции с амплитудной модуляцией импульсов на высокой частоте позволяет резко упростить схемотехнику и конструкцию таких устройств ГР. Примером такого решения могут служить схемы на базе автогенераторных усилителей постоянного тока. В показанной на рис. 7.14 схеме имеется входное устройство, в котором в качестве управляемых $U_{вх}$ емкостей — варикапов — используются коллекторные переходы транзисторов T_1 и T_2 . Усилитель переменного напряжения на микросхеме К1УС181Д и транзисторе T_3 нагружен на выходе на резонансный контур C_1, w_1 , собственная частота которого 1,5 МГц. В схеме имеется контур положи-

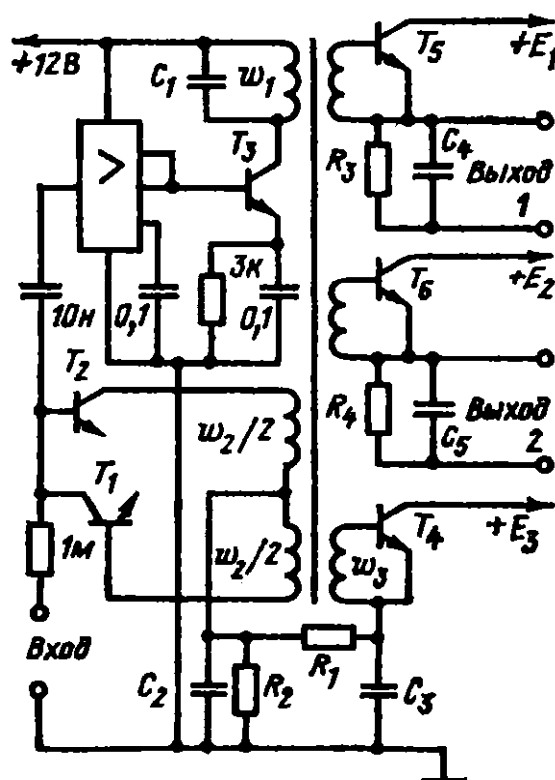


Рис. 7.14. Автогенераторный усилитель с ГР выхода (T_1 — T_6 —КТ315Г)

тельной обратной связи, сигнал которой задается на входные вари-капы с обмотки w_2 и обуславливает возникновение автоколебаний на частоте 1,5 МГц. Цепь обратной связи, образованная обмоткой w_3 , ключом на транзисторе T_4 и фильтром R_1, R_2, C_2, C_3 , создает сдвиг фазы, достаточный для возбуждения жестких низкочастотных автоколебаний на частоте ≈ 10 кГц, скважность которых пропорциональна входному напряжению. Демодуляторы на транзисторах T_5 и T_6 совместно с фильтрами R_3, C_4 и R_4, C_5 обеспечивают получение гальванически изолированных выходов постоянного тока (или низкочастотных импульсов).

Эта схема эффективна для нормализации и усиления сигналов в диапазонах от 0÷100 мВ до 0÷1 В, поступающих от особо высоко-омных датчиков. Входное сопротивление схемы для дифференциальных сигналов >10 ТОм, выходное — 1 кОм, погрешность в пределах 0,1—0,5 %, время установления выхода при скачкообразном входном сигнале ≤ 5 мс. Благодаря нечувствительности схемы к конструкции трансформатора в нем легко обеспечить малые межобмоточные емкости, что позволяет получить КОСС до 160 дБ на частоте 50 Гц при допустимом уровне синфазного сигнала до 1 кВ. Однако следует отметить необходимость «плавающего» питания схемы, обеспечивающего столь же малые утечки при высоких пробивных напряжениях. Так как схема нечувствительна к дрейфу напряжения питания, последнее может задаваться, например, от импульсного трансформаторного преобразователя постоянного тока. Тем не менее необходимость в таком «плавающем» источнике питания — существенный недостаток схемы рис. 7.14.

Принцип модуляции скважности входным сигналом постоянного тока очень изящно применен в схеме рис. 7.15, не требующей «плавающего» питания. Пороговое устройство (ПУ) — компаратор с симметричной относительно нуля петлей гистерезиса — соединено с выходной обмоткой трансформатора на кольцевом сердечнике с прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 7.15, а). Ток выходной обмотки периодически перемагничивает сердечник из одного состояния насыщения в противоположное. Такой режим возникает из-за того, что при достижении сердечником насыщения индуктивное сопротивление выходной обмотки резко падает и возникший бросок тока вызывает срабатывание порогового устройства, переключающего полярность источника, создающего ток в обмотке. Поэтому постоянная составляющая полного тока равна нулю. Если через измерительную обмотку протекает ток источника сигнала, то в силу указанного условия неизбежно изменится скважность импульсов в

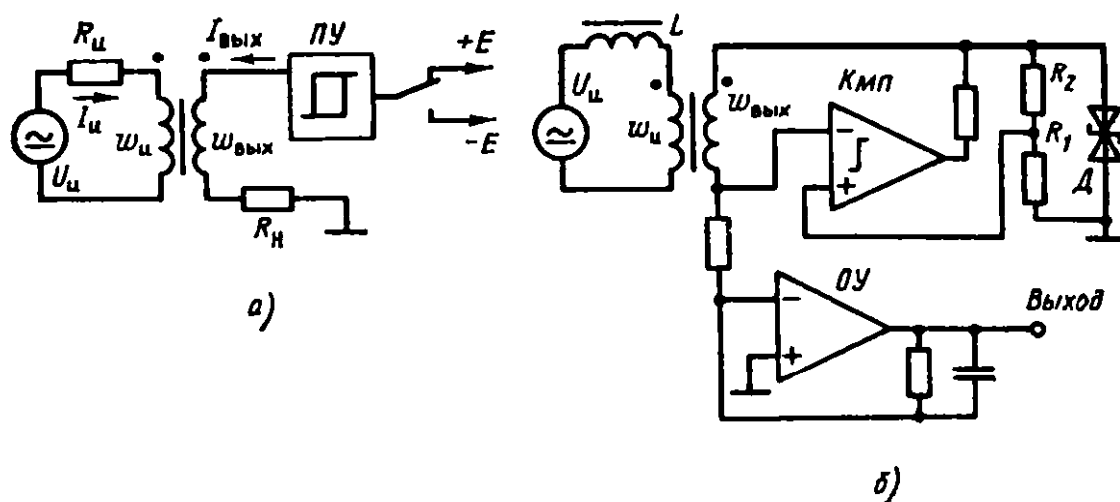


Рис. 7.15. Автогенераторная схема ГР с насыщающимся трансформатором

выходной обмотке так, что для средних значений токов обмоток $I_{\text{вых}}$ (выходной) и $I_{\text{н}}$ (измерительной) сохраняется отношение

$$I_{\text{вых}} = -I_{\text{н}} w_{\text{н}} / w_{\text{вых}}, \quad (7.16)$$

где $w_{\text{н}}, w_{\text{вых}}$ числа витков в первичной и вторичной обмотках.

Следовательно, $I_{\text{н}}$ как бы смещает петлю гистерезиса сердечника по оси напряженности поля H . Если напряжение симметричного опорного источника равно E , то частота колебаний определится формулой

$$f = E / 4 B_{\text{н}} S w_{\text{вых}}, \quad (7.17)$$

где $B_{\text{н}}$ — индукция насыщения; S — площадь сечения сердечника.

Выходным сигналом устройства в данном случае оказывается среднее значение тока в выходной обмотке.

Схема, реализующая описанный принцип, показана на рис. 7.15, б. Компаратор $K_{\text{мп}}$ выполняет роль порогового устройства и ключевого элемента, а OY — активного фильтра низкой частоты, сигнал на выходе которого пропорционален среднему значению тока $I_{\text{н}}$. Симметричная петля гистерезиса порогового устройства обеспечивается цепью положительной обратной связи, охватывающей $K_{\text{мп}}$ (R_1, R_2), задание симметричных напряжений производится стабилитроном D , а ток в цепи обратной связи $K_{\text{мп}}$ является одновременно током выходной обмотки трансформатора и входным током фильтра.

Для работы схемы необходимо, чтобы ток $I_{\text{н}}$ поступал в $w_{\text{н}}$ от источника с большим выходным сопротивлением, поэтому во входную цепь целесообразно включать дроссель с такой индуктивностью

L , чтобы ток сигнала, приведенный к выходной обмотке, не превысил тока холостого хода:

$$L \text{ [Гн]} > 10^4 / 2\pi f (w_{\text{вых}} / w_{\text{и}})^2, \quad (7.18)$$

где f — частота, получаемая из (7.17), Гц.

Погрешность устройства определяется нестабильностью ОУ и резисторов, а также асимметрией процесса перемагничивания, обусловленной падением напряжения от $I_{\text{и}}$, приведенного к выходной обмотке, на выходном сопротивлении стабилитронной цепи и активном сопротивлении обмотки. Это падение напряжения смещает порог срабатывания компаратора. Последняя составляющая погрешности обычно мала по сравнению с первыми.

Общая погрешность устройств, собранных по схеме рис. 7.15, б и по аналогичным ей, составляет обычно не более 0,2 % при диапазоне входного сигнала 0—100 мВ и выходного 0—10 В в диапазоне температур 0÷60 °С. Частота f выбирается, как правило, в пределах 1÷10 кГц.

Главные недостатки устройств, построенных на основе схемы рис. 7.15, а — низкое быстродействие (полоса частот в пределах 0—100 Гц) и наличие импульсов тока, воздействующих на источник сигнала. Благодаря тому, что числа витков в обмотках малы (обычно в пределах 100—300) и обмотки могут быть конструктивно разнесены на кольцевом сердечнике, в схемах типа рис. 7.15 достигаются высокие уровни подавления синфазных напряжений (120—140 дБ) при значительных допустимых уровнях синфазных помех (до нескольких киловольт). Последнее определяется также тем важным обстоятельством, что в схеме рис. 7.15 отсутствуют дополнительные паразитные связи цепи нагрузки с цепью источника сигнала (например, через цепи управления ключевыми схемами модуляторов, «плавающие» источники питания и т. п.).

Оптронные схемы являются почти идеальными устройствами ГР и обладают практически бесконечным КОСС вплоть до очень высоких частот. Обычно оптрон состоит из излучателя — светодиода и светоприемника (фотодиода, фототранзистора, фоторезистора или фототиристора), заключенных в общий корпус интегральной микросхемы. Первые три типа фотоприемников позволяют передавать как аналоговые, так и импульсные сигналы, последний — только импульсные. Однако всем аналоговым фотоприемным устройствам свойственна значительная нелинейность характеристик. Нелинейна и зависимость интенсивности излучения от протекающего тока. Поэтому попытки применения единичных оптронных пар для

гальванического разделения удачны только при очень низких требованиях к точности передачи сигналов. Тривиальный путь для получения точных оптронных гальванических разделителей — частотно-широотно-импульсная модуляция (модуляция скважности) с последующим формированием и усреднением в цепи нагрузки. Более изящное решение состоит в создании двух идентичных оптронных пар светодиод — фототранзистор, включенных по схеме рис. 7.16. Здесь оптронная пара D_1 — T_1 включена в обратную связь ОУ1, поэтому ток через светодиод D_1 таков, что коллекторный ток фототранзистора T_1 компенсирует действие входного сигнала, при этом ток коллектора фототранзистора T_2 , протекая во входной цепи ОУ2, создаст на выходе ОУ2 напряжение, равное входному. При высококачественной изоляции и идентичности элементов оптронов, достигаемой благодаря интегральному исполнению, в такой схеме можно получить погрешность 0,01 % при допустимом уровне синфазной помехи во входной цепи до нескольких киловольт. Однако схемы этого типа имеют обычно единичное усиление, требуют «плавающего» источника питания для ОУ1 и очень дороги из-за трудностей получения идеально согласованных по характеристикам оптронных пар.

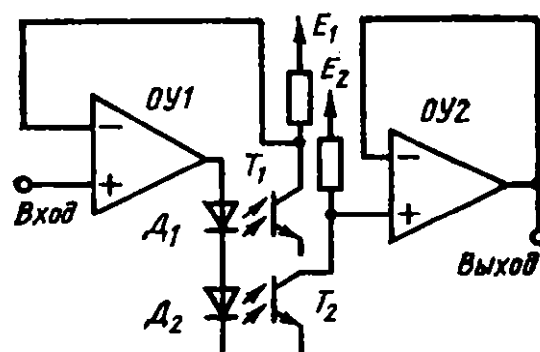


Рис. 7.16. ГР с дифференциальными оптронами

7.7. Подавление дифференциальных помех. Синхронная фильтрация и усреднение

Во многих случаях необходимо подавление дифференциальной помехи, напряжение которой приложено аналогично полезному сигналу, причем наряду с дифференциальной составляющей помехи присутствует и синфазная составляющая. В простейших случаях для подавления достаточно включения одно- или многозвенного фильтра. Однако во избежание колебаний на резонансных частотах нежелательно использовать фильтры второго порядка, в частности фильтры-пробки. Во всяком случае, использовать их следует с большой осторожностью.

Фильтрация дифференциальных составляющих помех должна осуществляться тщательно симметрированными схемами рис. 7.17, а, б, так как разбаланс плеч фильтра может вызвать увеличение

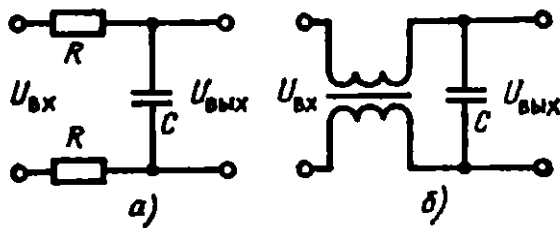


Рис. 7.17. Симметричные схемы фильтров

дифференциальной помехи вместо ожидаемого ее уменьшения из-за перехода имеющейся синфазной помехи в дифференциальную.

При фиксированной частоте помехи, в особенности когда помеха имеет частоту сети или кратные ей нечетные гармоники, наиболее

эффективным методом подавления дифференциальной помехи является построение устройств с синхронной фильтрацией сигнала. Возможны два подхода к построению схем синхронного подавления помех. Первый основан на предварительном усилении помехи и формировании импульсов считывания информации в моменты времени, когда фаза помехи равна 0 или 180° , то есть когда напряжение помехи проходит через нуль.

Схема синхронного фильтра такого типа показана на рис. 7.18, а. Здесь ОУ1 используется как усилитель переменного тока с высоким коэффициентом усиления. Ограничитель в цепи обратной связи ОУ1 (D_1 , R_2) исключает перегрузки ОУ1 при переключении его выхода. Сигнал с выхода ОУ1 дополнительно формируется и инвертируется логическими инверторами для фиксации фазы помехи при 0 и 180° . Сигналы с логических инверторов запускают ждущий мультивибратор ОВ, управляющий ключом на МОП-транзисторе Кл. Длительность импульса на выходе ОВ около 20 мкс. За это время происходит фиксация входного напряжения на конденсаторе С. В принципе вместо ОУ2 с ключом Кл и запоминающим конденсатором С может использоваться любая схема выборки — хранения с достаточными быстродействием и точностью, а вместо приведенной схемы управления ключом — схема фазовой автоподстройки частоты

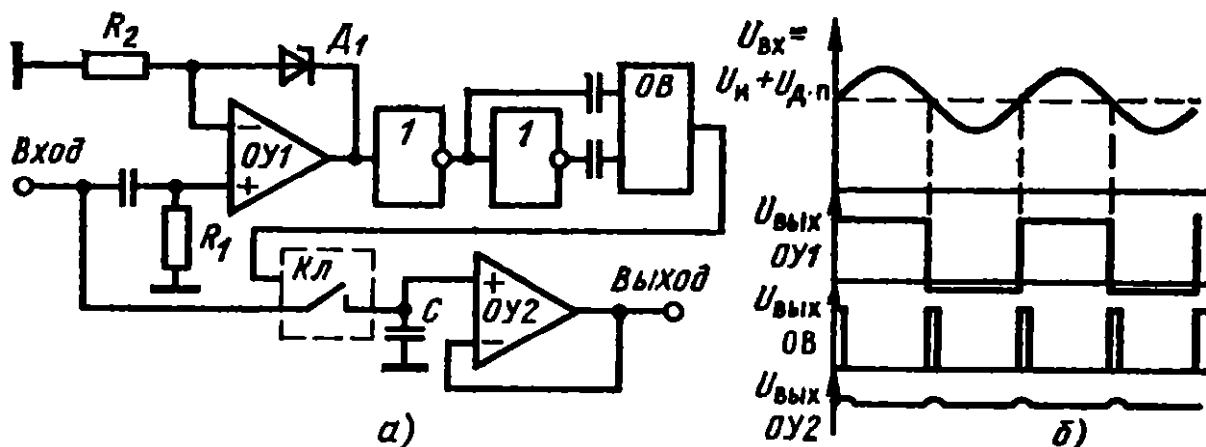


Рис. 7.18. Синхронный фильтр с синхронизацией по помехе

ты. Временная диаграмма работы схемы показана на рис. 7.18, б, где условно принято, что на постоянный полезный сигнал наложилась синусоидальная помеха.

Достоинство схемы рис. 7.18, а состоит в том, что с ее помощью может быть отфильтрован сигнал от любой низкочастотной помехи (не обязательно сетевой). Вместе с тем качество работы схемы зависит от уровня помехи на входе, и в этом ее недостаток. От него свободна схема синхронного фильтра, показанная на рис. 7.19. На ОУ1 и ОУ2 собраны две схемы слежения — хранения, управляемые двумя формирователями Φ , синхронизированными сетевым напряжением в противофазе. Достоинство такой схемы — стабильность работы в условиях меняющихся уровня и фазы помех, недостаток — способность отфильтровывать сигнал только от сетевых помех или помех, синхронизированных с сетью.

Коэффициент подавления дифференциальной помехи в синхронных фильтрах (КОДП) определяется как отношение (выраженное в децибелах) амплитуды помехи на входе к ее амплитуде на выходе и зависит от соотношения между длительностью импульса считывания h и периодом T помехи. В качестве приближенной оценки для схем рис. 7.18 и 7.19 можно брать величину

$$\text{КОДП} = 20 \lg(T / 2\pi h).$$

Для $h = 20$ мкс КОДП при частоте помехи 50 Гц около 40 дБ.

Другой подход, основанный на синхронизации с частотой помехи, широко используется при построении АЦП. Если в АЦП с двухтактным интегрированием (см. главу 5) время интегрирования T взять точно равным периоду помехи, то синусоидальная помеха (точнее, все четные гармоники периодической помехи) будет полностью подавлена, так как

$$\int_0^T \sin(2\pi t/T + \Phi) dt = 0$$

независимо от сдвига фазы Φ .

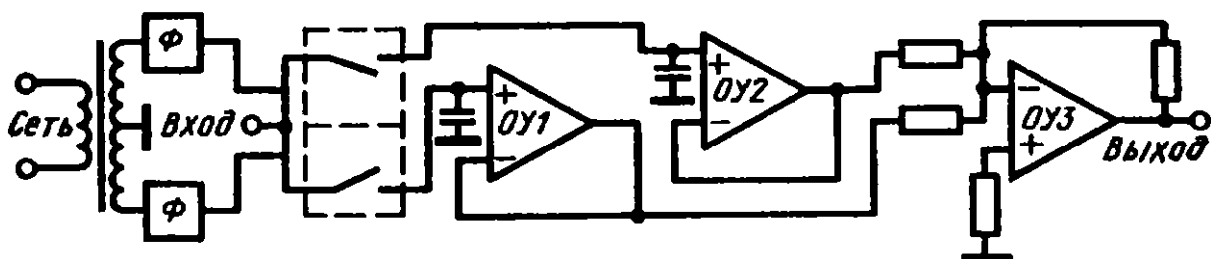


Рис. 7.19. Синхронный фильтр с синхронизацией от сети

Если частота помехи f отличается от $1/T$, то подавление будет неполным. Для интегрирующего АЦП

$$\text{КОДП} = 20 \lg[\pi T_{\text{и}} / \sin^2(\pi T f)], \quad (7.19)$$

где $T_{\text{и}}$ — постоянная времени интегрирования. Из этого выражения видно, что при T , кратном периоду помехи, КОДП равен бесконечности (рис. 7.20, а). Задача, следовательно, состоит в том, чтобы тактовые счетные импульсы в АЦП были строго синхронизированы с частотой помехи, но при этом их частота должна быть строго в 2^N раз (N — разрядность АЦП) выше частоты помехи. С наибольшей эффективностью эта задача решается с помощью ФАПЧ с N -разрядным делителем частоты (счетчиком) в цепи обратной связи. В целом схема получает вид рис. 7.20, б. Если уровень помехи ниже порога чувствительности ФАПЧ (помеха в принципе мала), то тактовая частота АЦП есть просто собственная частота управляемого генератора ФАПЧ. При появлении различной помехи генератор входит в синхронизм с ней, причем его частота будет в точности равна $2^N f$. Полоса захвата ФАПЧ должна перекрывать возможный диапазон первой гармоники помехи.

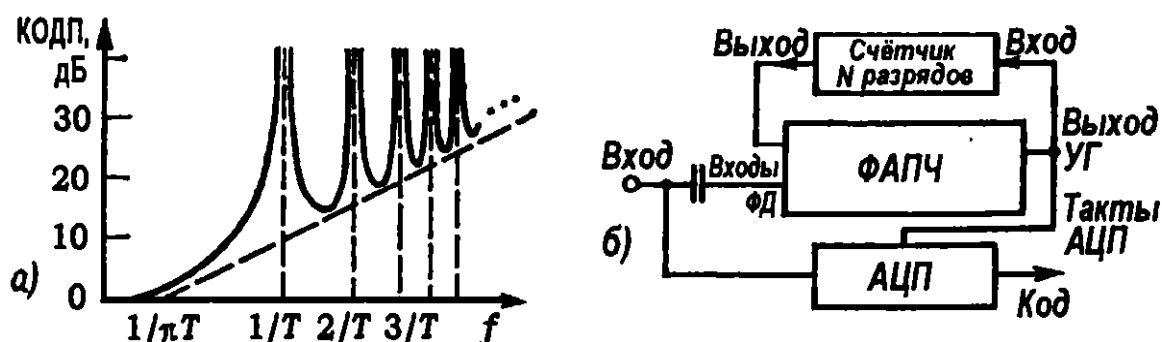


Рис. 7.20. ЛАЧХ КОДП интегрирующего АЦП (а) и синхронизация АЦП помехой с помощью ФАПЧ (б)

Контрольные вопросы, задачи и упражнения

1. В чем состоит принципиальное отличие поперечной (дифференциальной) помехи от продольной (синфазной)?
2. Почему схемы экранирования линий связи с заземлением в одной точке — у приемника сигнала — в среднем в 1000 раз эффективнее схем с заземлением в двух точках — у источника и у приемника (рис. 7.4).
3. Почему так важно иметь не только высокое активное входное сопротивление измерительных усилителей, но и малую входную емкость?

4. Рассчитайте номиналы резисторов в схеме рис. 7.7, в для усиления дифференциального сигнала со шкалой ± 50 мВ. Шкала выхода ± 10 В. Какова должна быть точность резисторов, чтобы КОСС схемы был не меньше 40 дБ?
5. В чем состоят преимущества и недостатки схем измерительных усилителей с гальванической развязкой на входе?
6. Опишите принцип действия продольного трансформатора.
7. Почему для подавления поперечной (дифференциальной) помехи желательно использовать симметричные фильтры?
8. Выведите формулу, связывающую частоту помехи, значения R и C и КОДП фильтра рис. 7.17, а.
9. Опишите принцип работы синхронных фильтров.
10. Поясните, каким образом интегрирующий АЦП может использоваться для подавления периодических помех, например, помех с частотой сети переменного тока.

Литература

1. Алексенко А. Г. Основы микросхемотехники, М.: ЮНИМЕДИА-СТАЙЛ, 2002. 448 с.
2. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: Справочное пособие / С. В. Якубовский, Н. А. Барканов, Л. И. Ниссельсон и др.; Под ред. С. В. Якубовского. — 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1984. 432 с.
3. Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи / Под ред. Г. Д. Бахтиарова. М.: Советское радио, 1980. 278 с.
4. Браммер Ю. А., Пашук И. Н. Импульсные и цифровые устройства. М.: ФОРУМ, 2005. 208 с.
5. Быстров Ю. А., Гамкрелидзе С. А., Иссермен Е. Б., Черепанов В. П. Электронные приборы и устройства на их основе. Справочная книга. М.: ИП РадиоСофт, 2002. 656 с.
6. Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А. Усилители постоянного тока. М.: Энергия, 1978. 248 с.
7. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. М.: Энергоатомиздат, 1987. 320 с.
8. Готтлиб И. М. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы. М.: Постмаркет, 2002. 544 с.
8. Джонс М. Х. Электроника — практический курс. М.: Постмаркет, 1999. 528 с.
10. Дэвис Дж., Карр Дж. Карманный справочник радиоинженера. М.: Изд. дом «Додэка-XXI», 2002. 544 с.
11. Нефедов А. В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги. Справочник в 12-и т. М.: ИП РадиоСофт, 2001.
12. Опадчий Ю. Ф., Глудкин О. П., Гуров А. И. Аналоговая и цифровая электроника / Под ред. Глудкина. М.: Горячая линия — Телеком, 2002. 768 с.
13. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. М.: Мир, 1979. 320 с.
14. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1973. 608 с.
15. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. 488 с.
16. Сугано Т., Икома Т., Такэиси Ё. Введение в микроэлектронику. М.: Мир, 1988. 320 с.
17. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство. М.: Мир, 1982. 512 с.
18. Тилл У., Лаксон Дж. Интегральные схемы. Материалы, приборы, изготовление. М.: Мир, 1985. 504 с.
19. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. М.: Мир, 1983. Т. 1, 600 с., Т. 2, 592 с. (Книга многократно переиздавалась в США и России, последние переиздания 2000 г.).

Номинальные значения сопротивлений резисторов и емкостей постоянных конденсаторов

Номинальные значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов соответствуют стандартной шкале чисел. Стандартная шкала содержит ряд чисел, соответствующих I классу точности. Ряды значений II и III классов точности вычленяются из этой шкалы путем ее «прореживания». Допускаемые отклонения от номинала равны $\pm 5\%$ для класса точности I, 10% — для класса точности II и 20% — для класса точности III.

Стандартная шкала (ряд) чисел номинальных значений:

10, 11, 12, 13, 15, 16, 18, 20, 22, 24, 27, 30, 33, 36, 39, 43,
47, 51, 56, 62, 68, 75, 82, 91 $\times 10^N$

Здесь числа номиналов II класса точности выделены жирным шрифтом, а номиналы III класса — жирным и курсивом.

Номинальные значения сопротивлений резисторов, выраженные в Ом, кОм и МОм, получают путем умножения числа из стандартной шкалы на целую степень 10.

Номинальные значения емкостей конденсаторов, выраженные в пФ, нФ и мкФ, получают также путем умножения числа из стандартной шкалы на целую степень 10.

Показатель степени N может быть положительным, отрицательным или равным нулю целым числом.

Примеры:

Числу 12 из шкалы соответствуют резисторы с номинальными сопротивлениями 1,2 Ом, 12 Ом, 120 Ом, 1,2 кОм, 12 кОм, 120 кОм, 1,2 МОм и т. д. Эти резисторы могут иметь I и II классы точности.

Числу 20 из шкалы соответствуют резисторы с номинальными сопротивлениями 2 Ома, 20 Ом, 200 Ом, 2 кОм, 20 кОм, 200 кОм, 2 МОм и т. д. Эти резисторы могут иметь только I класс точности.

Каждый тип изделий имеет определенный диапазон номинальных значений. Например, металлизированные лакопленочные резисторы типа МЛТ и их аналоги выпускаются со значениями сопротивлений от 51 Ома до 5,1 МОм.

Многие типы конденсаторов изготавливаются только по II и III классам точности.

Электролитические, бумажные и другие типы конденсаторов большой емкости могут иметь номинальные значения емкости, отличающиеся от чисел стандартной шкалы, и допуски, большие, чем 20 %. Обычный допуск для электролитических конденсаторов составляет $-20 \div +50$ %.

Типичные параметры полупроводниковых приборов и интегральных схем

Приводимые здесь технические характеристики даются исключительно в качестве примеров. При разработке, наладке или ремонте аппаратуры совершенно необходимо пользоваться соответствующей справочной литературой и документацией изготовителя.

П2.1. ДИОДЫ

Выпрямительные диоды универсального применения

Диоды МД226. Предназначены для выпрямления переменного тока частотой до 1 кГц.

| | |
|---|-----------------|
| Прямое падение напряжения (при токе $I_{пр} = 300$ мА) $U_{пр}$, В | ≤ 1 |
| Обратный ток при обратном напряжении 400 В $I_{обр}$, мкА | ≤ 50 |
| Обратное напряжение $U_{обр}$, В, не более | 400 |
| Средний прямой ток, мА, не более | 300 |
| Амплитудное значение тока однократной перегрузки, А | 2,5 |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-60 \div +100$ |

Диоды Д232. Предназначены для выпрямления переменного тока частотой до 1 кГц.

| | |
|--|-----------------|
| Прямое падение напряжения (при токе $I_{пр} = 300$ мА) $U_{пр}$, В | ≤ 1 |
| Обратный ток при обратном напряжении 400 В $I_{обр}$, мА | ≤ 3 |
| Обратное напряжение $U_{обр}$, В, не более | 400 |
| Средний прямой ток, не более, А | 10 |
| Амплитудное значение тока однократной перегрузки, А | 100 |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-60 \div +100$ |

Диодные мостовые сборки КЦ410А-В. Предназначены для выпрямления однофазного переменного тока частотой до 1 кГц.

| | |
|--|------------|
| Прямое падение напряжения (при токе $I_{пр} = 1,5$ А) $U_{пр}$, В | $\leq 1,2$ |
| Обратный ток при максимальном обратном напряжении $I_{обр}$, мкА | ≤ 10 |

| | |
|---|-----------------------------|
| Обратное напряжение $U_{обр}$, В, не более | 50 (А), 100 (Б), 200 (В) |
| Средний выпрямленный ток, А, не более | 3 |
| Амплитудное значение тока однократной перегрузки, А | 45 |
| Диапазон рабочих температур, °С | -60 ÷ +85 |

Маломощные высокочастотные диоды универсального применения

Диоды КД512А. Кремниевый эпитаксиально-планарный диод.

| | |
|---|-----------|
| Прямое падение напряжения (при токе $I_{пр} = 10$ мА) $U_{пр}$, В | ≤ 1 |
| Обратный ток при обратном напряжении 15 В $I_{обр}$, мкА | ≤ 5 |
| Заряд переключения при $I_{пр} = 10$ мА, пКл, не более | 30 |
| Емкость диода, пФ, не более | 1 |
| Время восстановления обратного сопротивления ($I_{пр} = 10$ мА, $U_{обр} = 10$ В), нс, не более | 1 |
| Обратное напряжение $U_{обр}$, В, не более | 15 |
| Средний прямой ток, мА, не более | 20 |
| Амплитудное значение тока однократной перегрузки, мА | 200 |
| Диапазон рабочих температур, °С | -50 ÷ +85 |

Диоды КД513А. Кремниевый эпитаксиально-планарный диод.

| | |
|---|-----------|
| Прямое падение напряжения (при токе $I_{пр} = 100$ мА) $U_{пр}$, В | ≤ 1,1 |
| Обратный ток при обратном напряжении 50 В $I_{обр}$, мкА | ≤ 5 |
| Заряд переключения при $I_{пр} = 50$ мА, пКл, не более | 40 |
| Емкость диода, пФ, не более | 4 |
| Время восстановления обратного сопротивления ($I_{пр} = 10$ мА, $U_{обр} = 10$ В), нс, не более | 4 |
| Обратное напряжение $U_{обр}$, В, не более | 50 |
| Средний прямой ток, мА, не более | 100 |
| Амплитудное значение тока однократной перегрузки, А | 1,5 |
| Диапазон рабочих температур, °С | -55 ÷ +85 |

Стабилитроны

КС133Г, КС139Г, КС147Г, КС156Г

| | |
|--|---|
| Напряжение стабилизации, В | 3,3 (КС133Г), 3,9 (КС139Г), 4,7 (КС147Г), 5,6 (КС156Г) |
| Разброс напряжения стабилизации от номинального значения, % | ±10 |
| Минимальный ток стабилизации, мА | 1 |
| Дифференциальное сопротивление при токе стабилизации 5 мА, Ом, не более | 150 |
| Максимальная рассеиваемая мощность, мВт | 125 |
| Диапазон рабочих температур, °С | -60 ÷ +120 |

КС175Ж, КС182Ж, КС191Ж, КС210Ж, КС211Ж, КС212Ж, КС213Ж, КС215Ж, КС216Ж, КС218Ж, КС220Ж, КС222Ж, КС224Ж. Номинальное напряжение стабилизации соответствует последним двум цифрам обозначения. Например, КС175 — 7,5 В, КС182 — 8,2 В, ..., КС213Ж — 13 В, ..., КС224Ж — 24 В.

| | |
|---|---------------------------|
| Разброс напряжения стабилизации | $\pm 5\%$ от номинального |
| Дифференциальное сопротивление КС175Ж—КС213Ж (ток стабилизации 4 мА), Ом | ≤ 40 |
| Дифференциальное сопротивление КС215Ж—КС224Ж (ток стабилизации 2 мА), Ом | ≤ 70 |
| Минимальный ток стабилизации, мА | 0,5 |
| Максимальная рассеиваемая мощность, мВт | 125 |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-60 \div +120$ |

Светодиоды

АЛ307А—Г. Диоды АЛ307А,Б — красного цвета свечения, В, Г — зеленого цвета свечения.

| | |
|---|--|
| Сила света, мкд | 0,15 (АЛ307А), 0,9 (АЛ307Б), 0,4 (АЛ307В), 1,5 (АЛ307Г) |
| Прямое напряжение, В | 2,0 (АЛ307А), 2,0 (АЛ307Б), 2,8 (АЛ307В), 2,8 (АЛ307Г) |
| Прямой ток, мА | 20 |
| Максимальное обратное напряжение, В | 2 |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-60 \div +70$ |

П2.2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Маломощные высокочастотные транзисторы универсального применения

КТ315 А—Е (n-p-n) и КТ361 А—Е (p-n-p). Могут эффективно использоваться в комплементарных схемах.

| | |
|---|--|
| Коэффициент усиления по току на нулевой частоте $h_{21Э}$ при $U_{КЭ} = 10$ В и $I_Э = 1$ мА | $30 \leq h_{21Э} \leq 120$ (А, В); $50 \leq h_{21Э} \leq 350$ (Б, Г, Е) |
|---|--|

| | |
|--|------------|
| Модуль коэффициента усиления тока $ h_{21Э} $ на частоте 100 МГц ($U_{КЭ} = 10$ В, $I_Э = 5$ мА) | $\geq 2,5$ |
| Сопротивление коллекторного перехода r_K ($U_{КБ} = 10$ В, $I_Э = 1$ мА), МОм | ≥ 3 |

| | |
|--|--|
| Типичное значение объемного сопротивления базы r_b , Ом | 50 |
| Типичное значение времени жизни неосновных носителей в базе τ , нс | 80 |
| Емкость коллекторного перехода C_K , пФ | ≤ 10 |
| Обратный ток коллекторного перехода при $U_{KB} = 10$ В и 25°C $I_{обр} = I_{KB0}$, мкА | $\leq 0,5$ |
| Обратный ток эмиттерного перехода при $U_{ЭБ} = 5$ В и 25°C $I_{ЭБ0}$, мкА | ≤ 30 |
| Напряжение насыщения $U_{KЭнас}$ при $I_K = 20$ мА, В | $\leq 0,4$ (А—Г); $\leq 0,6$ (КТ315Е); ≤ 1 (КТ361Е) |
| Предельно допустимое напряжение $U_{KЭ max}$, В | 25 (А); 20 (Б); 40 (В); 35 (Г, Е) |
| Максимальный ток коллектора I_{Kmax} , мА | ≤ 100 (КТ315А—Е); ≤ 50 (КТ361А—Е) |
| Напряжение пробоя эмиттерного перехода $U_{ЭБ max}$, В | ≥ 6 (КТ315А—Е); ≥ 4 (КТ361А—Е) |
| Максимальная рассеиваемая мощность $P_{доп}$, мВт | ≤ 150 |
| Диапазон рабочих температур, $^\circ\text{C}$ | $-60 \div +100$ |

КТ3102 А—Е (n-p-n).

| | |
|--|---|
| Коэффициент усиления по току на нулевой частоте $h_{21Э}$ при $U_{KЭ} = 5$ В и $I_Э = 2$ мА | $100 \leq h_{21Э} \leq 250$ (А); $200 \leq h_{21Э} \leq 500$ (Б, В, Д); $400 \leq h_{21Э} \leq 1000$ (Г, Е) |
| Модуль коэффициента усиления тока $ h_{21Э} $ на частоте 100 МГц ($U_{KЭ} = 5$ В, $I_Э = 10$ мА) | $\geq 1,5$ (А, Б, В, Д); ≥ 3 (Г, Е) |
| Сопротивление коллекторного перехода r_K ($U_{KB} = 5$ В, $I_Э = 10$ мА) | ≥ 2 МОм |
| Типичное значение объемного сопротивления базы r_b , Ом | 50 |
| Типичное значение времени жизни неосновных носителей в базе τ , нс | 80 |
| Емкость коллекторного перехода C_K , пФ | ≤ 6 |
| Обратный ток коллекторного перехода при $U_{KB max} = 10$ В и 25°C $I_{обр} = I_{KB0}$, мкА | ≤ 3 |
| Предельно допустимое напряжение $U_{KЭ max}$, В | 50 (А, Б); 30 (В, Д); 20 (Г, Е) |
| Максимальный ток коллектора I_{Kmax} , мА | ≤ 100 |
| Напряжение пробоя эмиттерного перехода $U_{ЭБ max}$, В | ≥ 5 |
| Максимальная рассеиваемая мощность $P_{доп}$, мВт | 250 |
| Диапазон рабочих температур, $^\circ\text{C}$ | $-40 \div +85$ |

Мощные транзисторы универсального применения

КТ815 А—Г (*n-p-n*) и КТ814 А—Г (*p-n-p*). Могут эффективно использоваться в комплементарных схемах.

Коэффициент усиления по току $h_{21Э}$ при $U_{КЭ} = 2$ В

и $I_Э = 150$ мА на нулевой частоте:

минимальное значение 40 (А, Б, В); 30 (Г);

среднее значение 70

Граничная частота коэффициента усиления

тока $h_{21Э}$ в схеме ОЭ $f_{гр Э}$, МГц ≥ 3

Дифференциальное сопротивление коллекторного

перехода r_K ($U_{КБ} \geq 1$ В), кОм ≥ 3

Типичное значение объемного сопротивления базы r_B , Ом 5

Емкость коллекторного перехода C_K , пФ ≤ 60

Емкость эмиттерного перехода $C_Э$, пФ ≤ 70

Обратный ток коллекторного перехода

при $U_{КБ} = 40$ В и 25°C $I_{обр} = I_{КБ0}$, мкА ≤ 50

Напряжение насыщения $U_{КЭнас}$ при $I_K = 500$ мА, В $\leq 0,6$

Напряжение насыщения $U_{БЭнас}$ при $I_K = 500$ мА, В $\leq 1,2$

Предельно допустимое напряжение $U_{КЭ max}$, В 25 (А); 40 (Б);

60 (В); 80 (Г)

Максимальный средний ток коллектора I_{Kmax} , А $\leq 1,5$

Напряжение пробоя эмиттерного перехода $U_{БЭ max}$, В ≥ 5

Максимальная рассеиваемая мощность

без теплоотвода $P_{доп}$, Вт ≤ 1

Максимальная рассеиваемая мощность

с теплоотводом $P_{доп}$, Вт ≤ 10

Максимальная температура коллекторного

перехода (кристалла), $^\circ\text{C}$ 125

Тепловое сопротивление переход—корпус, $^\circ\text{C}/\text{Вт}$ 10

Диапазон рабочих температур, $^\circ\text{C}$ $-60 \div +100$

КТ837С (*p-n-p*).

Коэффициент усиления по току при $U_{КЭ} = 5$ В и $I_Э = 2$ А

на нулевой частоте $h_{21Э}$ 50—150

Граничная частота коэффициента усиления

тока $h_{21Э}$ в схеме ОЭ $f_{гр Э}$, МГц ≥ 1

Дифференциальное сопротивление коллекторного

перехода r_K ($U_{КБ} \geq 1$ В), кОм $\geq 0,5$

Типичное значение объемного сопротивления базы r_B , Ом 1

Обратный ток коллекторного перехода

при $U_{КБ} = 60$ В и 25°C $I_{обр} = I_{КБ0}$, мкА ≤ 150

Напряжение насыщения $U_{КЭнас}$ при $I_K = 3$ А, В $\leq 0,9$

Напряжение насыщения $U_{БЭнас}$ при $I_K = 2$ А, В $\leq 1,5$

Предельно допустимое напряжение $U_{КЭ max}$, В 60

Максимальный средний ток коллектора I_{Kmax} , А $\leq 7,5$

Напряжение пробоя эмиттерного перехода $U_{БЭ max}$, В ≥ 5

| | |
|---|-----------------|
| Максимальная рассеиваемая мощность без теплоотвода $P_{\text{доп}}$, Вт | ≤ 1 |
| Максимальная рассеиваемая мощность с теплоотводом $P_{\text{доп}}$, Вт | ≤ 30 |
| Максимальная температура коллекторного перехода (кристалла), °С | 125 |
| Тепловое сопротивление переход—корпус, °С/Вт | 3,3 |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-60 \div +100$ |

П2.3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Маломощные транзисторы полевые универсального применения

КП103Е. Транзистор с диффузионным затвором и p -каналом. Могут поставляться подобранными по параметрам парами для дифференциальных каскадов (КП103ЕР).

| | |
|--|---------------------------------------|
| Напряжение отсечки, В | $0,4 \leq U_{\text{зи отс}} \leq 1,5$ |
| Начальный ток стока ($U_{\text{зи}} = 0$ В, $U_{\text{си}} = 10$ В), мА | $0,3 \leq I_{\text{с нач}} \leq 2,5$ |
| Крутизна ($U_{\text{зи}} = 0$ В, $U_{\text{си}} = 10$ В), мА/В | $0,4 \leq S_0 \leq 2,4$ |
| Емкость затвор—исток, пФ, не более | 20 |
| Емкость затвор—сток, пФ, не более | 8 |
| Ток утечки затвора, не более | 20 нА (25 °С) и 2 мкА (85 °С) |
| Дифференциальное сопротивление стока в области отсечки, кОм | $r_{\text{с}} \geq 200$ |
| Разброс параметров в парах (КП103ЕР), %, не более | 10 |
| Предельно допустимое напряжение $U_{\text{сз}}$, В | 15 |
| Предельно допустимое напряжение $U_{\text{си}}$, В | 10 |
| Максимальная рассеиваемая мощность $P_{\text{доп}}$, мВт | ≤ 7 |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-55 \div +85$ |

Мощные полевые транзисторы

КП904 А, Б. Транзисторы с изолированным затвором и встроенным n -каналом

| | |
|--|------------------------------------|
| Начальный ток стока ($U_{\text{зи}} = 0$ В, $U_{\text{си}} = 20$ В), мА | $6 \leq I_{\text{с нач}} \leq 350$ |
| Крутизна ($U_{\text{си}} = 10$ В, $I_{\text{с}} = 1$ А), мА/В | $250 \leq S \leq 510$ |
| Емкость затвор—исток, пФ, не более | 300 |
| Предельно допустимое напряжение $U_{\text{сз}}$, В | 90 |
| Предельно допустимое напряжение $U_{\text{си}}$, В | 100 |
| Предельно допустимое напряжение $U_{\text{зи}}$, В | 30 |
| Максимальная рассеиваемая мощность с теплоотводом $P_{\text{доп}}$, Вт | ≤ 75 |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-60 \div +100$ |

П2.4. ЛОГИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ТТЛ И ТТЛШ

| Параметр | ТТЛ | Быстродействующие ТТЛШ | Маломощные ТТЛШ |
|--|--------------|------------------------|-----------------|
| Напряжение питания, В | $5 \pm 5 \%$ | $5 \pm 5 \%$ | $5 \pm 5 \%$ |
| Потребляемый ток на один ЛЭ, мА | 5,5 | 6—10 | 1,1 |
| Задержка распространения, нс | 20—50 | 3—7 | 20—35 |
| $U_{\text{вых мин}}^1 / U_{\text{вх мин}}^1$, В | 2,4/2,0 | 2,7/2,0 | 2,7/2,0 |
| $U_{\text{вых макс}}^0 / U_{\text{вх макс}}^0$, В | 0,4/0,7 | 0,5/0,8 | 0,5/0,8 |
| $I_{\text{вх макс}}^0 / I_{\text{вх макс}}^1$, мА | -1,6/0,04 | -2,0/0,05 | -0,4/0,02 |
| Предельно допустимое $U_{\text{вх}}^1$, В | 4,5 | 4,5 | 4,5 |
| Ток импульсных помех, мА | 10—15 | 15—20 | 5—10 |

**П2.5. ЛОГИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ
р-МОП, n-МОП И КМОП**

| Параметр | р-МОП | n-МОП | КМОП |
|--|----------------------|-------------------------|--------------|
| Напряжение питания, В | $-12,6/-27 \pm 5 \%$ | $5 \pm 5 \%$ | $5 \pm 5 \%$ |
| Потребляемый ток на один ЛЭ, мкА | 2—10 | 10—50 | $\leq 0,1$ |
| Задержка распространения, нс | 100—500 | 10—200 | 20—35 |
| $U_{\text{вых макс}}^1 / U_{\text{вх макс}}^1$, В | -9,5/-8,5 | Совместимы с ТТЛ и ТТЛШ | |
| $U_{\text{вых мин}}^0 / U_{\text{вх мин}}^0$, В | -1,5/-3,0 | Совместимы с ТТЛ и ТТЛШ | |
| Ток импульсных помех, мкА | 100 — 500 | 10—20 | 0,1— 0,5 |

П2.6. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ AD825 и AD8610B

| Параметр | AD825 | AD8610B |
|--|--------------------|----------------|
| Коэффициент усиления на нулевой частоте дБ, не менее | 76 | 100 |
| Полоса пропускания (частота среза), МГц, не менее | 41 | 25 |
| Скорость нарастания выхода при единичном усилении, В/мкс | 125 | 40 |
| Время установления выхода (0,01 %), нс, не более | 80 | 600 |
| Напряжение сдвига, приведенное к входу, мВ | ± 2 | $\pm 0,1$ |
| Дрейф нуля, приведенный к входу, мкВ/°С, не более | ± 10 | ± 1 |
| Пределы входных токов смещения при 25 °С, пА | ± 40 | ± 10 |
| Пределы входных токов смещения при 85 °С, пА | ± 700 | ± 250 |
| Разность входных токов смещения при 25 °С, пА | ± 30 | ± 10 |
| Разность входных токов смещения при 85 °С, пА | ± 440 | ± 250 |
| Входное сопротивление, ГОм, не менее | 500 | 500 |
| Входная емкость, пФ | 6 | 10 |
| Максимальный диапазон выходного напряжения, В | $\pm 12,9$ | $\pm 11,7$ |
| Максимальный ток выхода, мА | 100 | 15 |
| Максимальное синфазное входное напряжение, В | $\pm 13,5$ | ± 13 |
| Коэффициент подавления синфазного сигнала, дБ | 80 | 90 |
| Напряжение питания, В | $\pm 15 \pm 20 \%$ | $\pm 5/\pm 13$ |
| Коэффициент подавления дрейфа питания, дБ | 80 | 100 |
| Потребляемый ток, мА | 7,5 | 4 |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-40 \div +85$ | |

П2.7. КОМПАРАТОРЫ LM111 и LM211

| | |
|--|---|
| Коэффициент усиления, не менее, дБ | 92 |
| Выход — открытый коллектор или повторитель, сопрягаем с ТТЛ и ТТЛШ | |
| Имеется стробирующий вход | |
| Задержка срабатывания, нс | 200 |
| Напряжение сдвига, приведенное к входу, мВ | ± 4 |
| Входные токи смещения при 25 °С, нА, не более | 150 |
| Разность входных токов смещения при 25 °С, нА | ± 20 |
| Максимальный диапазон входного напряжения, В | ± 13 |
| Максимальный ток выхода, мА | 50 |
| Напряжение питания со средней точкой 0 В, В | $\pm 15 \pm 20 \%$ |
| Потребляемые токи, мА | 6 от положительного и 5 от отрицательного источника |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-65 \div +125$ (LM111), $-40 \div +85$ (LM211) |

П2.8. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ AD7894-10, AD7894-3 И AD7894-2

| | |
|--|--|
| Тип преобразователей | с поразрядным уравновешиванием |
| Источник опорного напряжения | внешний 2,5 В |
| Разрядность 14 бит, выходной код — двоичный последовательный | |
| Входные сигналы, В | ± 10 (AD7894-10), $\pm 2,5$ (AD7894-3), 0—2,5 (AD7894-2) |
| Входные токи, мА, не более | 2 (AD7894-10), 1,5 (AD7894-3), 0,5 (AD7894-2) |
| Интегральная погрешность | ± 2 единицы младшего разряда |
| Дифференциальная нелинейность | $-1 \div +1,5$ единицы младшего разряда |
| Время преобразования, мкс | 5 |
| Выход и логические входы сопрягаемы с ТТЛ и ТТЛШ | |
| Напряжение питания, В | $+5 \pm 5 \%$ |
| Потребляемый ток, мА, не более | 5 |
| Диапазон рабочих температур, °С | $-40 \div +85$ |

Примеры расчета одиночных усилительных каскадов

П3.1. Усилительный каскад сигналов переменного тока на биполярном транзисторе с ОЭ

Исходные данные для расчета: напряжение источника питания $E = 15$ В, входное сопротивление $R_{вх} \geq 10$ кОм, максимальная амплитуда входного сигнала $U_{вх а} \leq 50$ мВ, коэффициент усиления $K_{U0} \approx 50$, активная внешняя нагрузка $R_H = 150$ кОм, емкость нагрузки $C_H \leq 50$ пФ, нижняя граничная частота сигнала $f_{гр.н} \geq 20$ Гц, верхняя граничная частота сигнала $f_{гр.в} \leq 100$ кГц. Выходное сопротивление источника входного сигнала пренебрежимо мало. Потребляемый каскадом ток должен быть близок к минимально возможному. Разрешается использовать резисторы с 5%-ным отклонением от номинала.

Схема каскада показана на рис. П3.1, а (см. раздел 2.1).

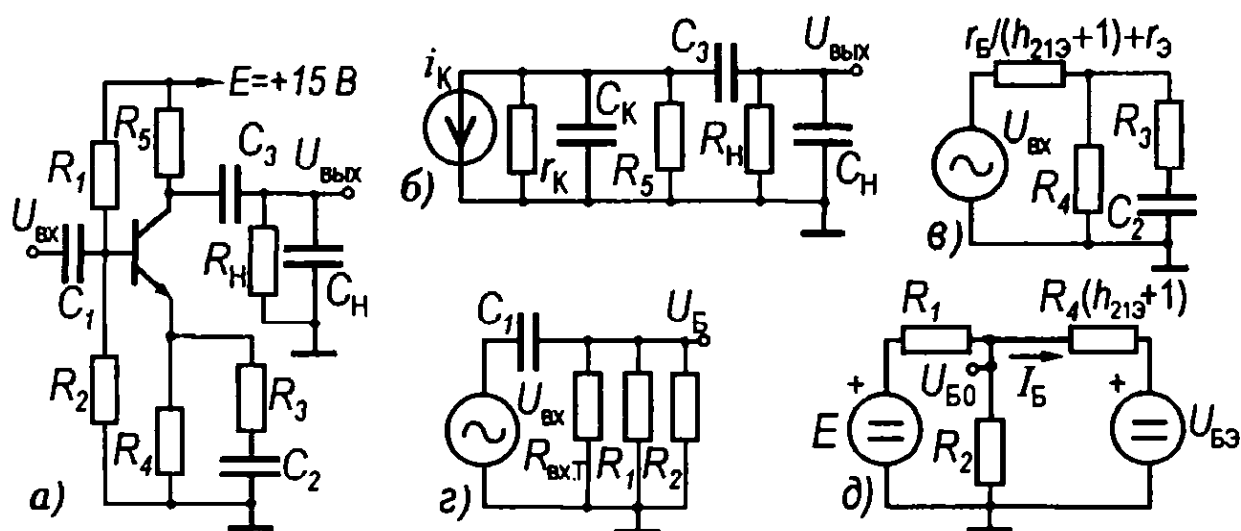


Рис. П3.1. Каскад усиления сигналов переменного тока на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ: а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема выходной цепи; в — эквивалентная схема цепи эмиттера; г — эквивалентная схема входной цепи; д — эквивалентная схема цепи базы

При расчете приходится рассматривать две ситуации — режим покоя каскада, когда входной сигнал отсутствует, и отдельно оценивать влияние сигнала.

Расчет каскада начинаем с выходной цепи. Ее эквивалентная схема для сигнала (по переменному току) показана на рис. П3.1, б, где транзистор представлен источником тока, шунтированным сопротивлением r_k и емкостью C_k его коллекторного перехода.

Так как ток каскада следует брать минимальным, определим максимально допустимое сопротивление R_5 , обеспечивающее пропускание $f_{гр.в}$. Емкость конденсатора $C_3 \gg C_H$ заведомо, поэтому на высоких частотах C_3 можно считать коротко замкнутым. Кроме того, $r_k \gg R_H$ и $C_k \ll C_H$, поэтому влияние r_k и C_k меньше погрешности расчета и соответственно им можно пренебречь. Таким образом, постоянная времени перезаряда C_H есть

$$T_H \cong (R_5 \parallel R_H) C_H.$$

Имеем $f_{гр.в} = 1/2\pi T_H$, откуда $(R_5 \parallel R_H) \leq 1/2\pi C_H f_{гр.в} \cong 32$ кОм. Из уравнения

$$R_5 \parallel R_H = R_5 R_H / (R_5 + R_H) = 32 \text{ кОм}$$

получаем $R_5 = 40,7$ кОм. Чтобы иметь «запас» по $f_{гр.в}$, выбираем ближайший меньший номинал для резистора $R_5 = 39$ кОм.

Выбираем напряжение покоя коллектора транзистора U_{K0} . Максимальное амплитудное значение выходного сигнала есть $U_{вых а} = K_{U0} U_{вх а} = 2,5$ В. Следовательно, диапазон возможных напряжений на коллекторе есть $U_{K0} \pm 2,5$ В. Примем $U_{K0} = 2E/3 = 10$ В и напряжение покоя базы $U_{Б0} = E/3 = 5$ В, тогда диапазон возможных изменений U_K будет $U_K \cong U_{K0} \pm 5$ В, то есть заведомо больше чем требуется. Такой «запас» позволяет не беспокоиться о возможном отклонении U_{K0} от расчетного значения вследствие отклонений сопротивлений резисторов от номинальных значений или температурного дрейфа параметров транзистора. Вместе с тем, ток покоя коллектора транзистора будет достаточно невелик

$$I_K = (E - U_{K0}) / R_5 = 5 \text{ В} / 39 \text{ кОм} \cong 0,13 \text{ мА}.$$

Емкость конденсатора C_3 должна быть выбрана такой, чтобы обеспечивалась передача сигнала с $f_{гр.н}$ с коллектора транзистора на сопротивление нагрузки. Из эквивалентной схемы рис. П3.1, б видно, что перезаряд этого конденсатора происходит через последовательное соединение R_5 и R_H . Следовательно, постоянная времени

перезаряда C_3 составит $T_{\text{нч}} \cong (R_5 + R_H)C_3$. Чтобы обеспечить полосу пропускания снизу, должно соблюдаться условие

$$T_{\text{нч}} \cong (R_5 + R_H)C_3 \geq 1/2\pi f_{\text{гр.н}} \cong 8 \text{ мс},$$

откуда

$$C_3 \geq 1/2\pi f_{\text{гр.н}}(R_5 + R_H) \cong 43 \text{ нФ}.$$

В качестве конденсатора можно использовать керамический или бумажный конденсатор емкостью 0,05 мкФ.

Рассчитаем элементы эмиттерной цепи, эквивалентная схема которой показана на рис. ПЗ.1, в. Здесь транзистор со стороны эмиттера представлен как генератор напряжения, равного входному, с выходным сопротивлением $r_b/(h_{21э} + 1) + r_э$. Иными словами со стороны эмиттера транзистор ведет себя как эмиттерный повторитель — он, транзистор, «не знает», что происходит в коллекторной цепи. При значениях $h_{21э} \geq 20$ можно полагать, что ток покоя эмиттера $I_э \cong I_K$. Отсюда можно определить, учитывая, что $U_{бэ} \cong 0,7 \text{ В}$:

$$R_4 \cong (U_{б0} - U_{бэ}) / I_э = 4,3 \text{ В} / 0,13 \text{ мА} \cong 33 \text{ кОм}.$$

Такой номинал существует, поэтому $R_4 = 33 \text{ кОм}$.

Дифференциальное сопротивление транзистора со стороны эмиттера есть (объемными сопротивлениями базы и эмиттера можно пренебречь):

$$r_b / (h_{21э} + 1) + r_э \cong r_э \cong \varphi_э / I_э \cong 200 \text{ Ом}.$$

Полагая, что емкость конденсатора C_2 достаточно велика и $h_{21э} \geq 20$, определим сопротивление R_3 , обеспечивающее заданный коэффициент усиления, из уравнения

$$K_{U0} \cong [R_5 / (r_э + R_3 \parallel R_4)] R_H / (R_H + R_5) = (R_5 \parallel R_H) / (r_э + R_3 \parallel R_4) = 50.$$

Получим $R_3 \cong 0,59 \text{ кОм} = 590 \text{ Ом}$. Берем ближайший меньший номинал $R_3 = 560 \text{ Ом}$ (меньший, чтобы получить небольшой «запас» усиления, так как сделанные приближения, в частности, наличие объемных сопротивлений базы и эмиттера и обратного сопротивления коллектора ведут к тому, что реальный коэффициент усиления может оказаться несколько меньше расчетного).

Конденсатор C_2 должен шунтировать на землю все частоты, превышающие $f_{\text{гр.н}}$. Следовательно, постоянная времени его перезаряда должна быть не меньше ранее вычисленной $T_{\text{нч}} = 1/2\pi f_{\text{гр.н}} \cong \cong 8 \text{ мс}$. Так как $R_4 \gg r_э + R_3$, то перезаряд конденсатора C_2 будет происходить практически полностью через последовательное соеди-

нение $r_B / (h_{21Э} + 1) + r_Э + R_3$, где влиянием первого слагаемого можно пренебречь. Следовательно, должно соблюдаться условие

$$(r_Э + R_3)C_2 \geq T_{нч},$$

откуда следует $C_2 \geq 10,1$ мкФ. Берем ближайший больший номинал электролитических конденсаторов и используем $C_2 = 15$ мкФ. Заметим, что даже при 20%-ном уменьшении емкости C_2 ее величина будет достаточна для обеспечения полосы пропускания со стороны низких частот.

При расчете базовой цепи надо удовлетворить двум требованиям.

Во-первых, необходимо обеспечить (по условиям задачи) $R_{вх} \geq 10$ кОм. Во-вторых, ток покоя базы не должен существенно влиять на режим каскада.

Рассмотрим первую задачу.

Эквивалентная схема цепи базы по переменному току показана на рис. ПЗ.1, г.

Резисторы в цепи базы соединены последовательно по отношению к источнику питания, но параллельно по отношению к сигналу! Поэтому входное сопротивление каскада для сигнала есть $R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{вхТ}$, где $R_{вхТ} \cong r_B + (r_Э + R_3 \parallel R_4)(h_{21Э} + 1)$ — «собственное» входное сопротивление транзистора (сопротивлением коллекторного перехода можно пренебречь — оно, как правило, достаточно велико). Очевидно, что если должно выполняться условие $R_{вх} > 10$ кОм, то тем более должно быть $R_{вхТ} > 10$ кОм. Так как $R_4 \gg R_3$, то $R_3 \parallel R_4 \cong R_3$. Положим, что транзистор имеет $h_{21Э} \geq 20$ и $r_B = 50$ Ом, тогда

$$R_{вхТ} \cong r_B + (r_Э + R_3 \parallel R_4)(h_{21Э} + 1) = r_B + (r_Э + R_3)(h_{21Э} + 1) = 16 \text{ кОм.}$$

Теперь можно рассчитать величину $R_1 \parallel R_2$. Имеем

$$\begin{aligned} R_{вх} &= R_1 \parallel R_2 \parallel R_{вхТ} = (R_1 \parallel R_2) \parallel R_{вхТ} = \\ &= (R_1 \parallel R_2)R_{вхТ} / (R_1 \parallel R_2 + R_{вхТ}) \geq 10 \text{ кОм,} \end{aligned}$$

откуда следует условие: $R_1 \parallel R_2 \geq 26,6$ кОм. Чтобы иметь «запас» по $R_{вх}$ и не нагружать напрасно источник питания делителем, примем $R_1 \parallel R_2 = 50$ кОм.

Располагая этой оценкой для $R_1 \parallel R_2$ можно рассчитать R_1 и R_2 и оценить влияние тока базы на режим каскада. Ток покоя базы, протекая через делитель напряжения R_1, R_2 , вызывает на нем дополнительное падение напряжения и тем самым влияет на напряжение покоя базы $U_{Б0}$. При изменениях тока базы будет меняться и $U_{Б0}$, что нежелательно.

Ток покоя базы есть

$$I_B \cong I_{\Sigma} / (h_{21\beta} + 1) = (U_{B0} - U_{B\beta}) / [R_3(h_{21\beta} + 1)],$$

где $U_{B\beta} \cong 0,7$ В приближенно можно считать величиной постоянной. Теперь цепь базы по постоянному току можно представить в виде эквивалентной схемы рис. ПЗ.1, д. Из этой схемы можно получить

$$U_{B0} = E[R_2 / (R_1 + R_2)]\{R_4(h_{21\beta} + 1) / [R_4(h_{21\beta} + 1) + R_1 \parallel R_2]\} + \\ + U_{B\beta}(R_1 \parallel R_2) / [R_4(h_{21\beta} + 1) + R_1 \parallel R_2].$$

Из этого выражения видно, что чем больше $h_{21\beta}$, тем слабее будет влияние тока базы на U_{B0} и если $R_4(h_{21\beta} + 1) \gg R_1 \parallel R_2$, то этим влиянием вообще можно пренебречь. В данном случае $R_3(h_{21\beta} + 1) \geq 33$ кОм $(20 + 1) = 693$ кОм $\gg 50$ кОм $= R_1 \parallel R_2$. Если бы это условие не удовлетворялось, то было бы необходимо выбрать транзистор с большим $h_{21\beta}$.

Чтобы рассчитать R_1 и R_2 , заметим, что

$$R_2 / (R_1 + R_2) = (R_1 \parallel R_2) / R_1$$

и перепишем уравнение для U_{B0} в виде:

$$U_{B0} = E[(R_1 \parallel R_2) / R_1]\{R_4(h_{21\beta} + 1) / [R_4(h_{21\beta} + 1) + R_1 \parallel R_2]\} + \\ = U_{B\beta} (R_1 \parallel R_2) / [R_4(h_{21\beta} + 1) + R_1 \parallel R_2].$$

Подставляя сюда ранее вычисленные или выбранные значения, получим уравнение относительно R_1

$$5 \text{ В} = 15 \text{ В} (50 \text{ кОм} / R_1)[693 \text{ кОм} / (693 \text{ кОм} + 50 \text{ кОм})] + \\ + 0,7 \text{ В} 50 \text{ кОм} / (693 \text{ кОм} + 50 \text{ кОм}).$$

Решив это уравнение, получим $R_1 = 141$ кОм. Выбирать значение для R_1 из номинального ряда пока рано. Сначала надо найти R_2 из уравнения

$$R_1 \parallel R_2 = 50 \text{ кОм} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 141 \text{ кОм} R_2 / (141 \text{ кОм} + R_2).$$

Получим $R_2 = 77,5$ кОм. Выберем в качестве R_1 и R_2 резисторы с близкими к расчетным меньшими значениями сопротивлений, обеспечивающими нужное отношение R_2/R_1 : $R_2 = 68$ кОм, $R_1 = 120$ кОм. Имеем $R_2 \parallel R_1 = 43$ кОм $< 26,6$ кОм, и условие $R_{\text{вх}} > 10$ кОм выполняется с запасом:

$$R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{\text{вх Т}} \geq 43 \text{ кОм} \parallel 16 \text{ кОм} = 11,7 \text{ кОм} > 10 \text{ кОм}.$$

Конденсатор C_1 образует с $R_{\text{вх}}$ квазидифференцирующую цепь (рис. ПЗ.1, з), постоянная времени которой должна быть не меньше $T_{\text{нч}} \cong 8$ мс, следовательно, емкость C_1 должна удовлетворять условию

$C_1 \geq T_{нч} / R_{вх} \cong 0,8$ мкФ. Выбираем в качестве C_1 керамический или бумажный конденсатор емкостью 1 мкФ.

В качестве транзистора может быть использован, например, КТ315Б. Следует учесть, что в паспортах транзисторов указывается $h_{21Э}$ для тока эмиттера $I_{Э\text{ ном}}$, при котором $h_{21Э}$ имеет максимальное значение $h_{21Э\text{ ном}}$. Если $I_{Э} < I_{Э\text{ ном}}$, то $h_{21Э} \cong h_{21Э\text{ ном}} (I_{Э} / I_{Э\text{ ном}})^{1/3}$. Для транзистора КТ315Б при токе $I_{Э} = 0,13$ мА получаем минимальное значение $h_{21Э} = 20$, соответствующее $h_{21Э\text{ ном}} = 50$ при $I_{Э\text{ ном}} = 2$ мА.

Суммарный ток, отбираемый каскадом от источника, есть сумма токов транзистора и делителя в цепи базы. Он равен примерно 0,21 мА. Следовательно, мощность, рассеиваемая каскадом, есть $P = 15 \text{ В} \times 0,21 \text{ мА} = 3,15$ мВт. Это намного меньше, чем допустимая мощность рассеяния любого из применяемых компонентов. Если бы это было не так, то дополнительно потребовался бы расчет мощностей, рассеиваемых транзистором и резисторами, чтобы убедиться, что эти мощности не превышают допустимых.

В качестве полезных упражнений читателю предлагается самостоятельно проверить, сохранит ли каскад работоспособность и заданные характеристики по входному сопротивлению, коэффициенту усиления и полосе пропускания, если:

1) напряжение источника питания отклонится от номинала в пределах $\pm 20\%$;

2) сопротивления резисторов будут отличаться от номиналов в пределах $\pm 5\%$.

П3.2. Дифференциальный каскад на биполярных транзисторах

Исходные данные для расчета: двуполярное питание со средней нулевой точкой $\pm E = \pm 15 \pm 0,1$ В, входное сопротивление дифференциальному сигналу $R_{вх} \geq 50$ кОм, дифференциальный (разностный) входной сигнал $-50 \text{ мВ} \leq U_{вх\text{ дифф}} \leq 50 \text{ мВ}$, синфазный входной сигнал $-5 \text{ В} \leq U_{вх\text{ синф}} \leq +5 \text{ В}$, коэффициент усиления дифференциального сигнала по напряжению не менее $K_U \cong 50$ при активной нагрузке $R_H = 100$ кОм, емкость нагрузки $C_H \leq 20$ пФ, верхняя граничная частота сигнала $f_{г.в} \leq 100$ кГц. Коэффициент ослабления синфазного сигнала КОСС ≥ 60 дБ. Выходное сопротивление источника входного сигнала пренебрежимо мало. Разрешается использовать резисторы с 5%-ным отклонением от номинала.

Схема каскада показана на рис. П3.2 (см. разделы 2.6 и 2.4).

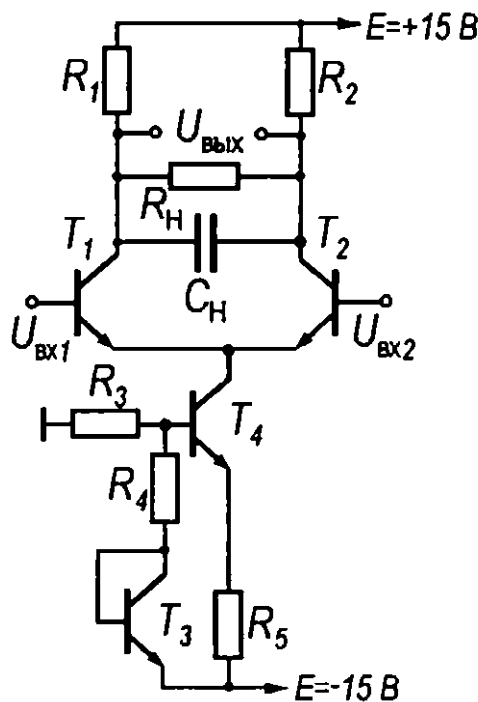


Рис. П3.2. Дифференциальный (параллельно-балансный) каскад на биполярных транзисторах

Определим максимально допустимое сопротивление резисторов R_1 и R_2 , обеспечивающее пропускание $f_{гр.в}$. Помимо емкости нагрузки C_H выход схемы неизбежно будет нагружен на паразитные емкости монтажа, коллекторные емкости и т. д., которые вполне могут оказаться сравнимыми с C_H . Поэтому для расчета примем емкость нагрузки, удвоенную по сравнению с указанной в исходных данных: $C_H = 40$ пФ. Постоянная времени перезаряда C_H есть

$$T_H \cong [(R_1 + R_2) \parallel R_H] C_H.$$

Имеем $f_{гр.в} = 1/2\pi T_H$, откуда $(R_1 + R_2) \parallel R_H \leq 1/2\pi C_H f_{гр.в} \cong 40$ кОм. Из уравнения

$$[(R_1 + R_2) \parallel R_H] = 40 \text{ кОм}$$

получаем $R_1 = R_2 = 33,3$ кОм. Ближайший номинал для резисторов $R_1 = R_2 = R_K = 33$ кОм.

Коэффициент усиления ненагруженного каскада выражается через ток эмиттера I_Σ формулой:

$$K_{U0} \cong R_K I_\Sigma / \varphi_\Theta,$$

где φ_Θ — температурный потенциал, при 25°C $\varphi_\Theta \cong 26$ мВ. Выходное сопротивление каскада есть $R_1 + R_2 = 2R_K$. При подключении нагрузки имеем:

$$K_U \cong K_{U0} R_H / (2R_K + R_H) \cong R_K R_H I_\Sigma / \varphi_\Theta (2R_K + R_H).$$

Так как токи транзисторов T_1 и T_2 $I_K \cong I_Э$, получаем, что для обеспечения $K_U \geq 50$ должно выполняться неравенство:

$$I_K \cong K_U \varphi_{\Theta} (2R_K + R_H) / R_K R_H = 0,065 \text{ мА.}$$

Токи эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 предопределяют не только коэффициент усиления по напряжению, но и дифференциальное входное сопротивление каскада:

$$R_{вх} \cong 2[r_{б} + r_{э}(h_{21э} + 1)] \cong 2r_{э}(h_{21э} + 1) \cong 2\varphi_{\Theta}(h_{21э} + 1) / I_Э.$$

Отсюда следует, что для выполнения условия $R_{вх} \geq R_{вх \text{ мин}} = 50 \text{ кОм}$ токи эмиттеров T_1 и T_2 должны удовлетворять неравенству

$$I_Э \leq 2\varphi_{\Theta}(h_{21э} + 1) / R_{вх \text{ мин}}.$$

Положим, что $h_{21э} \geq 100$, тогда для тока $I_K \cong I_Э$ получаем

$$I_K \cong I_Э \leq 0,1 \text{ мА.}$$

Таким образом, токи I_K должны быть выбраны в пределах от 0,065 до 0,1 мА. Выбираем, например, максимальное значение $I_K \cong I_Э = 0,1 \text{ мА}$. Тогда падение напряжения на резисторах $R_1 = R_2 = R_K = 33 \text{ кОм}$ составит 3,3 В и напряжение покоя на коллекторах T_1 и T_2 составит:

$$U_{K0} = +E - 3,3 \text{ В} = 11,7 \text{ В.}$$

Проверим, что при максимальных и минимальных значениях выходного сигнала каскад останется в линейном режиме.

Верхним пределом линейного режима для потенциалов коллекторов T_1 и T_2 можно считать $+E = 15 \text{ В}$. Вычислим нижний предел. Максимальное синфазное напряжение на базах T_1 и T_2 есть +5 В. Кроме того, на базе любого из транзисторов T_1 и T_2 может оказаться дополнительное дифференциальное напряжение +50 мВ. Чтобы эти транзисторы сохраняли значения $h_{21э}$, близкие к номинальным, падение напряжения на коллекторном переходе не должно быть меньше 2 В. Следовательно, нижний предел коллекторного напряжения T_1 и T_2 равен 7,05 В.

Определим потенциалы на коллекторах T_1 и T_2 при максимальных и минимальных значениях сигнала. Будем считать каскад сбалансированным, то есть токи I_K в обоих плечах строго равными. Положим, что КОСС достаточно велик, чтобы считать, что синфазный сигнал несущественно влияет на U_{K0} (предположение, которое

потом надо проверить). Коэффициент усиления всего каскада при выбранном $I_K \cong I_3 = 0,1$ мА есть:

$$K_U \cong R_K R_H I_3 / \Phi_0 (2R_K + R_H) = 76,5.$$

Следовательно, коэффициент усиления каждого плеча равен $K \cong K_U / 2 \cong 38,25$. Напряжение на любом коллекторе T_1 или T_2 находится в пределах

$$U_{K0} - KU_{\text{вх дифф}} \cong U_{K0} \pm 1,91 \text{ В.}$$

Максимально возможное напряжение на коллекторах T_1 и T_2 :

$$11,7 \text{ В} + 1,91 \text{ В} = 13,6 \text{ В} < +E = 15 \text{ В},$$

то есть меньше верхнего предела. Минимальное напряжение на коллекторах T_1 и T_2 есть $U_{K0} - 1,91 \text{ В} = 9,79 \text{ В} \geq 7,05 \text{ В}$, то есть выше нижнего предела.

Заметим, что токи $I_K \cong I_3 = 0,1$ мА выбраны на верхнем пределе, а потому имеется «запас» по коэффициенту усиления более 50 %.

Марка транзисторов T_1 или T_2 должна быть выбрана, исходя из значения $h_{213} \geq 100$ при токе эмиттера 0,1 мА. Этому требованию удовлетворяют транзисторы КТ3102Г и Е. Эти транзисторы имеют допустимые напряжения коллектор — эмиттер ≥ 20 В, верхнюю граничную частоту в схеме ОЭ значительно выше 100 кГц и $h_{213} \geq 400$ при $I_{3 \text{ ном}} = 2$ мА.

Для задания эмиттерных токов T_1 и T_2 в каскаде используется схема на транзисторах T_3 и T_4 , подобная токовому зеркалу. Ток коллектора T_4 есть ток смещения T_1 и T_2 :

$$I_{\text{см}} = 2I_{3 \text{ T1 и T2}} = 0,2 \text{ мА.}$$

Нижнее значение синфазного входного сигнала есть -5 В, следовательно, наименьшее напряжение на коллекторе T_4 равно $-5 \text{ В} - U_{\text{БЭ}} \cong -5,7 \text{ В}$. Зададимся напряжением базы T_4 $U_{\text{Б4}}$ существенно ниже коллекторного и, вместе с тем, таким, чтобы R_5 было как можно большего номинала. Вполне разумным значением будет $U_{\text{Б4}} = -10$ В. Ток через резистор R_3 должен быть равен току смещения $I_{\text{см}}$, откуда получаем $R_3 = |U_{\text{Б4}}| / I_{\text{см}} = 50$ кОм. Выбираем ближайший номинал $R_3 = 51$ кОм. Сопротивление резистора R_5 должно быть

$$\begin{aligned} R_5 &= [U_{\text{Б4}} - U_{\text{БЭ}} - (-E)] / I_{\text{см}} = \\ &= (-10 \text{ В} - 0,7 \text{ В} + 15 \text{ В}) / 0,2 \text{ мА} = 21,5 \text{ кОм.} \end{aligned}$$

Выбираем ближайший номинал $R_3 = 22 \text{ кОм}$. Соответственно $R_4 = R_3 = 22 \text{ кОм}$.

При таком выборе R_3 ток смещения как правило окажется на 1—3 % меньше расчетного значения, что приведет к такому же снижению коэффициента усиления. Это несущественно, так как «запас» по коэффициенту усиления более 50 %.

Выходное сопротивление токового зеркала T_3 и T_4 можно оценить по формуле:

$$R_{\text{вых } T4} \cong (r_K + h_{21Э} R_3) / 2.$$

Здесь делитель 2 возникает в силу равенства $R_4 = R_3$. В качестве транзисторов T_3 и T_4 выберем КТ315Б, у которых гарантируется значение r_K не менее 3 МОм и $h_{21Э} \geq 50$. Получим $R_{\text{вых } T4} \geq 2,05 \text{ МОм}$.

Оценим КОСС всего каскада ($R_K = R_1 = R_2$):

$$\begin{aligned} \text{КОСС} &\geq 20 \lg |K_U R_{\text{вых } T4} / R_K| = \\ &= 20 \lg (76,5 \times 2050 \text{ кОм} / 33 \text{ кОм}) \cong 73,5 \text{ дБ}, \end{aligned}$$

что значительно больше заданного значения 60 дБ. Возможное отклонение U_{K0} от номинального значения под действием синфазного сигнала составит менее 0,1 В, что можно считать вполне допустимым.

Суммарный ток, отбираемый каскадом от источника +15 В есть ток $I_{\text{см}}$. От источника -15 В отбирается ток $2I_{\text{см}}$. Мощность, рассеиваемая каскадом, есть $P = 15 \text{ В} \times 0,6 \text{ мА} = 9 \text{ мВт}$. Это намного меньше, чем допустимая мощность рассеяния любого из применяемых компонентов.

В качестве упражнения читателю предлагается самостоятельно проверить, останутся ли параметры каскада в заданных пределах, если:

- 1) все используемые транзисторы будут КТ315Б;
- 2) сопротивления резисторов будут отличаться от номиналов на $\pm 5 \%$ в наиболее неблагоприятную для какого-либо параметра сторону.

П3.3. Эмиттерный повторитель со следящей обратной связью

Исходные данные для расчета: источник питания $E = +5 \pm 0,1 \text{ В}$, входное сопротивление $R_{\text{вх}} \geq 50 \text{ кОм}$, входной сигнал $-1 \text{ В} \leq U_{\text{вх}} \leq 1 \text{ В}$, коэффициент передачи (усиления) по напряжению — не менее $K_U \cong 0,95$ при активной нагрузке $R_{\text{н}} = 3 \text{ кОм}$ и емкости нагрузки

$C_H = 200$ пФ (включая паразитные емкости монтажа и элементов схемы), нижняя граничная частота сигнала $f_{гр.н} = 20$ Гц, верхняя граничная частота сигнала $f_{гр.в} = 1$ МГц. Выходное сопротивление источника входного сигнала пренебрежимо мало. Разрешается использовать резисторы с 5%-ным отклонением от номинала.

Схема эмиттерного повторителя со следящей обратной связью показана на рис. П3.3 (см. разделы 2.2 и 2.5).

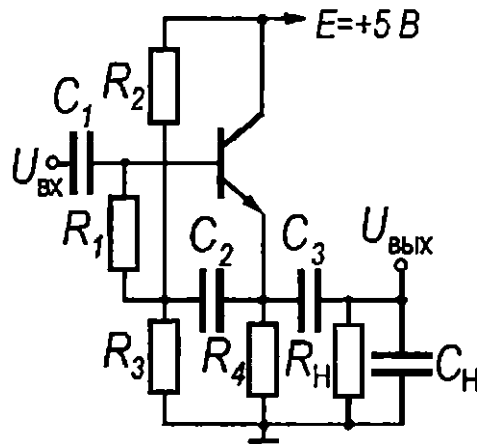


Рис. П3.3. Эмиттерный повторитель со следящей обратной связью

Определим максимально допустимое сопротивление резистора R_4 .

Напряжение покоя на базе транзистора определяется соотношением:

$$U_{Б0} = E - I_{Б0} R_B,$$

где R_B — выходное сопротивление цепи смещения базы, состоящей из R_1 , R_2 и R_3 , по постоянному току:

$$R_B = R_1 + R_2 \parallel R_3.$$

Потенциал базы не должен быть выше потенциала коллектора. Поэтому для напряжения покоя на базе можно принять:

$$U_{Б0} = +E - U_{вх \max} - \max(I_{Б0} R_B).$$

Зададимся величиной $\max(I_{Б0} R_B) = 0,15$ В. Тогда наименьший потенциал эмиттера транзистора есть:

$$\begin{aligned} U_{Э0} &= U_{Б0} - U_{БЭ} = +E - U_{вх \max} - \max(I_{Б0} R_B) - U_{БЭ} = \\ &= 5 \text{ В} - 1 \text{ В} - 0,15 \text{ В} - 0,7 \text{ В} = 3,15 \text{ В}. \end{aligned}$$

Сопротивление резистора R_4 должно быть выбрано из условия пропускания синусоидального сигнала частоты $f_{гр.в}$ с амплитудой 1 В. Так как заведомо $C_3 \gg C_H$, можно считать, что на высоких час-

тотах C_H непосредственно подключена к эмиттеру и, следовательно, во избежание нелинейного искажения такого сигнала должно выполняться условие для тока покоя эмиттера:

$$I_{Э0} \geq f_{гр.в} 2\pi C_H U_{вх макс} = 2\pi(10^6 \text{ Гц})(200 \times 10^{-12} \text{ Ф})(1 \text{ В}) \cong 1,3 \text{ мА}.$$

По понятным причинам округление здесь сделано в большую сторону.

Получаем

$$R_4 = U_{Э0} / I_{Э0} \cong 2,43 \text{ кОм}.$$

Выбираем ближайший меньший номинал для получения «запаса» по $I_{Э0}$: $R_4 = 2,4 \text{ кОм}$. При этом $I_{Э0} = U_{Э0} / R_4 = 1,31 \text{ мА}$.

Положим, что выбран транзистор КТ3102А с $250 \geq h_{21Э} \geq 100$. Тогда максимальное выходное сопротивление повторителя есть ($r_B \cong 50 \text{ Ом}$, $r_Э = \varphi_Э / I_{Э0} \cong 26 \text{ мВ} / 1,31 \text{ мА} \cong 20 \text{ Ом}$):

$$\begin{aligned} R_{вых} &\cong [r_B / (h_{21Э} + 1) + r_Э] \parallel R_4 \cong \\ &\cong (50 \text{ Ом} / 101 + 20 \text{ Ом}) \parallel 2,4 \text{ кОм} \cong 21 \text{ Ом} \end{aligned}$$

и коэффициент передачи (усиления) по напряжению при подключенной нагрузке будет равен:

$$K_U \cong (R_H \parallel R_4) / [r_B / (h_{21Э} + 1) + r_Э + R_H \parallel R_4] \cong 0,98 > 0,95,$$

то есть удовлетворяет условиям задачи.

Минимальное «собственное» входное сопротивление сигналу со стороны базы транзистора при этом составит:

$$R_{вх Т} \cong r_B + (r_Э + R_H \parallel R_4)(h_{21Э} + 1) \cong (R_H \parallel R_4)(h_{21Э} + 1) = 133 \text{ кОм}.$$

Чтобы гарантировать $R_{вх} \geq 50 \text{ кОм}$, необходимо иметь R_B для сигнала не менее, чем

$$R_{Б снгн} = R_{вх Т} 50 \text{ кОм} / (R_{вх Т} - 50 \text{ кОм}) = 80 \text{ кОм}.$$

Предположим, что следящая обратная связь отсутствует, то есть $R_1 = 0$ и $C_2 = 0$, и $R_B = R_2 \parallel R_3$. В этом случае R_B будет одно и то же для сигнала и для режима по постоянному току и, хотя значение $R_{вх Т}$ больше требуемого минимума 50 кОм, обеспечить сохранение режима по постоянному току невозможно. Действительно, максимально возможный ток базы в состоянии покоя есть $I_{Б0} = I_{Э0} / (h_{21Э} + 1) = 13 \text{ мкА}$, где взято минимальное значение $h_{21Э}$. Следовательно, ток базы может сместить потенциал базы на $80 \text{ кОм} \times 13 \text{ мкА} \cong 1 \text{ В} \gg \max(I_{Б0} R_B) = 0,15 \text{ В}$, что явно недопустимо. (Понятно, что на самом деле снижение потенциала базы будет

меньше из-за снижения потенциала, а следовательно, и тока эмиттера, но ситуация все равно неприемлема). Следящая связь позволяет решить проблему, создавая различные сопротивления сигналу и постоянному току.

Рассчитаем допустимое значение R_B при наличии $R_1 \neq 0$ и $C_2 \neq 0$ с точки зрения режима по постоянному току:

$$R_B = R_1 + R_2 \parallel R_3 \cong \max(I_{B0} R_B) / I_{B0} = 0,15 \text{ В} / 13 \text{ мкА} = 11,5 \text{ кОм}.$$

Вычислим сопротивление R_1 , необходимое для получения $R_{вх} \geq 50 \text{ кОм}$ по сигналу.

Падение напряжения сигнала на R_1 при достаточно большой емкости C_2 равно:

$$U_{вх} - U_{вых} = U_{вх}(1 - K_U).$$

Следовательно, ток сигнала через R_1 составит $U_{вх}(1 - K_U) / R_1$ и эффективное значение R_1 по сигналу составит:

$$R_{1 \text{ эфф}} = U_{вх} / [U_{вх}(1 - K_U) / R_1] = R_1 / (1 - K_U).$$

Приравняем $R_{1 \text{ эфф}} = R_{Б \text{ сигн}}$ и из этого уравнения получим:

$$R_1 = (1 - K_U) R_{Б \text{ сигн}} = 0,02 \times 80 \text{ кОм} = 1,6 \text{ кОм}.$$

Выбираем номинал с «запасом» $R_1 = 2 \text{ кОм}$ и получим $R_{1 \text{ эфф}} = 100 \text{ кОм}$.

Вернемся к режиму по постоянному току. Имеем:

$$R_2 \parallel R_3 \cong R_B - R_1 = 9,5 \text{ кОм}.$$

Определим R_2 и R_3 так, чтобы потенциал базы при $I_{B0} = 0$ был равен $E - U_{вх \text{ макс}} = 4 \text{ В}$. Получим $R_2 = 11,9 \text{ кОм}$ и $R_3 = 47,5 \text{ кОм}$. Соответственно, берем номиналы $R_2 = 11 \text{ кОм}$ и $R_3 = 47 \text{ кОм}$. При подключении $C_2 \neq 0$ нагрузка на выходе повторителя изменится. Соответственно изменятся и $R_{вх \text{ Т}}$, и K_U . Проверим, будут ли эти изменения допустимыми. Имеем:

$$K_U \cong (R_H \parallel R_4 \parallel R_2 \parallel R_3) / [r_B / (h_{21Э} + 1) + r_Э + R_H \parallel R_4 \parallel R_2 \parallel R_3] \cong 0,98,$$

$$R_{вх \text{ Т}} \cong r_B + (r_Э + R_H \parallel R_4 \parallel R_2 \parallel R_3)(h_{21Э} + 1) \cong$$

$$\cong 0,05 \text{ кОм} + (r_Э + R_4)(h_{21Э} + 1) = 119 \text{ кОм}.$$

Заметим, что сопротивление R_1 выход повторителя практически не нагружает. Входное сопротивление всей схемы равно

$$R_{вх} \cong R_{вх \text{ Т}} \parallel R_{1 \text{ эфф}} = 54,3 \text{ кОм}.$$

Емкость конденсатора C_1 должна быть выбрана такой, чтобы обеспечивалась передача сигнала частотой $f_{гр.н}$ от источника сигнала на базу транзистора. Постоянная времени перезаряда C_1 есть $T_1 \cong R_{вх} C_1$. Чтобы обеспечить полосу пропускания снизу, должно соблюдаться условие

$$T_1 \geq 1/2\pi f_{гр.н} \cong 8 \text{ мс},$$

откуда

$$C_1 \geq 1/2\pi f_{гр.н} R_{вх} \cong 0,16 \text{ мкФ}.$$

В качестве конденсатора можно использовать керамический или бумажный конденсатор емкостью 0,2 мкФ.

Емкость конденсатора C_3 должна быть выбрана такой, чтобы обеспечивалась передача сигнала с $f_{гр.н}$ с коллектора транзистора на сопротивление нагрузки. Перезаряд этого конденсатора происходит через последовательное соединение $R_{вых}$ и R_H . Так как $R_{вых} \ll R_H$ можно принять, что постоянная времени перезаряда C_3 есть $T_3 \cong R_H C_3$. Понятно, что $T_3 = T_1 = 8 \text{ мс}$, откуда

$$C_3 \geq T_1 / R_H \cong 2,6 \text{ мкФ}.$$

В качестве C_3 лучше всего использовать параллельное соединение электролитического (2 мкФ) и керамического или бумажного конденсаторов емкостью 1 мкФ. Установка только электролитического конденсатора может создать проблемы на высоких частотах.

Постоянная времени T_2 перезаряда C_2 должна удовлетворять условию $T_2 \gg T_1$, чтобы цепь следящей связи заведомо перекрывала диапазон частот, при которых «включается» цепь с T_1 . Примем $T_2 \cong 10 T_1 = 80 \text{ мс}$. Постоянная времени $T_2 = (R_2 \parallel R_3) C_2$, откуда находим $C_2 = T_2 / (R_2 \parallel R_3) = 8,4 \text{ мкФ}$. Выбираем в качестве C_2 электролитический конденсатор емкостью 10 мкФ, шунтированный керамическим конденсатором 0,1 мкФ.

Мощность, рассеиваемая всеми цепями схемы составляет $P \cong 5 \text{ В} \times 1,8 \text{ мА} = 9 \text{ мВт}$. Это намного меньше, чем допустимая мощность рассеяния любого из применяемых компонентов.

В качестве упражнения читателю предлагается:

1) самостоятельно рассчитать параметры аналогичных схем с использованием транзисторов КТ315Б и КТ3102Е;

2) проверить как изменятся параметры схемы при отклонении сопротивлений резисторов от номиналов на $\pm 5\%$ в наиболее неблагоприятную сторону.

Расчет источника постоянного напряжения с простым последовательным линейным стабилизатором

Исходные данные для расчета: напряжение питающей сети переменного тока $220 \text{ В} \pm 10 \% 50 \text{ Гц}$, стабилизированное выходное напряжение $U_{\text{вых}} = +5 \text{ В}$, максимальный ток нагрузки $I_{\text{Н макс}} = 1 \text{ А}$, минимальный ток нагрузки $I_{\text{Н мин}} = 0$, допустимые отклонения выходного напряжения при постоянной температуре $\pm 0,5 \% (\pm 25 \text{ мВ})$, температурный дрейф выходного напряжения не более $\pm 0,2 \% / ^\circ\text{С}$, размах пульсаций выходного напряжения на частоте сети и кратных частотах не более 1 мВ , максимальная температура окружающего воздуха $50 ^\circ\text{С}$ при давлении 750 мм рт. ст. . Разрешается использовать резисторы с 5% -ным отклонением от номинала.

Схема стабилизатора с выпрямительным блоком показана на рис. П4.1 (см. разделы 6.1 и 6.2, а также 1.7).

Краткое описание схемы

Напряжение переменного тока со вторичной обмотки трансформатора сетевого напряжения выпрямляется диодным мостом D_1-D_4 и

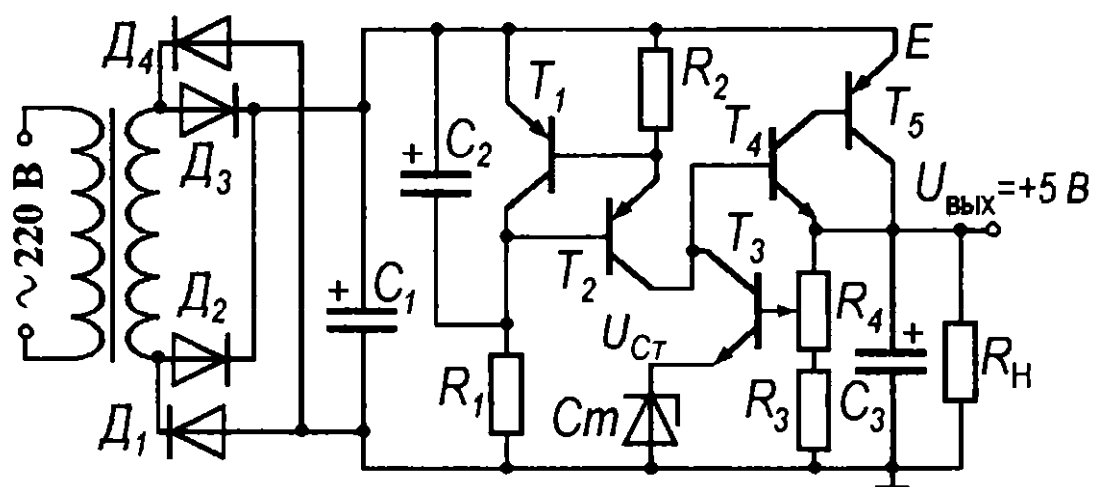


Рис. П4.1. Последовательный линейный стабилизатор напряжения

фильтруется конденсаторным фильтром C_1 . Полученное нестабилизированное напряжение постоянного тока E подается на линейный стабилизатор. Напряжение выхода стабилизатора $U_{\text{вых}}$ делится на регулируемом делителе R_3 и R_4 , служащем для точной установки $U_{\text{вых}}$. Разность между напряжением на выходе делителя (на базе T_3) и напряжением катода стабилитрона $Ст$ $U_{\text{Ст}}$ усиливается транзисторным каскадом с общим эмиттером на T_3 . Коллекторной нагрузкой каскада на T_3 являются источник тока на транзисторе T_2 и входное сопротивление мощного повторителя на T_4 и T_5 . Напряжение выхода повторителя и есть стабилизированное напряжение $U_{\text{вых}}$. Транзисторы T_4 и T_5 образуют составную схему $n-p-n/p-n-p$, которая действует как единый $n-p-n$ транзистор с коэффициентом усиления по току, равным произведению составляющих ее транзисторов $h_{21Э4/5} = h_{21Э4}h_{21Э5}$, и $r_{Э4/5} \cong \varphi_0 / I_{Э5}$. Источник тока на транзисторе T_2 есть выходная часть токового зеркала, образованного T_1 и T_2 вместе с резисторами R_1 и R_2 . Ток через стабилитрон равен эмиттерному току T_3 $I_{Э3}$. Значение потенциала коллекторов T_2 и T_3 $U_{К2/3}$ всегда таково, что напряжение базы T_3 равно $U_{\text{Ст}} + U_{БЭ3}$, причем $U_{БЭ3}$ обеспечивает ток $I_{К3}$, создающий этот потенциал $U_{К2/3}$. При отклонении $U_{\text{Ст}} + U_{БЭ3}$ ток $I_{К3}$ изменится так, что равновесие восстановится. Таким образом в схеме действует глубокая отрицательная обратная связь.

Расчет выпрямителя и фильтра

Для расчета выпрямителя и фильтра необходимо предварительно выбрать и оценить некоторые параметры линейного стабилизатора.

В качестве мощного проходного транзистора T_5 выберем КТ814А, все остальные транзисторы — КТ315Б ($n-p-n$) и КТ361Б ($p-n-p$), но это — предварительный выбор. Если T_4 — КТ315Б, то минимальный коэффициент усиления по току составного транзистора T_4, T_5 составит

$$h_{21Э4/5} = h_{21Э4}h_{21Э5} = 50 \times 40 = 2000.$$

Для сохранения линейного режима работы разность потенциалов $U_{4/5}$ между коллектором и эмиттером T_5 должна удовлетворять условию ($U_{БЭ\text{нас}5}$ — максимально возможное напряжение база—эмиттер транзистора КТ814А при насыщении):

$$U_{4/5} > U_{БЭ4} + U_{БЭ\text{нас}5} = 0,7 \text{ В} + 1,2 \text{ В}.$$

Примем значение $U_{4/5 \text{ мин}} = 2,0 \text{ В}$ в качестве минимально допустимого.

Среднее значение минимального нестабилизированного напряжения на выходе выпрямителя и фильтра следует вычислить с учетом пульсаций выпрямленного напряжения:

$$E_{\min} = U_{\text{вых}} + U_{4/5 \text{ мин}} + U_{\text{пульс}} / 2 = 7,0 \text{ В} + U_{\text{пульс}} / 2,$$

где $U_{\text{пульс}}$ — полный размах пульсаций — их удвоенная амплитуда.

Итак, чтобы определить номинальное значение E , следует учесть остаточные пульсации на выходе диодного моста после конденсатора фильтра C_1 .

Напряжение пульсаций на выходе диодного моста зависит от емкости конденсатора фильтра. Конденсатор фильтра C_1 приходится выбирать из двух противоречивых условий. С одной стороны емкость C_1 должна быть достаточно велика, чтобы обеспечить как можно меньший размах пульсаций $U_{\text{пульс}}$. С другой стороны, слишком большая емкость C_1 может привести к выходу из строя диодов моста при включении напряжения сети. Это может случиться по двум причинам. Во-первых, в момент включения напряжение на C_1 будет нулевым, и ток заряда может оказаться больше допустимого однократного импульсного значения. Во-вторых, конденсатор может не успеть зарядиться до напряжения, близкого к номинальному E , в течение первого периода переменного напряжения после включения (перегрузка диодов должна быть однократной). Используем в качестве выпрямительного моста диодную сборку КЦ410А. Для КЦ410А однократный начальный импульсный бросок тока допускается до 45 А. Амплитуда напряжения на вторичной обмотке при $E_{\min} = 7,2 \text{ В}$ составит около 10 В. Выходное сопротивление трансформатора (потери в обмотках и магнитопроводе) — не менее 0,5 Ом. Таким образом, начальный импульсный бросок тока заведомо ниже 45 А. Чтобы конденсатор C_1 практически зарядился в течение первого после включения периода постоянной времени его заряда должна примерно равняться четверти периода питающей сети, то есть 5 мс. Отсюда получаем $C_1 \cong 5 \text{ мс} / 0,5 \text{ Ом} = 10 \text{ 000 мкФ}$.

При таком выборе C_1 напряжение размаха пульсаций составит ($f_c = 50 \text{ Гц}$):

$$U_{\text{пульс}} = I_{\text{Н макс}} / 2f_c C_1 = 1 \text{ В}.$$

Номинальное значение выпрямленного напряжения E вычислим, приняв во внимание возможное отклонение питающей сети в меньшую сторону на 10 % и падение напряжения на диодах моста ($\cong 1,2 \text{ В}$):

$$E_{\min} = 7,0 \text{ В} + U_{\text{пульс}} / 2 = 7,5 \text{ В},$$

$$E \geq E_{\min} / 0,88 = 8,5 \text{ В}.$$

Здесь введен «запас», учитывающий, что вследствие падения напряжения на диодах моста относительные изменения E больше изменений сетевого напряжения и составят примерно $\pm 12\%$. Примем за номинальное значение $E = 9$ В, тогда соответственно

$$E_{\text{мин}} = 7,9 \text{ В.}$$

Пиковое значение напряжения на выходе выпрямительного моста при номинальном напряжении сети составит $E + U_{\text{пульс}} / 2$. Падение напряжения на диодах моста не превышает 1,2 В, следовательно, номинальное амплитудное значение напряжения на выходе трансформатора должно быть $E + U_{\text{пульс}} / 2 + 1,2 \text{ В} = 10,7 \text{ В}$. Номинальное эффективное напряжение переменного тока на вторичной обмотке трансформатора должно быть $10,7 \text{ В} \times 0,707 \approx 7,6 \text{ В}$. Порядок расчета трансформатора подробно рассмотрен в главе 6 (раздел 6.1).

Предварительный расчет стабилизатора

Если не принимать во внимание температурный дрейф элементов, основными источниками нестабильности напряжения $U_{\text{вых}}$ являются изменения тока нагрузки (или, иначе говоря, $R_{\text{Н}}$) и изменения напряжения сети, пропорционально меняющие E .

Изменения напряжения $U_{\text{вых}}$ под действием изменений тока нагрузки зависят от двух факторов: во-первых, от выходного сопротивления повторителя на T_4 и T_5 , во-вторых от влияния изменения нагрузки на режим стабилитрона.

Рассмотрим влияние выходного сопротивления повторителя. Если бы в схеме не было обратной связи, то напряжение с базы T_4 передавалось на выход повторителя с коэффициентом передачи:

$$K_{U4/5} \approx R_{\text{Н}} / (R_{\text{вых4/5}} + R_{\text{Н}}),$$

где $R_{\text{вых4/5}}$ — выходное сопротивление повторителя. Коэффициент усиления каскада ОЭ на транзисторе T_3 есть:

$$K_{U3} \approx [R_{\text{вх4/5}} R_{\text{вых2}} / (R_{\text{вх4/5}} + R_{\text{вых2}})] / [r_{\text{СТ}} + r_{\text{Э3}} + r_{\text{Б3}} / (h_{21\text{Э3}} + 1)],$$

где $R_{\text{вх4/5}}$ — входное сопротивление повторителя на T_4 и T_5 , $R_{\text{вых2}}$ — выходное сопротивление источника тока на T_2 , $r_{\text{СТ}}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона и $r_{\text{Э3}}$ — дифференциальное сопротивление эмиттера T_3 . Учитывая, что

$$R_{\text{вх4/5}} \approx h_{21\text{Э4/5}}(R_{\text{вых4/5}} + R_{\text{Н}}),$$

и $R_{\text{вых4/5}} \ll R_{\text{Н}}$, получим оценку полного коэффициента усиления от базы T_3 до выхода повторителя:

$$K_{\text{У}} = K_{U4/5} K_{U3} \approx h_{21\text{Э4/5}} R_{\text{Н}} / [r_{\text{СТ}} + r_{\text{Э3}} + r_{\text{Б3}} / (h_{21\text{Э3}} + 1)].$$

Заметим, что при подсчете $R_{\text{вых}4/5}$ не следует принимать во внимание внешнее сопротивление в цепи базы T_4 , так как его влияние уже учтено в формуле для K_{U3} . Поэтому:

$$R_{\text{вых}4/5} = [r_{Б4} / (h_{21Э4} + 1) + \varphi_0 / I_{Э4} + r_{Б5}] / (h_{21Э5} + 1) + \varphi_0 / I_{Э5},$$

где числа в индексах указывают на принадлежность параметра транзистору.

Примем во внимание, что $I_{Э4} = I_{Э5} / (h_{21Э5} + 1)$, $I_{Э5} = I_H$, $R_H = U_{\text{вых}} / I_H$, и рассмотрим наихудший случай, когда $h_{21Э4}$ и $h_{21Э5}$ минимальны, а $I_H = I_{H \text{ макс.}}$. Подстановка численных значений $r_{Б4} = 50 \text{ Ом}$, $h_{21Э4} = 50$, $r_{Б5} = 5 \text{ Ом}$ и $I_{H \text{ макс.}} = 1 \text{ А}$ показывает, что $R_{\text{вых}4/5} \leq 0,2 \text{ Ом}$. Таким образом, $R_{\text{вых}4/5} \ll R_H$ и можно принять несколько заниженную оценку

$$K_U \cong h_{21Э4/5} R_H / [r_{Ст} + r_{Э3} + r_{Б3} / (h_{21Э3} + 1)].$$

Опорным или эталонным напряжением в схеме служит сумма напряжения пробоя (стабилизации) стабилитрона $Ст$ и напряжения между базой и эмиттером T_3 . Следовательно, стабилитрон $Ст$ должен иметь напряжение стабилизации как можно ближе к $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$, но при этом необходимо выполнять условие $U_{Б3} = U_{Ст} + U_{БЭ3} \leq 5 \text{ В}$. Выбираем стабилитрон КС139Г, тогда максимально возможное значение $U_{Ст} = 4,3 \text{ В}$ и максимум $U_{Ст} + U_{БЭ3} = 5 \text{ В}$. Минимальное значение $U_{Ст} = 3,5 \text{ В}$ и при этом $U_{Б3} = U_{Ст} + U_{БЭ3} = 4,2 \text{ В}$. Таким образом, напряжение на базе T_3 может меняться в пределах от 4,2 В до 5 В. Выбираем в качестве R_4 потенциометр с номинальным сопротивлением 100 Ом. Соответственно сопротивление резистора $R_3 = 510 \text{ Ом}$. При таком выборе пределы регулировки будут перекрыты даже при наиболее неблагоприятном сочетании отклонений R_3 и R_4 от номинальных значений. Для КС139Г максимальное значение дифференциального сопротивления есть $r'_{Ст} = 150 \text{ Ом}$. Зададимся током стабилитрона и эмиттера T_3 $I_{Э3} \cong 10 \text{ мА}$, равным удвоенному паспортному току стабилизации. Теперь можно вычислить:

$$\begin{aligned} K_U &\cong h_{21Э4/5} R_H / [r_{Ст} + r_{Э3} + r_{Б3} / (h_{21Э3} + 1)] = \\ &= 2000 \times 5 \text{ Ом} / (150 \text{ Ом} + 3 \text{ Ом} + 1 \text{ Ом}) = 65. \end{aligned}$$

Минимальный коэффициент передачи делителя β на R_3 и R_4 есть отношение минимального значения $U_{Б3}$ к максимальному, то есть $\beta = 4,2 \text{ В} / 5 \text{ В} = 0,84$. Этот коэффициент есть не что иное как коэффициент передачи цепи обратной связи по напряжению, охватывающей каскад на T_3 вместе с повторителем T_4 и T_5 . Имеем:

$$R_{\text{вых}4/5 \text{ о.с.}} = R_{\text{вых}4/5} / (1 + \beta K_U) = 0,2 \text{ Ом} / (1 + 0,84 \times 64) = 0,0036 \text{ Ом}.$$

При изменении тока нагрузки от 0 до 1 А напряжение на выходе стабилизатора изменится не более, чем на $\Delta U_{\text{вых1}} = 3,6$ мВ, то есть менее чем на 0,1 %. Заметим, что при малых токах нагрузки возрастет и $R_{\text{вых4/5}}$, однако в той же пропорции возрастет и K_U , а потому этот результат практически не изменится.

Таким образом, влияние выходного сопротивления оказывается много меньше допустимого.

Рассмотрим влияние изменений тока нагрузки на режим стабилитрона. Через точку соединения коллекторов T_2 и T_3 и базы T_4 протекают три тока I_{K2} , I_{K3} и I_{B4} :

$$I_{K3} = I_{K2} - I_{B4}.$$

Ток $I_{K3} \cong I_{Э3}$ — это как раз ток, протекающий через стабилитрон, и его изменения влияют на напряжение стабилизации. Когда нагрузки нет, I_{B4} мал, и имеет место приблизительное равенство $I_{Э3} = I_{K2}$. При максимальной нагрузке ток $I_{Э3} \cong I_{K2} - I_{B4 \text{ макс}}$. Максимальный ток базы T_4 составляет:

$$I_{B4 \text{ макс}} \cong I_{H \text{ макс}} / (1 + h_{21Э4/5}) = 0,5 \text{ мА},$$

и ток стабилизации уменьшится на 0,5 мА, что вызовет снижение $U_{BЭ3}$ и падения напряжения на стабилитроне на

$$\begin{aligned} \Delta U &= I_{B4 \text{ макс}} [r_{Ст} + r_{Э3} + r_{Б3} / (h_{21Э3} + 1)] \cong I_{B4 \text{ макс}} r_{Ст} = \\ &= 0,5 \text{ мА} \times 150 \text{ Ом} = 75 \text{ мВ}. \end{aligned}$$

Это означает, что при изменении нагрузки от нуля до максимума произойдет спад $U_{\text{вых}}$ на величину (напомним, что β — коэффициент передачи делителя):

$$\Delta U_{\text{вых2}} = \Delta U / \beta,$$

и в наихудшем случае получим $\Delta U_{\text{вых2}} = 75 \text{ мВ} / 0,84 \cong 90 \text{ мВ}$, что значительно выше, чем предельно допускаемое значение. Наиболее простой способ решить эту проблему — использовать в качестве T_4 транзистор с большим $h_{21Э}$. Применив КТ3102Г с $h_{21Э} \geq 400$, получим $h_{21Э4/5} \geq 16\,000$ и $I_{B4 \text{ макс}} \cong 0,067 \text{ мА}$ и $\Delta U_{\text{вых2}} \leq 12 \text{ мВ}$, что существенно меньше допустимого значения. Одновременно снизится и нестабильность по нагрузке. Пересчет приводит к значениям $K_U = 520$ и $R_{\text{вых4/5 о.с.}} \cong 0,0005 \text{ Ом}$. Соответственно при изменении тока нагрузки от 0 до 1 А напряжение на выходе стабилизатора изменится максимум на $\Delta U_{\text{вых1}} = 0,5 \text{ мВ}$, то есть примерно на 0,01 %.

Расчет источника стабильного тока и поверочный расчет параметров стабилизации

Из проделанного расчета видно, что стабильность $U_{\text{вых}}$ напрямую зависит от стабильности тока $I_{\text{ЭЗ}} \cong I_{\text{К2}}$. Когда выпрямленное напряжение меняется в пределах $E \pm 12\% = 9 \text{ В} \pm 1,1 \text{ В}$, падение напряжения U_{R1} на сопротивлении R_1 , от которого зависит ток $I_{\text{ЭЗ}} \cong I_{\text{К2}}$, меняется от $7,9 \text{ В} - (U_{\text{БЭ1}} + U_{\text{БЭ2}}) \cong 6,5 \text{ В}$ до $10,1 \text{ В} - (U_{\text{БЭ1}} + U_{\text{БЭ2}}) \cong 8,7 \text{ В}$, то есть на $\pm 14,5\%$. На это напряжение накладываются пульсации с амплитудой $U_{\text{пульс}} / 2 = 0,5 \text{ В}$.

Рассмотрим отдельно нестабильность $U_{\text{вых}}$, вносимую нестабильностью сети, и пульсации $U_{\text{вых}}$, создаваемые пульсациями напряжения выпрямителя.

Минимальное падение напряжения между шиной E и коллектором T_2 составляет:

$$E_{\text{мин}} - U_{\text{пульс}} / 2 - U_{\text{БЭ4}} - U_{\text{вых}} = 7,9 \text{ В} - 0,5 \text{ В} - 0,7 \text{ В} - 5 \text{ В} = 1,7 \text{ В}.$$

Падение напряжения между шиной E и коллектором T_1 (базой T_2) составляет примерно $(U_{\text{БЭ1}} + U_{\text{БЭ2}}) = 1,4 \text{ В} \cong 2U_{\text{БЭ1}}$, а потому при номинальном E падение напряжения на R_1 равно $7,6 \text{ В}$. Положим токи в обоих плечах токового зеркала T_1 и T_2 равными. Выше было принято номинальное значение $I_{\text{ЭЗ}} \cong I_{\text{К2}} = 10 \text{ мА}$, ток базы T_2 в среднем близок к $0,1 \text{ мА}$, откуда $R_1 = 7,6 \text{ В} / 10,1 \text{ мА} = 750 \text{ Ом}$. Берем номинал $R_1 = 750 \text{ Ом}$.

Падение напряжения на R_2 есть $U_{\text{БЭ1}}$, а ток через него $\cong I_{\text{К2}} = 10 \text{ мА}$, откуда получаем номинальное значение $R_2 = U_{\text{БЭ}} / I_{\text{К2}} \cong \cong 68 \text{ Ом}$.

При отклонениях E в пределах $\pm 12\%$ падение напряжения на R_1 меняется как было показано на $\delta = \pm 14,5\%$. В этих же пределах будет меняться ток через R_1 и эмиттерный ток T_1 $I_{\text{Э1}}$: $\Delta I_{\text{Э1}} = \delta I_{\text{Э1}}$. Напряжение база—эмиттер T_1 при этом будет меняться на

$$\Delta U_{\text{БЭ1}} \cong r_{\text{ЭЗ}} \Delta I_{\text{Э1}} \cong \varphi_{\text{Э}} \Delta I_{\text{Э1}} / I_{\text{Э1}} = \delta \varphi_{\text{Э}}.$$

Изменения тока $I_{\text{ЭЗ}}$ составят:

$$\Delta I_{\text{ЭЗ}} \cong \Delta I_{\text{К2}} \cong \Delta I_{\text{Э2}} = \Delta U_{\text{БЭ1}} / R_2 = \delta \varphi_{\text{Э}} / R_2,$$

откуда получим величину отклонений $U_{\text{БЭЗ}}$ и падения напряжения на стабилитроне:

$$\begin{aligned} \Delta U &= \Delta I_{\text{ЭЗ}} r_{\text{СТ}} \cong \delta \varphi_{\text{Э}} r_{\text{СТ}} / R_2 = \\ &= 826 \text{ мВ} \times 150 \text{ Ом} / 68 \text{ Ом} = \pm 8,3 \text{ мВ}. \end{aligned}$$

Соответствующие отклонения $U_{\text{вых}}$ равны:

$$\Delta U_{\text{вых3}} = \Delta U / \beta \cong \pm 10 \text{ мВ.}$$

Сумма всех погрешностей стабилизации от нагрузки и сети по абсолютной величине не превосходит

$$\Delta U_{\text{вых}} = |\Delta U_{\text{вых1}}| + |\Delta U_{\text{вых2}}| + |\Delta U_{\text{вых3}}| = 22,5 \text{ мВ,}$$

что меньше допустимого значения 25 мВ.

Напряжение пульсаций $U_{\text{пульс}}$ «проникает» на выход стабилизатора двумя путями: во-первых, за счет пульсаций токов в резисторах R_1 и R_2 и, во-вторых, непосредственно на выход стабилизатора через проходной транзистор T_5 .

Нетрудно заметить, что предыдущие рассуждения могут быть использованы и для оценки пульсаций $U_{\text{вых}}$ за счет пульсаций токов в резисторах R_1 и R_2 , и их размах составит при $C_2 = 0$ около 15 мВ, что неприемлемо. Пульсации тока в резисторе R_1 не будут играть роли, если установить конденсатор C_2 достаточной емкости. Тем самым устранятся пульсации напряжения между базой T_2 и шиной E , а потому и пульсации тока в R_2 .

Замечание. Распространенная ошибка: пытаюсь снизить пульсации $U_{\text{вых}}$, конденсатор C_2 включают параллельно R_1 . Результат — пульсаций тока в R_1 нет, но пульсации в R_2 усиливаются и соответственно усиливаются пульсации токов $I_{\text{Э2}} \cong I_{\text{К2}} \cong I_{\text{Э3}}$.

Конденсатор C_2 перезаряжается через параллельное соединение R_1 и входного сопротивления T_2 со стороны базы $(r_{\text{Э2}} + R_2)(h_{21\text{Э2}} + 1) + r_{\text{Б2}}$ (сопротивлением коллектора T_1 можно пренебречь — оно очень велико). Это утверждение справедливо, если $C_1 \gg C_2$. Чтобы обеспечить фильтрацию пульсаций в N раз, емкость C_2 должна быть выбрана из соотношения:

$$C_2 \geq N / 4\pi f_c \{R_1 \parallel [(r_{\text{Э2}} + R_2)(h_{21\text{Э2}} + 1) + r_{\text{Б2}}]\}.$$

Задавшись $N = 100$, получим для минимального значения $h_{21\text{Э2}} = 50$ $C_2 = 260$ мкФ. Выбираем $C_2 = 300$ мкФ (это — ближайший больший стандартный номинал для электролитических конденсаторов). При таком выборе C_2 остаточные пульсации $U_{\text{вых}}$ вследствие пульсаций тока через R_2 составят $< 15 \text{ мВ} / 100 = 0,15 \text{ мВ}$, что вполне приемлемо.

Оценим прямое проникновение пульсаций через T_5 . По отношению к пульсациям на шине E транзистор T_5 включен по схеме ОБ. Со стороны коллектора этот каскад нагружен на $R_{\text{вых4/5 о.с.}}$. В базе T_5 последовательно включено динамическое сопротивление

коллектора T_4 $r_{K4} \cong 2$ МОм. Следовательно, коэффициент усиления (передачи) напряжения пульсаций через T_5 на выход стабилизатора есть

$$K_{\text{пульс}} \cong R_{\text{вых}4/5 \text{ о.с.}} / [r_{Э2} + (r_{K4} + r_{Б5}) / (h_{21Э5} + 1)] \cong \\ \cong 0,0005 \text{ Ом} / 50 \text{ кОм} = 10^{-8},$$

то есть напряжение пульсаций на выходе стабилизатора от прямого их проникновения через T_5 имеет пренебрежимо малое значение.

Оценка температурной неустойчивости $U_{\text{вых}}$

Температурная неустойчивость $U_{\text{вых}}$ может вызываться неустойчивостью тока I_{K2} , температурным дрейфом напряжения $U_{БЭ3}$ и напряжения пробоя стабилитрона $U_{СТ}$. Дрейф I_{K2} , в свою очередь, вызывается дрейфом $U_{БЭ1}$. Типичное значение дрейфа $U_{БЭ}$ кремниевого транзистора составляет (Θ — температура): $\partial U_{БЭ} / \partial \Theta \cong -2$ мВ/К.

Типичное значение дрейфа напряжения стабилизации стабилитронов с $U_{СТ} \cong 4$ В близко к нулю и при токах стабилизации, превышающих номинальное значение 5 мА, составляет ± 2 мВ/К. В техническом паспорте КС139Г температурный дрейф $U_{СТ}$ не оговаривается.

Температурный дрейф $U_{\text{вых}}$ в целом можно оценить по формуле:

$$\partial U_{\text{вых}} / \partial \Theta \cong [(\partial U_{БЭ1} / \partial \Theta) r_{СТ} / R_2 + \partial U_{БЭ2} / \partial \Theta + \partial U_{СТ} / \partial \Theta] / \beta \cong \\ \cong [(\partial U_{БЭ1} / \partial \Theta)(r_{СТ} / R_2 + 1) + \partial U_{СТ} / \partial \Theta] / \beta.$$

После подстановки численных значений получаем, что в наилучшем случае

$$\partial U_{\text{вых}} / \partial \Theta \cong -10 \text{ мВ/К},$$

что соответствует заданному значению.

Замечание. Именно проблема температурной стабильности при более жестких требованиях может оказаться самой трудной и потребовать для своего решения радикального усложнения схемы.

Обеспечение динамической устойчивости: выбор C_3

Конденсатор C_3 выполняет две функции. Во-первых, он задает спад усиления по напряжению в петле обратной связи, обеспечивая устойчивость. Во-вторых, он обеспечивает монотонность переходных процессов при скачках тока нагрузки или напряжения сети.

Исходя из этих требований, емкость C_3 рассчитывается так, чтобы при максимальном петлевом усилении βK_U на нулевой частоте наклон логарифмической амплитудно-частотной характеристики был -20 дБ/дек. и фазовое запаздывание в пределах $\pi/6$ вплоть до частоты среза $\omega_{ср}$, выше которой петлевое усиление становится меньше единицы. Максимальным βK_U будет при отсутствии нагрузки и $\beta = 1$. Именно для этого, наихудшего случая и проведем расчет. В этой ситуации нагрузкой каскада на T_3 является параллельное соединение дифференциальных сопротивлений коллекторов T_2 и T_3 . Для транзисторов КТ315Б и КТ361Б $r_k \cong 3$ МОм. Максимальное значение петлевого усиления есть:

$$K_{U \text{ макс}} \cong r_k / 2r_{сг} \cong 5000.$$

Частота, на которой начинается спад петлевого усиления при $C_3 = 0$, зависит от многих факторов, которые начинают действовать на близких частотах. Важнейшим из этих факторов является спад $h_{21\Omega 5}$ на высоких частотах. Граничная частота $f_{\Omega 5}$ транзистора КТ814А есть 3 МГц, что соответствует $\omega_{\Omega 5} \cong 2 \times 10^7$ рад/с. Фазовое запаздывание на этой частоте достигает $\pi/3$. Следовательно, C_3 должна быть выбрана такой, чтобы спад петлевого усиления начинался с сопрягающей частоты, не большей, чем $\omega = \omega_{\Omega 5} / K_{U \text{ макс}} = 4 \times 10^3$ рад/с. Чтобы уменьшить фазовый сдвиг на сопрягающей частоте примерно вдвое, выберем сопрягающую частоту $\omega_c = 2 \times 10^3$ рад/с.

Эквивалентная емкостная нагрузка, создаваемая C_3 в коллекторе T_3 , есть $C_3 / h_{21\Omega 4/5}$. Перезаряд этой емкости происходит через параллельное соединение дифференциальных сопротивлений коллекторов T_2 и T_3 . Поэтому емкость C_3 можно выбрать из соотношения

$$C_3 \cong 2h_{21\Omega 4/5} / \omega_c r_{k3},$$

где $h_{21\Omega 4/5}$ должно быть взято максимально возможное, то есть $h_{21\Omega 4/5} = 10^5$.

Получим $C_3 \cong 700$ мкФ и возьмем ближайшее большее стандартное для электролитических конденсаторов значение $C_3 \cong 1000$ мкФ. Этот конденсатор необходимо шунтировать высокочастотным бумажным или керамическим конденсатором 0,5 или 1 мкФ.

Рассеиваемая мощность и расчет теплоотвода

Мощность, рассеиваемая всеми элементами схемы, кроме транзисторов T_4 и T_5 значительно ниже предельно допустимой. Это относится и к другим параметрам — максимальному току и напряжениям.

Мощность, рассеиваемая транзисторами T_4 и T_5 максимальна, когда одновременно максимальны ток нагрузки (1 А) и напряжение сети. При этом $E = E_{\text{макс}} = 10,5$ В и падение напряжения на T_5 равно $E_{\text{макс}} - U_{\text{вых}} = 5,1$ В.

Ток через транзистор T_4 при максимальной нагрузке на стабилизатор и минимальном $h_{21Э5} = 40$ равен $1 \text{ А} / 40 = 25$ мА. Это меньше предельно допустимого значения. Падение напряжения на транзисторе T_4 в этом режиме $5,1 \text{ В} - U_{БЭ5} \cong 4,5 \text{ В}$, где взято минимально возможное значение $U_{БЭ5}$. Рассеиваемая T_4 мощность составит $P_{T4} = 112,5$ мВт, что существенно меньше предельно допустимой, но сопоставимо с ней.

Мощность, рассеиваемая T_5 в указанном критическом режиме, $P_{T5} = 5,1$ Вт. Это значительно больше мощности 1 Вт, которую транзистор КТ814А может рассеивать без дополнительного теплоотводящего радиатора.

Тепловое сопротивление кристалл—корпус КТ814А $R_{\Theta_{Кр-К}} = 10$ °С/Вт, максимальная температура кристалла $\Theta_{Кр \text{ макс}} = 125$ °С. Максимальная температура среды $\Theta_{\text{ср макс}} = 50$ °С. Тепловое сопротивление корпус—радиатор $R_{\Theta_{К-Р}} \cong 0,5$ °С/Вт. Необходимое тепловое сопротивление радиатор—воздух $R_{\Theta_{Р-С}}$ (при нормальном давлении) найдем из уравнения:

$$P_{T5} = (\Theta_{Кр \text{ макс}} - \Theta_{\text{ср макс}}) / (R_{\Theta_{Кр-К}} + R_{\Theta_{К-Р}} + R_{\Theta_{Р-С}}).$$

Получим $R_{\Theta_{Р-С}} = 4,2$ °С/Вт.

Удельная рассеиваемая мощность радиаторов составляет от 1 до 1,5 мВт/°С см² в зависимости от температуры воздуха. Для $\Theta_{\text{ср макс}} = 50$ °С примем 0,0013 Вт/°С см². Площадь радиатора будет равна:

$$S [\text{см}^2] = 1 / (0,0013 \text{ Вт/°С см}^2) R_{\Theta_{Р-С}} = 184 \text{ см}^2.$$

Размеры такого радиатора — примерно 40 мм × 40 мм × 60 мм, если он содержит 10 ребер — пластин, расположенных с шагом 6 мм. Если в качестве T_5 использовать более мощный транзистор, например, КТ837С, то размеры радиатора могут быть существенно уменьшены.

В качестве упражнений читателю предлагается:

- 1) рассчитать аналогичный источник питания с выходным током нагрузки 3 А, используя в качестве T_5 транзистор КТ837С;
- 2) предложить изменения и усовершенствования схемы для улучшения ее температурной стабильности.

Примеры расчета функциональных блоков и узлов

П5.1. Мультивибраторы

П5.1.1. Симметричный автоколебательный мультивибратор на биполярных транзисторах

Исходные данные для расчета: напряжение питания $E = 5 \text{ В} \pm 10 \%$, частота колебаний $f = 10 \text{ кГц} \pm 10 \%$, скважность выходного сигнала $2 \pm 0,2$, нагрузкой можно пренебречь, длительность положительного фронта по уровню 0,9 от максимума не более $10 \pm 1 \text{ мкс}$. Разрешается использовать резисторы и конденсаторы с 5%-ным отклонением от номинала.

Схема мультивибратора показана на рис. П5.1.

Описание работы схемы см. в разделе 3.8.

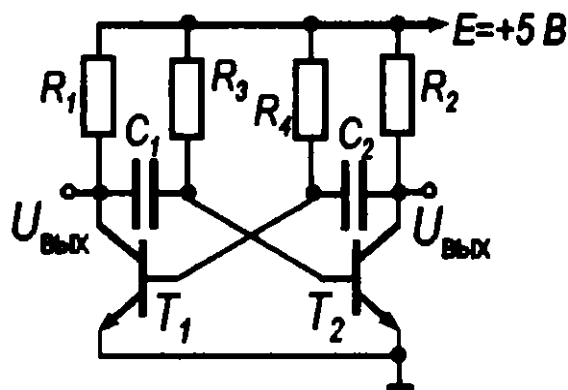


Рис. П5.1. Автоколебательный мультивибратор на биполярных транзисторах

Положим сначала $R_1 = R_2 = R_K$, $R_3 = R_4 = R_B$, $C_1 = C_2 = C$ и проведем расчет для идеально симметричной схемы, а потом оценим влияние асимметрии от разброса параметров элементов.

Определяем постоянную времени $T_B = R_B C$, от которой зависит частота колебаний из уравнения (T — период колебаний):

$$1/f = T = 2T_B \ln 2.$$

$$\text{Получим } T_B = 100 \text{ мкс} / 2 \ln 2 = 72,15 \text{ мкс}.$$

Положим, что транзисторы T_1 и T_2 — КТ315А или Б. Частота автоколебаний много меньше предельной частоты КТ315Б, и частотные свойства транзисторов можно не учитывать. Ограничения в схеме будут обусловлены прежде всего обратным током запертого эмиттерного перехода $I_{ЭБ0} \leq 30$ мкА. В указанном диапазоне этот ток может быть любым, а потому ток разряда конденсаторов через резисторы R_B должен многократно превосходить $I_{ЭБ0}$ в момент переключения схемы, когда напряжение на базе $\cong -E$, и перепад напряжения на R_B равен примерно $2E$. Положим этот ток равным $10I_{ЭБ0}$, тогда $R_B = 2E / 10I_{ЭБ0} = 33$ кОм, что соответствует имеющемуся номиналу. Емкость конденсаторов равна $C = T_B / R_B = 2,19$ нФ. Выбираем номинальное значение $C = 2,2$ нФ.

Сопротивления R_K определяем из ограничения на длительность положительного фронта на выходе схемы. Этот фронт описывается уравнением для $U_{\text{вых}}(t)$, причем $t = 0$ соответствует началу фронта — моменту переключения схемы:

$$U_{\text{вых}}(t) = E[1 - \exp(-t / R_K C)].$$

Подставив сюда $U_{\text{вых}}(t) = 0,9E$ и $t = 10$ мкс, получаем уравнение для R_K :

$$1 - \exp(-t / R_K C) = 0,9 \text{ или } R_K = 10 \text{ мкс} / (2,2 \text{ нФ} \ln 10) = 1,97 \text{ кОм}.$$

Берем $R_K = 2$ кОм.

Ток коллектора насыщенного транзистора есть $I_K \cong E / R_K = 2,5$ мА, а ток его базы равен $I_B \cong (E - U_{БЭ}) / R_B = (5 \text{ В} - 0,7 \text{ В}) / 33 \text{ кОм} = 0,13$ мА. Отношение $I_K / I_B = 19,2$, что заведомо меньше $h_{21Э}$ транзисторов КТ315А и Б и гарантирует насыщение. Выбираем тип с меньшим $h_{21Э}$ КТ315А, так как избыточно глубокое насыщение не требуется и может даже быть вредным («засыпание» схемы при включении).

Рассмотрим влияние разброса параметров элементов схемы на ее характеристики. При одновременном отклонении сопротивления и емкости в большую или меньшую сторону на 5 % постоянная времени меняется на 10 %. Положим, например, что $R_3 C_1$ меньше расчетного значения на 10 %, $R_3 C_1$ — больше на 10 %. Нетрудно видеть, что период колебаний и их частота не изменятся, но скважность импульсов составит 1,82 или 2,22 в зависимости от точки выхода. Если обе постоянных времени отклоняются на 10 % в одну и ту же сторону, то период колебаний и частота изменятся также на 10 %. Точно также 5%-ные отклонения R_1 и R_2 вместе с 5%-ными отклонениями емкостей конденсаторов дадут отклонения длительностей

положительных фронтов на $\pm 10\%$. Колебания напряжения питания E практически на частоту, скважность и длительность фронтов не влияют. Это видно из того, что в окончательные формулы для этих величин E не входит.

Читателю предлагается самостоятельно проверить:

3) в каких пределах будут лежать частота и скважность колебаний, если допуск на конденсаторы и резисторы будет равен $\pm 10\%$;

4) можно ли гарантировать работоспособность данной схемы, если допуск на сопротивления резисторов $\pm 20\%$.

П5.1.2. Ждущий мультивибратор (одновибратор) на основе компаратора LM111

Исходные данные для расчета: напряжения питания $E_1 = +15\text{ В} \pm 1\%$, $E_2 = -15\text{ В} \pm 1\%$, $E = +5\text{ В} \pm 1\%$, запуск от положительного фронта ТТЛ-совместимых логических схем, длительность выходного сигнала «1» $t_{\text{вых}} = 10\text{ мкс} \pm 20\%$, минимальное время между запусками не более 1 мкс, повторный запуск при выходном сигнале «1» не воспринимается и не влияет на длительность выходного сигнала, нагрузка — вход ТТЛ-совместимой логической схемы. Разрешается использовать резисторы и конденсаторы с 5%-ным отклонением от номинала.

Схема мультивибратора показана на рис. П5.2, а.

Принципы работы компараторов — см. раздел 3.7. Описание работы одновибраторов — см. раздел 3.10. Технические характеристики LM111 см. в Приложении 2.

Выходной каскад компаратора представляет собой ключевой каскад на n - p - n транзисторе с заземленным эмиттером и открытым (не присоединенным) коллектором. В исходном стабильном состоянии потенциал на выходе компаратора равен напряжению насыщения между коллектором и эмиттером выходного транзистора $U_{\text{КЭнас}} \cong 0,3\text{ В}$, которое соответствует логическому «0». Напряжение на конденсаторе C_1 равно сумме $U_{\text{КЭнас}}$ и падения напряжения на прямосмещенном диоде D_2 :

$$U_0 = U_{\text{КЭнас}} + U_{D2} \cong 0,3\text{ В} + 0,7\text{ В} \cong 1,0\text{ В}.$$

Так как потенциал входа «+» компаратора заведомо ниже этого напряжения, то выход удерживается в состоянии логического «0». При запуске схемы положительным перепадом (фронтом) на входе «Запуск» потенциал входа «+» становится выше 1 В, на выходе появляется потенциал логической «1». Этот потенциал практически полностью передается на вход «+» компаратора. Диод D_2 закрывается,

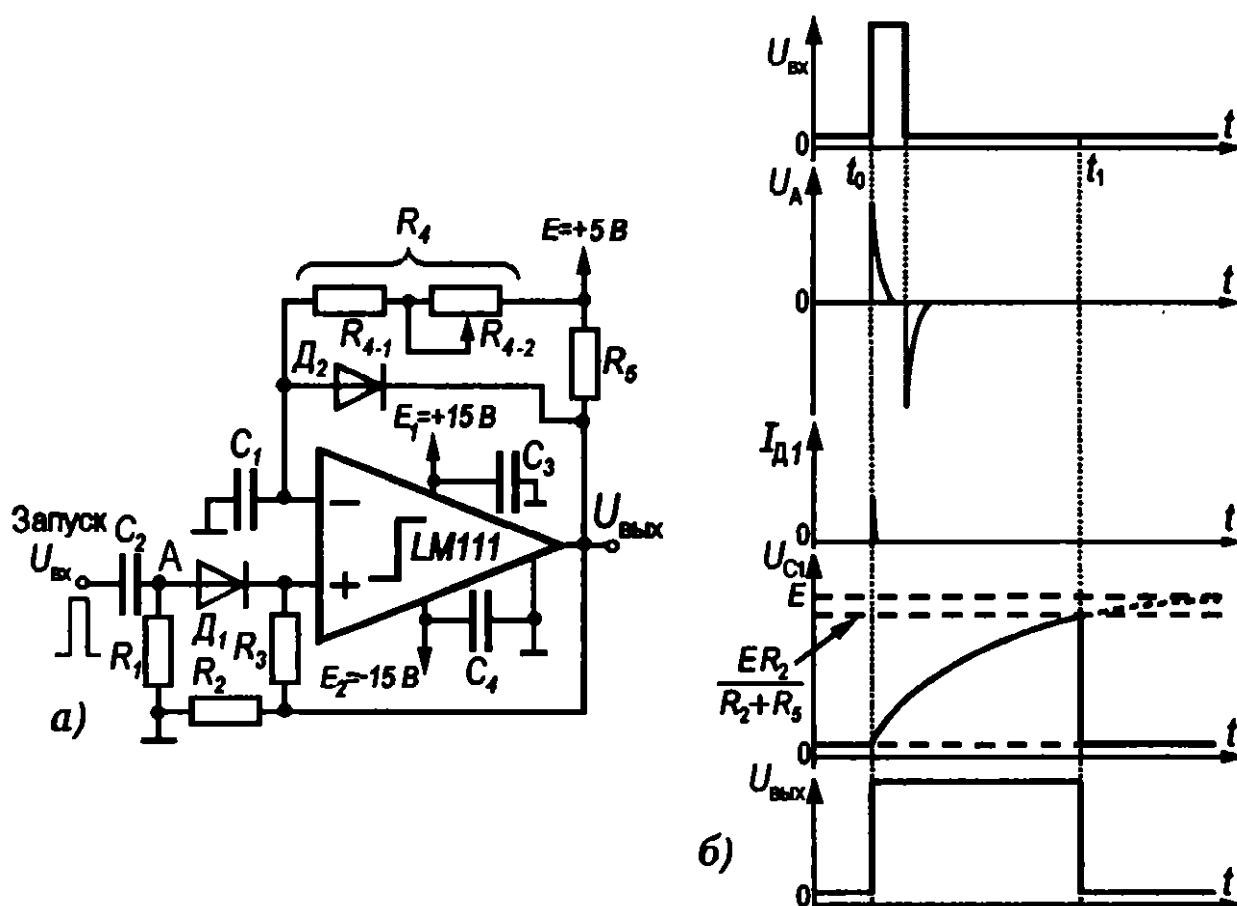


Рис. П5.2. Ждущий мультивибратор на основе компаратора LM111:

а — схема; б — эюры напряжений

а конденсатор C_1 начинает заряжаться током, текущим через R_4 . Схема находится в этом квазистабильном состоянии до тех пор, пока напряжение на C_1 не перейдет уровень U_1 , соответствующий логической «1». Как только это происходит, схема возвращается в исходное состояние. Заметим, что диод D_1 постоянно закрыт за исключением короткого времени при запуске. Эюры напряжений в схеме показаны на рис. П5.2, б.

Зададимся потенциалом «1» на выходе из следующих соображений. Этот потенциал должен быть не меньше выходного потенциала логической «1» ТТЛ-совместимых схем, но не больше максимально допустимого напряжения «1» на входах биполярных ТТЛ и ТТЛШ, то есть находиться в пределах от 2,7 В до 4,5 В. Положим $U_1 = 4$ В при отсутствии внешней нагрузки. Номинальные значения R_2 и R_5 выберем возможно большими, чтобы не нагружать зря источник питания и выходной транзистор LM111, но так, чтобы при нагрузке в виде ТТЛ схемы ее входной ток $I_{вх макс}^1 = 0,05$ мА смещал напряжение U_1 не более, чем на 0,1 В. Получаем систему уравнений

$$(R_2 \parallel R_5) I_{вх макс}^1 \cong 0,1 \text{ В}; \quad E R_2 / (R_2 + R_5) \cong U_1,$$

решая которую получим: $R_2 = 10$ кОм, $R_5 = 2,5$ кОм. Положим $R_5 = 2,4$ кОм (номинальное значение). Напряжение $U_{C1}(t)$ на конденсаторе C_1 в квазистабильном состоянии меняется по закону:

$$U_{C1}(t) = U_0 + (E - U_0)[1 - \exp(-t/R_4 C_1)].$$

Переключение схемы произойдет, когда $U_{C1}(t) = U_1$. Приравнивая $t = t_{\text{вых}}$, получим:

$$R_4 C_1 = t_{\text{вых}} / \ln [(E - U_0) / (E - U_1)] = 10 \text{ мкс} / \ln 4 \cong 7 \text{ мкс}.$$

Положим $R_4 = 6,8$ кОм и $C_1 = 1$ нФ, тогда $R_4 C_1 = 6,8$ мкс и $t_{\text{вых}} = 9,5$ мкс, что отличается от заданного значения на 5 %. В худшем случае, когда и R_4 , и C_1 отклонены от номинала на 5 % ошибка $t_{\text{вых}}$ составит 12 %. Дополнительные ошибки создадут отклонения от номиналов R_2 и R_5 и отличие U_0 от 1 В, которое может составить до 0,2 В. Суммарная ошибка при наиболее неблагоприятном сочетании может значительно превзойти 20 %. Если это недопустимо, как правило, выгоднее не переходить к элементам с меньшими допусками, а предусмотреть возможность настройки длительности. Для этого, например, R_4 разбивается на два последовательно соединенных резистора $R_4 = R_{4-1} + R_{4-2}$. «Основной» постоянный резистор выбираем с номиналом, равным минимальному значению R_4 , а «дополнительный» переменный резистор — с номиналом, достаточным для получения максимального значения R_4 . В данном случае можно принять $R_{4-1} = 5,1$ кОм и $R_{4-2} = 3,9$ кОм.

Расчет входной цепи запуска основан на двух противоречивых требованиях: с одной стороны постоянная времени $R_1 C_2$ ограничена сверху так, чтобы минимальное время между запусками $t_{\text{инт зап}}$ не превышало 1 мкс, с другой стороны она должна быть достаточно велика, чтобы обеспечить прохождение необходимого сигнала запуска.

На рис. 5.2, б показана эпюра напряжения U_A в точке А схемы после дифференцирующей цепочки R_1, C_2 . Для выполнения первого требования отрицательный переходный процесс должен окончиться за время, меньшее $t_{\text{инт зап}}$. Можно считать, что это будет обязательно выполнено, если

$$R_1 C_2 \leq t_{\text{инт зап}} / 6 \cong 160 \text{ нс}.$$

При запуске положительный сигнал на входе компаратора «+» должен быть больше U_0 . Следовательно, амплитуда положительного пика U_{A+} в точке А должна быть такова, чтобы открылся диод D_1 , и

прошедший через него пик тока $I_{Д1}$ создал на R_3 падение напряжения, превышающее U_0 . Отсюда следует условие

$$U_{A+} \geq U_0 + U_{Д1} \cong 1,7 \text{ В},$$

где $U_{Д1}$ — падение напряжения на прямосмещенном диоде D_1 . Положим $R_3 \gg R_1$, тогда амплитуда положительного пика U_{A+} зависит только от соотношения параметров дифференцирующей цепочки R_1 , C_2 и положительного фронта $U_{вх}$. Длительность положительного фронта ТТЛ-совместимых схем не превышает $\Delta t = 20$ нс, а скачок напряжения составляет не менее $\Delta U_{вх} = 2$ В. Таким образом, минимальная скорость нарастания фронта сигнала запуска равна $\Delta U_{вх} / \Delta t = 100$ В/мкс. Для надежного запуска амплитуда U_{A+} должна практически сравняться с $\Delta U_{вх}$, что будет выполнено, если

$$\Delta U_{вх} / \Delta t \geq \Delta U_{вх} / R_1 C_2 \quad \text{или} \quad R_1 C_2 \geq \Delta t = 20 \text{ нс}.$$

Таким образом, значение $R_1 C_2$ должно выбираться в диапазоне от 20 до 160 нс. Емкость C_2 должна быть заведомо много больше монтажных и других паразитных емкостей в точке A . Поэтому положим $C_2 = 51$ пФ и выберем $R_1 C_2 = 150$ нс, $R_1 = 3$ кОм. Сопротивление резистора R_3 целесообразно взять из условия компенсации влияния входных токов компаратора (в данном случае весьма малого): $R_3 \cong R_4 \cong 10$ кОм.

В качестве диодов в схеме можно использовать КД512А.

Самостоятельное упражнение для читателя.

В исходных данных не указан допустимый температурный дрейф $t_{вых}$. Оцените величину этого дрейфа за счет температурных изменений прямого падения напряжения на диодах.

П5.2. Схемы на базе операционных усилителей (ОУ)

П5.2.1. Усилитель аудиосигналов с коррекцией низких и высоких частот

Исходные данные для расчета: на основе ОУ AD825 рассчитать усилитель аудиосигналов с логарифмической амплитудно-частотной характеристикой ЛАЧХ, показанной на рис. П5.3, а. Полоса пропускания схемы от 15 ± 5 Гц до 20 ± 2 кГц. Сопрягающие частоты ЛАЧХ $f_1 = 10$ Гц, $f_2 = 50$ Гц, $f_3 = 500$ Гц, $f_4 = 2$ кГц и $f_5 = 20$ кГц. Коэффициенты усиления $K_U(f)$: на частоте 20 Гц $K_U(20 \text{ Гц}) = 60 \pm 2$ дБ, на частоте 1 кГц $K_U(1 \text{ кГц}) = 40 \pm 2$ дБ и на частоте 20 кГц

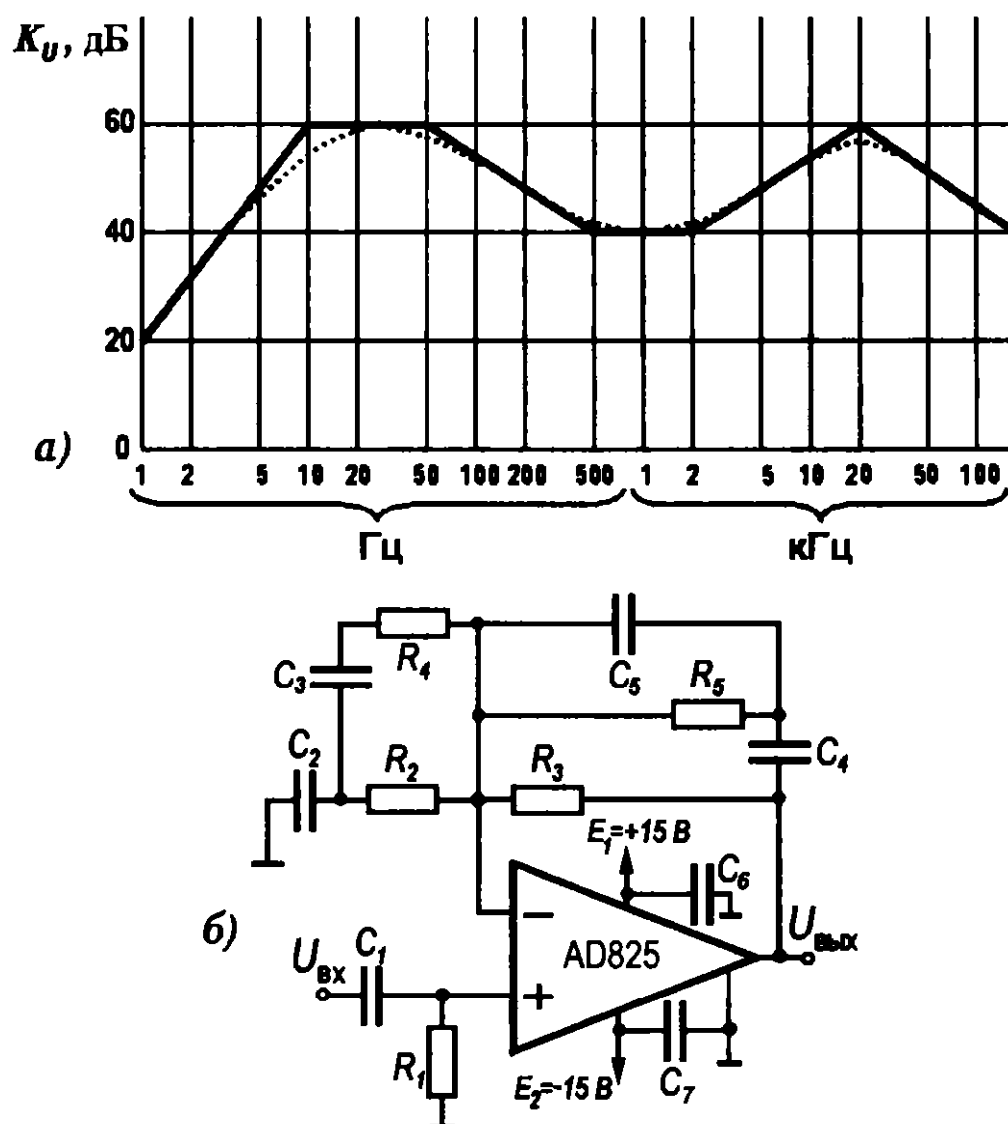


Рис. П5.3. Усилитель аудио сигналов с подъемом низких и высоких частот:
а — ЛАЧХ; б — схема

K_u (20 кГц) = 60 ± 4 дБ. Погрешности коэффициента усиления на остальных частотах не нормируются. Амплитуда входного сигнала $U_{вх \text{ макс}} \leq 10$ мВ. Входное сопротивление в полосе частот свыше 20 Гц $R_{вх} = 47 \text{ кОм} \pm 5 \%$. Выходное сопротивление и нагрузочная способность определяются параметрами ОУ. Источники питания $E_{1,2} = \pm 15 \text{ В} \pm 1 \%$. Разрешается использовать резисторы и конденсаторы с 5%-ным отклонением от номинала.

Вариант реализации схемы показан на рис. П5.3, б (см. разделы 3.1—3.4 и 5.1). Характеристики AD825 см. в Приложении 2.

Методику построения схемы рассмотрим, одновременно проводя расчеты соответствующих элементов.

Входной сигнал через конденсатор C_1 зададим на вход «+» ОУ, что позволяет полностью отделить входную цепь от цепей обратной связи усилителя. Входное сопротивление ОУ равно 500 ГОм, то есть

практически на вход не влияет. Выбрав значение $R_1 = 47$ кОм, получаем $R_{вх} = 47$ кОм. Емкость конденсатора C_1 получаем из условия:

$$R_1 C_1 \geq 1/2\pi f_1 \quad \text{или} \quad C_1 \geq 1/2\pi f_1 R_1 = 0,33 \text{ мкФ},$$

что соответствует номинальному значению. Эта цепь создает наклон ЛАЧХ $+20$ дБ/дек. со стороны низких частот вплоть до частоты f_1 .

Выпишем передаточный коэффициент от входа «+» на выход ОУ. Имеем:

$$K_{U+} = 1 + Z_{oc} / Z_0.$$

Здесь Z_{oc} — полное сопротивление в цепи обратной связи ОУ, Z_0 — полное сопротивление между суммирующей точкой (вход «-» ОУ) и нулевой шиной. В полосе пропускания схемы усиление составляет не менее $40 \text{ дБ} = 100$, поэтому единицей в формуле для K_{U+} можно пренебречь и считать

$$K_{U+} \cong Z_{oc} / Z_0.$$

Будем «наращивать» цепи Z_{oc} и Z_0 , начиная с низких частот, так как цепи коррекции на более высоких частотах не влияют практически на прохождение низких частот, но не наоборот. Выбираем отношение R_3 / R_2 и емкость конденсатора C_2 такими, чтобы $K_U(20 \text{ Гц}) = 60 \text{ дБ} = 1000$ и $R_2 C_2 \geq 1/2\pi f_1$. Входные токи ОУ очень малы, поэтому можно принять $R_3 = 1$ МОм. Конденсатор C_2 при этом обеспечивает единичную обратную связь по постоянному току, тем самым практически исключая влияние дрейфа нуля ОУ на работу схемы. Сопротивление $R_2 = R_3 / K_U(20 \text{ Гц}) = 1$ кОм, а емкость C_2 выбираем из условия:

$$R_2 C_2 \geq 1/2\pi f_1 \quad \text{или} \quad C_2 \geq 1/2\pi f_1 R_2 = 16 \text{ мкФ}.$$

Берем ближайший больший номинал электролитических конденсаторов $C_2 = 20$ мкФ. Вместе с входной цепью R_1, C_1 эта цепь создает суммарный наклон ЛАЧХ $+40$ дБ/дек. на частотах ниже 10 Гц .

Спад ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек., начиная с частоты f_2 , обеспечивает конденсатор C_4 . Этот спад должен закончиться на частоте f_3 , выше которой $K_U = K_U(1 \text{ кГц}) = 40 \text{ дБ} = 100$. Выбираем R_5 из соотношения: $R_5 \parallel R_3 = R_2 K_U(1 \text{ кГц}) = 100$ кОм. Получим $R_5 = 110$ кОм. Постоянная времени перезаряда C_4 есть $(R_5 + R_3) C_4$. Имеем:

$$(R_5 + R_3) C_4 = 1/2\pi f_2 \quad \text{или} \quad C_4 = 1/2\pi f_2 (R_5 + R_3) = 2,87 \text{ нФ}.$$

Ближайшее номинальное значение $C_4 = 3 \text{ нФ}$.

Подъем ЛАЧХ с наклоном +20 дБ/дек., начиная с частоты $f_4 = 2$ кГц, осуществим, уменьшая модуль Z_0 и, тем самым, уменьшая глубину обратной связи. Для этого параллельно R_2 подключим цепь R_4, C_3 . Этот подъем должен закончиться на частоте f_5 , на которой $K_U = K_U(20 \text{ кГц}) = 60 \text{ дБ} = 1000$. Выбираем R_4 из соотношения: $R_4 \parallel R_2 = (R_5 \parallel R_3) / K_U(20 \text{ кГц}) = 100 \text{ Ом}$. Получим $R_4 = 110 \text{ Ом}$. Постоянная времени перезаряда C_3 есть $(R_2 + R_4) C_3$. Имеем:

$$(R_2 + R_4)C_3 = 1/2\pi f_4 \quad \text{или} \quad C_3 = 1/2\pi f_4 R_4 = 72 \text{ нФ}.$$

Ближайшее номинальное значение $C_4 = 75 \text{ нФ}$.

Теперь заметим, что спад ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек. разомкнутого ОУ, как это следует из его технических характеристик, в наихудшем случае начинается с частоты 6,5 кГц. Это обстоятельство необходимо учесть по двум причинам. Во-первых, коэффициент усиления ОУ на частоте $f_5 = 20$ кГц составит в наихудшем случае всего $K_{Oy} = 2100$, и необходимо проверить, будет ли выполнено условие $K_U(20 \text{ кГц}) \geq 56 \text{ дБ}$. Имеем:

$$K_U(20 \text{ кГц}) \cong K_{U+}(20 \text{ кГц}) \cong K_{Oy}(20 \text{ кГц}) / [1 + K_{Oy}(20 \text{ кГц}) (R_5 \parallel R_3) / (R_4 \parallel R_2)] \cong 700 = 57 \text{ дБ}.$$

Этого достаточно, так как дополнительное снижение $K_U(20 \text{ кГц})$ за счет 5%-го отклонения сопротивлений резисторов от номинальных значений не превышает -1 дБ. Во-вторых, фазовое запаздывание в самом усилителе может поставить схему в целом на грань устойчивости. Поэтому необходимо включение емкости высокочастотной коррекции C_5 , которая обеспечит одновременно и устойчивость, и спад ЛАЧХ всей схемы на частотах, превышающих f_5 .

Постоянная времени перезаряда C_5 приблизительно есть $R_5 C_5$ (влиянием высокоомной цепи R_4, C_3 можно пренебречь). Следовательно,

$$R_5 C_5 = 1/2\pi f_5 \quad \text{или} \quad C_5 = 1/2\pi f_5 R_5 \cong 72 \text{ пФ}.$$

Ближайшее номинальное значение $C_5 = 75 \text{ пФ}$.

При использовании столь широкополосного ОУ следует не забыть установить емкостные развязки по питанию ОУ — керамические конденсаторы $C_6 = C_7 = 0,1 \text{ мкФ}$.

В качестве самостоятельного упражнения читателю рекомендуется построить фазо-частотную характеристику петли обратной связи с учетом фазового запаздывания ОУ (как апериодического звена) и проверить устойчивость схемы.

П5.2.2. Дифференциальный усилитель малых сигналов постоянного тока

Исходные данные для расчета: на основе ОУ AD8610В рассчитать дифференциальный усилитель сигнала постоянного тока, изменяющегося в диапазоне $-20 \text{ мВ} \leq +20 \text{ мВ}$. Коэффициент усиления сигнала $K_{уд} = 500 \pm 1$. Внутреннее сопротивление источника сигнала (вместе с линией связи) $1 \text{ Ом} \leq R_0 \leq 10 \text{ Ом}$. Полоса частот входного сигнала 0—100 Гц. Определить допустимый уровень синфазных помех, если погрешность от них не должна превышать 1 % и точность используемых в схеме резисторов 0,01 %. Определить температурный дрейф схемы, если диапазон температур внешней среды $0^\circ\text{C} \leq \Theta \leq 50^\circ\text{C}$. Выходное сопротивление и нагрузочная способность определяются параметрами ОУ. Источники питания $E_{1,2} = \pm 12 \text{ В} \pm 0,1 \%$.

Схема усилителя показана на рис. П5.4 (см. разделы 3.3 и 3.4). Характеристики AD8610В см. в Приложении 2. Если коэффициент усиления разомкнутого ОУ и его входное сопротивление достаточно велики (как в данном случае), то коэффициент усиления дифференциального сигнала при $R_0 = 0$ равен

$$K_{уд} = (R_2 + R_4) / (R_1 + R_3),$$

а входное сопротивление схемы дифференциальному сигналу есть:

$$R_{вх} = R_1 + R_3.$$

Следовательно, при $R_0 \neq 0$ усиление схемы составит

$$K_{уд} = (R_2 + R_4) / (R_1 + R_3 + R_0).$$

Условия баланса схемы имеют вид: $R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$. Определим значения сопротивлений этих резисторов так, чтобы возможные ва-

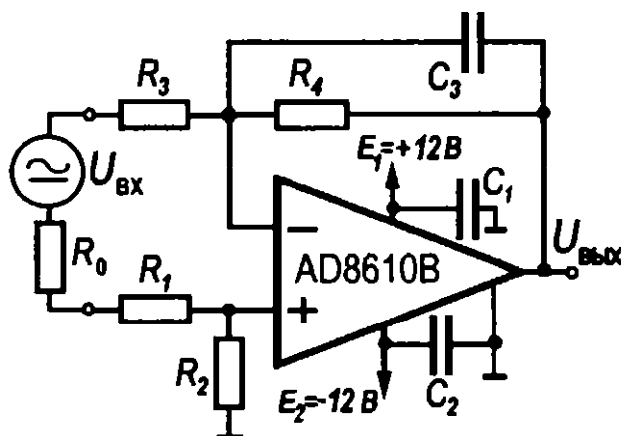


Рис. П5.4. Дифференциальный усилитель малых сигналов

риации сопротивления источника сигнала R_0 не создавали погрешности $K_{уд}$, превышающей заданную. Для этого необходимо, чтобы входное сопротивление схемы превышало R_0 в $2K_{уд}$ раз. Принимая во внимание среднее значение $R_0 \cong 5$ Ом, получим $R_1 + R_3 = 5$ кОм и $R_1 = R_3 = 2,5$ кОм. Сопротивления резисторов $R_2 = R_4 = R_1 K_{уд} = 2,5$ МОм.

Коэффициент подавления синфазной помехи данной схемы есть

$$КОСС = -20 \lg \delta,$$

где δ — погрешность баланса, примерно равная удвоенной погрешности сопротивлений резисторов. Получаем: $КОСС = 74$ дБ. Это существенно меньше собственного КОСС ОУ, а потому последний практически не влияет на погрешность схемы. Допустимый уровень поперечной помехи, создаваемой синфазным сигналом, составляет 0,01 от модуля максимального значения $U_{вх}$, то есть 0,2 мВ. Следовательно, модуль максимального значения продольной (синфазной) помехи равен $0,2 \text{ мВ} / 2\delta = 1 \text{ В}$. Это много меньше допустимого синфазного сигнала для данного типа ОУ.

Полоса пропускания схемы определяется спадом частотной характеристики ОУ на высоких частотах. Частота среза ОУ — не менее 25 МГц, а усиление на нулевой частоте 100 дБ = 100 000. Полагая ЛАЧХ ОУ близкой к ЛАЧХ апериодического звена, получаем, что сопрягающая частота ЛАЧХ разомкнутого усилителя равна примерно 250 Гц, что существенно выше максимальной частоты усиливаемого сигнала. В искомой полосе частот динамические свойства усилителя на работу схемы не влияют, однако при скачкообразном изменении входного сигнала возможны нежелательные колебательные переходные процессы. Для их подавления целесообразно поставить конденсатор C_3 , емкость которого выберем равной входной емкости ОУ, то есть $C_3 = 10$ пФ.

Температурный дрейф ОУ, приведенный ко входу, в заданном диапазоне температур составит ± 25 мкВ — малую величину по сравнению с сигналом.

Вопросы для самостоятельной проработки:

1. Вывести приведенные здесь формулы для $K_{уд}$ и $R_{вх}$.
2. Основной причиной сдвига нуля выхода будет начальное смещение нуля ОУ. Предложите схемы компенсации этого смещения.
3. Проверьте, что для данного типа ОУ дополнительная погрешность от токов смещения пренебрежимо мала.

Содержание

| | |
|--|-----------|
| Предисловие | 3 |
| Основные аббревиатуры и обозначения | 4 |
| Единицы измерения и их обозначения в тексте и на рисунках . . . | 8 |
| Глава I. ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМ И ИХ МОДЕЛИ | 9 |
| 1.1. Эквивалентные генераторы и простейшие цепи | 9 |
| 1.2. Линейные звенья электронных устройств и их характеристики | 21 |
| 1.3. Свойства реальных пассивных компонентов | 29 |
| 1.4. Основные свойства <i>p-n</i> -переходов. Полупроводниковые диоды и их разновидности | 31 |
| 1.5. Биполярный транзистор | 35 |
| 1.6. Полевые транзисторы | 43 |
| 1.7. Особенности мощных приборов. Тиристоры | 48 |
| 1.8. Фотоэлектронные приборы и устройства отображения информации | 53 |
| Контрольные вопросы, задачи и упражнения | 59 |
| Глава II. ТИПОВЫЕ СХЕМНЫЕ КОНФИГУРАЦИИ | 61 |
| 2.1. Одиночные линейные каскады на биполярных транзисторах с общим эмиттером (ОЭ) | 61 |
| 2.2. Биполярные каскады с общей базой (ОБ) и эмиттерные повторители (схемы с общим коллектором — ОК) | 70 |
| 2.3. Линейные каскады на полевых транзисторах (ПТ) | 74 |
| 2.4. Источники тока и токовые зеркала (отражатели тока) . . | 77 |
| 2.5. Следящие связи и составные схемы | 79 |
| 2.6. Дифференциальные каскады | 83 |
| 2.7. Комплементарные и квазикомплементарные схемы . . . | 92 |
| 2.8. Усилительные каскады в ключевых режимах | 99 |
| Контрольные вопросы, задачи и упражнения | 107 |

| | |
|--|------------|
| Глава III. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ | 109 |
| 3.1. Влияние отрицательной обратной связи на свойства усилительных схем | 109 |
| 3.2. Устойчивость схем с отрицательной обратной связью и переходные процессы в них | 115 |
| 3.3. Операционные усилители (ОУ) | 122 |
| 3.4. Динамические свойства операционных усилителей . . | 127 |
| 3.5. Схемотехника операционных усилителей | 130 |
| 3.6. Токоразностные усилители | 136 |
| 3.7. Компараторы | 139 |
| 3.8. Импульсные генераторы. Мультивибраторы | 144 |
| 3.9. Генераторы синусоидальных и треугольных сигналов | 152 |
| 3.10. Ждущие мультивибраторы и таймеры | 154 |
| Контрольные вопросы, задачи и упражнения | 160 |
| Глава IV. ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ И КОММУТАТОРЫ | 162 |
| 4.1. Логические элементы | 162 |
| 4.2. Функциональные логические узлы | 172 |
| 4.3. Запоминающие устройства (ЗУ) | 181 |
| 4.4. Микропроцессоры и микро-ЭВМ | 188 |
| 4.5. Коммутаторы аналоговых сигналов | 189 |
| Контрольные вопросы, задачи и упражнения | 198 |
| Глава V. ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ | 199 |
| 5.1. Линейные операционные схемы и активные фильтры | 199 |
| 5.2. Нелинейные преобразователи аналоговых сигналов | 209 |
| 5.3. Модуляция | 215 |
| 5.4. Демодуляция широтно- и частотно-модулированных сигналов. Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ) . . | 226 |
| 5.5. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) | 231 |
| 5.6. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) | 237 |
| 5.7. Схемы слежения-хранения | 243 |
| Контрольные вопросы, задачи и упражнения | 245 |

| | |
|---|------------|
| Глава VI. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ | 246 |
| 6.1. Источники нестабилизированного напряжения | 246 |
| 6.2. Линейные стабилизаторы напряжения | 254 |
| 6.3. Импульсные стабилизаторы и инверторы | 262 |
| 6.4. Схема питания системы в целом | 266 |
| Контрольные вопросы, задачи и упражнения | 268 |
| Глава VII. ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ | 270 |
| 7.1. Датчики и линии связи | 270 |
| 7.2. Воздействие помехи на вход измерительной системы | 276 |
| 7.3. Подавление синфазных помех в схемах на дифференциальных операционных усилителях | 279 |
| 7.4. Схемы гальванического разделения (ГР) с разделительными трансформаторами | 283 |
| 7.5. Схемы ГР с запоминающими конденсаторами и продольный трансформатор | 287 |
| 7.6. Автогенераторные и оптронные схемы гальванического разделения | 291 |
| 7.7. Подавление дифференциальных помех. Синхронная фильтрация и усреднение | 295 |
| Контрольные вопросы, задачи и упражнения | 298 |
| Литература | 300 |
| Приложение 1. Номинальные значения сопротивлений резисторов и емкостей постоянных конденсаторов. | 301 |
| Приложение 2. Типичные параметры полупроводниковых приборов и интегральных схем | 303 |
| П2.1. Диоды. | 303 |
| П2.2. Биполярные транзисторы | 305 |
| П2.3. Полевые транзисторы | 308 |
| П2.4. Логические интегральные схемы ТТЛ и ТТЛШ | 309 |
| П2.5. Логические интегральные схемы <i>p</i> -МОП, <i>n</i> -МОП и КМОП | 309 |

| | |
|---|------------|
| П2.6. Универсальные операционные усилители AD825 и AD8610B | 309 |
| П2.7. Компараторы LM111 и LM211 | 310 |
| П2.8. Аналого-цифровые преобразователи AD7894-10, AD7894-3 и AD7894-2 | 311 |
| Приложение 3. Примеры расчета одиночных усилительных каскадов | 312 |
| П3.1. Усилительный каскад сигналов переменного тока на биполярном транзисторе с ОЭ | 312 |
| П3.2. Дифференциальный каскад на биполярных транзисторах | 317 |
| П3.3. Эмиттерный повторитель со следящей обратной связью | 321 |
| Приложение 4. Расчет источника постоянного напряжения с простым последовательным линейным стабилизатором | 326 |
| Приложение 5. Примеры расчета функциональных блоков и узлов | 337 |
| П5.1. Мультивибраторы | 337 |
| П5.1.1. Симметричный автоколебательный мультивибратор на биполярных транзисторах . . . | 337 |
| П5.1.2. Ждущий мультивибратор (одновибратор) на основе компаратора LM111 | 339 |
| П5.2. Схемы на базе операционных усилителей (ОУ) . . . | 342 |
| П5.2.1. Усилитель аудиосигналов с коррекцией низких и высоких частот | 342 |
| П5.2.2. Дифференциальный усилитель малых сигналов постоянного тока | 346 |

Гальперин Михаил Владимирович

Электронная техника

Учебник

Редактор *Е. Е. Алленых*

Корректор *В. Г. Овсянникова*

Компьютерная верстка *И. В. Кондратьевой*

Оформление серии *К. В. Пономарева*

Подписано в печать 16.09.2009. Формат 60 × 90/16.
Гарнитура «Таймс». Усл. печ. л. 22,0. Уч.-изд. л. 21,5.
Печать офсетная. Бумага офсетная. Тираж 1500 экз.
Заказ № 2506.

ЛР № 071629 от 20.04.98

Издательский Дом «ФОРУМ»

101990, Москва — Центр, Колпачный пер., д. 9а

Тел./факс: (495) 625-39-27

E-mail: forum-books@mail.ru

ЛР № 070824 от 21.01.93

Издательский Дом «ИНФРА-М»

127282, Москва, Полярная ул., д. 31в

Тел.: (495) 380-05-40

Факс: (495) 363-92-12

E-mail: books@infra-m.ru

Http://www.infra-m.ru

По вопросам приобретения книг обращайтесь:

Отдел продаж «ИНФРА-М»

127282, Москва, ул. Полярная, д. 31в

Тел.: (495) 363-42-60

Факс: (495) 363-92-12

E-mail: books@infra-m.ru

Центр комплектования библиотек

119019, Москва, ул. Моховая, д. 16

(Российская государственная библиотека, кор. К)

Тел.: (495) 695-93-15

Магазин «Библиосфера» (розничная продажа)

109147, Москва, ул. Марксистская, д. 9

Тел.: (495) 670-52-18, (495) 670-52-19

Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО ордена «Знак Почета»

«Смоленская областная типография им. В. И. Смирнова».

214000, г. Смоленск, проспект им. Ю. Гагарина, 2.