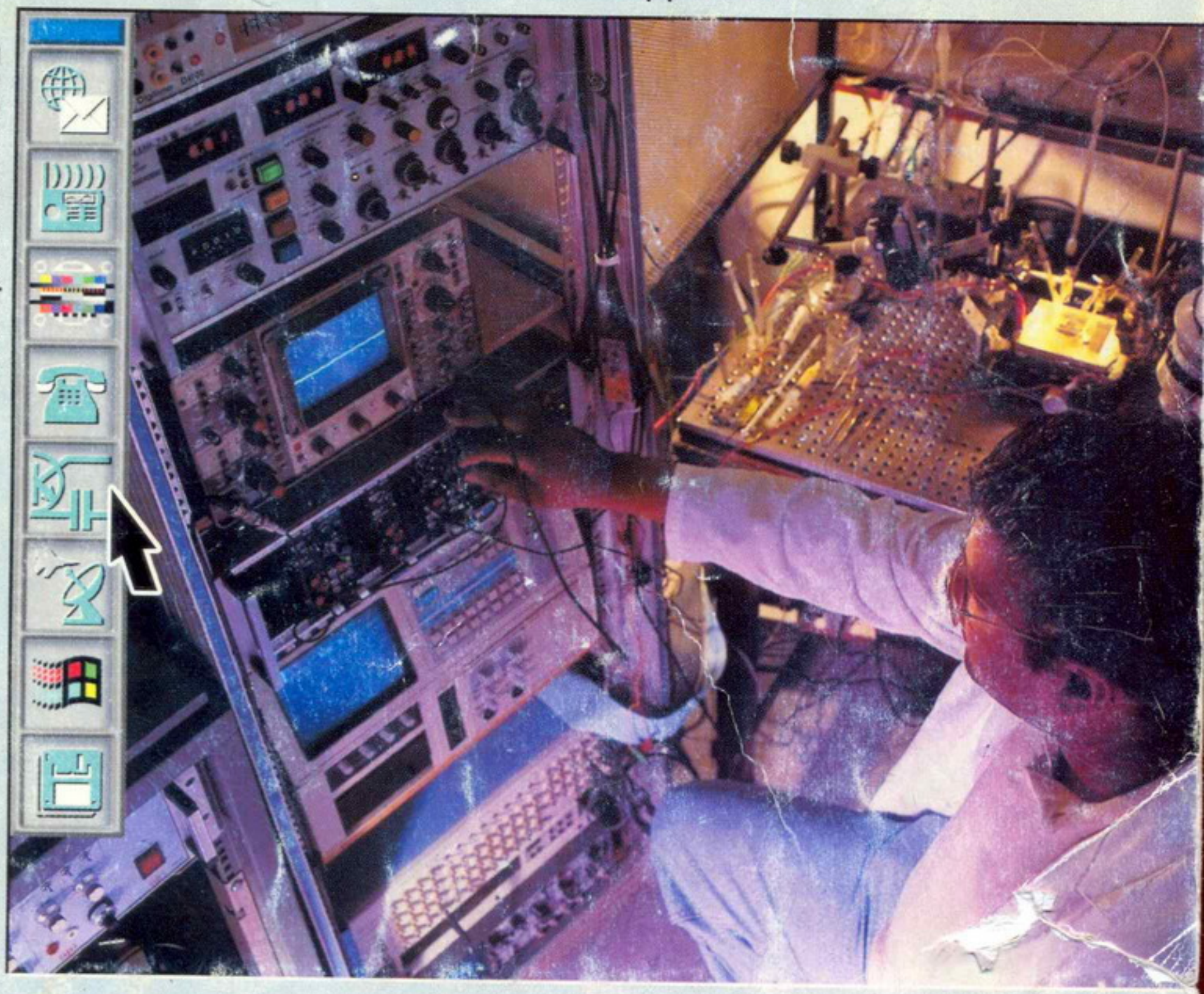
УЧЕБНИК

ДЛЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

В.Н.ПАВЛОВ
В.Н.НОГИН

Горячая линия–Телеком

В.Н. Павлов, В.Н. Ногин

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Рекомендовано
Министерством общего и профессионального образования
Российской Федерации
в качестве учебника
для студентов высших учебных заведений,
обучающихся по направлениям
«Радиотехника»,
«Электроника и микроэлектроника»

Москва
"Горячая линия – Телеком"
2001

УДК 621.375:~~681~~(075.8)1
ББК ~~32~~.85
П 12

Рецензенты:
кафедра "Схемотехники электронных устройств"
Санкт-Петербургского университета телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

Павлов В.Н, Ногин В.Н.
П 12 Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебник для вузов — 2-е изд., исправ. — М.: Горячая линия — Телеком, 2001. —320 с.: ил.

ISBN 5-93517-025-6.

Излагаются базовые сведения по принципам работы, построения и применения аналоговых электронных устройств, позволяющие грамотно осуществлять синтез и расчет принципиальных схем аналоговых трактов типовой радиоэлектронной аппаратуры, обоснованный выбор компонентов и структур этих схем.

Для студентов, обучающихся по направлениям Радиотехника", "Электроника и микроэлектроника".

Библиотека
Уральского государственного
технического университета-УПИ

ББК 32.85

Учебное издание

Павлов Владимир Николаевич,
Ногин Василий Николаевич

Схемотехника аналоговых электронных устройств

Учебник

Редактор М.М. Лисина
Художественный и технический редактор Л.А. Горшкова

ISBN 5-93517-025-6

© Павлов В.И., Ногин В.И., 2001

ПРЕДИСЛОВИЕ

Дисциплина «Схемотехника аналоговых электронных устройств» является одной из центральных дисциплин учебного процесса, закладывающая фундаментальные инженерные знания о принципах работы, построения, проектирования и применения аналоговых электронных схем и устройств. Ее целью является привить студентам знания и навыки, позволяющие технически грамотно осуществлять синтез принципиальных схем аналоговых трактов типовой радиоэлектронной аппаратуры, обоснованный выбор структуры и компонентов этих схем.

Учебник посвящен рассмотрению принципов построения и работы основных (типовых) базовых схемных конфигураций, используемых при организации аналоговых трактов усиления и преобразования аналоговых сигналов, в том числе усилителей постоянного тока, широкополосных усилителей и усилителей предельной чувствительности, усилителей мощности и сигналов большой интенсивности, аналоговых функциональных устройств преобразования линейного, нелинейного и параметрического типа.

Материалы учебника составлены с учетом современных методов и тенденций проектирования аналоговых схем, предусматривающих использование при их проектировании средств вычислительной техники, ориентацию на применение схемных построений, обеспечивающих слабую зависимость параметров и характеристик аналоговых трактов от свойств конкретного усилительного прибора и условий его работы, возможность проведения анализа свойств аналогового тракта при наличии лишь ограниченного набора основных исходных данных о свойствах его компонентов. В связи с этим основное изложение материала в учебнике осуществлено с позиций и принципов, базирующихся на применении физических эквивалентных схем, в том числе — на первоочередном использовании при описаниях свойств усилительных приборов и электронных цепей их *Y*-параметров, привлечении адаптированных для инженерного применения основных положений теории обратной связи.

В учебнике отражен многолетний опыт преподавания курса усилительных, а в последние годы схемотехники аналоговых электронных устройств в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете (СПГЭТУ) и Нижегородском государственном техническом университете (НГТУ).

Главы 1, 8, 9, 12 и 14 учебника написаны В. Н. Ногиным (НГТУ), главы 2—7, 10, 11 и 13 — В. Н. Павловым (СПГЭТУ).

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АРУ — автоматическая регулировка усиления
АХ — амплитудная характеристика
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика
АЭУ — аналоговое электронное устройство
ВЧ — высокие частоты
ГСТ — генератор стабильного тока
ДК — дифференциальный каскад
ДУ — дифференциальный усилитель
ИМС — интегральная микросхема
ИРТ — исходная рабочая точка
НЧ — низкие частоты
ОБ — общая база
ОБР — область безопасной работы
ОИ — общий исток
ОК — общий коллектор
ООС — отрицательная обратная связь
ОС — общий сток, обратная связь
ОУ — операционный усилитель
ПОС — положительная обратная связь
ПФ — полосовой фильтр
ПХ — переходная характеристика
РТ — рабочая точка
РФ — режекторный фильтр
СПХ — сквозная передаточная характеристика
УП — усилительный прибор
УПТ — усилитель постоянного тока
УЭ — усилительный элемент
ФВЧ — фильтр верхних частот
ФНЧ — фильтр нижних частот
ФЧХ — фазочастотная характеристика
ЧФК — частотно-фазовая коррекция
ШИМ — широтно-импульсная модуляция
ШУ — широкополосный усилитель

ГЛАВА 1

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВАХ

1.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Аналоговые электронные устройства (АЭУ) — это устройства усиления и обработки аналоговых электрических сигналов, выполненные на основе электронных приборов. К аналоговым относятся сигналы, которые изменяются по тому же закону, что и характеризуемые (описываемые) ими физические процессы. Аналоговые сигналы заданы (известны, могут быть измерены) во все моменты времени. Аналоговый сигнал как функция времени может быть наглядно представлен графиком или осциллограммой. График может содержать точки разрыва, например иметь форму импульсов.

В отличие от аналогового у дискретного сигнала значения известны не во все моменты времени, а только в некоторые, например один раз в каждую миллисекунду. Но по форме (а не по содержанию) любой дискретный сигнал является аналоговым. Частным видом дискретного сигнала является цифровой. Он получается, если числовые значения дискретного сигнала выразить группами импульсов, обозначающими соответствующие числа (обычно в двоичной системе счисления, как самой простой для отражения импульсами).

Соответственно все электронные устройства можно разделить на две группы: аналоговые и цифровые. Преимущества аналоговых устройств — сравнительная простота, надежность и быстродействие — обеспечили им самое широкое применение, несмотря на менее высокую точность обработки сигналов.

Построение аналоговых устройств на основе активных электронных приборов позволяет усиливать сигналы. Усилителем электрических колебаний называется такое устройство, которое за счет энергии источника питания формирует новое колебание, являющееся по форме более или менее точной копией заданного усиливаемого колебания, но превосходит его по напряжению, току или мощности. Усиление колебания не обязательно увеличивает его мощность, но создается выходное колебание за счет энергии источ-

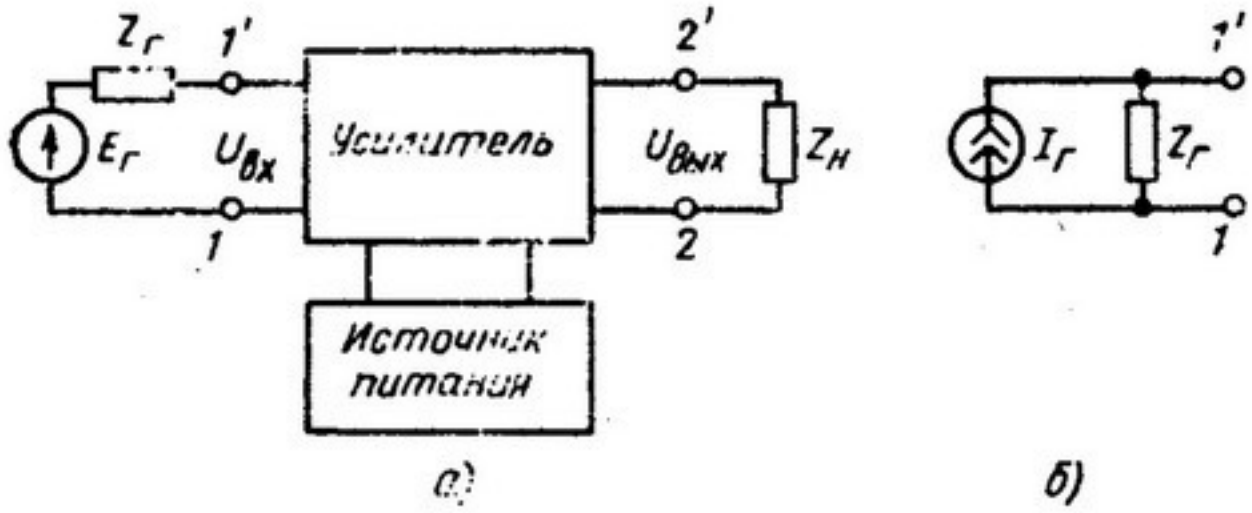


Рис. 1.1

ника питания. Напряжение последнего в усилителе преобразуется в напряжение заданной формы. Поэтому можно считать, что усилитель является преобразователем формы напряжения.

Совокупность усилителя и источника питания составляет усилительное устройство (рис. 1.1, *а*). Главной его частью является усилитель, вследствие чего эти два понятия обычно отождествляют.

Ко входным зажимам усилителя *1—1′* подключают источник усиливаемого колебания (сигнала), который можно представить в виде эквивалентного активного двухполюсника с генератором ЭДС $E_г$ (рис. 1.1, *а*) или с генератором тока $I_г$ (рис. 1.1, *б*), имеющим внутреннее сопротивление $Z_г$. Оба эти представления равноценны и могут быть преобразованы одно в другое. Однако высокоомный источник сигнала (имеющий $Z_г$ большое по сравнению с входным сопротивлением усилителя) целесообразно представлять схемой с генератором тока, а низкоомный — схемой с генератором ЭДС. Тогда в первом приближении сопротивление $Z_г$ можно не учитывать и эквивалентный активный двухполюсник упрощается до идеальных генераторов тока или ЭДС. Источниками входных сигналов могут быть микрофон, детектор, датчик, диодный фотоприемник, выход предыдущего усилителя и т. д.

К выходным зажимам *2—2′* подключается нагрузка усилителя, имеющая сопротивление $Z_н$. В качестве нагрузок могут быть громкоговоритель, электронно-лучевая трубка, вход последующего усилителя и т. п.

В усилителе энергия источника питания преобразуется в энергию усиленного колебания с помощью усилительных активных элементов. Если в качестве их применяют электронные приборы, то усилители называются электронными. Для усиления электрических сигналов они имеют почти исключительное применение.

Электронные усилители в современной технике находят самое широкое применение и как самостоятельные устройства, и как составные части более сложных устройств. Их используют в бытовой электронике, звуковом кино, радиолокации, медицине, технике из-

мерений, автоматике и т. д. На их основе строятся почти все другие аналоговые электронные устройства обычно посредством добавления тех или иных цепей обратной связи (ОС).

1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Аналоговые электронные устройства можно условно разделить на две большие группы: усилители и устройства, выполненные на их основе.

Усилители являются самыми распространенными электронными устройствами. Их принято классифицировать по нескольким признакам.

По форме усиливаемых сигналов — усилители непрерывных и усилители импульсных сигналов. К первым относятся усилители квазигармонических сигналов, например речевых, музыкальных, которые изменяются во времени сравнительно медленно, так что переходные процессы в усилителе почти не проявляются. Свойства таких усилителей оценивают по качеству передачи гармонического колебания. Усилители импульсных сигналов предназначены для усиления импульсов, например радиолокационных, телевизионных, телеграфных и т. д. Здесь проявляются переходные процессы. Поэтому свойства таких усилителей оценивают по форме переходной характеристики.

По диапазону частот — усилители постоянного тока (УПТ) и усилители переменного тока. Первыми называются такие, которые усиливают колебания с частотами, начиная с нуля герц, т. е. способны усиливать как переменную, так и постоянную составляющую входного сигнала. Усилители, способные усиливать только переменную составляющую, называются усилителями переменного тока. Они усиливают колебания с частотами от нижней граничной частоты $f_н$ до верхней граничной частоты $f_в$. За пределами этого диапазона частот, ширина которого называется полосой пропускания, усиление падает ниже допустимого уровня.

Среди усилителей переменного тока выделяют:

усилители звуковой частоты, рабочий диапазон которых находится в пределах 20 Гц ... 20 кГц, причем $f_в \gg f_н$;

усилители радиочастоты, у которых отношение $f_н/f_в$ близко к единице, а диапазон частот намного выше звуковых. Эти усилители широко применяют в радиоприемных устройствах (их изучают в соответствующем курсе). В выходные цепи каскадов здесь включаются колебательные контуры, резонансная частота которых $f_р \approx \approx (f_н + f_в)/2$. Поэтому они называются также резонансными усилителями. Их полоса пропускания $\Delta f \ll f_р$. Остальные усилители в отличие от резонансных иногда называют апериодическими;

широкополосные усилители (ШУ), у которых $f_в > 100$ кГц, а $f_н$ — десятки герц. Сюда относятся усилители видеотракта в телевизионной технике, видеоусилители радиолокационных приемников и т. д.

По типу усилительных элементов — транзисторные, ламповые, диэлектрические, магнитные и на интегральных микросхемах.

По области применения — микрофонные, трансляционные, измерительные, телевизионные, магнитофонные, радиолокационные и т. д. Делят усилители и по функциональному назначению. Так, если главным назначением усилителя является усиление напряжения, то он называется усилителем напряжения. Аналогично определяются усилители тока и усилители мощности.

Кроме рассмотренных основных признаков классификации могут использоваться и другие, например: *по типу питания* (батарейное, сетевое и т. д.), *числу каскадов,* конструктивному или технологическому исполнению и др.

Устройства на основе усилителей — это в основном преобразователи электрических сигналов и сопротивлений. Первые из них называются также активными устройствами аналоговой обработки сигналов. Их выполняют на базе усилителей либо путем непосредственного применения последних со специальными цепями ОС, либо путем некоторого видоизменения.

Сюда относятся устройства суммирования, вычитания, дифференцирования, интегрирования, логарифмирования, антилогарифмирования, фильтрации, детектирования, перемножения, деления, сравнения и др. Преобразователи сопротивлений также выполняют на основе применения принципа ОС в усилителях. Они могут преобразовывать величину, знак и характер сопротивления. Используют их в некоторых устройствах обработки сигналов. Особый класс составляют всевозможные генераторы и связанные с ними устройства (их изучают в соответствующем курсе).

1.3. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

1.3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ. СТАНДАРТИЗАЦИЯ И УНИФИКАЦИЯ

Технические показатели любого устройства представляют количественную оценку его свойств. Они характеризуют усиление, искажения, точность преобразования, уровни сигналов на входе и выходе и т. д. и позволяют оценить степень пригодности устройства для того или иного применения. Для устройств широкого применения показатели и методы их измерения определяются государственными или отраслевыми стандартами (ГОСТ, ОСТ), например ГОСТ 23850—85 «Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Методы измерения электроакустических параметров».

Стандартизация тесно связана с унификацией (уменьшением числа типов), объектом которой могут быть как устройства, так и их узлы. Номенклатура большинства устройств ограничена разумным числом типов, различающихся выходной мощностью, выходным и входным напряжениями, напряжением питания (от батарей), точностью работы и т. д.

К унифицированным узлам аналоговых устройств, выпускаемым серийно, относятся микросхемы операционных усилителей, стабилизаторов постоянного напряжения питания, перемножителей, компараторов, а также специализированные микросхемы для радиоприемных, телевизионных и других устройств. Стандартизация и унификация позволяют ускорить и упростить разработки, снизить стоимость производства и его подготовки, упростить ремонт. Определения терминов и параметров микросхем и методы измерения последних регламентируются Гостами, например ГОСТ 19799—74 «Микросхемы интегральные аналоговые. Методы измерения электрических параметров и определения характеристик».

В первую очередь рассмотрим технические показатели усилителей как основного типа АЭУ. Большинство их параметров могут быть отнесены и к другим аналоговым устройствам, выполняемым на основе усилителей.

1.3.2. ВХОДНОЕ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ. КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ

Входное сопротивление $Z_{вх}$ (проводимость $Y_{вх}$) усилителя или другого устройства — это внутреннее сопротивление (проводимость) между его входными зажимами. В большинстве случаев оно может быть представлено в виде параллельного соединения резистивного (активного) сопротивления $R_{вх}$ (проводимости $g_{вх}=1/R_{вх}$) и емкости $C_{вх}$. В этом случае полная входная проводимость в комплексной форме $Y_{вх}=g_{вх}+j\omega C_{вх}$. Обычно желательно большое $R_{вх}$ (малое $g_{вх}$) и малое $C_{вх}$. Но если входной сигнал подается по кабелю, то для согласования с ним требуется $R_{вх}$ усилителя, равное волновому сопротивлению кабеля, обычно составляющему 75 или 50 Ом. В некоторых измерительных усилителях иногда требуется $R_{вх}\to 0$ ($g_{вх}\to\infty$).

Выходное сопротивление $Z_{вых}$ усилителя — это внутреннее сопротивление между его выходными зажимами. По отношению к нагрузке усилитель является источником колебаний, внутреннее сопротивление которого равно $Z_{вых}$. В области средних частот выходное сопротивление можно считать резистивным (активным). Если усилитель работает на нагрузку, подключаемую через коаксиальный кабель, с которым она согласована, $R_{вых}$ должно рав-

няться волновому сопротивлению кабеля во избежание отражений, приводящих к искажениям формы импульсов.

Для усилителей звуковой частоты желательно, чтобы их выходное сопротивление было как можно меньше. Это демпфирует (подавляет) собственные колебания подвижной системы громкоговорителя и ослабляет зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки. Последнее особенно важно для усилителей, работающих на нестабильную нагрузку, например на трансляционную сеть звукового вещания. Применяются специальные показатели: коэффициент демпфирования $k_д = R_н/R_{вых}$ и коэффициент сброса нагрузки $k_с = |U_{вых\ хх}/U_{вых}| = |1 + Z_{вых}/Z_н|$.

Коэффициент усиления или передачи напряжения усилителя — отношение амплитудных или действующих значений выходного и входного напряжений (рис. 1.1, *а*): $K_U = U_{вых}/U_{вх}$. Он определяется в установившемся режиме при гармоническом (синусоидальном) входном сигнале, используется наиболее часто и в дальнейшем для простоты обозначается через K (без индекса).

Отношение

$$K_{скв} = U_{вых}/E_г \qquad (1.1)$$

называется коэффициентом сквозной передачи или коэффициентом передачи ЭДС. Из рис. 1.1, *а* следует, что

$$\underline{K}_{скв} = \underline{K}_{вх}\underline{K}, \qquad (1.2)$$

где $\underline{K}_{вх} = \underline{Z}_{вх}/(\underline{Z}_г + \underline{Z}_{вх})$ — коэффициент передачи (в комплексной форме) входной цепи, состоящей из входного сопротивления $Z_{вх}$ и внутреннего сопротивления эквивалентного генератора входного сигнала $Z_г$. Очевидно, что с повышением входного сопротивления увеличивается $K_{вх}$, а значит, и $K_{скв}$.

Коэффициентом усиления тока называется отношение

$$K_I = I_{вых}/I_{вх}. \qquad (1.3)$$

Он используется реже, так как для измерения токов требуется осуществлять разрыв цепей, что трудоемко. Если источник входного сигнала представить в виде эквивалентного генератора тока (рис. 1.1, *б*), то можно ввести понятие коэффициента сквозной передачи тока $K_{I\,скв} = I_{вых}/I_г$. Иногда используют также понятия сопротивления передачи $Z_п = U_{вых}/I_{вх}$ и проводимости передачи $Y_п = I_{вых}/U_{вх}$.

Отношение мощности усиленного колебания в нагрузке к мощности, подаваемой на вход, называется коэффициентом усиления мощности $K_P = P_н/P_{вх}$. Все три коэффициента усиления взаимосвязаны очевидными соотношениями: $K_P = K_I K$, $K_I = KZ_{вх}/Z_н$.

В связи с тем, что громкость слухового восприятия звукового сигнала пропорциональна логарифму его интенсивности, для

сравнения мощностей двух колебаний была введена логарифмическая единица бел (названа по имени изобретателя телефона А. Белла). Коэффициент усиления мощности обычно выражают в более мелких единицах — децибелах: K_P, дБ $= 10 \lg K_P$.

Если мощности $P_н$ и $P_{вх}$ выделяются на одинаковых сопротивлениях ($R_н = R_{вх} = R$), то их отношение в децибелах можно выразить через отношение напряжений

$$10 \lg \frac{U^2_{вых}/R}{U^2_{вх}/R} = 20 \lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}} .$$

Последнюю запись часто используют для выражения в децибелах коэффициента усиления напряжения даже при $R_н \neq R_{вх}$ (хотя это и не корректно), т. е. полагают K, дБ $= 20 \lg K$. Логарифмические единицы удобны тем, что позволяют перемножение коэффициентов усиления заменить сложением.

1.3.3. АМПЛИТУДНО- И ФАЗОЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Комплексный коэффициент усиления по напряжению $\underline{K} = Ke^{j\varphi}$. Его модуль K называется коэффициентом усиления. Зависимость K от частоты называется *амплитудно-частотной* (кратко — частотной) *характеристикой* (АЧХ) усилителя. Она изображена на рис. 1.2, *а*. Здесь по горизонтали отложена угловая частота $\omega = 2\pi f$. Вместо ω можно откладывать частоту f. Для АЧХ типичным является наличие так называемой области *средних частот*, в которой K почти не зависит от частоты и обозначается K_0. Его иногда называют номинальным коэффициентом усиления. Чаще всего на АЧХ по вертикальной оси используют относительный масштаб, откладывая относительное (нормированное) усиление $M = K/K_0$, т. е. коэффициент усиления, отнесенный к его значению на средних частотах. Такая АЧХ $M(\omega)$ или $M(f)$ называется нормированной.

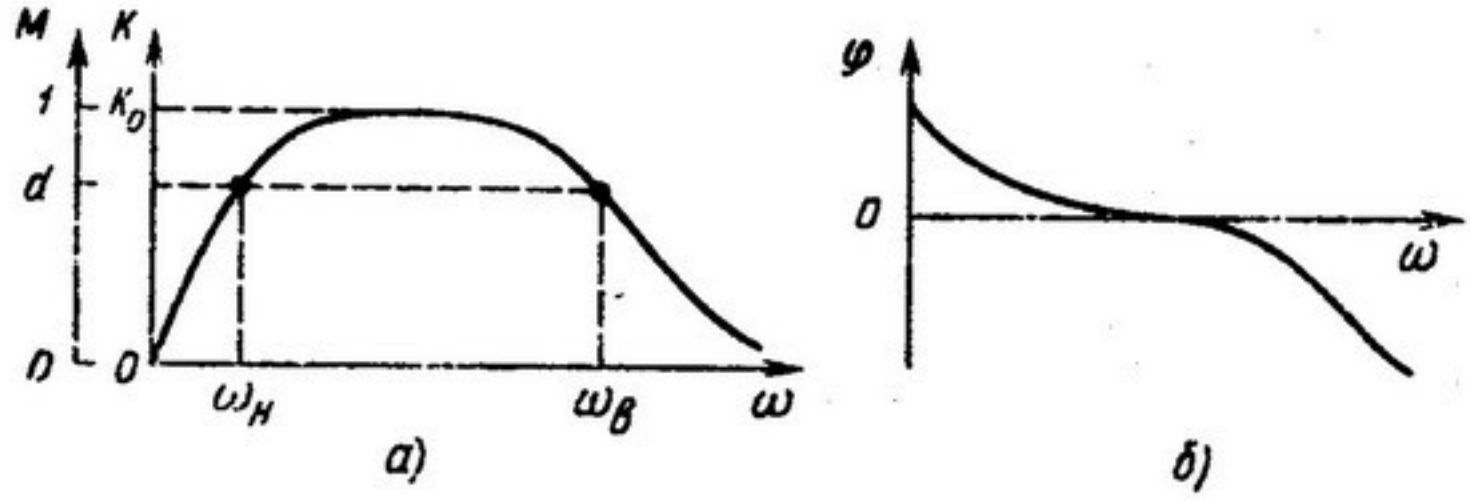


Рис. 1.2

На нижних и верхних (низших и высших) частотах АЧХ обычно спадает. Частоты, на которых относительное усиление M уменьшается до условного уровня отсчета d, называются граничными частотами усилителя: $f_н$ и $f_в$ — соответственно нижняя и верхняя. Будем использовать в основном угловую частоту ω, так что $\omega_н = 2\pi f_н$ и $\omega_в = 2\pi f_в$. Типовым или стандартным уровнем отсчета считается значение $d = 1/\sqrt{2} = 0{,}707$. Диапазон частот от $f_н$ до $f_в$ называется полосой пропускания усилителя.

Вследствие спада усиления на краях полосы пропускания не все спектральные составляющие сложного колебания усиливаются в одинаковое число раз. Это приводит к искажениям его формы, которые называются амплитудно-частотными или частотными искажениями. Их косвенной мерой является значение относительного усиления на граничных частотах полосы пропускания. Изменение усиления на граничных частотах относительно его значения на средних частотах называется *неравномерностью* частотной характеристики, выражается в децибелах ($20 \lg M$) и указывается в ТУ на аппаратуру. Неравномерность нормированной АЧХ характеризуют также параметром $\varepsilon(f) = M(f) - 1$. При этом абсолютное значение ε при $M(f) < 1$ называют спадом АЧХ, а при $M(f) > 1$ — ее подъемом.

В звуковых сигналах частотные искажения воспринимаются на слух как изменение тембра (высоты тона). Спад величины M на граничных частотах в усилителях звуковой частоты допускается не более чем на 3 дБ (в 1,41 раза), а в усилителях измерительных приборов — не более чем на 0,1 дБ.

Зависимость от частоты фазового сдвига φ, вносимого усилителем, называется его *фазочастотной* (кратко — фазовой) *характеристикой* (рис. 1.2, *б*). Из теории цепей известно, что если фазочастотная характеристика (ФЧХ) четырехполюсника не является прямой, исходящей из начала координат, то время прохождения через него различных спектральных составляющих сложного колебания различно. Это приводит к искажениям его формы, которые называются фазочастотными или фазовыми. На практике ФЧХ используется реже, чем АЧХ, ввиду меньшей значимости и сравнительной сложности измерения фазовых сдвигов.

Частотные и фазовые искажения называются **линейными**, так как создаются емкостями и индуктивностями схемы, которые являются линейными элементами. Они искажают форму лишь сложного колебания, а форму гармонического (синусоидального) колебания не изменяют. Линейные искажения не приводят к появлению новых составляющих в спектре сигнала. Они вызывают лишь изменение соотношения амплитуд и фаз между отдельными спектральными составляющими.

Масштаб по оси частот на АЧХ и ФЧХ обычно берется логарифмический. Он удобен тем, что растягивает область нижних и сжимает область верхних частот. Это позволяет одинаково подробно рассматривать равные относительные изменения частоты в любой ее области.

1.3.4. ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Переходной характеристикой (ПХ) называется зависимость мгновенного значения выходного напряжения усилителя от времени при подаче на вход небольшого перепада напряжения, не вызывающего перегрузку усилителя. Переходную характеристику подобно АЧХ обычно строят в относительном масштабе (рис. 1.3, *а*), откладывая по вертикали отношение выходного напряжения к его значению после установления фронта $h(t) = u_{вых}(t)/U_{вых\,0}$.

Время, в течение которого фронт относительной (нормированной) ПХ нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9, называется временем нарастания $t_{нар}$. Часто в конце фронта выходного напряжения получается выброс, иногда с последующими затухающими колебаниями на вершине ПХ (см. рис. 1.3, *а*). Относительная величина выброса обозначается δ и выражается в процентах. Существует так называемое критическое значение выброса, при котором δ усилителя не зависит от числа его каскадов. Критический выброс и стараются обеспечить при разработке. Он составляет единицы процентов и зависит от схемы каскадов. Спад верхней части нормированной ПХ в заданный момент времени обозначается через Δ.

Переходная характеристика усилителя однозначно определяет его АЧХ и ФЧХ. Она представляет собой лишь иной метод оценки качества усилителя, называемый *временны́м*. В отличие от него оценку показателей с помощью АЧХ и ФЧХ называют частотным

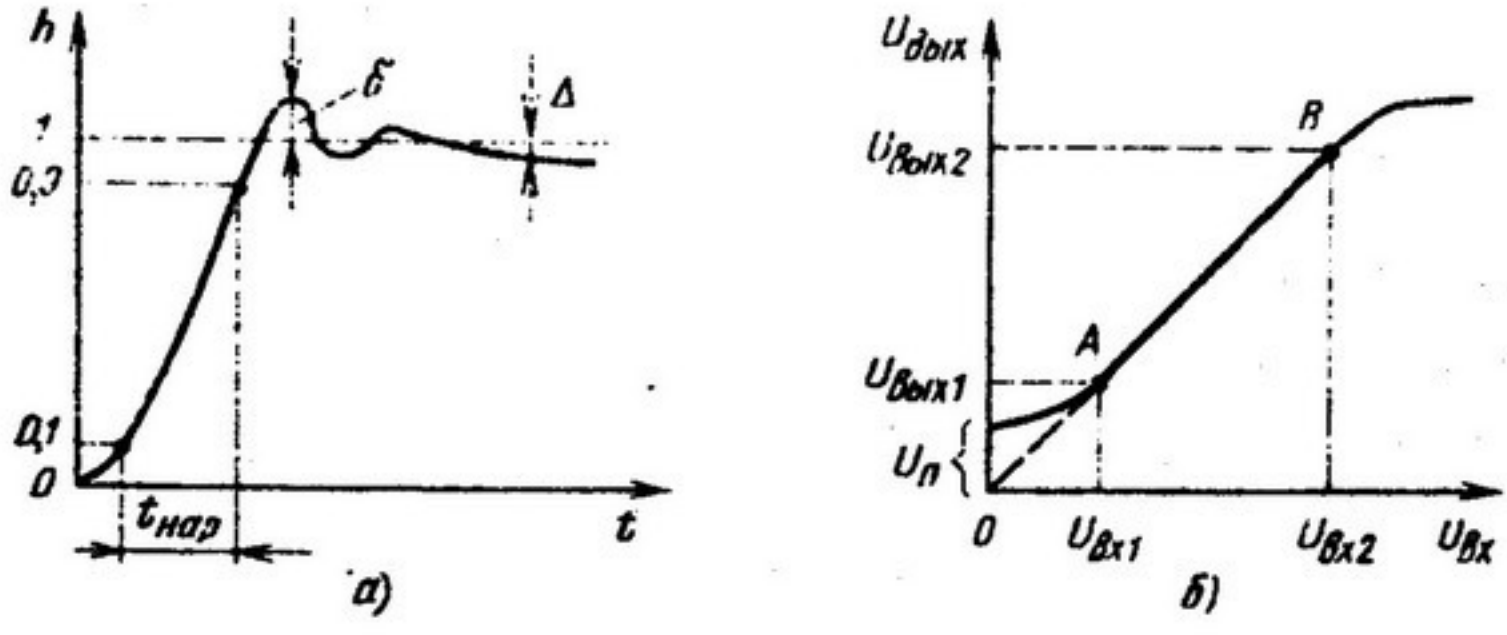


Рис. 1.3

методом. Прежде всего ПХ используют для оценки искажений формы прямоугольных импульсов при их усилении, так как такой импульс длительностью $t_и$, действующий на входе, может быть представлен в виде суммы двух разнополярных перепадов, взаимно сдвинутых во времени на $t_и$. Тогда по принципу суперпозиции форма импульса на выходе может быть найдена простым вычитанием ПХ самой из себя, сдвинутой во времени на $t_и$.

Изредка оценку усилителя временным методом ведут по импульсной характеристике, которая представляет реакцию усилителя на очень короткий импульс и по существу является производной от ПХ.

1.3.5. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейные искажения — это изменения формы колебания, обусловленные нелинейностью характеристик транзисторов, диодов, магнитопроводов, полупроводниковых конденсаторов микросхем и других элементов. Параметры нелинейных элементов зависят от воздействующего на них тока или напряжения. Отличительным признаком нелинейных искажений является то, что им подвержено даже гармоническое (синусоидальное) колебание. На этом и основана их простейшая количественная оценка с помощью коэффициента гармоник. Если на вход усилителя подать чисто гармоническое напряжение, то на выходе получим не только его первую гармонику, но и высшие.

Коэффициентом гармоник называется отношение действующего (эффективного) значения суммы высших гармоник выходного напряжения к действующему значению его первой гармоники:

$$K_г = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots} \,/U_1. \qquad (1.4)$$

Здесь U_1, U_2, U_3 и т. д.— действующие значения напряжений отдельных гармоник выходного напряжения. Результат не изменится, если в эту формулу подставить не действующие, а амплитудные значения, причем вместо напряжений можно оперировать токами. Иногда используют коэффициенты отдельных гармоник, например второй: $K_{г2} = U_2/U_1 = I_2/I_1$.

В звуковых сигналах нелинейные искажения воспринимаются как хрип или дребезжание. При $K_г < 2 \dots 3\%$ они почти незаметны на слух. Однако в высококачественных усилителях звуковых частот обеспечивают коэффициент гармоник $K_г < 0{,}2\%$, а в усилителях многоканальной связи — сотые и тысячные доли процента (во избежание взаимных помех каналов). Малые нелинейные искажения оценивают так называемым затуханием нелинейности $a_г$, выражае-

мым в децибелах: $a_г$, дБ $= 20 \lg (1/K_г)$. Часто нормируют затухание нелинейности отдельно по второй и третьей гармоникам:

$$a_{г2} = 20 \lg (U_1/U_2), \quad a_{г3} = 20 \lg (U_1/U_3).$$

Во всяком усилителе нелинейные искажения увеличиваются при приближении амплитуды выходного напряжения к максимально возможному значению. Выходное (и входное) напряжение, при котором коэффициент гармоник усилителя равен заданному допустимому значению, называется *номинальным*. Номинальной называется и соответствующая выходная мощность: $P_{вых\ ном} = U^2_{вых\ ном}/R_н$.

При усилении сложных сигналов возникают не только гармоники спектральных составляющих, но и их комбинационные частоты. На слух последние более заметны, так как в отличие от гармоник являются вновь возникшими составляющими. Поэтому для высококачественных усилителей звуковых частот измеряют также интермодуляционные искажения, подавая на вход два синусоидальных колебания с сильно различающимися частотами (f_1 и $f_2 > f_1$) и вчетверо различающимися амплитудами, причем амплитуда колебания частоты f_1 берется на 12 дБ, а частоты f_2 — на 24 дБ меньше номинальной (ГОСТ 23849—87). Количественной мерой искажений является отношение суммарного напряжения комбинационных составляющих к напряжению частоты f_2 на выходе усилителя.

При усилении импульсных сигналов прямоугольной формы нелинейность усилителя не приводит к искажению формы отдельных импульсов, но изменяет соотношение их амплитуд (если они не равны). При усилении пилообразных импульсов их форма искажается. Для оценки степени нелинейности импульсных усилителей используют *коэффициент нелинейности* $K_{нел}$. Он равен относительному изменению крутизны нарастания выходного напряжения усилителя при подаче на его вход линейно нарастающего напряжения максимальной амплитуды, пропускаемой усилителем.

1.3.6. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

Коэффициент полезного действия (КПД) усилителя характеризует экономичность расходования энергии питания. Обычно он измеряется при усилении гармонического колебания частоты 1 кГц. Общий КПД всего усилителя называется промышленным. Он представляет отношение номинальной выходной мощности, отдаваемой в нагрузку, к суммарной мощности, потребляемой им от всех источников питания: $\eta_Σ = P_н/P_Σ$. Разность $P_Σ - P_н = P_{пот}$ является мощностью потерь в усилителе.

Применяется также КПД выходной цепи усилительного элемента (УЭ), который представляет отношение мощности переменного тока, создаваемой в выходной цепи УЭ (например, транзистора), к мощности питания, потребляемой этой цепью: $\eta = P_{\sim}/P_{п}$. Он учитывает потери мощности только в УЭ и применяется для оценки экономичности оконечных каскадов как основных потребителей энергии питания.

Чем выше КПД усилителя, тем меньше мощность потерь в нем, которая превращается в тепло. Например, для предотвращения перегрева оконечных транзисторов их приходится снабжать радиаторами, размеры которых могут быть тем меньше, чем выше КПД. Таким образом, КПД усилителя косвенно характеризует также его удельные размеры и массу (на единицу выходной мощности).

Экономичность питания усилителя оценивают по КПД и по току питания в режиме покоя (при отсутствии сигнала). Последнее оправдано тем, что реальные усиливаемые сигналы обычно имеют паузы (перерывы).

1.3.7. СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ

Усилитель передает на выход не только усиленный полезный сигнал, но и нежелательные колебания, возникающие внутри него и поэтому называемые собственными помехами. Основными из них являются фон, наводки и шумы, а в усилителях постоянного тока — еще и дрейф нуля.

Фон — это колебание с частотой питающей сети или кратной ей. Обычно оно попадает в усилитель по цепям питания из-за недостаточного сглаживания пульсаций выпрямителя питающего напряжения. В ламповых усилителях дополнительным источником фона являются цепи накала катодов, если они питаются переменным током.

Наводками называются помехи, наводимые на цепи усилителя электрическими и магнитными полями. Источниками этих полей могут быть сетевой трансформатор блока питания, его соединительные провода, провода электросети или какие-либо электроустановки. Для количественной оценки фона и наводок используют отношение их напряжения на выходе усилителя к выходному гармоническому напряжению, соответствующему номинальной выходной мощности. Для качественных усилителей напряжение фона составляет —60 ... —70 дБ.

Собственные шумы усилителя представляют собой флуктуационные колебания, обусловленные хаотическим движением свободных носителей заряда (электронов и дырок) во всех электропроводящих материалах, из которых сделаны детали усилителя.

Шумы возникают на микроскопическом уровне строения материалов и поэтому очень слабые. Но, будучи усиленными многокаскадным усилителем, они могут оказаться соизмеримыми с уровнем полезного сигнала. В отличие от фона и наводок полностью устранить собственные шумы усилителя принципиально невозможно. Количественная оценка шумовых свойств усилителей будет дана в гл. 13.

Дрейфом нуля называют медленные изменения выходного напряжения усилителя из-за нестабильности напряжения питания и характеристик транзисторов. Дрейф в основном проявляется в усилителях постоянного тока. Количественно его оценивают напряжением или током дрейфа, пересчитанным ко входу. Так же оценивают иногда и уровень фона.

1.3.8. АМПЛИТУДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН

Амплитудной характеристикой (АХ) усилителя называется зависимость амплитудного или действующего значения выходного напряжения от входного синусоидального напряжения (рис. 1.3, *б*). Отношение выходного и входного напряжений равно коэффициенту усиления K. Поэтому амплитудная характеристика, казалось бы, должна быть прямой линией, исходящей из начала координат. Однако в действительности она совпадает с этой прямой только в средней части, на участке AB.

Начальный участок АХ отклоняется от прямой из-за наличия на выходе усилителя напряжения собственных помех $U_п$.

Верхний загиб АХ обусловлен наступлением перегрузки одного из каскадов усилителя, чаще всего оконечного, в результате чего начинается ограничение выходного колебания. Дело в том, что любой каскад в состоянии пропустить переменное напряжение с амплитудой, не превышающей некоторого значения. Использование верхнего криволинейного участка характеристики приводит к нелинейным искажениям. Однако их величину по кривизне этой характеристики не оценивают, так как она отражает не все виды нелинейных искажений. Верхний изгиб используют лишь для определения порога перегрузки. По графику АХ лишь весьма приближенно можно судить о характере и степени нелинейности (непостоянства) передаточных свойств каскада, т. е. о зависимости этих свойств от уровня усиливаемого сигнала. Более подробно принципы представления передаточных свойств нелинейных цепей рассмотрены в гл. 5.

Динамическим диапазоном D усилителя называется отношение наибольшего выходного (или входного) напряжения усилителя к

Библиотека
Уральского государственного
технического университета-УПИ

наименьшему в пределах линейной части амплитудной характеристики:

$$D = U_{вых2}/U_{вых1} = U_{вх2}/U_{вх1}. \qquad (1.5)$$

Обычно он выражается в децибелах D, дБ $= 20 \lg D$ и составляет 40 ... 60 дБ. Амплитуда колебания, представляющего реальный (например, речевой) усиливаемый сигнал, непрерывно изменяется от минимального до максимального значения, отношение которых называется динамическим диапазоном сигнала $D_c = U_{c\,max}/U_{c\,min}$. Так, для радиовещательных речевых сигналов $D_c \approx 40$ дБ, для симфонического оркестра $D_c \approx 70$ дБ. Чтобы усилитель мог воспроизвести на выходе все изменения уровня входного сигнала, надо обеспечить $D \geqslant D_c$.

Для некоторых устройств, например логарифматоров, вся АХ является нелинейной и подчиняется определенному закону. Однако ее начало и конец отклоняются от нужного закона нелинейности и по-прежнему имеют вид, показанный на рис. 1.3, *б*. Такие устройства характеризуются двумя динамическими диапазонами: по входу и выходу, причем $D_{вх} \neq D_{вых}$.

1.3.9. СПЕЦИФИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ НЕКОТОРЫХ АЭУ

Рассмотренные выше основные технические показатели могут быть отнесены к большинству АЭУ. Однако некоторые устройства, кроме того, характеризуются специфическими показателями, которые рассматриваются в соответствующих главах, посвященных изучению этих устройств. Например, для интегральных операционных усилителей и других аналоговых микросхем применяют такие параметры, как входные токи, ЭДС смещения нуля (приведенная ко входу), максимальная скорость нарастания выходного напряжения, коэффициент ослабления синфазных входных напряжений и др.

Устройства перемножения и деления имеют по два входа, условно обозначаемые x и y. Выходное напряжение перемножителя $U_{вых} = kU_xU_y$, а делителя $U_{вых} = kU_x/U_y$, где k — специфический показатель, называемый масштабным коэффициентом. Для перемножителя он имеет размерность 1/В, а для делителя — В. Главный показатель этих устройств — погрешность выходного напряжения. Для перемножителей (см. § 12.2) оценивают также величины прямого прохождения или просачивания на выход напряжения одного из сомножителей при равенстве нулю второго.

Специфическим параметром компараторов, являющихся устройствами переключения на основе сравнения двух напряжений, служит время переключения. Основными показателями логарифматора являются динамический диапазон по входному напря-

жению и максимальная относительная погрешность выходного напряжения. Активные фильтры характеризуются частотами среза и неравномерностью АЧХ в полосе пропускания.

1.3.10. СТАБИЛЬНОСТЬ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

Технические показатели и характеристики любых устройств, к сожалению, не остаются постоянными ввиду нестабильности параметров составляющих элементов: при изменении температуры, напряжения и тока питания, а также от экземпляра к экземпляру (производственный разброс) и вследствие старения. Наиболее нестабильны параметры транзисторов. Для важнейших показателей максимальные нестабильности нормируются техническими условиями. Обычно задается допустимая относительная нестабильность того или иного показателя, т. е. отношение абсолютного приращения данного показателя к его номинальному значению.

При отыскании нестабильности какого-либо технического показателя γ устройства принято использовать понятие *чувствительности* (параметрической)

$$S_x^\gamma = \frac{d\gamma/\gamma}{dx/x} = \frac{d\gamma}{dx}\frac{x}{\gamma}, \qquad (1.6)$$

которая по существу представляет отношение относительных нестабильностей интересующего нас показателя γ и параметра x как источника нестабильности. Безразмерная величина S_x^γ называется чувствительностью показателя γ к изменению параметра x. Так, если для простейшего однотранзисторного усилителя (каскада) в (1.6) $\gamma=K$, $x=I_{к0}$, то чувствительность коэффициента усиления (K) к изменениям тока коллектора в исходной рабочей точке ($I_{к0}$) $S_{I_{к0}}^K = (\partial K/\partial I_{к0})\, I_{к0}/K$.

Интересующий нас показатель может быть не обязательно параметром устройства (например, коэффициентом усиления), но и какой-либо функцией (например, передаточной). В последнем случае чувствительность тоже является функцией. Частную производную $\partial\gamma/\partial x$ в (1.6) называют функцией чувствительности или коэффициентом влияния параметра x на величину γ.

Относительное изменение интересующего нас технического показателя

$$\Delta\gamma/\gamma = S_x^\gamma \Delta x/x. \qquad (1.7)$$

Если γ зависит от нескольких параметров: x_1, x_2, ..., то полное относительное изменение

$$\Delta\gamma/\gamma = S_{x_1}^\gamma + S_{x_2}^\gamma + \ldots$$

Если интересующий нас показатель комплексный $\underline{\gamma}=\gamma\exp(j\varphi)$, то S_x^γ называется модульной чувствительностью, а S_x^φ — фазовой чувствительностью.

1.4. ПРИНЦИП ЭЛЕКТРОННОГО УСИЛЕНИЯ

Минимальная часть усилителя, сохраняющая его функции, называется *усилительным каскадом*. Обычно он содержит один усилительный элемент, например транзистор (реже — два), и относящиеся к нему пассивные компоненты, обеспечивающие его работу.

Простейшая схема каскада на биполярном транзисторе (рис. 1.4, *а*) содержит транзистор *VT* и резистор $R_к$, включенный в цепь коллектора последовательно с источником питания $E_п$. Во входной цепи последовательно с источником переменного усиливаемого напряжения $u_{вх}$ включен источник постоянного напряжения смещения $U_{см}$. Переменная составляющая тока коллектора, протекая через резистор $R_к$, выполняющий функции коллекторной нагрузки, создает на нем выходное напряжение. Оно снимается с коллектора через разделительный конденсатор (на схеме не показано) и подается далее на сопротивление нагрузки каскада $R_н$. Конденсатор пропускает только переменную составляющую.

Рассмотрим работу каскада. В исходном состоянии или режиме покоя $u_{вх}=0$. При этом напряжение на базе равно $U_{см}$, а ток кол-

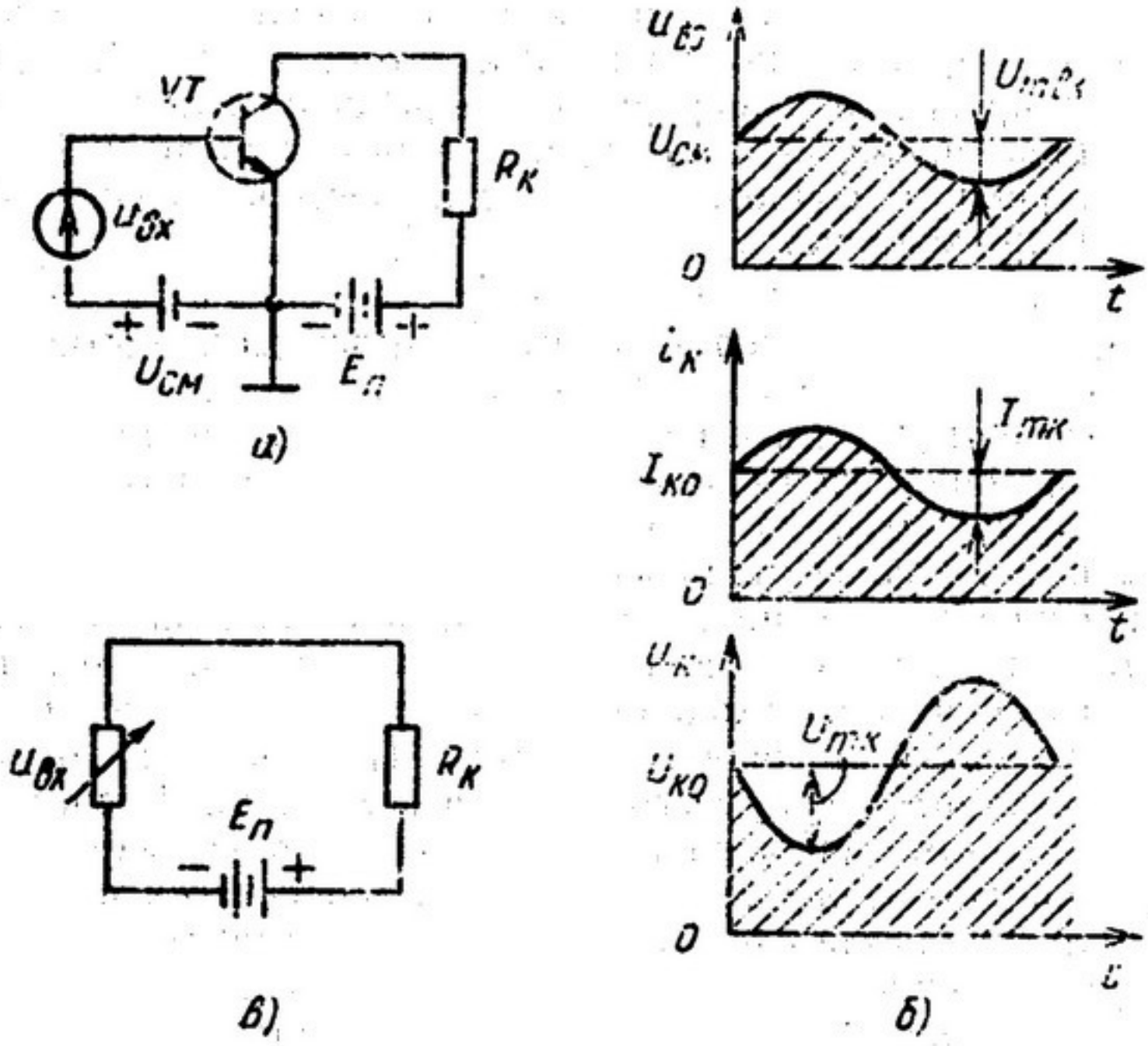


Рис. 1.4

лектора и напряжение на нем в исходной рабочей точке равны $I_{к0}$ и $U_{к0}=E_п-I_{к0}R_к$.

Пусть теперь подается входное переменное напряжение $u_{вх}=U_{m\,вх}\sin\omega t$ (рис. 1.4, *б*). Оно дополнительно открывает транзистор в первый полупериод и частично закрывает его во второй. В результате ток коллектора изменяется около значения в исходной рабочей точке тоже по закону синуса: $i_к=I_{к0}+I_{mк}\sin\omega t$. Мгновенное значение напряжения коллектор — эмиттер $u_к=E_п-R_к i_к=U_{к0}-U_{mк}\sin\omega t$, где $U_{mк}=R_к I_{mк}$ — амплитуда его переменной составляющей. В первый полупериод (рис. 1.4, *б*) $u_к$ уменьшается из-за увеличения тока $i_к$ и падения напряжения на $R_к$. Здесь $R_к$ играет роль преобразователя тока в напряжение.

При достаточно большом $R_к$ оказывается $U_{mк}>U_{m\,вх}$, т. е. каскад дает усиление по напряжению. Благодаря большому внутреннему сопротивлению выходной цепи транзистора включение сопротивления $R_к$ почти не уменьшает амплитуду переменного тока коллектора, т. е. транзистор выступает в роли управляемого генератора сигнального тока, а сопротивление $R_к$ — в роли преобразователя этого тока в сигнальное напряжение $u_к$.

Процесс управления током $i_к$ выходной цепи транзистора можно рассматривать так же, как результат изменения его мгновенного внутреннего сопротивления постоянному току (рис. 1.4, *в*). Благодаря этому происходит непрерывное перераспределение напряжения источника питания между транзистором и нагрузкой. Управление внутренним сопротивлением транзистора осуществляется входным напряжением.

1.5. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В зависимости от того, какую долю периода усиливаемого колебания синусоидальной формы ток протекает через усилительный элемент, различают несколько режимов его работы, которые принято обозначать заглавными буквами латинского алфавита. Рассмотрим основные из них. Самым распространенным является *режим* А (рис. 1.4). Он характеризуется тем, что путем подачи постоянного смещения исходная рабочая точка транзистора выбирается при сравнительно большом токе. Поэтому ток коллектора не прерывается в течение всего периода колебания. Режим А дает малые нелинейные искажения. Он применяется во всех каскадах предварительного усиления, а иногда и в оконечных каскадах.

Режимом В называется такой режим, когда исходная рабочая точка совмещается с началом передаточной характеристики транзистора (точка *О* на рис. 1.5). Здесь выходной ток транзистора (ток коллектора $i_к$) в отсутствие сигнала практически равен нулю, что делает режим покоя очень экономичным. При наличии вход-

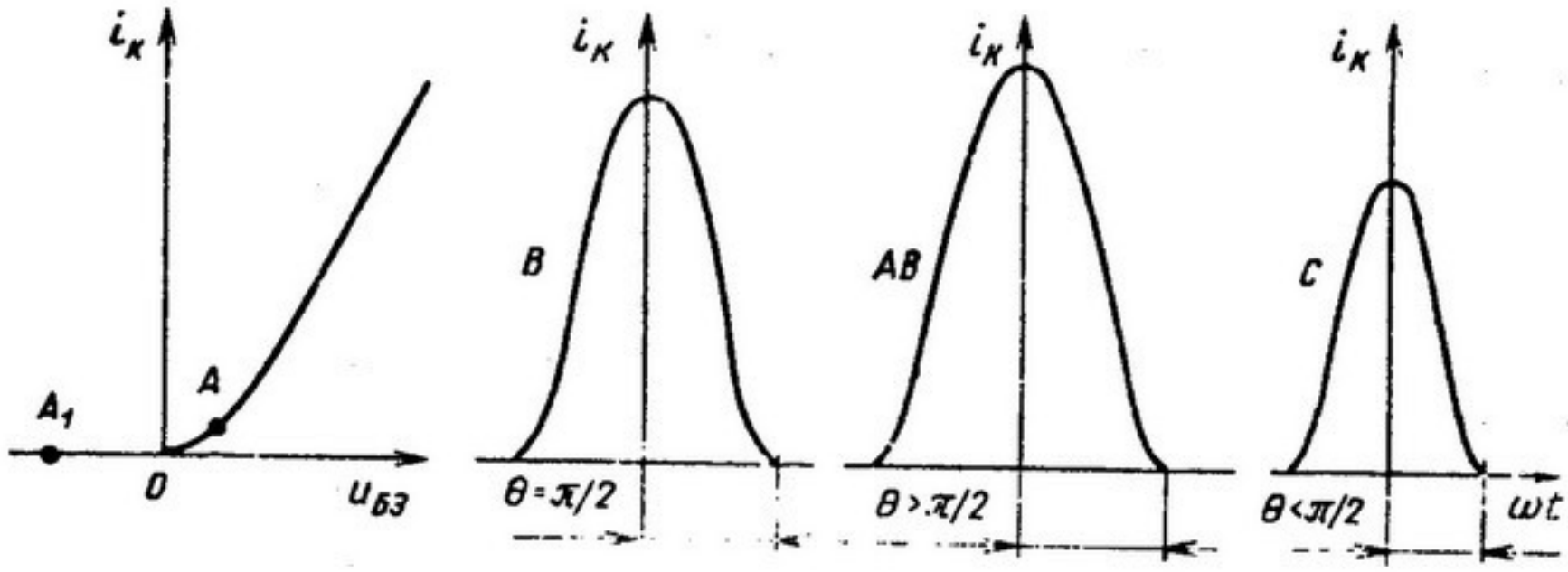


Рис. 1.5

ного сигнала ток через транзистор протекает только в течение половины каждого периода. Половина длительности каждого импульса выходного тока транзистора, выраженная в радианах или градусах угла текущей фазы ωt, называется углом отсечки θ. В режиме В угол $\theta=\pi/2=90°$. Полуволны, соответствующие вторым полупериодам колебания, данным транзистором не пропускаются. Для их усиления приходится ставить другой такой же транзистор. В результате получается так называемый двухтактный усилитель.

В режиме В оказывается сравнительно высокий КПД. Однако из-за кривизны начального участка передаточной характеристики транзистора полувóлны тока в их нижней части заметно искажаются. Из-за прерывистости тока транзисторов возникают дополнительные искажения, обусловленные переходными процессами. На верхних частотах они проявляются настолько сильно, что ограничивают диапазон усиливаемых частот. Эти дополнительные искажения присущи всем режимам с отсечкой, применяемым в усилителях.

В режиме АВ рабочую точку A (рис. 1.5) выбирают примерно на середине начального криволинейного участка передаточной характеристики транзистора. В результате импульсы тока коллектора оказываются несколько шире половины периода и угол отсечки $\theta>90°$. Режим АВ является основным для двухтактных каскадов. Здесь потребляется некоторый ток покоя, но КПД лишь незначительно ниже, чем в режиме В. Преимущество — отсутствие искажений, вызванных кривизной начального участка передаточной характеристики.

Режим С характеризуется выбором исходной рабочей точки (A_1 на рис. 1.5) в области запирания транзистора, в результате чего угол отсечки $\theta<90°$. Режим С применяется в радиопередающих устройствах, а также в усилителях с повышенным КПД.

Режим D, или ключевой режим работы транзистора, состоит в том, что на его вход подаются прямоугольные импульсы большой амплитуды, полностью отпирающие и запирающие транзистор. Последний используется в качестве выключателя или ключа. Он всегда находится в одном из двух крайних состояний: «полностью открытом» или «полностью закрытом». В первом из них падение напряжения между выходными электродами транзистора близко к нулю, а во втором — его ток близок к нулю. Поэтому потери энергии в транзисторе всегда ничтожно малы. Переброс из одного состояния в другое осуществляется мгновенно. Режим D позволяет получать в усилителях очень высокий КПД.

Иногда употребляют понятия и других режимов или классов усиления, но пока еще нет единообразия в их обозначениях.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое АЭУ?
2. Что называется усилителем?
3. Какие бывают виды усилителей в зависимости от их диапазона частот?
4. Какие требования предъявляются к входному и выходному сопротивлениям усилителей и других устройств?
5. Что такое неравномерность частотной характеристики?
6. Что такое линейные искажения?
7. Как количественно оценивают нелинейные искажения усилителя?
8. Какие бывают виды собственных помех усилителя?
9. Что такое динамический диапазон усилителя?
10. Что такое чувствительность интересующего нас технического показателя?
11. Для чего нужен резистор $R_к$ в схеме рис. 1.4, *а*?
12. Почему в усилительном каскаде по схеме рис. 1.4. *а* выходное переменное напряжение противофазно по отношению к входному?
13. В чем отличительная сущность каждого из основных режимов работы усилительного элемента, например транзистора?

ГЛАВА 2

АНАЛИЗ РАБОТЫ КАСКАДА С ПОМОЩЬЮ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЕГО ЭЛЕМЕНТОВ

2.1. ВЫХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРА, РАБОЧАЯ ТОЧКА И ОБЛАСТЬ БЕЗОПАСНОЙ РАБОТЫ

Наибольшее представление о протекающих в усилительном каскаде процессах дает анализ его работы, проведенный с помощью вольт-амперных характеристик (ВАХ) усилительного прибора. Ос-

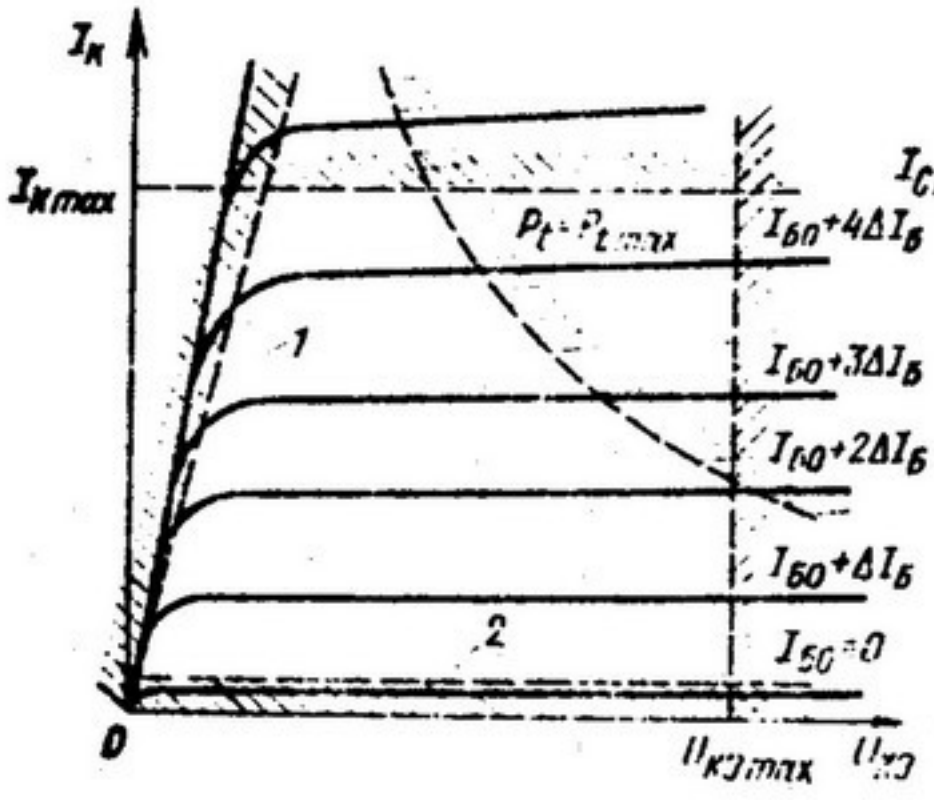


Рис. 2.1

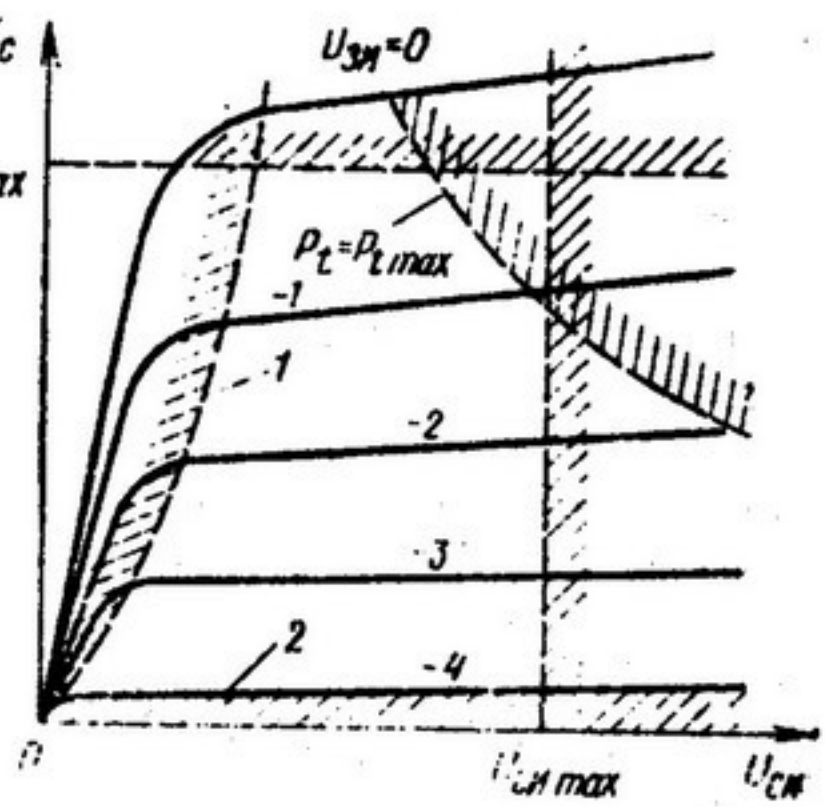


Рис. 2.2

новной характеристикой, используемой при этом анализе, является его выходная ВАХ, представляющая зависимость выходного тока $I_{вых}$ от выходного напряжения $U_{вых}$. При построении графиков этих характеристик входное воздействие, представленное в виде входного $I_{вх}$ тока или напряжения $U_{вх}$, выступает в качестве параметра.

На рис. 2.1 приведено семейство выходных характеристик биполярного транзистора, соответствующих наиболее частому его использованию в усилительных каскадах, когда в качестве выходного тока используется ток коллектора $I_К$, а в качестве выходного напряжения — разность потенциалов $U_{КЭ}$ между коллектором и эмиттером. Ток базы $I_Б$ при построении этих характеристик выступает в роли параметра. Линиями *1* и *2* показаны границы активной (управляемой) области характеристик.

Выходные характеристики полевого транзистора рис. 2.2 во многом подобны характеристикам рис. 2.1, за исключением того, что в качестве выходного тока выступает ток стока $I_С$, в качестве выходного напряжения — разность потенциалов сток — исток $U_{СИ}$, а в роли параметра — напряжение затвор — исток $U_{ЗИ}$.

Работу усилительного прибора в схеме можно интерпретировать как процесс управления протеканием тока $I_{вых}$ с помощью изменений входного сигнала $I_{вх}$ или $U_{вх}$. В процессе указанного управления значения токов и напряжений в каскаде изменяются. Точка плоскости выходных или других ВАХ усилительного прибора, связывающая текущие значения токов и напряжений в каскаде, называется *рабочей точкой* (РТ). Рабочая точка, соответствующая отсутствию сигнальных воздействий, называется *исходной рабочей точкой* (ИРТ). В дальнейшем обозначения токов и напряжений, соответствующие ИРТ, будем отмечать дополнитель-

ным индексом «0». Так, значение коллекторного тока, соответствующее исходной рабочей точке, будет обозначаться как $I_{К0}$. Значение разности потенциалов между коллектором и эмиттером в этой точке — как $U_{КЭ0}$ и т. д.

Взанмосвязь изменений $\Delta I_{вых}$ тока $I_{вых}$ от сигнальных изменений $\Delta I_{вх}$ или $\Delta U_{вх}$ входного тока $I_{вх}$ или входного напряжения $U_{вх}$ должна быть не только причинно-следственной, но и по возможности линейной. Только при линейной (пропорциональной) функциональной зависимости значений $\Delta I_{вых}$ от $\Delta I_{вх}$ или $\Delta U_{вх}$ возможно неискаженное воспроизведение усиливаемого сигнала на выходе каскада при работе его усилительного прибора на линейную резистивную нагрузку. Косвенным признаком возможности неискажающей работы усилительного прибора в усилительном каскаде является эквидистантность графиков семейства ВАХ, представленных на рис. 2.1 и 2.2. Очевидно, что условие эквидистантности выполняется лишь в ограниченной области значений токов и напряжений. Область выходных ВАХ УП, где указанное условие выполняется с приемлемой для практики точностью, называется *усилительной областью*. Протяженность этой области ограничена с одной стороны так называемой *линией насыщения* (*1* на рис. 2.1 и 2.2), а с другой — *линией отсечки* (*2* на рис. 2.1 и 2.2). При значениях тока коллектора, соответствующих областям выходных ВАХ, лежащим левее линии *1* и ниже линии *2*, не только нарушается пропорциональная зависимость выходных сигнальных приращений от входных, но вообще прекращается управляющее воздействие входного сигнала на выходной ток, т. е. усилительный прибор полностью теряет усилительную способность.

Считается, что транзистор работает в усилительном режиме, если в процессе усиления РТ не соприкасается с линиями насыщения и отсечки. Первое из этих условий выполняется, если в процессе усиления сигналов выходные напряжения $U_{кэ}$ и $U_{си}$ имеют значения не ниже, чем некоторое начальное напряжения $U_{нач}$, характеризующее удаление линии насыщения от оси ординат при данном выходном токе $I_{вых}$. Значения этого напряжения для полевых транзисторов обычно лежат в пределах от долей вольт (при малых значениях токов) до трех-пяти (при $I_С$, приближающихся к предельно допустимым значениям $I_{С\,max}$).

Для биполярного транзистора оценку значения $U_{нач}$ при токе коллектора $I_К$ можно осуществить по формуле

$$U_{нач} \approx I_К r_{нас}, \qquad (2.1)$$

где $r_{нас} = dU_{кэ}/dI_К$ — сопротивление, характеризующее наклон линии насыщения *1* на рис. 2.1. Приближенно можно считать, что $r_{нас} = 3 \ldots 5/I_{К\,max}$, где $I_{К\,max}$ — предельно допустимое значение тока коллектора.

Напряжения, токи, а также цепи, обеспечивающие положение ИРТ в усилительной области, называются соответственно *напряжениями, токами и цепями смещения.* Напряжения и токи смещения часто также называют *начальными.*

Область возможных значений выходного тока и напряжения ограничена необходимостью выполнения ряда условий, вытекающих из требования обеспечения надежной и безопасной работы усилительного прибора в схеме. В качестве параметров, определяющих эти ограничения, выступают паспортные данные на транзистор о предельно допустимых значениях выходного тока $I_{вых\,max}$ и выходного напряжения $U_{вых\,max}$, а также тепловой мощности $P_{t\,max}$, выделяемой в выходной цепи усилительного прибора. При отсутствии сигнала, а также при малой его интенсивности (когда $\Delta I_{вых} \ll I_{вых0}$) в выходной цепи транзистора выделяется мощность $P_t = U_{вых0} I_{вых0}$, где $U_{вых0}$, $I_{вых0}$ — значения выходного напряжения и тока в исходной РТ. Таким образом, *область безопасной работы* (ОБР) — это область выходных ВАХ, в пределах которой выполняются условия $I_{вых} < I_{вых\,max}$, $U_{вых} < U_{вых\,max}$ и $P_t = I_{вых0} U_{вых0} < P_{t\,max}$. На рис. 2.1 и 2.2 границы ОБР выделены штриховкой.

В усилительном каскаде выходные зажимы транзистора, его нагрузка и источник питания образуют последовательную цепь. Значение тока в этой цепи и распределение напряжения источника питания между нагрузкой и транзистором, т. е. положение ИРТ, удобно определить с помощью графиков ВАХ элементов, входящих в указанную последовательную цепь. Построение графиков осуществляется на плоскости выходных характеристик транзистора в соответствии с соотношением $U_{вых} = E_п - U_н$, где $U_н$ — падение напряжения на сопротивлении нагрузки. Так, для схемы рис. 1.4, *а*

$$U_{кэ0} = E_п - U_н. \qquad (2.2)$$

Соответствующие соотношению (2.2) построения по определению положения ИРТ для случая, когда $I_{б0} = 50$ мкА, а в каскаде в качестве нагрузки использован линейный резистор $R_н = 1$ кОм с ВАХ рис. 2.3, *а*, приведены на рис. 2.3, *б*. Точка пересечения ВАХ нагрузки и транзистора определяет, как значение тока $I_{к0}$, так и напряжения $U_{кэ0}$. Приведенные на рис. 2.3, *б* построения можно интерпретировать как решение графическим способом уравнения (2.2) относительно значения тока $I_{к0}$.

Появление сигнального приращения $\Delta I_б$ базового тока $I_{б0}$ изменяет ход выходной ВАХ транзистора. В результате этого точка пересечения графиков ВАХ занимает новое положение, определяя *сигнальные* изменения $\Delta I_к$ и $\Delta U_{кэ}$ коллекторного тока и разности потенциалов коллектор — эмиттер.

Аналоговый сигнал $\Delta I_б(t)$ изменяется плавно и непрерывно. В ответ на такие изменения происходят плавные и непрерывные

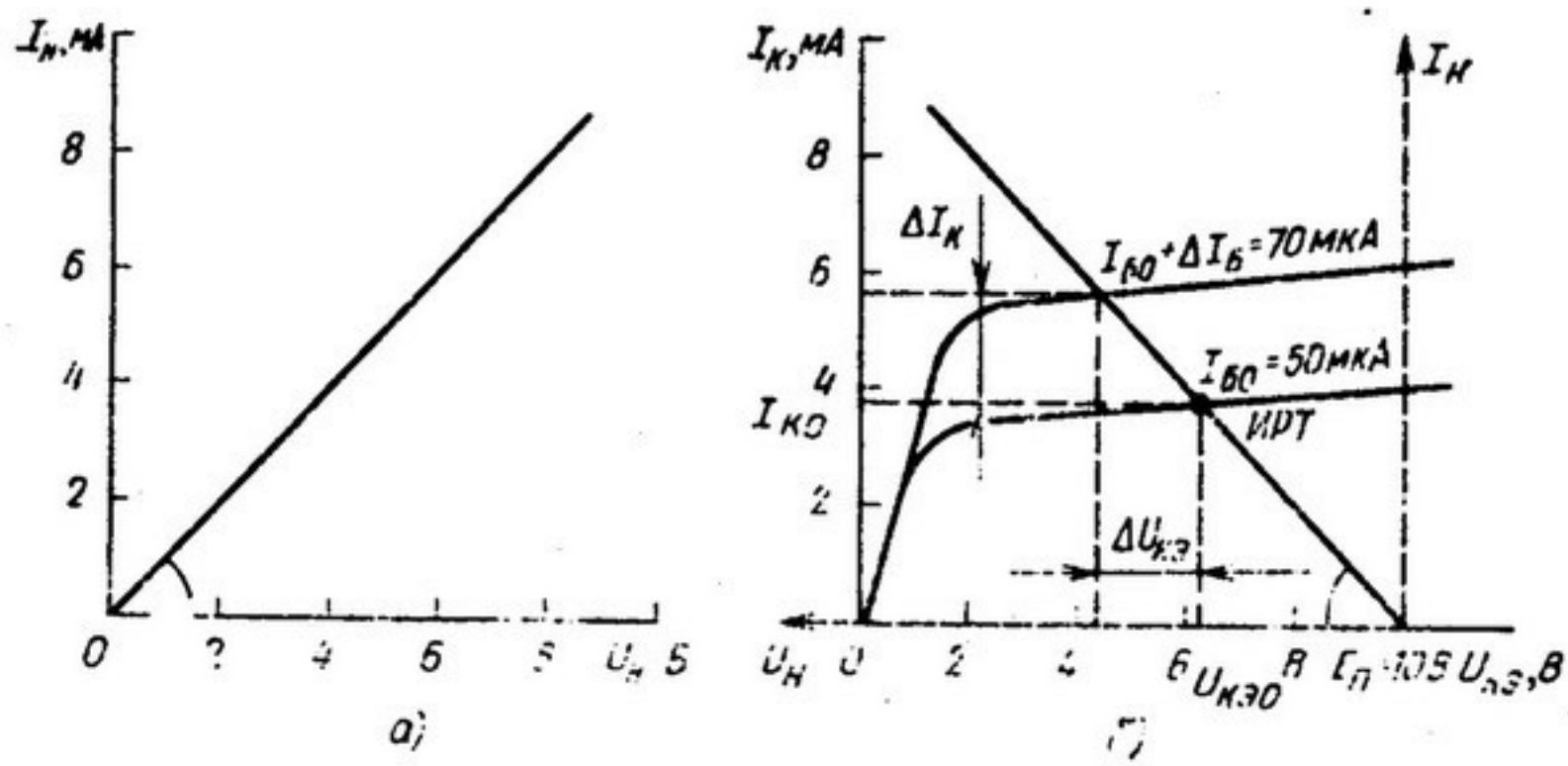


Рис. 2.3

изменения положения ИРТ, в результате чего процесс усиления сигнала можно трактовать как процесс управления ходом выходной ВАХ транзистора, приводящий к изменениям положения рабочей точки и появлению сигнальных составляющих тока и напряжения на выходе усилительного каскада.

На рис. 2.4, *а* приведен пример графических построений, направленных на определение положения ИРТ, для случая, когда в качестве нагрузки использован нелинейный двухполюсник с ВАХ (рис. 2.4, *б*). Построения осуществлены в соответствии с (2.2).

На основании проведенного рассмотрения может быть сформулировано следующее правило определения положения ИРТ с помощью графических построений:

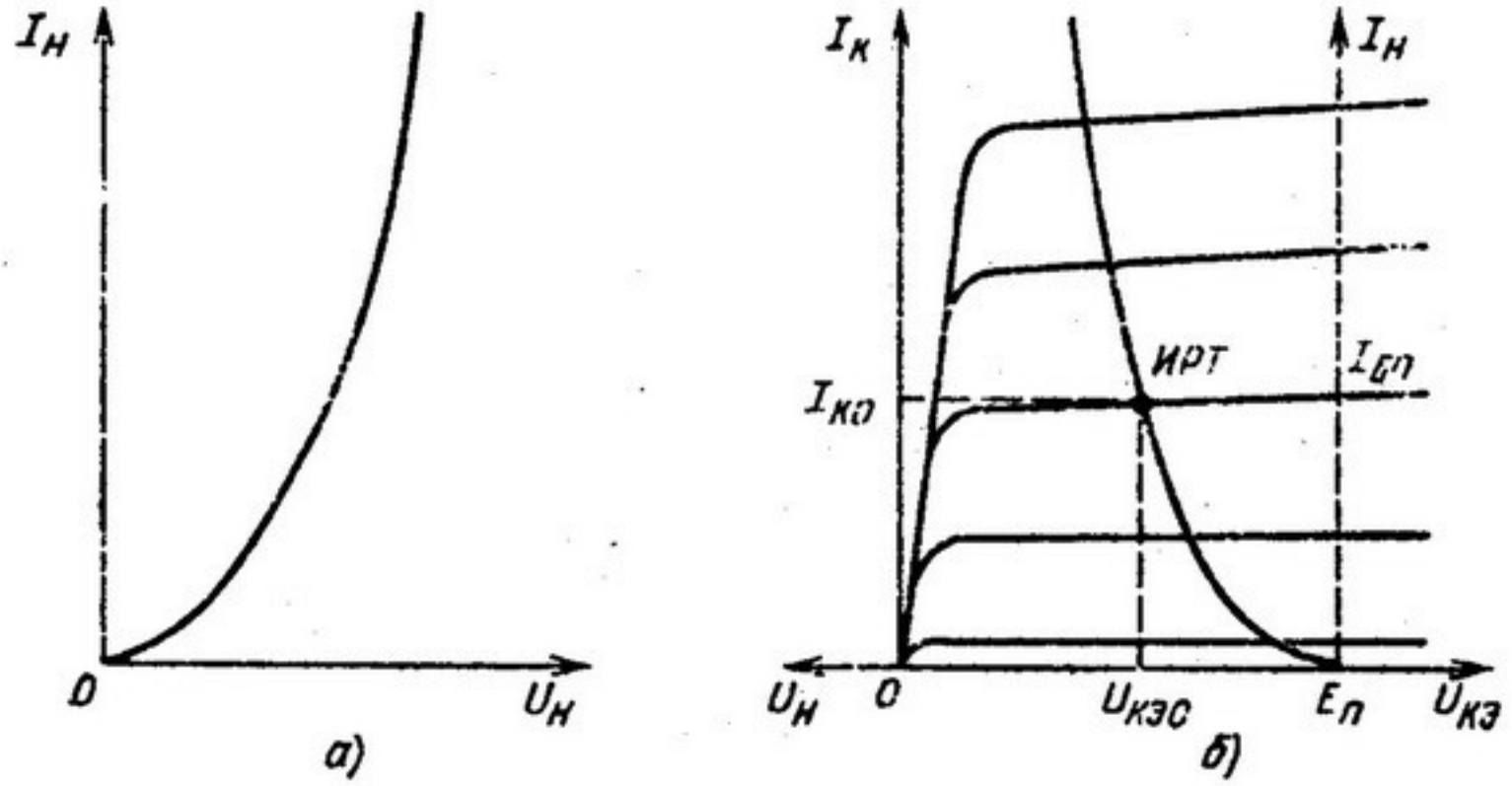


Рис. 2.4

Чтобы определить положение ИРТ, необходимо в соответствии с (2.2) на плоскости выходных характеристик усилительного прибора построить график ВАХ нагрузки, совместив начало его координат с точкой ($U_{кэ}=E_п, I_к=0$) и изменив направление оси напряжений этого графика на противоположное. Точка пересечения графика, построенного таким образом, с графиком текущей выходной ВАХ усилительного прибора определит текущее положение ИРТ.

2.2. НАГРУЗОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И ТРАЕКТОРИЯ ДВИЖЕНИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

В процессе воздействия сигналов на входные зажимы усилительного прибора значения токов и потенциалов в каскаде изменяются, а РТ занимает различные положения. Линия на плоскости выходных ВАХ, по которой движется РТ в процессе воздействия сигналов на вход усилительного прибора, называется *нагрузочной линией или нагрузочной характеристикой.* При резистивной нагрузке, когда взаимосвязь тока, протекающего через нагрузку, с создаваемой этим током разностью потенциалов однозначна (между изменениями тока и напряжения нет фазовых сдвигов и запаздываний), нагрузочная характеристика имеет вид линии, в качестве которой при линейной нагрузке выступает прямая линия. Так, для схемы рис. 1.4, *а* в качестве нагрузочной характеристики на рис. 2.3, *б* выступает прямая линия, являющаяся графиком ВАХ сопротивления нагрузки $R_н$.

При организации схемы усилительного каскада один из его эквипотенциальных участков обычно присоединяется к точке нулевого потенциала. Такое подключение называется *заземлением участка цепи,* а точка заземления — *общей точкой.* Следует отметить, что заземление одного из эквипотенциальных участков (одного из узлов) цепи не отражается на ее работе. Обычно заземлению подвергаются один из зажимов источника питания и один из выводов усилительного прибора.

На рис. 2.5, *а* приведен пример такого схемного построения, образованного на базе схемы рис. 1,4, *а* путем заземления в ней цепи эмиттера. Обычно в преобразовании выходного сигнального тока $\Delta I_к = i_{вых}$ в выходное сигнальное напряжение $u_{вых}$ участвует не только двухполюсник $R_н$, но и другие цепи.

Так, с целью передачи с выхода рассматриваемого N-го каскада на вход следующего $N+1$-го каскада только переменной (сигнальной) составляющей в состав схемы включают так называемую разделительную цепь, в качестве которой обычно используется конденсатор $C_р$ (рис. 2.5, *б*). Конденсаторы, используемые в схемах усиления для разделения двух смежных цепей по постоянному току, называются *разделительными.* Включение разделительного

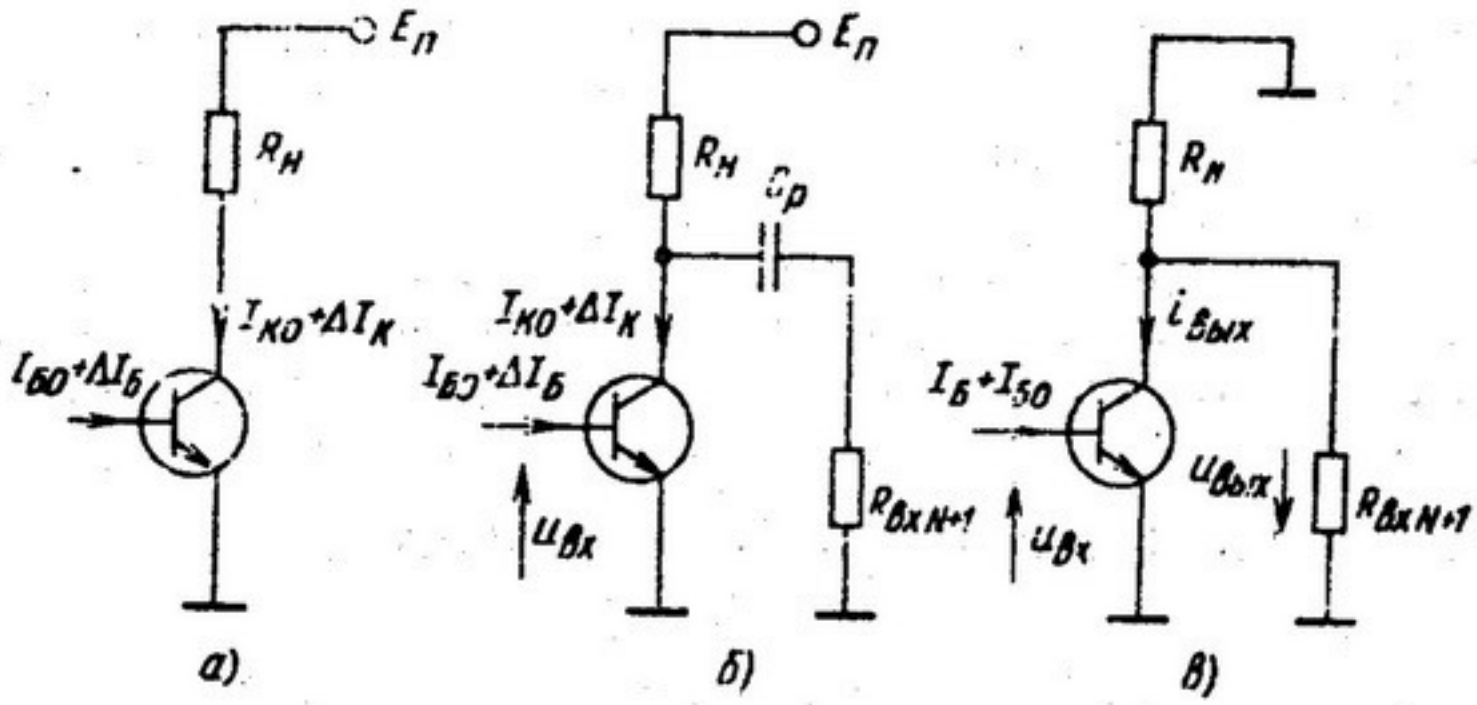


Рис. 2.5

конденсатора в состав схемы обеспечивает независимую работу на постоянном токе разделяемых конденсатором участков схемы. Емкость разделительного конденсатора обычно выбирается достаточно большой. В результате с сопротивлением разделительного конденсатора можно не считаться и при составлении эквивалентной схемы для переменного тока его можно заменить коротким замыканием.

При рассмотрении работы каскада на переменном токе используют так называемую *эквивалентную схему каскада для переменного тока*. При ее составлении из схемы прототипа исключаются все разделительные и блокировочные конденсаторы (они замещаются накоротко замкнутыми цепями), а все источники постоянного напряжения заземляются, так как на внешних зажимах этих источников сигнальные потенциалы отсутствуют. Эквивалентная схема каскада рис. 2.5, *б* для переменного тока приведена на рис. 2,5, *в*. В схеме выходной сигнальный ток $i_{вых}$ транзистора протекает через параллельное соединение резисторов $R_н$ и $R_{вх\,N+1}$. ВАХ этого соединения, называемого эквивалентным сопротивлением $R_{экв}$ нагрузки, определяет характер преобразования сигнального тока $i_{вых}$ транзистора в сигнальное напряжение $u_{вых}$. Поэтому ее можно рассматривать как нагрузочную характеристику транзистора на переменном токе, а само параллельное соединение — как нагрузку транзистора на переменном токе. В общем случае под *нагрузочной характеристикой на переменном токе* понимается ВАХ на переменном токе полного сопротивления, включенного между выходной клеммой транзистора и точкой нулевого потенциала. Обычно нагрузочную характеристику на переменном токе рассматривают только при резистивном характере нагрузки. Поэтому график этой характеристики в отличие от траектории рабочей точки имеет вид не замкнутого контура, а сплошной линии.

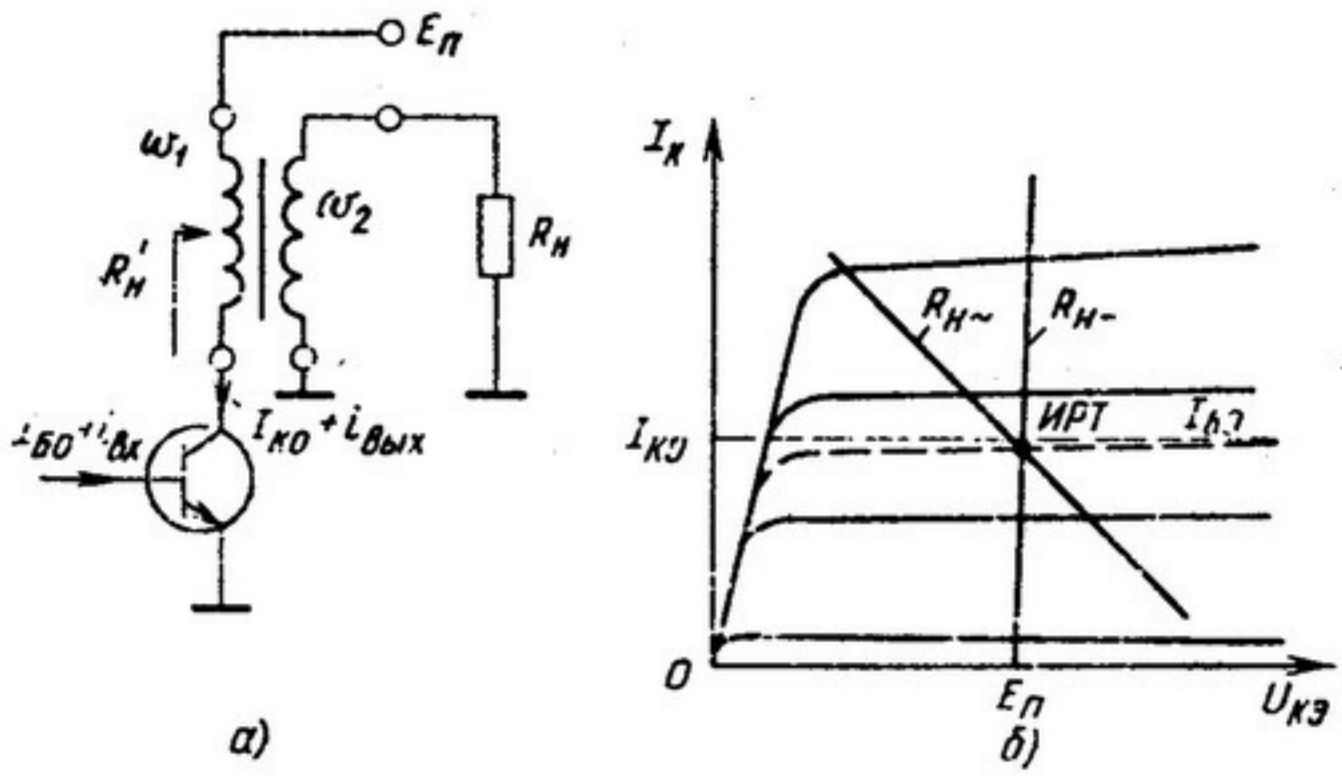


Рис. 2.6

В схеме рис. 2.5, *б*, соотношение между нагрузками на переменном $R_{н\sim}$ и постоянном $R_{н-}$ токах таково, что $R_{н\sim} < R_{н-}$. Схема, в которой $R_{н\sim} > R_{н-}$ приведена на рис. 2.6, *а*, а графические построения, соответствующие проведению анализа ее работы на постоянном и переменном токах,— на рис. 2.6, *б*. Построение нагрузочной характеристики по постоянному току ($R_{н-}$) осуществлено в предположении, что первичная обмотка трансформатора имеет пренебрежимо малое сопротивление на постоянном токе, поэтому график этой нагрузочной характеристики представлен вертикальной линией. Точка пересечения этой линии с ВАХ транзистора, соответствующей начальному базовому току $I_{БО}$, определяет положение ИРТ. Ход графика нагрузочной характеристики на переменном токе ($R_{н\sim}$) определяет сопротивление $R_{н\sim}$, численно равное сопротивлению нагрузки, пересчитанному к выходу первичной w_1 обмотки трансформатора, при этом

$$R_{н\sim} = (w_1/w_2)^2 \eta_{тр} R'_н, \qquad (2.3)$$

где w_1, w_2 — число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора; $\eta_{тр}$ — КПД трансформатора; $R_н$ — сопротивление нагрузки, подключенной ко вторичной w_2 обмотке трансформатора.

При комплексной нагрузке, например, при резистивно-емкостном ее характере между сигнальными изменениями тока и напряжения наблюдаются фазовые сдвиги, в результате чего РТ в процессе усиления сигналов перемещается на плоскости выходных ВАХ транзистора не по линии, а по контуру, называемому *траекторией движения рабочей точки.* Конфигурация этой траектории зависит от формы сигнала, его интенсивности и скорости изменения во времени, а также от степени отклонения характера нагрузки от резистивного.

На рис. 2.7 приведена траектория движения РТ для случая, когда на транзисторный каскад с резистивно-емкостной нагрузкой (нагрузка состоит из параллельного соединения резистора $R_н$ и конденсатора $C_н$) воздействует прямоугольный импульс тока $\Delta I_Б$. Полярность импульса такова, что его воздействие на транзистор вызывает увеличение тока на выходе. В момент воздействия сигнала РТ начинает свое движение из точки *а*, последовательно проходя участки *а—б*, *б—в*, *в—г* и *г—а*, при этом участки *а—б* и *в—г* при идеальном по быстродействию транзисторе она проходит практически мгновенно. Прохождение участка *б—в* происходит за время установления фронта выходного импульса, а *г—а* — среза. Постоянная времени этих процессов установления $\tau_ф \approx R_н C_н$. Резистивная составляющая $R_н$ нагрузки определяет положение точек *а* и *в* траектории (нагрузочная характеристика, отвечающая резистору $R_н$, отмечена на рис. 2.7 штриховой линией).

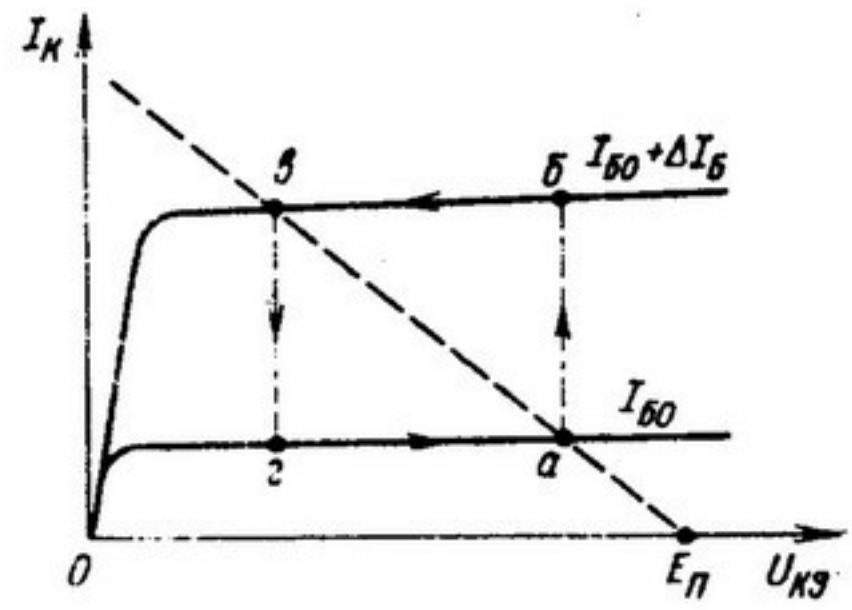


Рис. 2.7

Проведенное рассмотрение показывает, что при комплексной нагрузке РТ может существенно отклоняться от нагрузочной характеристики, что в ряде случаев может приводить к ее выходу за пределы области безопасной работы и перегрузке выходной цепи по току (при емкостном характере нагрузки), напряжению (при индуктивном) и по току и напряжению (при индуктивно-емкостном). В целях предотвращения выхода из строя транзисторов в цепь нагрузки часто включают специальные элементы защиты, такие как диоды, стабилитроны, варисторы.

2.3. КРИТЕРИИ ВЫБОРА ПОЛОЖЕНИЯ ИСХОДНОЙ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Исходная РТ определяет режим работы каскада на постоянном токе. Ее положение в каскаде на биполярном транзисторе задается током коллектора $I_{К0}$ и разностью потенциалов коллектор — эмиттер $U_{КЭ0}$, а в каскаде на полевом транзисторе — током стока $I_{С0}$ и разностью потенциалов сток — исток $U_{СИ0}$. В условиях, когда в схеме заданы напряжение источника питания $E_п$ и сопротивление $R_н$, включенное в выходную цепь транзистора на постоянном токе, положение ИРТ однозначно характеризуется значением тока $I_{К0}$ или $I_{С0}$, так как вторая координата $U_{КЭ0}$ или $U_{СИ0}$ в этих условиях может быть вычислена по одной из формул

$$U_{КЭ0} = E_п - I_{К0} R_н; \qquad U_{СИ0} = E_п - I_{С0} R_н.$$

При выборе значений тока $I_{к0}$ или $I_{с0}$ и напряжения $U_{кэ0}$ или $U_{си0}$ следует учитывать ряд обстоятельств.

В каскадах усиления слабых сигналов, т. е. в условиях, когда сигнальные изменения $\Delta I_{вых}$ выходного тока $I_{вых}$ составляют лишь его небольшую часть, значение начального тока $I_{к0}$ или $I_{с0}$ выбирают главным образом в результате компромисса между возможностью получения хороших усилительных свойств, с одной стороны, и малых токопотребления и мощности P_t, высокой стабильности и определенности режима работы каскада на постоянном токе, с другой. При этом считается, что увеличение токов $I_{к0}$ и $I_{с0}$ улучшает усилительные свойства транзистора, но при этом оно вызывает рост его входной и выходной проводимостей и токопотребления, а также мощности P_t, выделяемой в транзисторе в виде тепла, так как

$$P_t = U_{кэ0} I_{к0}; \quad P_t = U_{си0} I_{с0}. \tag{2.4}$$

Большие токи $I_{к0}$ и $I_{с0}$ желательны с точки зрения уменьшения влияния факторов, дестабилизирующих работу каскада на постоянном токе. С этой точки зрения необходимо, чтобы в каскаде на биполярном транзисторе выполнялось условие $I_{к0} \gg I_{0к} h_{21э}$, где $I_{0к}$ — неуправляемый ток обратносмещенного p-n перехода; $h_{21э}$ — номинальное значение коэффициента усиления транзистора по току в схеме с заземленным эмиттером.

Если к усилителю малых сигналов не предъявляются какие-либо специальные требования, то значения токов $I_{к0}$ и $I_{с0}$ выбирают в интервале 0,5 ... 5 мА. Исключение составляют случаи построения так называемых микромощных усилителей, где токи $I_{к0}$ и $I_{с0}$ могут достигать десятка микроампер и менее.

Увеличение разности потенциалов между выходными зажимами транзистора, например за счет увеличения напряжения источника питания, улучшает частотные свойства каскада, так как при этом уменьшаются паразитные емкости p-n переходов, и в первую очередь проходные емкости коллектор — база и сток — затвор. Но следует иметь в виду, что при больших $U_{кэ0}$ и $U_{си0}$ приближающихся к предельно допустимым значениям $U_{кэ\,max}$ и $U_{си\,max}$, возрастает вероятность выхода транзистора из строя из-за возникновения электрического пробоя в его структуре. Кроме того, увеличение напряжений $U_{кэ0}$ и $U_{си0}$ приводит согласно (2.4) к увеличению мощности P_t и соответственно, к необходимости применения в каскаде транзистора с повышенной предельно допустимой мощностью рассеяния $P_{t\,max}$. Такие транзисторы обладают большими габаритами, повышенной стоимостью, имеют худшие характеристики по быстродействию и ряду других параметров.

При малых напряжениях $U_{кэ0}$ и $U_{си0}$ ИРТ приближается к линии насыщения (к линиям *1* на рис. 2.1 и 2.2), вследствие чего в каскаде могут возникать нелинейные искажения. В связи с

этим в каскадах усиления рекомендуется обеспечивать значения напряжений $U_{кэ0}$ и $U_{си0}$ не ниже напряжения, определяемого соотношением

$$U_{кэ0} \geqslant U_{нач\,max} + U_{m\,max}; \quad U_{си0} \geqslant U_{нач\,max} + U_{m\,max}, \qquad (2.5)$$

где $U_{m\,max}$ — наибольшее из возможных сигнальных изменений напряжения на выходе, направленных на уменьшение разности потенциалов $U_{кэ0}$ или $U_{си0}$. Входящие в (2.5) напряжение $U_{нач\,max}$ должно соответствовать наибольшему из возможных значений выходного тока.

При усилении сигналов большой интенсивности часто необходимо обеспечить возможность получения на выходе каскада предельных сигнальных изменений тока и напряжения, соизмеримых с $I_{вых\,max}$ и $U_{вых\,max}$. В указанных условиях выбор положения ИРТ осуществляют с учетом полярности сигнала и его формы. При этом, когда ожидаемые сигнальные изменения тока на выходе транзистора двунаправлены, т. е. имеют как положительные, так и отрицательные приращения, например соответствуют синусоидальному закону, то ИРТ располагают в середине усилительной области таким образом, чтобы

$$I_{вых\,0} \approx I_{вых\,max}/2; \quad U_{вых\,0} \approx (U_{вых\,max} + U_{нач\,max})/2. \qquad (2.6)$$

В этом случае обеспечивают возможность получения выходного тока и напряжения с амплитудами I_m и U_m, достигающими предельных значений $I_{m\,max} = I_{вых\,max}/2$ и $U_{m\,max} = (U_{вых\,max} - U_{нач\,max})/2$ (рис. 2.8, *а*).

В случае усиления однополярных сигналов ИРТ располагают при одном из крайних возможных значений тока усилительной области ВАХ, т. е. таким образом, чтобы $I_{вых0} \approx I_{вых\,max}$ (ИРТ1 на рис. 2.8, *б*) либо $I_{вых0} \approx 0$ (ИРТ2 на рис. 2.8, *б*). При таких положе-

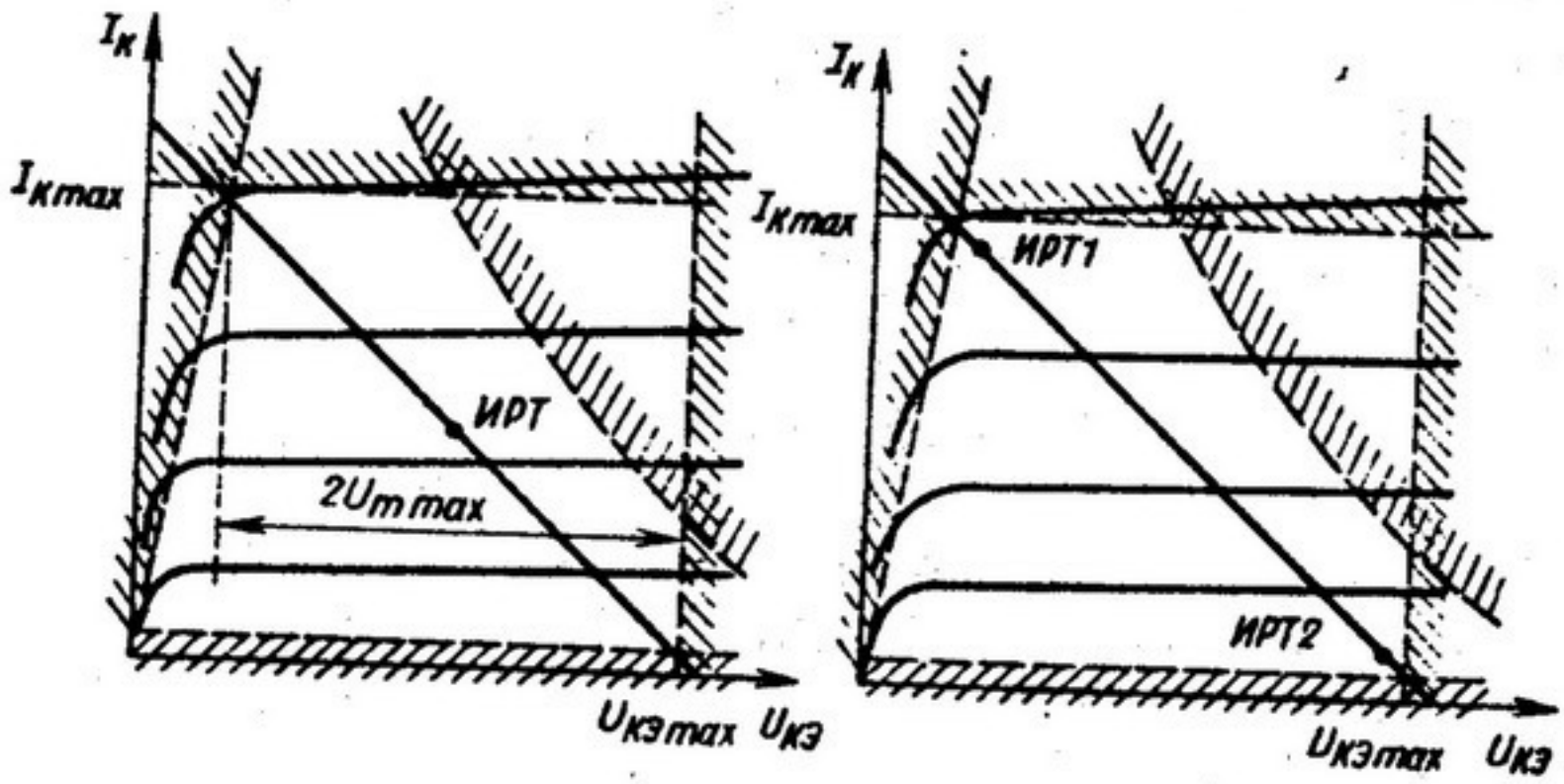


Рис. 2.8

ниях ИРТ обеспечивается возможность получения наибольших амплитуд импульсного сигнала $U_{m\,max}=U_{вых0}-U_{нач}$. Конкретный выбор из двух возможных положений ИРТ зависит от соотношения полярности сигнала и типа проводимости транзистора.

Если это сочетание таково, что все сигнальные воздействия направлены на увеличение тока в транзисторе, то ИРТ располагают при минимально возможных значениях тока на выходе, в противном случае — при значениях $I_{вых0}$, приближающихся к $I_{вых\,max}$. Последний вариант менее желателен, так как при нем каскад обладает повышенным токопотреблением.

В процессе синтеза схемы усилительного каскада этого варианта можно избежать за счет применения в нем транзистора с определенным типом проводимости либо путем обеспечения определенной полярности усиливаемых сигналов. Например, каскад, построенный по схеме рис. 1.4, *а* с использованием в нем транзистора *n-p-n* типа, может работать в режиме малого токопотребления, если подлежащие усилению в нем сигналы имеют положительную полярность.

При выборе положения ИРТ следует также руководствоваться необходимостью обеспечения безотказной работы усилительных схем. С этой точки зрения требуется, чтобы в процессе усиления сигналов РТ, и в первую очередь ИРТ, не выходили за границы области безопасной работы, т. е. в каскаде выполнялись условия $I_{вых0}<I_{вых\,max}$, $U_{вых0}<U_{вых\,max}$, а положение ИРТ удовлетворяло условию $I_{вых0}U_{вых0}\leqslant P_{t\,max}$ (ИРТ находилась бы в пределах незаштрихованных на рис. 2.1 и 2.2 областей).

При выборе положения ИРТ следует также иметь в виду, что мощность $P_t=I_{вых0}U_{вых0}$ имеет наибольшее значение при $U_{вых0}=E_п/2$ (при $I_{вых0}=E_п/2R_{н\sim}$).

2.4. УСЛОВИЯ ПОЛУЧЕНИЯ НАИБОЛЬШЕЙ МОЩНОСТИ СИГНАЛА В ВЫХОДНОЙ ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЬНОГО ПРИБОРА

Рассмотрим условия, при которых УП, работающий в режиме А, способен создать во внешней по отношению к нему резистивной цепи наибольшую сигнальную мощность, под которой будем понимать $P_\sim=\Delta I_{вых}\Delta U_{вых}$, где $\Delta I_{вых}$, $\Delta U_{вых}$ — сигнальные изменения выходного тока и напряжения.

Воспользуемся геометрической интерпретацией последнего соотношения, представив правую часть его как удвоенное значение площади прямоугольного треугольника, гипотенузой которого является нагрузочная характеристика по переменному току, а в роли катетов выступают ток $\Delta I_{вых}$ и напряжение $\Delta U_{вых}$. Этот треугольник называется треугольником мощности.

Чем больше площадь треугольника мощности, тем большую мощность $P_{\sim}$ отдает транзистор во внешнюю цепь. С точки же зрения неискаженного воспроизведения сигнала протяженность и положение отрезков $\Delta I_{вых}$ и $\Delta U_{вых}$ должно приходиться на усилительную область выходных характеристик УП.

Из всего сказанного следует, что для того, чтобы определить условия, при которых транзистор обеспечивает наибольшее значение мощности $P_{\sim}$ без выхода РТ за пределы усилительной области ВАХ, необходимо вписать в эту область треугольник мощности с наибольшей площадью, например, как это показано на рис. 2.9.

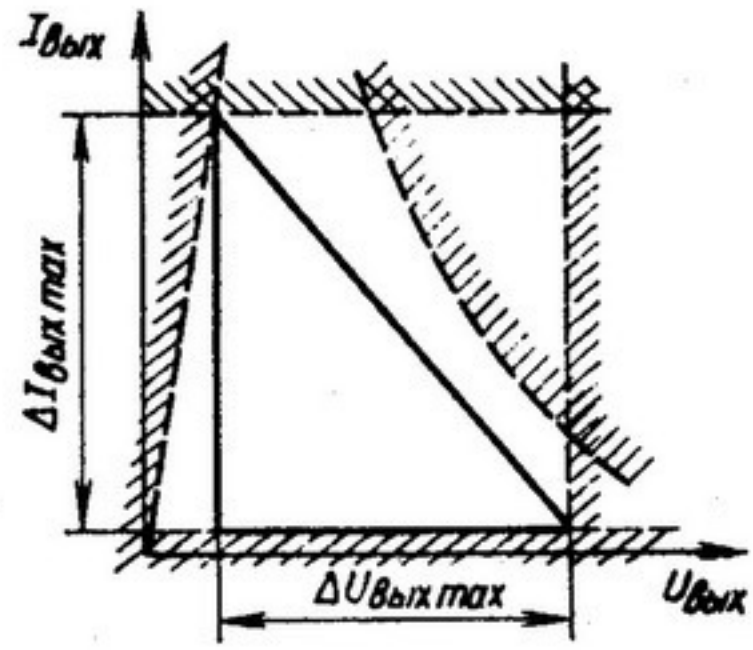


Рис. 2.9

Гипотенуза этого треугольника может пересекать линию ограничений по предельно допустимой мощности $P_{t\,max}$ при условии, что ИРТ лежит ниже этой линии, а РТ выходит за пределы указанной границы в процессе усиления лишь на небольшие отрезки времени, как это, например, наблюдается при усилении коротких импульсных сигналов, следующих с большой скважностью. Угол наклона гипотенузы треугольника мощности с наибольшей площадью определяет оптимальное значение сопротивления нагрузки на переменном токе $R_{\sim opt}$. При этом значении нагрузки УП способен выделить во внешнюю цепь наибольшую сигнальную мощность $P_{\sim}$.

Следует отметить, что значение $R_{\sim opt}$ обычно не совпадает с тем, которое вытекает из условия равенства сопротивлений нагрузки и источника. Таким образом, ограничения по увеличению площади треугольника мощности и соответственно по возможностям получения больших мощностей P_t связаны с тем, что реальные УП имеют ограничения по току, напряжению и мощности.

В условиях отсутствия ограничений по мощности P_t в качестве формулы для оценки значения $R_{\sim opt}$ может быть использовано соотношение

$$R_{\sim opt} = (U_{вых\,max} - U_{нач\,max})/I_{вых\,max}. \qquad (2.7)$$

Пример 2.1. Определить, какую наибольшую мощность $P_{\sim}$ и при каких условиях можно получить от транзистора, у которого $I_{к\,max} = 0{,}3$ А; $U_{КЭ\,max} = 30$ В. Транзистор работает в режиме А, а подлежащие усилению сигналы имеют синусоидальную форму.

Решение.

1. В соответствии с (2.6) для обеспечения полного использования транзистора по току при усилении сигналов синусоидальной формы необходимо, чтобы

$$I_{К0} \approx I_{К\,max}/2 = 0{,}3/2 = 0{,}15 \text{ А},$$

при этом транзистор обеспечивает возможность получения сигнального тока амплитудой

$$I_{m\,max} \approx I_{вых\,max}/2 = 0{,}3/2 = 0{,}15 \text{ А}.$$

2. Считая, что $r_{нас} \approx 3/I_{К\,max}$, получаем

$$r_{нас} \approx 3/I_{К\,max} = 3/0{,}3 = 10 \text{ Ом}.$$

3. В соответствии с (2.1) вычисляем значение напряжения $U_{нач\,max}$, соответствующее наибольшему значению $I_{К\,max}$ тока коллектора $I_К$:

$$U_{нач\,max} = r_{нас} I_{К\,max} = 10 \cdot 0{,}3 = 3 \text{ В}.$$

4. Согласно (2.6) для обеспечения полного использования транзистора по напряжению при усилении сигналов синусоидальной формы необходимо, чтобы

$$U_{КЭ0} \approx (U_{КЭ\,max} + U_{нач\,max})/2 = (30 + 3)/2 = 16{,}5 \text{ В},$$

при этом транзистор обеспечивает возможность получения сигнального напряжения амплитудой

$$U_{m\,max} = (U_{КЭ\,max} - U_{нач\,max})/2 = (30 - 3)/2 = 13{,}5 \text{ В}.$$

5. Вычисляем искомое значение мощности $P_{\sim}$

$$P_{\sim} = I_{m\,max} U_{m\,max} = 0{,}15 \cdot 13{,}5/2 \approx 1 \text{ Вт}.$$

Такую мощность способен отдать транзистор в резистивную нагрузку, если она имеет оптимальное значение, которое согласно (2.7) в нашем случае равно

$$R_{\sim opt} = (U_{вых\,max} - U_{нач\,max})/I_{вых\,max} = (30 - 3)/0{,}3 = 90 \text{ Ом}.$$

6. Определим требования к транзистору с точки зрения значения мощности $P_{t\,max}$. Согласно (2.4)

$$P_{t\,max} \geqslant I_{К0} U_{КЭ0} = 0{,}15 \cdot 16{,}5 \approx 2 \text{ Вт}.$$

Пример 2.2. Определить, какой коэффициент трансформации в схеме рис. 2.6, *а* должен иметь трансформатор для того, чтобы при сопротивлении нагрузки $R_н = 8$ Ом, подключенной к его вторичной обмотке w_1, он обеспечивал требуемое в рассмотренном в примере 2.1 случае оптимальное значение сопротивления нагрузки $R'_{\sim opt} = 90$ Ом?

Решение. В соответствии с (2.3) и приняв $\eta_{тр} = 0{,}8$ получаем

$$w_1/w_2 = \sqrt{R_{н\sim}/\eta_{тр} R_н} = \sqrt{90/0{,}8 \cdot 8} = 24.$$

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. На использовании какого эффекта основана работа усилительного каскада и с помощью какого схемного звена в каскаде реализуется это использование?
2. Какова сущность понятий «исходная рабочая точка» и «рабочая точка»?
3. Перечислите основные признаки усилительной области ВАХ транзистора.

4. Что обозначает термин «начальный ток» и как называются цепи, обеспечивающие требуемое его значение?

5. Какова сущность понятия «область безопасной работы» и значение каких параметров транзистора ограничивают ее протяженность?

6. Какова последовательность операций в процедуре определения положения ИРТ с помощью графических построений?

7. Какие допущения используются при переходе от полной схемы усилительного каскада к его эквивалентной схеме на переменном токе?

8. Каковы характерные точки плоскости выходных ВАХ транзистора и значение каких параметров схемы каскада определяют ход графиков нагрузочных характеристик для постоянного и переменного токов?

8. Поясните сущность приведенных на рис. 2.6, *б* для схемы рис. 2.6, *а* графических построений.

10. В чем состоит различие понятий «траектория движения рабочей точки» и «нагрузочная характеристика»?

11. Какие нарушения в транзисторе становятся вероятными при его работе на индуктивную нагрузку?

12. Назовите два основных критерия, которыми руководствуются при выборе исходного положения рабочей точки в случаях усиления сигналов большой интенсивности.

13. Почему при усилении импульсных сигналов положительной полярности предпочитают в оконечном каскаде в схеме типа рис. 2.5, *а* использовать транзисторы *n-p-n* структуры?

14. С помощью графиков ВАХ проиллюстрируйте процесс усиления сигналов в усилительном каскаде.

15. При каких условиях усилительный прибор способен обеспечить наибольшее значение сигнальной мощности в подсоединенной к его выходу резистивной нагрузке?

ГЛАВА 3

ПРИНЦИПЫ И СХЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ИСХОДНОЙ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

3.1. ПРИНЦИПЫ И СХЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ИСХОДНОЙ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ В КАСКАДЕ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Важнейшими требованиями, которым должна отвечать схема современного электронного устройства, являются его серийнопригодность и возможность изготовления этого устройства при минимальном числе настроечно-наладочных операций. Условию высокой серийнопригодности в первую очередь отвечают такие усилительные схемы, в которых обеспечиваются высокая стабильность

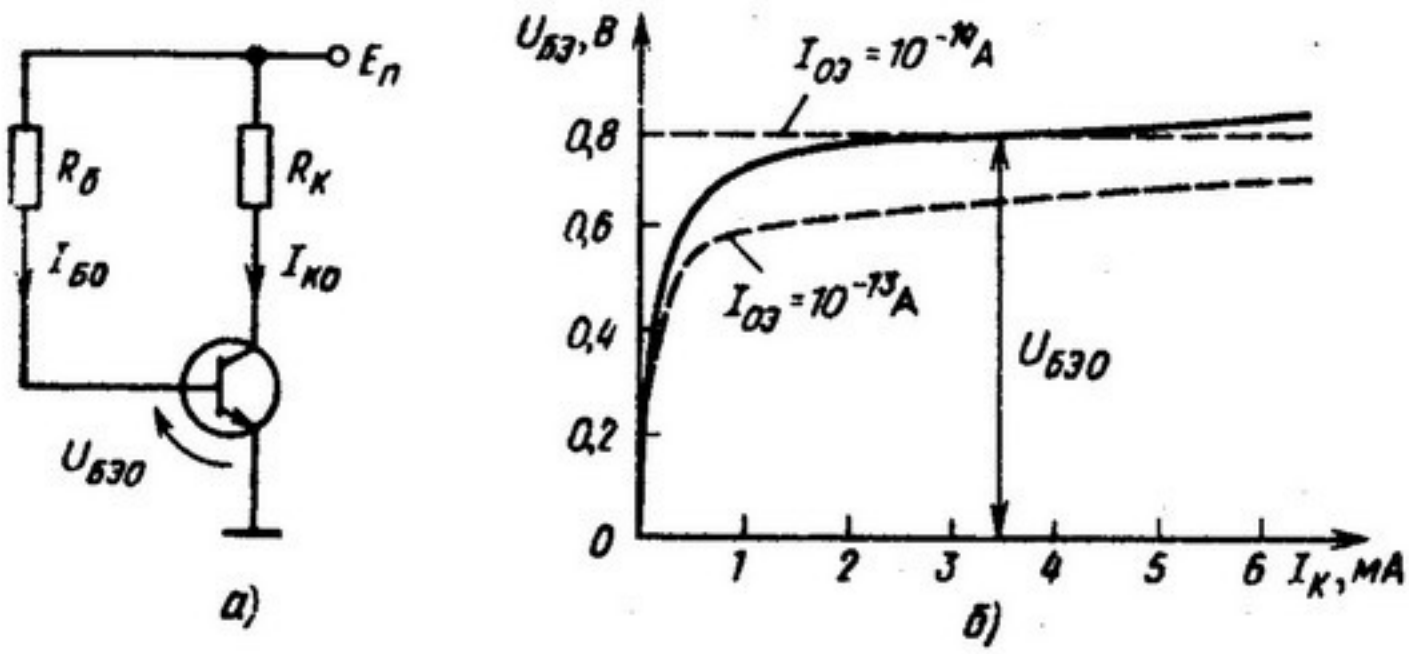


Рис. 3.1

работы на постоянном токе, малая зависимость этих режимов от свойств конкретного транзистора и условий его работы.

В соответствии с рис. 2.1 биполярный транзистор можно рассматривать как усилительный прибор, управляемый током. Поэтому имеются стремления задавать положение ИРТ за счет выбора определенного значения тока базы $I_{б0}$, например, как это реализовано в схеме рис. 3.1, *а*. Эту схему можно рассматривать как схему с фиксированным током базы, т. е. таким, который практически не зависит от свойств конкретного транзистора и воздействия дестабилизирующих факторов. Указанная независимость обусловлена тем, что сквозная передаточная ВАХ биполярного транзистора, представляющая функциональную связь напряжения база — эмиттер $U_{бэ}$ с током коллектора $I_к$ (рис. 3.1, *б*), подобна ВАХ стабилитрона, т. е. такова, что напряжение $U_{бэ}$ при любом токе коллектора практически неизменно, поскольку указанная зависимость имеет логарифмический характер

$$U_{бэ} = mU_т \ln (I_к/I_{оэ}), \qquad (3.1)$$

где m — параметр, значение которого близко к единице при малых токах $I_к$ и достигает 2 ... 5 при приближающихся к максимально допустимым; $I_{оэ}$ — обратный ток насыщенного перехода база — эмиттер; $U_т \approx 0{,}026$ В — температурный потенциал.

Пример 3.1. Определить крайние значения напряжения $U_{бэ}$, соответствующие изменениям коллекторного тока от $I_{к\,01} = 0{,}5$ мА ($m = 1$) до $I_{к\,02} = 50$ мА ($m = 1{,}2$) для транзистора, у которого $I_{оэ} = 0{,}7 \cdot 10^{-14}$ А.

Решение. В соответствии с (3.1).

$$U_{бэ1} = 1 \cdot 0{,}026 \ln (0{,}5 \cdot 10^{-3}/0{,}7 \cdot 10^{-14}) = 0{,}650 \text{ В};$$

$$U_{бэ2} = 1{,}2 \cdot 0{,}026 \ln (50 \cdot 10^{-3}/0{,}7 \cdot 10^{-14}) = 0{,}708 \text{ В}.$$

В каскадах на кремниевых транзисторах малой и средней мощности эта разность потенциалов имеет значение, приблизительно равное 0,7 В. В дальнейшем это приближенное значение напряжения $U_{бэ}$, соответствующее работе транзистора в режиме усиления сигналов, будем называть *номинальным напряжением база — эмиттер* и обозначать $U_{бэ0}$.

Значение номинального напряжения в малой степени зависит от свойств конкретного транзистора. Сказанное иллюстрирует рис. 3.1, *б*, на котором помимо основного графика, отвечающего типовому значению тока $I_{оэ} \approx 10^{-14}$ А, нанесен штриховой линией график, отвечающий на порядок большему значению этого тока (для $I_{оэ} \approx 10^{-13}$ А). Графики построены в соответствии с соотношением (3.1).

Следует отметить, что значения тока $I_{оэ}$ пропорциональны площадям базо-эмиттерных переходов. В процессе изготовления партии однотипных транзисторов вариации этих площадей и соответственно тока $I_{оэ}$ существенно меньше десятикратных, поэтому отображенные на рис. 3.1, *б* изменения хода ВАХ больше, чем те, которые наблюдаются на практике.

Технологические и температурные вариации $\Delta U_{бэ}$ напряжения $U_{бэ0}$ обычно не превышают 50 ... 70 мВ. В связи с этим пренебрежимо малыми оказываются и возможные вариации $\Delta I_б$ тока базы $I_б$ (для схемы рис. 3.1, *а* $\Delta I_б/I_б = \Delta U_{бэ}/(E_п - U_{бэ})$, и так как обычно $E_п - U_{бэ} \gg \Delta U_{бэ}$, то $\Delta I_б/I_б \ll 1$).

Несмотря на простоту организации и кажущуюся очевидность заложенных принципов функционирования, схемы рис. 3.1, *а* с фиксированным током базы не находят широкого применения, так как они не могут обеспечить высокой стабильности и определенности положения ИРТ. Это связано с тем, что у биполярных транзисторов наблюдается существенный разброс значений коэффициентов передачи B тока базы, и так как $I_{к0} \approx I_{б0} B$, то при фиксированном токе $I_{б0}$ токи $I_{к0}$ в различных экземплярах усилительных схем при бесподстроечной технологии их изготовления могут существенно отличаться. Таким образом, рассмотренный принцип обеспечения заданного положения ИРТ не может гарантировать возможность получения серийнопригодных усилительных схем, ведь стабилизации должен подвергаться ток коллектора, а не ток базы.

На рис. 3.2 приведена так называемая схема *эмиттерно-базовой стабилизации,* с помощью которой в каскадах усиления обеспечиваются высокая стабильность и определенность тока коллектора $I_{к0}$. В ней потенциал базового вывода транзистора питается от низкоомной цепи, например, с помощью резистивного делителя, относительно которого выполняется условие $I_{дел} \gg I_{б0} \approx I_{к0}/B$, благодаря чему при фиксированных значениях питающих напряже-

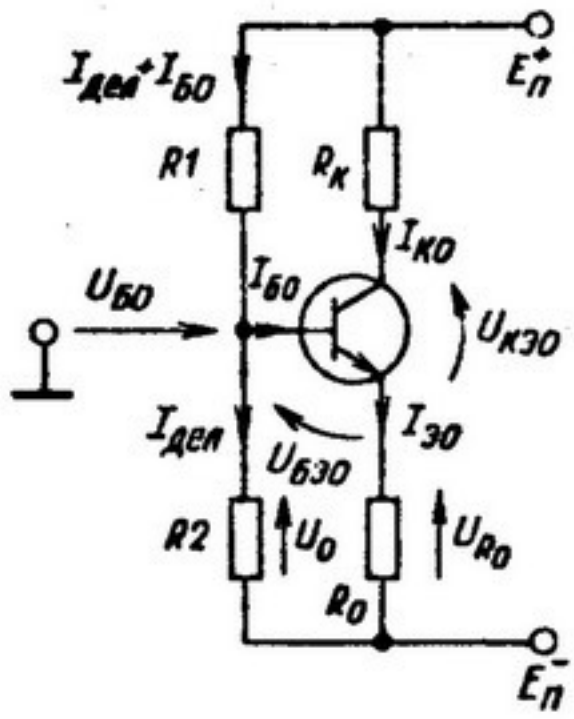


Рис. 3.2

ний $E_п^+$ и $E_п^-$ потенциал базы $U_{БО}$ практически не зависит от тока базы $I_{БО}$, т. е. от свойств конкретного транзистора, что и дает основания называть эту схему схемой с фиксированным потенциалом базы.

Разность потенциалов $U_0 = U_{БО} - E_п^-$ на резисторе $R2$ в этих условиях также не зависит от свойств конкретного транзистора, при этом в соответствии с той ролью, которую играет эта разность потенциалов в обеспечении заданного значения тока $I_{КО}$, ее можно назвать *токозадающей разностью потенциалов*. В дальнейшем эту разность потенциалов будем обозначать U_0. Очевидно, что для создания тока в транзисторе значение разности потенциалов U_0 должно быть не ниже номинального напряжения $U_{БЭО}$.

С точки зрения обеспечения в схеме рис. 3.2 стабильного и определенного тока $I_{КО}$ существенным является то, что при работе биполярного транзистора в режиме усиления сигналов разность потенциалов $U_{БЭО}$ база — эмиттер в малой степени зависит от тока коллектора, поскольку эта зависимость по характеру приближается к логарифмической, определяемой соотношением (3.1).

Таким образом, можно считать, что в усилительном каскаде на биполярном кремниевом транзисторе малой и средней мощности потенциал $U_{БО}$ передается (транслируется) к его эмиттеру, за вычетом номинального напряжения $U_{БЭО}$, которое для кремниевых транзисторов приблизительно равно 0,65 ... 0,70 В. Благодаря этому независимо от свойств конкретного транзистора

$$I_{КО} \approx I_{ЭО} = (U_0 - U_{БЭ\,0})/R_0 \approx (U_{R2} - 0{,}7)/R_0. \qquad (3.2)$$

Из (3.2) и проведенного рассмотрения следует, что при данной токозадающей разности потенциалов U_0 в условиях, когда $U_{КЭО} > U_{нач}$, а $I_{дел} \gg I_{БО}$ вариации значений сопротивления R_0 в схеме рис. 3.2 практически не вызывают изменений напряжения U_{R0} на этом сопротивлении. Ток же, протекающий через это сопротивление и соответственно через коллекторно-эмиттерную цепь транзистора, вследствие этого оказывается пропорциональным значениям сопротивления R_0.

Указанные свойства наблюдаются практически во всем диапазоне возможных вариаций выходных транзисторных токов и напряжений, соответствующих линейной (усилительной) области ВАХ, т. е. при разностях потенциалов $U_{КЭ}$ коллектор — эмиттер (сток — исток для полевого транзистора), бо́льших начального напряжения $U_{нач}$, оценку значения которого можно осуществить с по-

мощью (2.1). Вследствие этого в ходе применения соотношения (3.2) необходимо убедиться в выполнении условия $U_{КЭ0} = E_{п}^{+} - E_{п}^{-} - I_{К0}(R_0 + R_к) > U_{нач}$, так как только при выполнении этого условия соотношение (3.2) остается в силе.

Существует другой вариант построения схемы с фиксированным потенциалом базы, в которой значение этого потенциала определяет не базовый делитель, а выходной потенциал предшествующей схемы. По такому принципу обычно организуют работу каскадов в усилителях постоянного тока (УПТ), а также в многокаскадных схемах с непосредственными и гальваническими межкаскадными связями. В частности, в соответствии с этой методикой выполняют входной каскад УПТ, в котором в соответствии с принципами работы этого усилителя значение $U_{Б0} = 0$.

Важной технической задачей, решаемой при проектировании усилительных схем, является обеспечение возможности их бесподстроечного выпуска в условиях наличия разброса характеристик у транзисторов, используемых при изготовлении этих схем. Основным фактором, обусловливающим неопределенность режимов работы на постоянном токе схемы рис. 3.2, является разброс транзисторов по параметрам $U_{Бэ0}$ и $I_{оэ}$.

Из (3.2) следует, что отклонения $\Delta I_К$ коллекторного тока $I_{К0}$ из-за вариаций $\Delta U_{БЭ}$ разности потенциалов $U_{БЭ0}$ тем меньше, чем большее значение сопротивления имеет резистор R_0, а именно

$$\Delta I_К = \Delta U_{БЭ}/R_0, \quad \Delta I_К/I_{К0} = \Delta U_{БЭ}/U_{R0}. \qquad (3.3)$$

Поэтому с точки зрения стабильности и определенности положения ИРТ желательно, чтобы выбор значений R_0 и $U_{Э0}$ обеспечивал выполнение условий $R_0 \gg \Delta U_{БЭ}/I_{Э0}$ и $U_{R0} \gg \Delta U_{БЭ}$. Обычно приемлемая определенность тока коллектора в отдельно взятом каскаде, организованном по схеме рис. 3.2, наблюдается при значениях напряжения $U_{Э0}$, превышающих 1 ... 2 В.

Из (3.1) и (3.3) следует, что в этой схеме вариации параметра $I_{оэ}$ в пределах от $I_{оэ1}$ до $I_{оэ2}$ приводят к изменениям тока коллектора, которые можно оценить по формуле

$$\Delta I_К = (mU_т/R_0) \ln (I_{оэ1}/I_{оэ2}). \qquad (3.4)$$

Таким образом, с точки зрения обеспечения стабильности и определенности тока $I_{К0}$, малой зависимости этого тока от конкретных свойств транзистора и возможных температурных изменений желательно, чтобы в схеме рис. 3.2 выполнялись соотношения $U_{R0} \gg \Delta U_{БЭ}$ и $I_{дел} \gg I_{Б0} \approx I_{К0}/B$, где $B \approx h_{21Э}$.

Соотношение (3.2) является исходным как при анализе работы каскада на постоянном токе (определении тока $I_{К0}$ при заданных значениях резистивных элементов схемы), так и при решении задач

синтеза схемы (выборе значений этих элементов, обеспечивающих требуемое положение ИРТ).

Формулы (3.2)—(3.4) соответствуют линейному режиму работы транзистора, поэтому при их практическом применении следует убедиться в том, что транзистор не находится в состоянии насыщения, т. е. разность потенциалов $U_{КЭ0}$ превышает начальные значения $U_{нач}$.

Пример 3.2. Определить в схеме рис. 3.2 значение тока коллектора, если $E_п = 10$ В, $R1 = 7$ кОм, $R2 = 3$ кОм, $R_0 = 1$ кОм, $R_к = 1$ кОм. В каскаде использован кремниевый транзистор с $h_{21Э} > 100$.

Решение. 1. Ориентировочное значение потенциала базы, задаваемого делителем $R1R2$,

$$U_0 = E_п R1/(R1+R2) = 10 \cdot 3 \cdot 10^3/(7 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3) = 3 \text{ В}.$$

2. Разность потенциалов на резисторе R_0

$$U_{R0} = U_0 - 0,7 = 3 - 0,7 = 2,3 \text{ В}.$$

3. Искомое значение тока коллектора

$$I_{К0} \approx I_{Э0} = U_{R0}/R_0 = 2,3/10^3 = 2,3 \text{ мА}.$$

4. Проверим выполнение условий $I_{дел} \gg I_{Б0}$, $U_{КЭ0} > 1 \ldots 5$ В:

$$I_{Б0} \approx I_{К0}/h_{21Э} < 2,3 \cdot 10^{-3}/100 = 23 \text{ мкА},$$

$$I_{дел} \approx E_п/(R1+R2) = 10/(7 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3) = 1 \text{ мА},$$

$$U_{КЭ0} = E_п - I_{К0}R_к - I_{Э0}R_0 \approx 10 - 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 - 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 5,4 \text{ В},$$

т. е. условия $I_{дел} \gg I_{Б0}$, $U_{КЭ0} > 1 \ldots 5$ В выполняются.

Пример 3.3. Определить в схеме рис. 3.2. при $R_0 = 1$ кОм диапазон возможных вариаций $\Delta I_К$ тока коллектора, если при изготовлении серии усилителей использована партия транзисторов со значениями тока $I_{оЭ}$, лежащими в пределах $10^{-14} \ldots I_{оЭ} = 2 \cdot 10^{-14}$ А.

Решение. С помощью (3.4), приняв $m \approx 1$, получаем

$$\Delta I_К = (0,026/10^3) \ln (2 \cdot 10^{-14}/10^{-14}) \approx 18 \text{ мкА}.$$

3.2. ПРИНЦИПЫ И СХЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ИСХОДНОЙ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ В КАСКАДЕ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Типовое схемное построение каскада на полевом транзисторе, обеспечивающее высокую стабильность и определенность положения ИРТ, приведено на рис. 3.3, *а*.

Основным соотношением, на базе которого осуществляется анализ на постоянном токе с помощью графических построений, является соотношение

$$U_{зи} = U_0 - U_и = U_0 - I_{и0}R_и, \qquad (3.5)$$

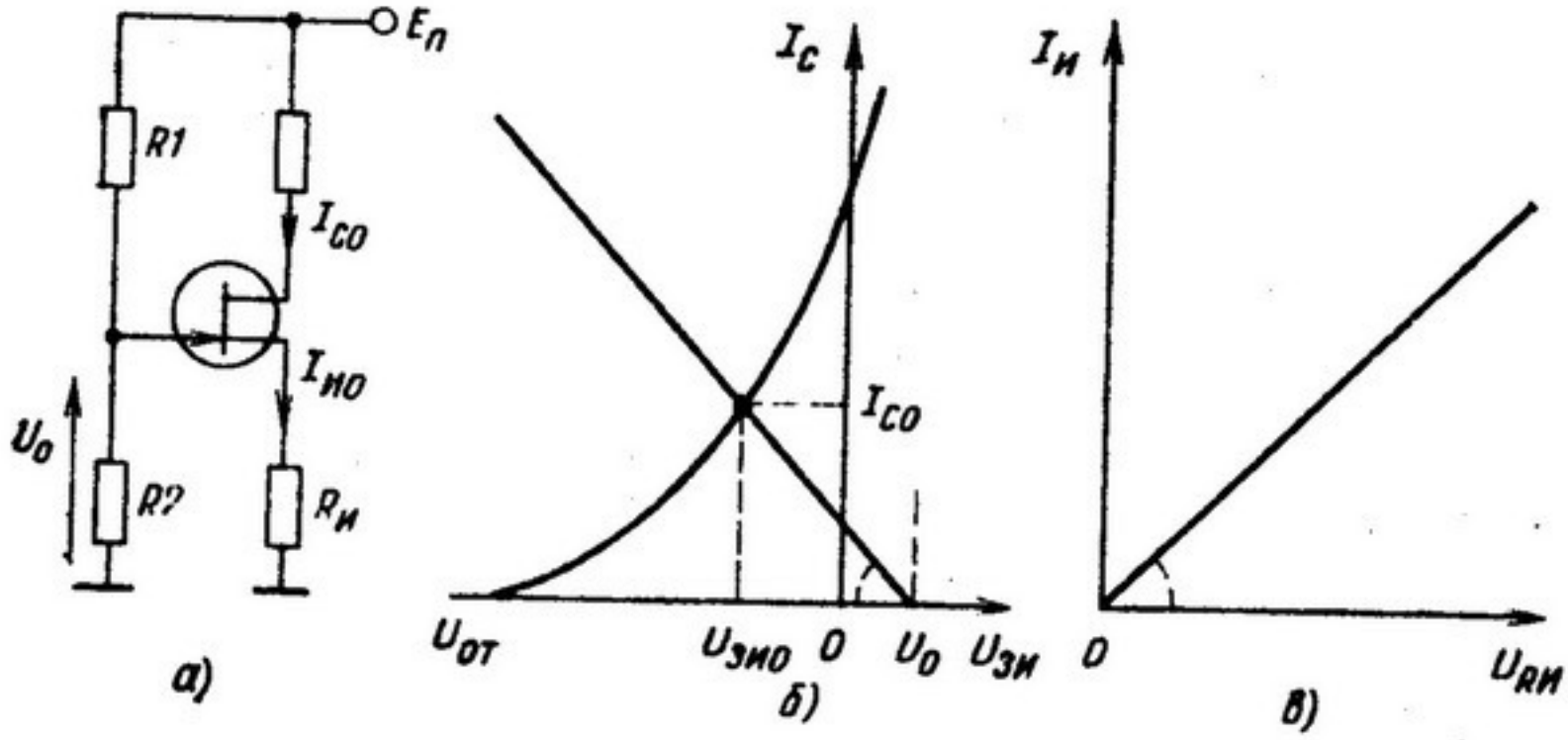


Рис. 3.3

при этом также считается, что $I_{ио} = I_{со}$ и поэтому для определения тока стока достаточно найти ток истока.

Построение графиков ВАХ проводится в соответствии с (3.5) на плоскости сквозных характеристик транзистора, представляющих зависимость выходного тока транзистора (тока стока $I_с$) от входного напряжения (напряжения затвор — исток $U_{зи}$). Выходное напряжение $U_{си}$ транзистора должно выступать в этих характеристиках в качестве параметра. Но учитывая, что в полевом транзисторе, работающем в линейном режиме, токи стока и истока в малой степени зависят от разности потенциалов между стоком — истоком, при графической интерпретации сквозных характеристик полевого транзистора можно ограничиться использованием одной характеристики.

Соответствующие графики и построения, направленные на определение положения ИРТ в схеме рис. 3.3, *а*, представлены на рис. 3.3, *б*. Эти построения предполагают, что в истоковой цепи транзистора включен линейный резистор $R_и$ с ВАХ рис. 3.3, *в*, а на затвор транзистора с помощью делителя $R1R2$ подан потенциал U_0. Точка пересечения графика ВАХ сквозной характеристики с отображенной на ней в соответствии с (3.5) ВАХ двухполюсника $R_и$ определит искомое положение ИРТ, т. е. значение тока $I_{со}$ и разности потенциалов $U_{зио}$, выступающей в роли напряжения смещения.

Рассмотренный графический принцип определения положения ИРТ применим и при нелинейном характере ВАХ двухполюсника $R_и$. Соответствующие построения для случая, когда в качестве сопротивления $R_и$ использован двухполюсник с ВАХ рис. 2.4, *а*, отмечены на рис. 3.3, *б* штриховой линией.

В ряде случаев определение положения ИРТ удобно выполнить, не прибегая к графическим построениям, а используя формульные

описания хода ВАХ. Так, сквозная ВАХ полевого транзистора с приемлемой для практики точностью аппроксимируется формулой

$$I_C = I_C(0)(1 - U_{ЗИ}/U_{от})^2 = [g_{21}(0) \mid U_{от} \mid /2](1 - U_{ЗИ}/U_{от})^2, \quad (3.6)$$

где $I_C(0)$, $g_{21}(0)$ — значения тока стока и крутизны транзистора при $U_{ЗИ}=0$: $U_{от}$ — напряжение отсечки. Значение параметров $g_{21}(0)$ и $U_{от}$ приводится в справочниках. С их помощью может быть вычислено значение тока $I_C(0)$ по формуле $I_C(0) = g_{21}(0)|U_{от}|/2$.

Из (3.6) следует, что абсолютное значение напряжения смещения $|U_{ЗИ}|$, требуемое для обеспечения тока стока I_{C0}, может быть вычислено по формуле

$$|U_{ЗИ0}| = |U_{от}|[1 - \sqrt{2I_{C0}/[g_{21}(0)|U_{от}|]}] = |U_{от}|[1 - \sqrt{I_{C0}/I_C(0)}]. \quad (3.7)$$

При этом, разность потенциалов $U_{ЗИ0}$ отрицательна при использовании в каскаде транзистора с n-каналом и положительна при использовании транзистора с p-каналом.

Пример 3.4. Для схемы рис. 3.5, *а*, организованной на n-канальном транзисторе КП-350, определить значение резистора $R_и$, обеспечивающее $I_{C0} = 5$ мА в условиях, когда $R1 = 40$ кОм, $R2 = 60$ кОм, $E_п = 10$ В.

Решение. 1. Согласно справочным данным для транзистора КП-350 $g_{21}^{(0)} = 20$ мА/В, $|U_{от}| = 2$ В [$I_C^{(0)} = 20$ мА].

2. Ориентировочное абсолютное значение напряжения смещения согласно (3.7)

$$|U_{ЗИ0}| \approx 5[1 - \sqrt{5 \cdot 10^{-3}/20 \cdot 10^{-3}}] \approx 2{,}5 \text{ В}.$$

Транзистор КП-350 — n-канальный, поэтому разность потенциалов отрицательна, т. е. $U_{ЗИ0} = -2{,}5$ В.

3. Значение токозадающей разности потенциалов

$$U_0 = E_п R2/(R1 + R2) = 10 \cdot 300 \cdot 10^3/(700 \cdot 10^3 + 300 \cdot 10^3) = 3 \text{ В}.$$

4. Ориентировочное значение разности потенциалов на резисторе

$$U_{Rи0} = U_0 - U_{ЗИ0} = 3 - (-2{,}5) = 5{,}5 \text{ В}.$$

5. Искомое значение сопротивления

$$R_и = U_{Rи0}/I_{C0} = 5{,}5/5 \cdot 10^{-3} \approx 1{,}1 \text{ кОм}.$$

3.3. ОБОБЩЕННАЯ ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА КАСКАДА ДЛЯ АНАЛИЗА ЕГО РАБОТЫ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Часто на постоянном токе транзистор подсоединен к источникам питающих напряжений через электрические цепи повышенной сложности, цепи с существенным выходным сопротивлением, на-

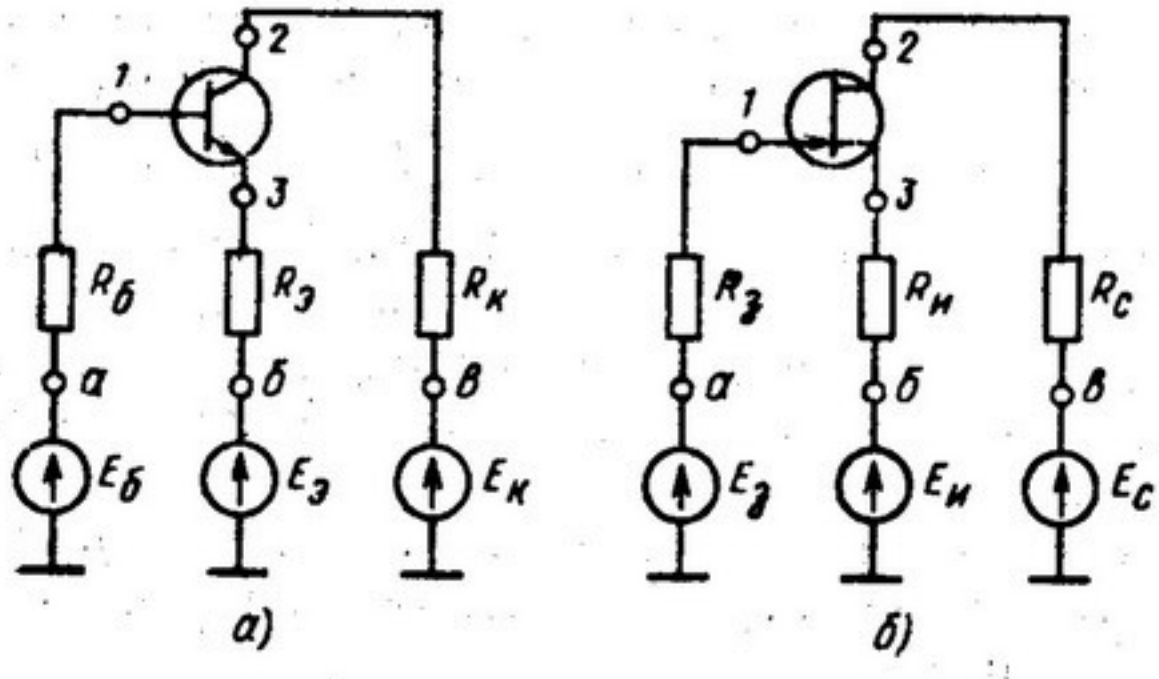


Рис. 3.4

пример делители, составленные из резисторов с относительно высоким сопротивлением. В этом случае удобно анализ работы каскада на постоянном токе осуществлять с помощью обобщенных эквивалентных схем, представленных на рис. 3.4. В схемах $R_б$, R_0, $R_к$, $R_з$, $R_и$, $R_с$ — полные сопротивления на постоянном токе цепи, внешней по отношению к базе, эмиттеру, коллектору, затвору, истоку и стоку; $E_б$, $E_э$, $E_к$, $E_з$, $E_и$, $E_с$ — эквивалентные источники ЭДС, подключенные к соответствующим выводам транзисторов и определяемые значениями потенциалов в точках *1*, *2*, *3* в режиме холостого хода (при отключенных от схем транзисторах).

С помощью обобщенных эквивалентных схем удобно осуществлять анализ воздействия дестабилизирующих факторов на положение ИРТ в каскаде, введя в эти схемы соответствующие генераторы токов и ЭДС, представляющие эквиваленты дестабилизирующих факторов, действие которых проявляются в самом транзисторе независимо от схемы его включения. К таким факторам для биполярного транзистора прежде всего относятся следующие три: неопределенность $\Delta U_{бэ}$ разности потенциалов база — эмиттер $U_{бэ0}$ при данном значении тока коллектора $I_{к0}$; неопределенность ΔB коэффициента передачи тока базы B ($B \approx I_{к0}/I_{б0} \approx h_{21э}$); неопределенность $\Delta I_{ок}$ обратного тока $I_{ок}$ перехода база — коллектор.

В полевом транзисторе также могут быть выделены три основных дестабилизирующих фактора: это неопределенность $\Delta U_{зи}$ разности потенциалов затвор — исток $U_{зи0}$ в ИРТ, неопределенность значения Δg_{21} крутизны g_{21} транзистора, неопределенность $\Delta I_{оэ}$ обратного тока $I_{оз}$ перехода сток — затвор. На рис. 3.5 приведены схемы, на которых дестабилизирующие факторы представлены эквивалентными генераторами тока и напряжения, подключенными к выводам транзистора в соответствии с местами их действия.

Перечисленные неопределенности параметров обусловлены как технологическим разбросом характеристик транзистора, так и тем-

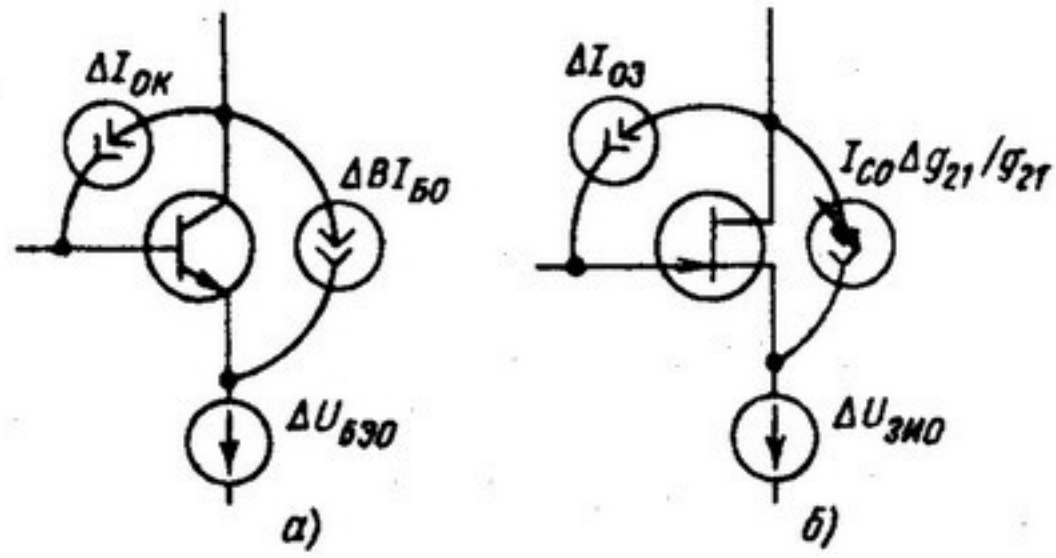


Рис. 3.5

пературными изменениями, происходящими в схеме усилительного каскада. Рассмотрим отдельно температурные воздействия на характеристики транзисторов.

Отклонения Δt температуры от ее номинального значения приводят к следующим изменениям характеристик транзисторов:

для биполярного транзистора

$$\Delta U_{бэ} = 2{,}1 \cdot 10^{-3} \Delta t; \quad \Delta B = B \cdot 0{,}005 \cdot \Delta t; \qquad (3.8)$$

$$\Delta I_{0к} = I_{0к} (\exp a\Delta t - 1),$$

для полевого транзистора

$$\Delta U_{зи} = 2{,}1 \cdot 10^{-3} \Delta t, \quad \Delta g_{21} = -7{,}7 \cdot 10^{-3} g_{21} \Delta t; \qquad (3.9)$$

$$\Delta I_{0э} = I_{0э} (\exp a\Delta t - 1),$$

где $a \approx 0{,}06$ для кремниевых транзисторов и $a \approx 0{,}02$ для германиевых транзисторов.

Приведенные соотношения и схемы рис. 3.5 являются исходными при проведении анализа возможных вариаций токов $I_{к0}$ и I_{c0} при конкретных схемных конфигурациях усилительных каскадов. Анализ базируется на пересчете всех источников нестабильности к коллекторному или стоковому выводу транзистора. Методики этого пересчета и основные соотношения, связывающие характеристики нестабильности транзистора с нестабильностью положения ИРТ, будут рассмотрены далее после вывода соответствующих формул для коэффициентов передачи сигнала в каскаде.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объясните, почему в схеме рис. 3.1, *а* базовый ток $I_{б0}$ практически остается неизменным при воздействии дестабилизирующих факторов, а также почему указанное свойство является недостатком данной схемы.

2. Укажите условия, при которых в схеме рис. 3.2 изменения сопротивления R_0 вызывают пропорциональные изменения постоянных токов коллектора и эмиттера.

3. Укажите условия, при которых в схеме рис. 3.2 изменения сопротивления $R_к$ не вызывают каких-либо заметных изменений постоянных токов коллектора и эмиттера.

4. Перечислите основные ограничения, накладываемые на область применения соотношения (3.1).

5. Какая разность потенциалов в схеме рис. 3.2 выступает в роли токозадающей U_0?

6. Почему при организации схемы каскада рис. 3.2 желательно обеспечить выполнение условия $I_{дел} \gg I_{б0}$?

7. Какова сущность графических построений, проводимых с целью определения положения ИРТ в схеме рис. 3.3, *а*?

8. Назовите основные факторы, обусловливающие нестабильность и неопределенность постоянного тока $I_{к0}$ в схеме рис. 3.2.

9. Назовите основные факторы, обусловливающие нестабильность и неопределенность постоянного тока $I_{с0}$ в схеме рис. 3.3, *а*.

ГЛАВА 4

РАБОТА УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ В РЕЖИМЕ МАЛОГО СИГНАЛА

4.1. КРИТЕРИИ И ОСОБЕННОСТИ МАЛОСИГНАЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

Считается, что транзистор работает в *малосигнальном или линейном режиме,* если в процессе работы не проявляется влияние нелинейности его ВАХ. Основным критерием линейного режима работы транзистора является малое значение в нем сигнальных составляющих выходных токов $\Delta I_{вых}$ и напряжений $\Delta U_{вых}$ по сравнению с их значениями $I_{вых0}$ и $U_{вых0}$ в ИРТ. Количественно интенсивность сигнала характеризуется коэффициентами использования транзистора по току ξ_i и напряжению ξ, при этом — $\xi_i = \Delta I_{вых}/I_{вых0}$, $\xi = \Delta U_{вых}/U_{вых0}$, где $\Delta I_{вых}$, $\Delta U_{вых}$ — наибольшие отклонения выходного тока и потенциала от их значений $I_{вых0}$ и $U_{вых0}$ в ИРТ.

Обычно влияние нелинейности ВАХ транзистора становится заметным, когда какой-либо из этих коэффициентов превышает 0,2 ... 0,3.

При малосигнальном режиме работы транзистора взаимосвязи и взаимозависимости между его токами и напряжениями определяются постоянными коэффициентами, не зависящими от уровня

сигналов. Эти коэффициенты называются *малосигнальными параметрами.* Существует ряд систем параметров. Дальнейшее рассмотрение будем осуществлять в основном на базе системы Y-параметров. В этой системе параметры имеют размерность проводимости, а зависимость токов транзистора от приложенных к нему напряжений определяется системой уравнений

$$\underline{I}_{вх} = \underline{Y}_{11}\underline{U}_{вх} + \underline{Y}_{12}\underline{U}_{вых};$$
$$\underline{I}_{вых} = \underline{Y}_{21}\underline{U}_{вх} + \underline{Y}_{22}\underline{U}_{вых},$$

где $I_{вх}$, $I_{вых}$, $U_{вх}$, $U_{вых}$ — комплексные амплитуды сигнальных токов и напряжений.

Основным параметром, который в первую очередь определяет усилительные свойства транзистора, является проводимость Y_{21}, часто называемая *крутизной транзистора* и обозначаемая S. Проводимость Y_{11} является главной характеристикой входных свойств транзистора, а Y_{22} — выходных, поэтому указанные проводимости соответственно называются *входной и выходной проводимостью транзистора.* Параметр Y_{12} характеризует влияние выходного напряжения на входной ток, т. е. степень прохождения сигнала в направлении, обратном основному (в направлении с выхода на вход), поэтому проводимость Y_{12} носит название *проводимости обратной связи.* Существенным отличием усилительных приборов от пассивных цепей является их свойство преимущественной однонаправленности передачи сигналов, которое может быть охарактеризовано неравенством $|Y_{21}| \gg |Y_{12}|$.

В основной частотной области транзистора, под которой понимается область частот $f < f_S$, где f_S — частота, на которой модуль крутизны транзистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, взаимосвязи между токами и напряжениями в транзисторе определяются вещественными коэффициентами. В этой частотной области для характеристики свойств транзистора вместо системы комплексных Y-параметров используется система вещественных g-параметров, включающая параметры g_{21}, g_{11}, g_{22}, g_{21}. При этом

$$i_{вх} = g_{11}u_{вх} + g_{12}u_{вых};$$
$$i_{вых} = g_{21}u_{вх} + g_{22}u_{вых}, \qquad (4.1)$$

где $i_{вх}$, $i_{вых}$, $u_{вх}$, $u_{вых}$ — сигнальные токи и напряжения.

Соотношения (4.1) удобно в целях наглядности взаимодействия между токами и напряжениями представить в виде эквивалентной схемы замещения четырехполюсника (рис. 4.1). Эта схема включает два зависимых генератора тока, один из которых (источник тока $g_{21}u_{вх}$) характеризует степень управляющего воздействия

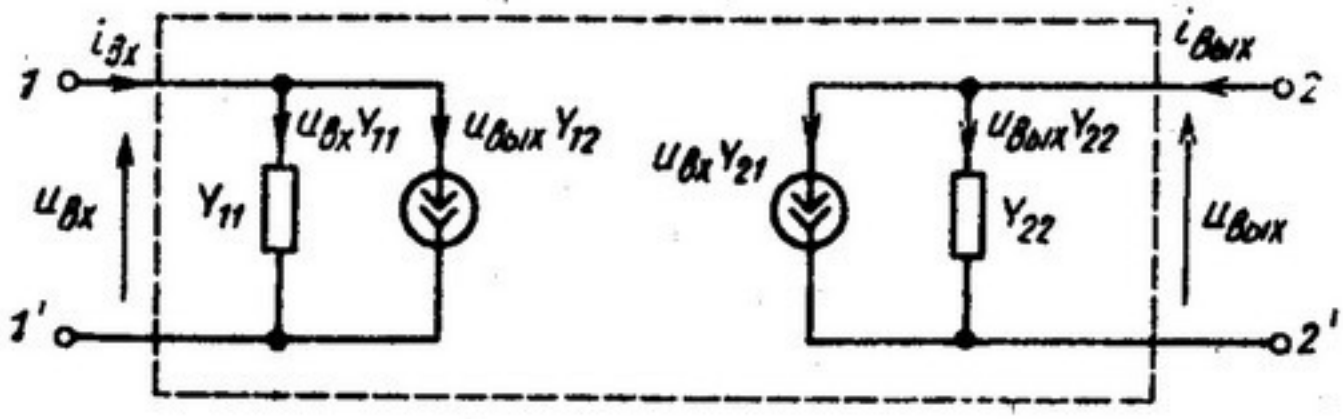


Рис. 4.1

входного напряжения $u_{вх}$ на выходной ток $i_{вых}$, а второй $g_{12}u_{вых}$ — воздействие обратной связи через проводимость g_{12} на входной ток i_1.

4.2. МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНЫХ И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В процессе применения той или иной системы малосигнальных или других параметров возникает проблема получения данных о численном значении параметров, входящих в систему, так как без этих данных практическое использование системы оказывается неэффективным. Приводимая в доступных широкому потребителю справочниках информация о свойствах усилительных приборов обычно не содержит достаточных данных для проведения расчетов. Эти данные в первую очередь ориентированы на проведение операции контроля работоспособности транзисторов при их выпуске, а не на разнообразное практическое использование, предусматривающее работу транзисторов не только в номинальном, но и в других режимах.

В связи с этим представляет интерес рассмотрение свойств усилительных приборов, основанное на использовании их физических эквивалентных схем. Такие схемы при весьма ограниченном числе параметров позволяют с приемлемой для практических расчетов точностью охарактеризовать свойства усилительных приборов при их работе в широком диапазоне токов, температур и при различных способах включения в схему. Одно из наиболее часто используемых соотношений, вытекающих из физической эквивалентной схемы биполярного транзистора (модели Эберса — Молла), является соотношение, определяющее взаимозависимость выходного тока транзистора и разности потенциалов на его базо-эмиттерном переходе. Согласно этой модели

$$I_э = I_{оэ} \exp(U_{бэ}/mU_т), \qquad (4.2\,а)$$

где m — коэффициент неидеальности p-n перехода (при малых значениях тока $I_к$, когда $I_к \ll I_{к\,max}$, $m \approx 1$ и $m = 2 \ldots 5$ при значениях

тока коллектора, приближающихся к максимально допустимым $I_{к\,max}$); $U_т = kT/q$ — температурный потенциал; $k \approx 1,38 \cdot 10^{-23}$ — постоянная Больцмана; T — температура в градусах Кельвина; $q \approx 1,6 \cdot 10^{19}$ Кл — заряд электрона. При типовых температурных условиях ($T \approx 300°$ С) $U_т \approx 0,026$ В.

Отличие значений m от единицы в первую очередь обусловлено тем, что приложенное к внешним зажимам транзистора напряжение $U_{бэ}$ воздействует на внутренний управляющий током коллектора переход база — эмиттер не прямо, а через дополнительное сопротивление $r_б$ базовой области. В результате внутри транзистора происходит ослабление управляющих током сигналов. Это ослабление можно охарактеризовать коэффициентом деления m резистивного делителя, состоящего из сопротивления $r_б$ и резистивной проводимости $g_{бэ}$ внутреннего перехода база — эмиттер. В результате

$$m = 1 + r_б g_{бэ} \approx 1 + r_б I_к / 0,026 h_{21э}, \qquad (4.2\,б)$$

где $h_{21э} = dI_к/dI_б$ — коэффициент усиления транзистора по току. При практических применениях (4.2б) считают, что коэффициент усиления $h_{21э}$ при линейном режиме работы транзистора в малой степени зависит от протекающих в транзисторе токов. Значение сопротивления $r_б$ обычно лежит в пределах 30 ... 70 Ом для транзисторов малой и средней мощности и 5 .. 30 Ом для транзисторов повышенной и высокой мощности.

При линейном режиме ток базы существенно меньше тока эмиттера, поэтому $I_э \approx I_к$. Из этого равенства и (4.2а) (4.2б) вытекают соотношения, позволяющие определять приближенно значения основных g-параметров транзистора, практически не прибегая к использованию справочных данных:

$$g_{21} = dI_к/dU_{бэ} = I_к/mU_т = I_к/0,026(1 + r_б I_к/h_{21э});$$
$$g_{11} = dI_б/dU_{бэ} = g_{21}/h_{21э}. \qquad (4.3)$$

Кроме того, для биполярного транзистора

$$g_{12} \approx 0; \quad g_{22} \approx I_к/(|U_{эр}| + |U_{кэ}|) \approx I_к/(|U_{эр}|), \qquad (4.4)$$

где $U_{эр}$ — потенциал Эрли. Сущность потенциала Эрли иллюстрирует рис. 4.2, на котором приведены графики выходных характеристик транзистора, аппроксимированные ломаными линиями. Для транзисторов малой мощности при n-p-n структуре $U_{эр} \approx 100$ ... ... 150 В и —60 ... —100 В при p-n-p структуре.

Для полевых транзисторов оценка значения g-параметров может быть осуществлена с помощью следующих, вытекающих из (3.7) соотношений:

$$g_{21} \approx g_{21}(0)(1 - U_{зи}/U_{от}); \quad g_{11} \approx 0; \quad g_{12} \approx 0;$$
$$g_{22} \approx 10^{-4}\ \text{См}. \qquad (4.5)$$

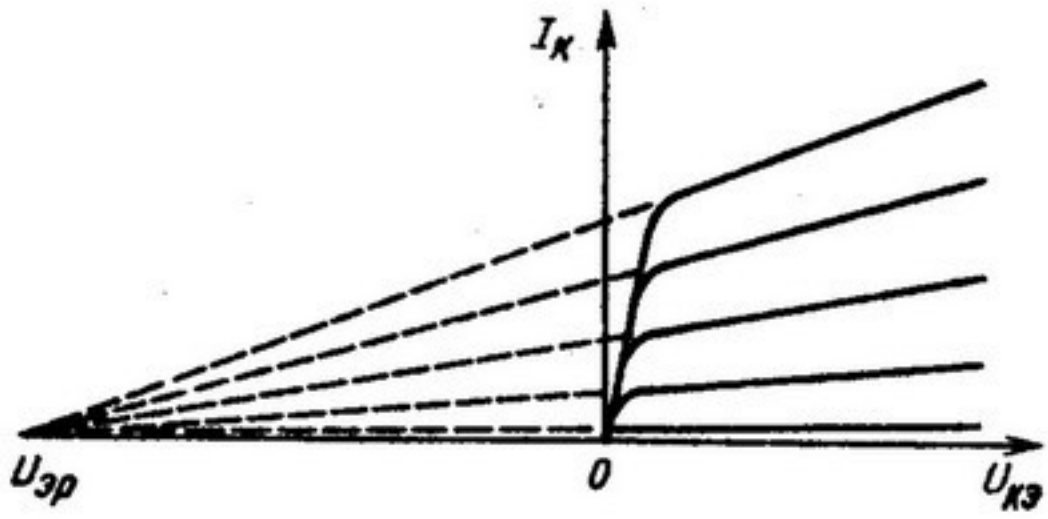


Рис. 4.2

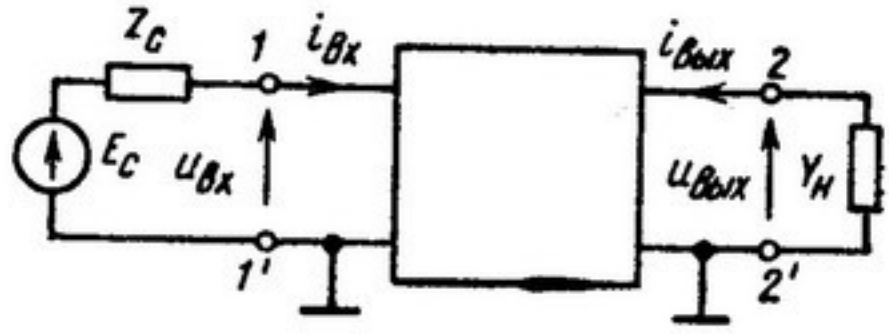


Рис. 4.3

Анализ свойств схемных построений осуществляют на основе соотношений и положений теории четырехполюсника и эквивалентных схем каскадов на переменном токе рис. 4.3. При этом усилительный прибор рассматривают в виде четырехполюсника, к выходным клеммам *2—2'* которого подключена нагрузка $Y_н$, а к входным — источник сигнала с ЭДС E_c и выходным сопротивлением R_c.

Транзисторы и большинство других УП являются трехполюсными приборами, поэтому при их представлении в виде четырехполюсника один из зажимов УП оказывается общим для входной и выходной цепей, т. е. усилительные приборы представляются как четырехполюсники с общей стороной, которая при рассмотрении их свойств как четырехполюсников обычно подключается к точке нулевого потенциала.

Приводимые в справочниках данные должны сопровождаться указаниями, какой из зажимов УП при получении тех или иных данных выступал в качестве общего зажима для входной и выходной цепей. Обычно приводятся данные для так называемой *основной схемы включения УП*. Для биполярного транзистора в качестве основной схемы выступает схема общий эмиттер, а для полевого — общий исток. Именно этим схемам включения соответствуют соотношения (4.3)—(4.5).

Согласно общей теории четырехполюсника свойства в представленной на рис. 4.3 схеме для основной рабочей частотной области транзистора ($f \ll f_s$), при резистивной нагрузке ($Y_н = g_н$) и резистив-

ном по выходной проводимости $g_c = 1/R_c$ источнике сигнала определяются формулами

$$K = u_{вых}/u_{вх} = -g_{21}/(g_{22} + g_н);$$
$$K_{обр} = u_{вх}/u_{вых} = -g_{12}/(g_{11} + g_c);$$
$$g_{вх} = i_{вх}/u_{вх} = g_{11} + g_{12}K = g_{11} - g_{12}g_{21}/(g_{22} + g_н); \quad (4.6)$$
$$g_{вых} = i_{вых}/u_{вых} = g_{22} + g_{21}K_{обр} = g_{22} - g_{21}g_{12}/(g_{11} + g_c).$$

При нахождении значений коэффициента усиления следует иметь в виду, что наличие знака минус перед результатом проведенных в соответствии с (4.6) вычислений указывает на противофазность выходного напряжения $u_{вых}$ относительно входного $u_{вх}$. Так, если для какой-либо схемы параметры g_{21}, g_{22}, $g_н$ и $g_{вх}$ положительны, то знак минус перед правыми частями выражений для K указывает на инвертирующий характер передачи по напряжению. В такой схеме фактические направления изменений сигналов $u_{вых}$ и $u_{вх}$ оказываются взаимно противоположными (противофазными).

Когда комплексным характером параметров транзистора, нагрузки или источника сигнала пренебречь нельзя, соотношения (4.6) остаются в силе, за исключением того, что все или часть входящих в (4.6) данных приобретают комплексный характер (например, на частотах $f \geqslant f_S$ вместо g-параметров следует использовать Y-параметры, при этом ряд входящих в левую часть (4.6) результатов также приобретают комплексный характер).

Принципы расчетов, определяемые соотношениями (4.6), могут быть распространены и на случаи, когда условия малосигнальности $\xi_I < 0{,}2 \ldots 0{,}3$ и $\xi < 0{,}2 \ldots 0{,}3$ не выполняются. Эти случаи подразумевают проведение вычислений с использованием усредненных g-параметров, под которыми понимают полусуммы их значений, отвечающих крайним отклонениям выходных токов и напряжений, наблюдаемых в процессе усиления сигналов. Так, в случае, когда в каскаде на биполярном транзисторе ток коллектора претерпевает изменения от $I_{К1}$ до $I_{К2}$ (но не выходит за пределы усилительной области ВАХ транзистора), значение параметра g_{21}, усредненное по этому диапазону изменений тока коллектора, согласно сказанному и (4.3) может быть определено с помощью соотношения $g_{21} = [I_{К1}/(m_1 U_т) + I_{К2}/(m_2 U_т)]/2$, где m_1, m_2 — значения параметра m, $I_{К1}$ и $I_{К2}$ соответственно.

Пример 4.1. В процессе усиления синусоидального сигнала в резистивном каскаде происходят изменения коллекторного тока от $I_{К1} = 10$ мА до $I_{К2} = 50$ мА, а также разности потенциалов коллектор — эмиттер от $U_{КЭ1} = 12$ В до $U_{КЭ2} = 6$ В ($R_н = 150$ Ом). Определить усредненное значение параметров транзистора g_{21},

g_{11}, g_{22} и g_{12}, отвечающее указанному интервалу изменений тока и разности потенциалов. В каскаде использован транзистор, у которого $I_{К\ max} = 150$ мА, $h_{21Э} = 100$, $U_{Эр} = 100$ В и $r_Б = 50$ Ом.

Решение. 1. В соответствии с (4.26) вычисляем значения параметра m, отвечающие значениям тока $I_{К1}$ и $I_{К2}$:

$$m_1 = 1 + 10 \cdot 10^{-3} \cdot 50/0{,}026 \cdot 100 \approx 1{,}19;$$

$$m_2 = 1 + 50 \cdot 10^{-3} \cdot 50/0{,}026 \cdot 100 \approx 1{,}91.$$

2. С помощью (4.3) и (4.4) получаем

$$g_{21} = [10 \cdot 10^{-3}/1{,}19 \cdot 0{,}026 + 50 \cdot 10^{-3}/1{,}91 \cdot 0{,}026]/2 \approx 0{,}65 \text{ А/В};$$

$$g_{11} = g_{21}/h_{21Э} = 0{,}65/100 = 6{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ См};$$

$$g_{22} = [10 \cdot 10^{-3}/(100+12) + 50 \cdot 10^{-3}/(100+6)]\,2 \approx 0{,}28 \cdot 10^{-3} \text{ См};$$

$$g_{12} \approx 0.$$

4.3. СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА В СХЕМУ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Основными звеньями, на базе которых осуществляются синтез и эскизное проектирование усилительных схем, являются одиночные усилительные каскады. Знание разработчиком свойств этих каскадов — первоочередное условие грамотного составления им принципиальной схемы.

Исходным пунктом при проектировании одиночного каскада является выбор способа включения в его схему УП. Возможны шесть способов подключения трехполюсного элемента к схеме, но практически в усилительных схемах используются только три, так как только при этих трех способах входные сигналы обладают эффективным управляющим воздействием на выходной ток. Эти применяемые способы включения иллюстрируют рис. 4.4 и 4.5, где приведены эквивалентные схемы каскадов на переменном токе, при этом рис. 4.4 соответствует каскадам на биполярных транзисторах, а рис. 4.5 — на полевых транзисторах. Во всех схемах один из электродов усилительных приборов является общим для входных *1—1* и выходных *2—2* зажимов, поэтому схемы на рис. 4.4, *а—в* называют соответственно схемами общий эмиттер (ОЭ), общий коллектор (ОК) и общая база (ОБ), а схемы на рис. 4.5, *а—в* — схемами общий исток (ОИ), общий сток (ОС) и общий затвор (ОЗ).

В отношении возможных областей применения различных способов включения можно сформулировать ряд рекомендаций.

Наибольшее усиление по мощности обеспечивает включение УП по схеме ОЭ или ОИ. Это включение считается основным. При нем в каскаде имеет место не только наибольшее усиление по мощно-

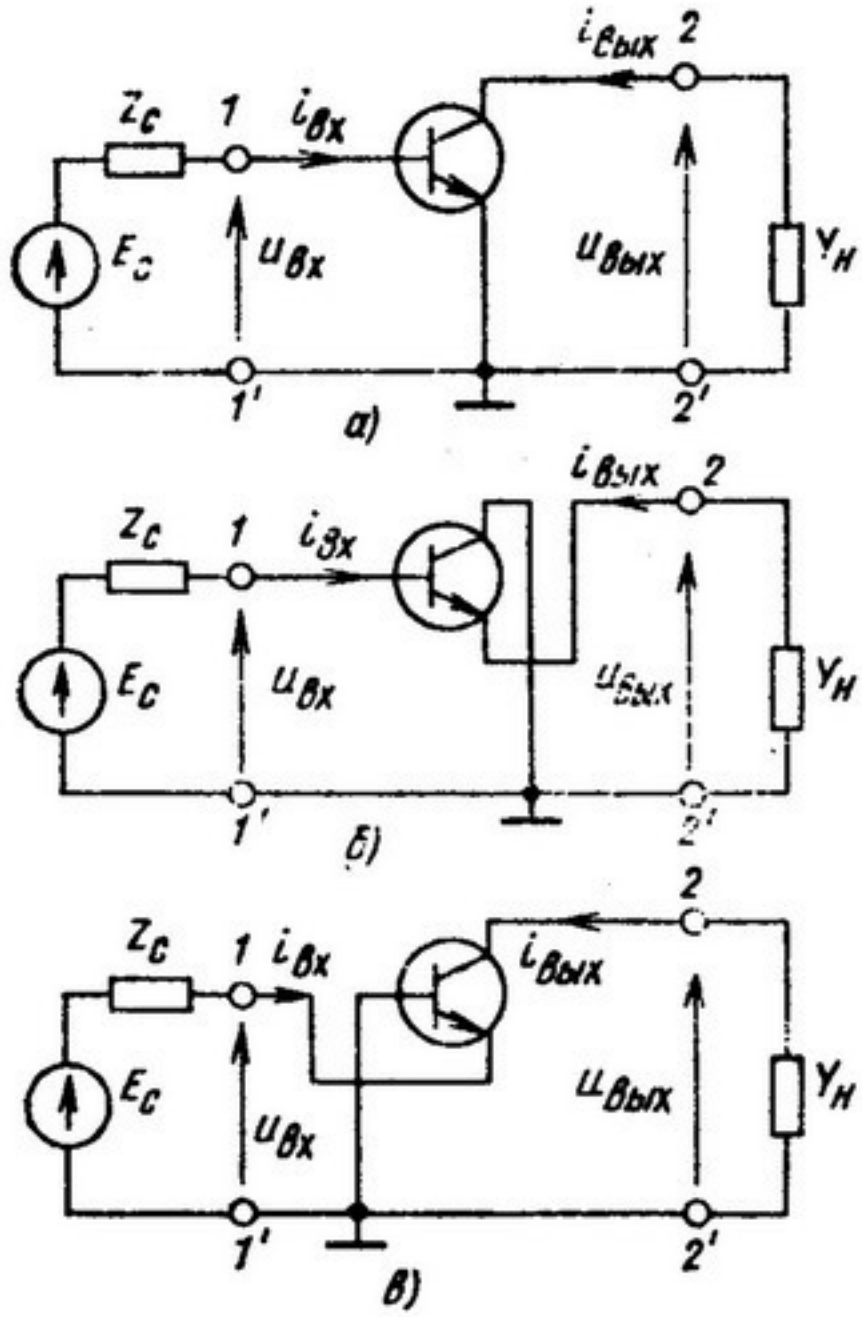


Рис. 4.4

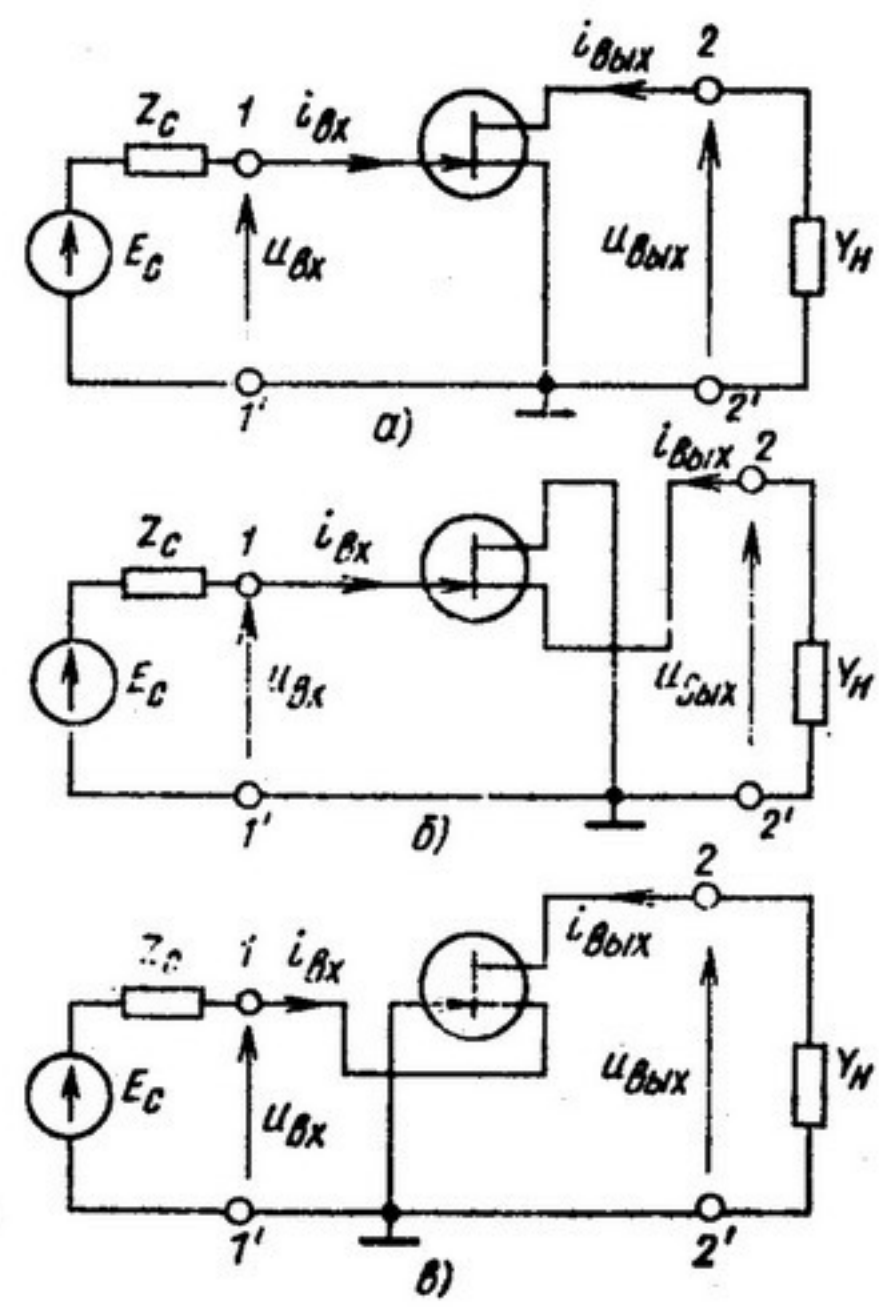


Рис. 4.5

сти, но и, как правило, существенные усиления по току и напряжению, приближающиеся к максимально достижимым. Поэтому на использовании схем ОЭ и ОИ ориентируются в первую очередь.

Приведенные ранее соотношения (4.3)—(4.5) для g-параметров относятся к этим схемам включения. В дальнейшем параметры, относящиеся к этим схемам, будем в формульных соотношениях использовать без каких-либо дополнительных индексов, тогда как параметры, относящиеся к другим включениям, будем снабжать соответствующими индексами. Так, параметр $g_{11ок}$ означает входную проводимость, соответствующую включению транзистора по схеме ОК.

В ряде случаев получение наибольшего усиления не является главной задачей. В связи с этим часто в усилителях применяют и другие изображенные на рис. 4.4 и 4.5 схемы включения, которые по ряду параметров и свойств превосходят основную схему включения.

В схемах ОК (рис. 4.4, *б*) и ОС (рис. 4.5, *б*) коэффициент передачи напряжения близок к единице, в результате чего выходной сигнал по величине и фазе повторяет входной ($u_{вх}=u_{вых}$). Поэтому эти каскады называются *повторителями напряжения* (эмиттерный

повторитель — рис. 4.4, *б*, истоковый — рис. 4.5, *б*). Основным достоинством этих каскадов является то, что они обладают малой входной проводимостью и большой выходной. Поэтому указанные каскады используются как согласующие и разделительные, обеспечивающие высокие значения сквозного коэффициента передачи при прохождении сигнала от высокоомного источника ЭДС к низкоомным цепям, приближая согласно (1.2) коэффициент передачи входной цепи к максимально достижимому значению, равному единице.

Частое применение повторители напряжения находят в каскадах, работающих на радиочастотный кабель. Такой кабель является низкоомной нагрузкой, и во избежание шунтирующего ее воздействия на выход каскада последний должен обладать малым выходным сопротивлением.

В схемах ОБ (4.4, *в*) и ОЗ (рис. 4.5, *в*) выходной ток практически равен входному, поэтому эти схемы можно назвать *повторителями тока* (вытекающий выходной ток повторяет втекающий входной). Повторители тока не обладают усилением по току, имеют большую входную проводимость и пониженное (по сравнению с основной схемой) усиление по мощности. Все это ограничивает сферу применения схем ОБ и ОЗ. В основном эти включения УП применяются в высокочастотных схемах там, где становится заметным влияние паразитных обратных связей через емкости *p-n* переходов.

Соотношения (4.6) применимы при любой схеме включения транзистора при условии использования в них параметров, относящихся к соответствующей схеме включения. Так, для схемы ОБ $K_{об} = -g_{21об}/(g_{22об} + g_н) = g_{21}/(g_{22} + g_н)$.

Обычно параметры схем включения, отличных от основной, выражают через параметры последней. При этом соотношения для параметров схем включения общий коллектор (ОК) и общий сток (ОС) идентичны. Аналогичную идентичность имеют соотношения для схем включения общая база (ОБ) и общий затвор (ОЗ)

$$\begin{aligned} g_{21ок} &= g_{21ос} = -g_{11} - g_{21}; & g_{21об} &= g_{озз} = -g_{21} - g_{22}; \\ g_{11ок} &= g_{11ос} = g_{11}; & g_{11об} &= g_{11оз} = g_{11} + g_{21} + g_{12} + g_{22}; \\ g_{22ок} &= g_{22ос} = g_{11} + g_{21} + g_{12} + g_{22}; & g_{22об} &= g_{22оз} = g_{22}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

В биполярных и полевых транзисторах численные значения g-параметров таковы, что $g_{21} \gg g_{11} \gg g_{22} \gg g_{12}$, в результате чего и в (4.7) можно при вычислениях использовать следующие приближенные соотношения:

$$\begin{aligned} g_{21ок} &= g_{21ос} = -g_{21}; & g_{21об} &= g_{оз} = -g_{21}; \\ g_{11ок} &= g_{11ос} = g_{11}; & g_{11об} &= g_{11оз} = g_{21}; \\ g_{22ок} &= g_{22ос} = g_{21}; & g_{22об} &= g_{22оз} = g_{22}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Таблица 4.1

Тип схемы	K	$g_{вх}$	$g_{вых}$	K_i
ОЭ, ОИ	$-g_{21}/(g_{22}+g_н)$	g_{11}	g_{22}	$h_{21э}$
ОК, ОС	$\frac{g_{21}R_н}{1+g_{21}R_н}$	$\frac{g_{11}}{1+g_{21}R_н}$	$\frac{g_{21}}{1+g_{11}R_c}$	$h_{21э}+1$
ОБ, ОЗ	$g_{21}/(g_{22}+g_н)$	$g_{21}+g_{11}$	g_{22}	$h_{21э}/(h_{21э}+1)$

Подстановка параметров транзистора (4.8) в (4.6) дает выражения, определяющие свойства различных каскадов в удобной для проведения вычислений форме, когда эти свойства представлены через g-параметры основной схемы включения. Результаты этой подстановки представлены в табл. 4.1.

Приводимые в таблице данные о значениях коэффициента усиления по току не учитывают возможного разветвления тока как на входе транзистора, так и на его выходе. Последнее разветвление отсутствует при работе транзистора в режиме короткого замыкания в выходной цепи или же в условиях, когда $g_н \gg g_{22}$. Более подробно вопросы, связанные с вычислением коэффициента усиления K_i каскада по току в целом, рассмотрены в § 4.8.

Данные о выходной проводимости $g_{вых}$ в таблице относятся только к самому транзистору, т. е. они не включают проводимость его нагрузки $g_н$. Полная выходная проводимость каскада очевидно, равна сумме проводимостей $g_{вых}$ и $g_н$. Следует отметить, что выходная проводимость при включении ОК существенно зависит от сопротивления источника сигнала R_c, так как при этом включении транзистора нельзя пренебрегать влиянием внутритранзисторной связи через прямосмещенный p-n переход база — эмиттер.

Пример 4.2. Для рассмотренного в примере 4.1 случая определить, какими свойствами будет обладать каскад при включении в него транзистора по схемам ОЭ, ОБ и ОК.

Решение. В соответствии с данными табл. 4.1 получаем

$$K_{оэ} = -g_{21}/(g_{22}+g_н) = -0{,}65/(0{,}28\cdot 10^{-3}+1/150) \approx -100;$$

$$K_{об} = g_{21}/(g_{22}+g_н) = 0{,}65/(0{,}28\cdot 10^{-3}+1/150) \approx 100;$$

$$K_{ок} = g_{21}R_н/(1+g_{21}R_н) = 0{,}65\cdot 150(1+0{,}65\cdot 150) \approx 0{,}990;$$

$$g_{вх\ оэ} = g_{11} = 6{,}5\cdot 10^{-3}\ См;$$

$$g_{вх\ об} = g_{21}+g_{11} = 0{,}65+6{,}5\cdot 10^{-3} \approx 0{,}70\ См;$$

$$g_{\text{вх ок}} = g_{11}/(1+g_{21}R_{\text{н}}) = 6{,}5\cdot10^{-3}/(1+0{,}65\cdot150) \approx 6{,}7\cdot10^{-6}\ \text{См};$$

$$g_{\text{вых об}} = g_{22} = 0{,}28\cdot10^{-3}\ \text{См};$$

$$g_{\text{вых об}} = g_{22} = 0{,}28\cdot10^{-3}\ \text{См};$$

$$g_{\text{вых ок}} = g_{21}+g_{11} = 0{,}65+6{,}5\cdot10^{-3} \approx 0{,}70\ \text{См}.$$

4.4. СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ И КАСКАДОВ ПРИ НЕЗАЗЕМЛЕННОСТИ ОБЩЕГО ПРОВОДА

В ряде случаев УП умышленно или помимо желания разработчика оказывается включенным в схему таким образом, что все его три зажима оказываются под переменным потенциалом, как это показано на рис. 4.6. Эти включения удобно рассматривать как разновидности соответствующих включений рис. 4.4, которые отличаются от последних наличием ненулевой по сопротивлению цепи Z_f в общем (заземляющем) проводе. Включение в схему каскада сопротивления Z_f вызывает внутрикаскадной отрицательной обратной связи, которая снижает входную проводимость, повышает устойчивость параметров каскада по отношению к воздействию дестабилизирующих факторов, но при этом снижает коэффициент усиления по напряжению и мощности.

В дальнейшем параметры и схемы, соответствующие ненулевому значению Z_f, будем отмечать индексом «f». Так, схемные построения рис. 4.6, *а—в* будем соответственно обозначать ОЭ_f, ОК_f и ОБ_f.

Двухполюсник Z_f удобно рассматривать как составную часть самого транзистора, имеющего другие измененные значения Y-параметров. В основной рабочей частотной области транзистора ($f \ll f_s$) при резистивном характере двухполюсника Z_f, когда $Z_f = R_f$, для всех схем включения транзистора

$$g_{11f} = (g_{11}+\Delta R_f)/F \approx g_{11}/F;$$

$$g_{21f} = (g_{21}-\Delta R_f)/F \approx g_{21}/F;$$

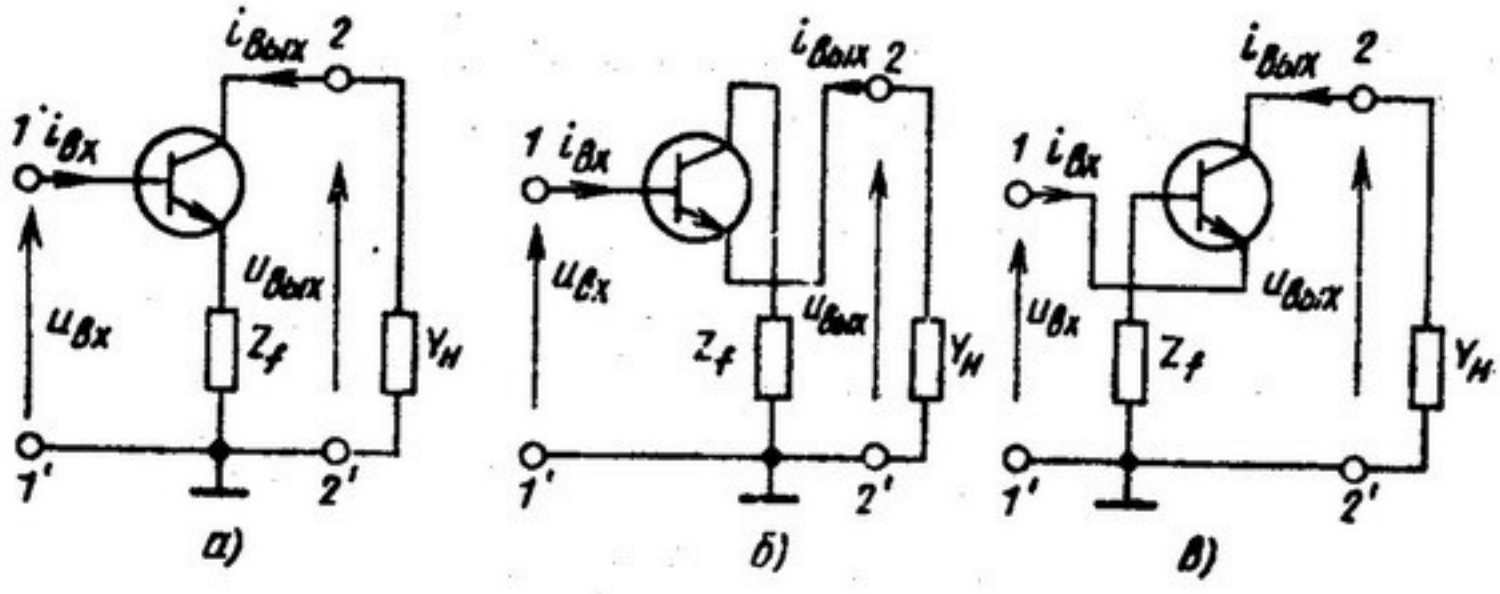


Рис. 4.6

$$g_{12f} = (g_{12} - \Delta R_f)/F \approx g_{12}; \qquad (4.9)$$
$$g_{22f} = (g_{22} + \Delta R_f)/F \approx g_{22}/F,$$

где $\Delta = g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21}$; $F = 1 + (g_{11} + g_{21} + g_{12} + g_{22})R_f$, при этом для различных схем включения транзисторов выполняются соотношения $\Delta_{оэ} = \Delta_{ок} = \Delta_{об}$; $\Delta_{ои} = \Delta_{ос} = \Delta_{оз}$;

$$F_{оэ} = F_{ои} = 1 + (g_{11} + g_{21} + g_{12} + g_{22})R_f \approx 1 + g_{21}R_f;$$
$$F_{ок} = F_{ос} = 1 + g_{22}R_f; \qquad (4.10)$$
$$F_{об} = F_{оз} = 1 + g_{11}R_f.$$

Для биполярных и полевых транзисторов соотношение между g-параметрами таково, что $g_{11} + g_{21} + g_{12} + g_{22f} \gg g_{11} \gg g_{22}$. Из этого соотношения и (4.10) следует, что наиболее заметное влияние на параметры транзистора и свойства схем оказывает незаземленность общего провода в основной схеме включения (при включениях ОЭ и ОИ), существенно меньшее — в схемах повторителей тока (при включениях ОБ и ОЗ) и практически не сказывается в повторителях напряжения (при включениях ОК и ОС $F_{ок} = F_{ос} \approx 1$). С приемлемой для практики точностью можно считать, что

$$K_{оэ\,f} \approx K_{оэ}/F_{оэ}; \quad K_{ои\,f} \approx K_{ои}/F_{ои}; \quad K_{об\,f} \approx K_{об}/F_{об}; \qquad (4.11)$$
$$K_{оз\,f} \approx K_{оз}/F_{оз}; \quad K_{ок\,f} \approx K_{ок}; \quad K_{ос\,f} \approx K_{ос}.$$

Вычисление основных параметров каскада при ненулевом сопротивлении в общем проводе осуществляют по приведенным в табл. 4.1 формулам. При этом используют параметры транзистора, измененные в соответствии с (4.9) и (4.10).

Пример 4.3. Как изменятся вычисленные в примере 4.2 параметры каскадов ОЭ, ОБ и ОК, если последовательно с эмиттерными выводами транзисторов включить сопротивления $R_f = 5$ Ом?

Решение. 1. Вычислим значение параметра $F_{оэ}$. Согласно (4.10)

$$F_{оэ} = 1 + g_{21}R_f = 1 + 0{,}65 \cdot 5 = 4{,}25.$$

2. Вычислим новое значение параметров транзисторов, соответствующих новому его включению по схеме $ОЭ_f$. Согласно (4.9)

$$g_{21f} = g_{21}/F_{оэ} = 0{,}65/4{,}25 \approx 0{,}15 \text{ А/В};$$
$$g_{11f} = g_{11}/F_{оэ} = 6{,}5 \cdot 10^{-3}/4{,}25 \approx 1{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ См};$$
$$g_{22f} = g_{22}/F_{оэ} = 0{,}28 \cdot 10^{-3}/4{,}25 \approx 67 \cdot 10^{-6} \text{ См}.$$

3. После подстановки найденных значений в приведенные в табл. 4.1 формулы имеем

$$K_{оэ} = -g_{21f}/(g_{22f} + g_н) = -0{,}15/(67 \cdot 10^{-6} + 1/150) \approx -23;$$
$$K_{об} = g_{21f}/(g_{22f} + g_н) = 0{,}15/(67 \cdot 10^{-6} + 1/150) \approx 23;$$

$$K_{ок} = g_{21f} R_н / (1 + g_{21f} R_н) = 0{,}15 \cdot 150 / (1 + 0{,}15 \cdot 150) \approx 0{,}957;$$

$$g_{вх\ оэ} = g_{11f} = 1{,}5 \cdot 10^{-3}\ См;$$

$$g_{вх\ об} = g_{21f} + g_{11f} = 0{,}15 + 1{,}5 \cdot 10^{-3} \approx 0{,}17\ См;$$

$$g_{вх\ ок} = g_{11f} / (1 + g_{21f} R_н) = 1{,}5 \cdot 10^{-3} / (1 + 0{,}15 \cdot 150) \approx 6{,}6 \cdot 10^{-6}\ См;$$

$$g_{вых\ оэ} = g_{22f} = 67 \cdot 10^{-3}\ См;$$

$$g_{вых\ об} = g_{22f} = 67 \cdot 10^{-3}\ См;$$

$$g_{вых\ ок} = g_{21f} + g_{11f} = 0{,}15 + 1{,}5 \cdot 10^{-3} \approx 0{,}17\ См.$$

Пример 4.4. Как изменятся свойства рассмотренной в примере схемы ОБ, если в цепь базового вывода ее транзистора будет включено дополнительное сопротивление $R_f = 100$ Ом?

Решение. 1. Согласно (4.10)

$$F_{об} = 1 + g_{11} R_f = 1 + 1{,}5 \cdot 10^{-3} 100 = 2{,}5.$$

2. В соответствии с (4.9)—(4.11)

$$K_{об\ f} = K_{об} / F_{об} = 23 / 2{,}5 = 9{,}2;$$

$$g_{вх\ об\ f} = g_{вх\ об} / F_{об} = 0{,}17 / 2{,}5 = 0{,}068\ См;$$

$$g_{вых\ об\ f} = g_{вых\ об} / F_{об} = 67 \cdot 10^{-3} / 2{,}5 \approx 27 \cdot 10^{-3}\ См.$$

Следует отметить, что включение в эмиттерную цепь дополнительного резистора R_f линеаризует передаточную ВАХ транзистора, расширяет область входных сигналов $u_{бэ}$, в пределах которой преобразование этих входных напряжений в выходной сигнальный ток можно считать линейным. Сквозная ВАХ эквивалентного транзистора (транзистора, неотъемлемой частью которого является резистор R_f) имеет вид $U_{бэf} = U_{бэ} + I_{э0} R_f = m U_т \ln (I_{э0}/I_{0э}) + I_{э0} + I_{э0} R_f$, где $U_{бэf}$ — напряжение база — эмиттер эквивалентного транзистора.

В случаях, когда комплексным характером параметров транзистора или двухполюсника Z_f пренебречь нельзя, соотношения (4.9)—(4.11) остаются в силе, за исключением того, что все или часть входящих в (4.9) и (4.10) данных приобретают комплексный характер. Например, на частотах $f > f_s$ вместо g-параметров транзистора следует использовать его Y-параметры, при этом ряд входящих в левую часть (4.9)—(4.11) результатов также приобретает комплексный характер.

4.5. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО СИГНАЛА

Под переменными сигналами понимаются такие, которые имеют относительно большие скорости изменения или малое время существования, а также сигналы, которые не содержат постоянных составляющих. Усилители переменных сигналов в отличие от усили-

телей постоянного тока не способны воспроизводить сколь угодно медленно изменяющиеся сигналы.

В усилителях таких сигналов допустимо использование на пути распространения сигнальных токов и напряжений разделительных конденсаторов $C_р$. Кроме того, в них могут применяться *блокировочные конденсаторы* $C_б$, исключающие влияние на распределение сигнальных потенциалов участков цепи, зашунтированных этими конденсаторами. Таким образом, под усилителями переменных сигналов понимаются такие, в схемах которых применены разделительные и блокировочные конденсаторы. При составлении эквивалентных схем для переменного тока эти конденсаторы замещаются короткими замыканиями.

Синтез схемы каскада переменного сигнала осуществляется в два этапа. На первом проводится выбор его структуры и номиналов элементов с точки зрения обеспечения заданного режима работы на постоянном токе. При этом независимо от предполагаемой схемы включения транзистора по переменному току за основу принимаются схема рис. 3.2 и изложенные в гл. 3 принципы стабилизации положения ИРТ. На втором этапе в схему каскада вводятся разделительные и блокировочные конденсаторы, с помощью которых формируется требуемая схема включения транзистора по переменному току.

На рис. 4.7 приведены типовые схемные построения каскадов ОЭ, ОК и ОБ, которые по своим свойствам на постоянном токе эквивалентны схеме рис. 3.2, а на переменном токе — схемам рис. 4.4. Последнее условие эквивалентности выполняется на всех частотах, где сопротивлением конденсаторов $C_р$ и $C_б$ можно пренебречь.

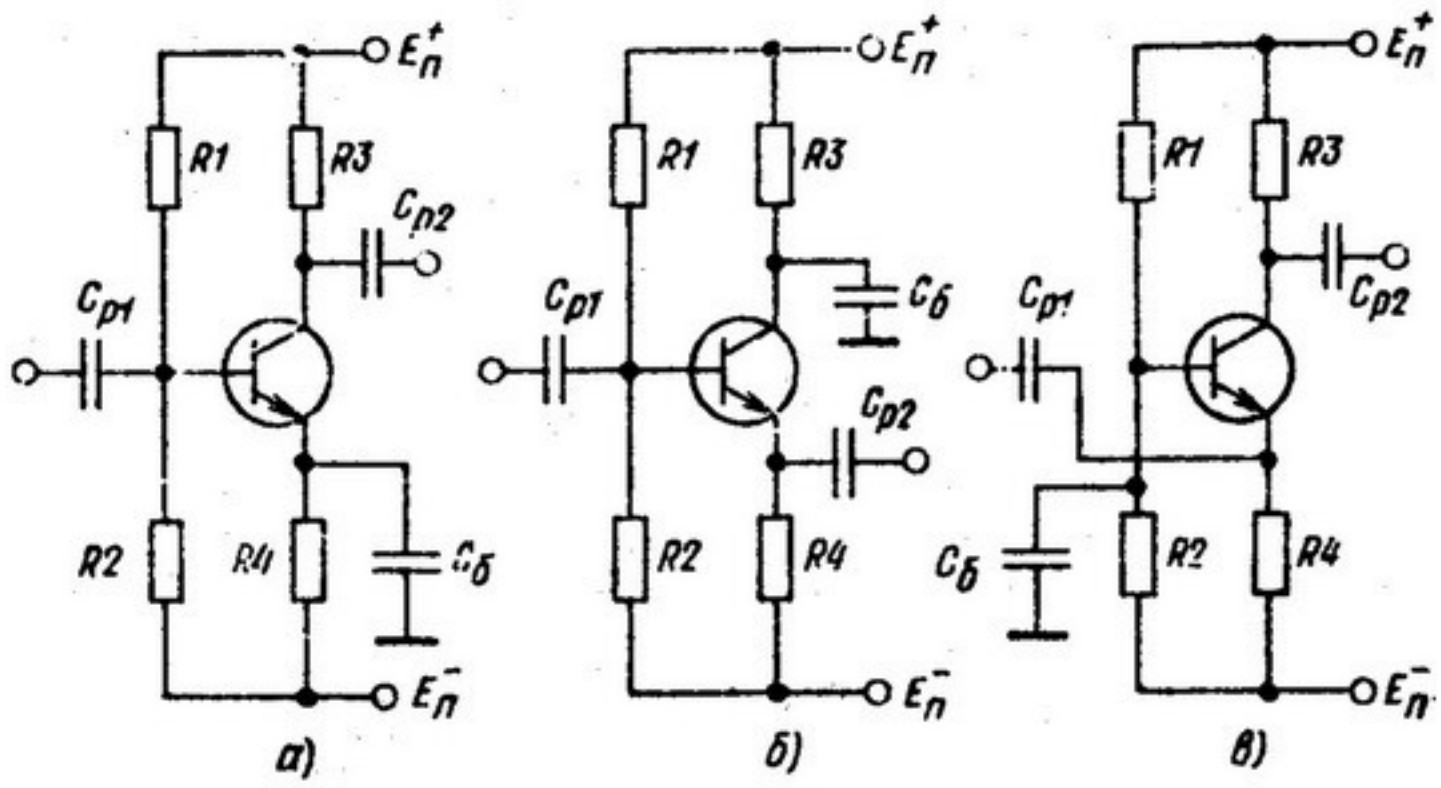


Рис. 4.7

4.6. НИЗКОЧАСТОТНЫЕ И ПЕРЕХОДНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ ПЕРЕМЕННОГО СИГНАЛА

На низких частотах выполнить условия пренебрежимо малого значения сопротивления конденсаторов $C_р$ и $C_б$ не удается, в результате чего в каскаде возникают низкочастотные искажения, а при прохождении прямоугольного импульса большой длительности происходит спад его вершины, возникающий из-за того, что каскад не способен передавать постоянные напряжения. Для снижения этих искажений требуется увеличение емкостей конденсаторов $C_р$ и $C_б$, что не всегда выполнимо из конструктивных и экономических соображений. Поэтому номиналы емкостей этих конденсаторов выбирают исходя из предельно допустимых частотных или переходных искажений.

Рассмотрим принципы выбора минимально возможного значения емкостей конденсаторов $C_р$ и $C_б$, при котором спад АЧХ усилителя в разделительной цепи из-за плохого шунтирующего действия блокировочного конденсатора $C_б$ не превысит заданных значений $\varepsilon_р$ и $\varepsilon_б$ соответственно.

Эквивалентная схема сигнальной цепи, содержащей разделительный конденсатор, приведена на рис. 4.8, при этом рис. 4.8, *а* соответствует случаю, когда сигнальные изменения представлены с помощью генератора тока, а рис. 4.8, *б* — с помощью генератора ЭДС. Оба представления взаимно эквивалентны. Конденсатор $C_р$ разделяет цепь на два независимых на постоянном токе участка. Рассмотрим передаточные свойства этой цепи на участке *1—2* на переменном токе в схеме рис. 4.8, *а*, считая, что в качестве источника сигнала выступает генератор сигнального тока $i_с$ с внутренним сопротивлением $R1$, а нагрузкой — резистор $R2$. В области средних частот точки *1—2* эквипотенциальны, так как на этих частотах сопротивление конденсатора $C_р$ по сравнению с сопротивлением внешней по отношению к нему цепи пренебрежимо мало. В результате этого в схеме рис. 4.8, *б* на средних частотах коэффициент передачи частотно-независим и равен $K_{21}=E_с/u_1=R2/(R1+R2)$.

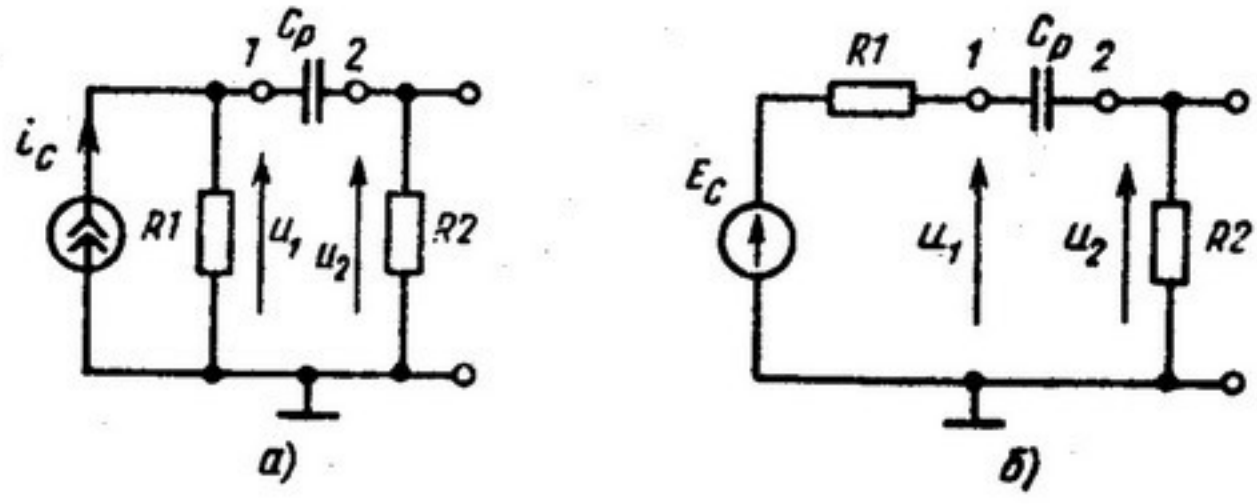


Рис. 4.8

По мере понижения частоты и перехода в низкочастотную область сопротивление конденсатора повышается, и, хотя при этом напряжение u_1 растет, общее выходное напряжение u_2 рассматриваемой цепи падает. Эквивалентная схема рис. 4.8 имеет достаточно широкую применимость. В частности, она может быть использована при рассмотрении особенностей работы и частотных искажений в области низких частот схемы рис. 2.5, *б*, если в соответствии с рис. 4.8, *а* в качестве источника сигнального тока принять ток $i_c = g_{21} u_{вх}$, в качестве резистора $R2$ — двухполюсник $R_{вх\,N+1}$, а в качестве $R1$ — параллельное соединение $R_н$ и $R_{22} = 1/g_{22}$.

Нормированная АЧХ разделительной цепи определяется соотношением

$$M_p(f) = 1/[1 + (2\pi f \tau_p)^{-2}]^{1/2}, \qquad (4.12)$$

где $\tau_p = C_p(R1 + R2)$ — постоянная времени разделительной цепи. На основании (4.12) можно сформулировать требования к значениям емкости конденсатора C_p, при которых на нижней граничной частоте f_d спад нормированной АЧХ не превышал бы ε_d, где $\varepsilon_d = 1 - d$;

$$C_p \geqslant \frac{1}{2\pi f_d (R1 + R2) \sqrt{(1 - \varepsilon_d)^{-2} - 1}}.$$

В схемах рис. 4.7 конденсаторы $C_б$ в области низких частот не могут оказать достаточного блокирующего действия, в результате цепь заземления общего провода УП не имеет нулевого сопротивления и схемы ОЭ, ОК и ОБ выступают в роли схем рис. 4.6, т. е. каскадов $ОЭ_f$, $ОК_f$ и $ОБ_f$. В них

$$\underline{Z}_f = j\omega C_б \parallel R_f = R_f/(1 + j\omega\tau_б), \qquad (4.13)$$

где R_f — резистивное сопротивление внешней по отношению к транзистору цепи, шунтируемой конденсатором $C_б$; $\tau_б = C_б R_f$ — постоянная времени блокирующей цепи. Для схемы $ОЭ_f$ (рис. 4.7, *а*) $R_f = R_э$, для $ОК_f$ (рис. 4.7, *б*) $R_f = R_к$, для $ОБ_f$ (рис. 4.7, *в*) $R_f = R_{дел}$, где $R_{дел} = R1 \parallel R2$.

Из-за ненулевого значения сопротивления Z_f в области низких частот коэффициенты усиления каскадов (рис. 4.7) в этой области частот меньше номинальных K_0 в F раз, при этом параметры F имеют комплексный характер ($F = \underline{F}$), а нормированная АЧХ — дополнительный спад $\varepsilon_б$. Ход основных частотных зависимостей согласно (4.11) и (4.13) определяется соотношениями

$$\underline{K}_f(f) = \underline{K}_0/F;$$

$$\underline{M}(f) = \underline{K}_f(f)/K_0 = 1/\underline{F} = 1/[1 + gR_f/(1 + j/\omega\tau_б)];$$

$$M(f) = \sqrt{[1 + (\omega\tau_б)^2]/[(1 + gR_f)^2 + (\omega\tau_б)^2]}. \qquad (4.14\,а)$$

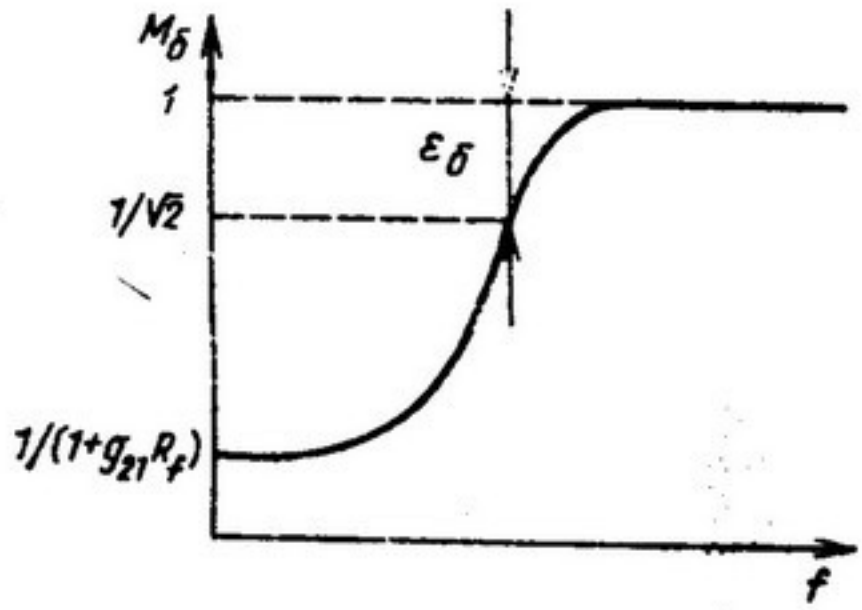


Рис. 4.9

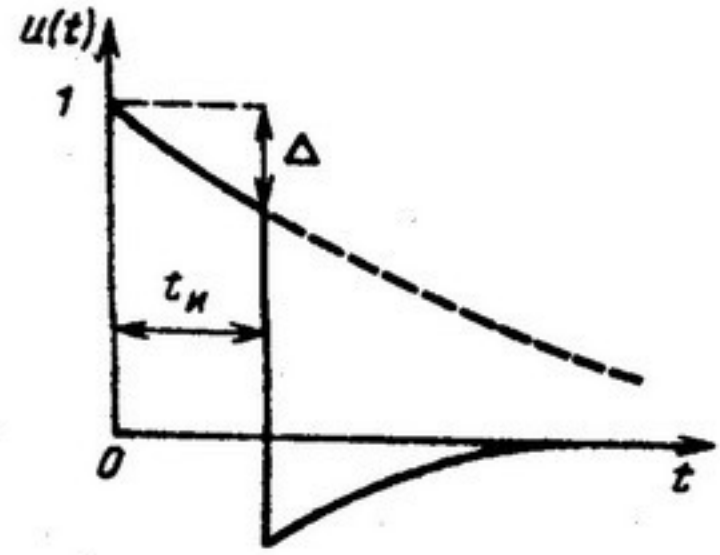


Рис. 4.10

Для схем ОЭ$_f$ и ОИ$_f$ $g=g_{11}$, для ОК$_f$ и ОИ$_f$ $g=g_{22}$, для ОБ$_f$ и ОЗ$_f$ $g=g_{11}$. На рис. 4.9 приведены построенные в соответствии с (4.14а) графики АЧХ для схемы ОЭ$_f$. Обычно $g_{21}\gg g_{11}\gg g_{12}$, вследствие чего наиболее заметно рассматриваемые процессы проявляются в каскадах ОЭ и ОИ, в меньшей степени в схеме ОБ и практически незаметны при включениях ОЗ, ОК и ОС. Поэтому выбор номиналов блокировочных конденсаторов на основании допустимых значений $\varepsilon_б$ осуществляют только при построении схем ОЭ, ОИ и ОБ. Соотношения для выбора значения емкости конденсатора $C_б$ по допустимым частотным искажениям, оцениваемым параметром $\varepsilon_б$, вытекают из (4.14а). При этом

для включений ОЭ и ОИ

$$C_б \geqslant \frac{1}{2\pi f_d R_f}\sqrt{\frac{(1+g_{21}R_f)^2-1}{1-d^2}}; \qquad (4.14\,б)$$

для включения ОБ

$$C_б \geqslant \frac{1}{2\pi f_d R_f}\sqrt{\frac{(1+g_{11}R_f)^2-1}{1-d^2}}. \qquad (4.14\,в)$$

Соотношения (4.14б) и (4.14в) используются при оценках предельных значений емкостей конденсаторов $C_б$, обеспечивающих приемлемый уровень низкочастотных искажений.

В любом усилительном каскаде, не являющемся УПТ, т. е. с АЧХ, имеющей спад в области низких частот, возникают переходные искажения. Эти искажения связаны с тем, что усилители переменных сигналов не способны передавать постоянные и медленно меняющиеся сигнальные напряжения. В частности, если в схеме рис. 4.8 сигнальный ток $i_с$ или сигнальная ЭДС $E_с$ имеет вид скачка, то напряжение u_2 на выходе разделительной цепи будет изменяться по экспоненциальному закону, а именно $u_2(t)=u_2(0)\exp(t/\tau_р)$, где $u_2(0)=(R1\|R2)i_с$ — значение напряжения на выходе разделительной цепи в момент начала действия импульс-

ного сигнала. График напряжения $u_2(t)$ приведен на рис. 4.10. При конечной длительности $t_и$ прямоугольного импульса к моменту его окончания вершина импульса претерпевает спад

$$\Delta = 1 - \exp(t_и/\tau_р) \approx t_и/\tau_р = 2\pi f_{0,7} t_и, \qquad (4.15)$$

где $f_{0,7}$ — нижняя граница полосы пропускания разделительной цепи, определенная по уровню $d=0,7$. Из (4.15) вытекает соотношение, позволяющее находить значения емкости конденсатора $C_р$, при которых спад вершины прямоугольного импульса длительностью $t_и$ не превысит Δ: $C_р \geqslant t_и/[(R1+R2)\Delta]$.

4.7. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРНЫХ И ДРУГИХ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ НА РАБОТУ КАСКАДА

На рис. 4.11 приведены обобщенные схемы усилительных каскадов, образованные в соответствии с рис. 3.4 и 3.5 и применяемые при анализе влияния дестабилизирующих факторов на положение ИРТ.

При составлении эквивалентных схем рис. 4.11 учитывалось, что в каскадах рис. 3.4 зажимы *а*, *б* и *в* по отношению к изменениям напряжений являются точками нулевого потенциала. Вариации исходного положения РТ охарактеризованы величинами $\Delta I_к$ и $\Delta I_с$, которые выступают в роли искомых изменений токов $I_{к0}$ и $I_{с0}$. В каждой схеме параметры $\Delta I_к$ и $\Delta I_с$ являются результатами совместного воздействия трех источников нестабильности, т. е. $\Delta I_Σ = \Delta I_1 + \Delta I_2 + \Delta I_3$, где $\Delta I_Σ$ — искомое общее изменение выходного тока транзистора; ΔI_i — изменение выходного тока, обусловленное воздействием i-го источника нестабильности. Для биполярного транзистора в качестве $\Delta I_Σ$ выступает $\Delta I_к$, в качестве ΔI_1 — составляющая тока $\Delta I_к$, обусловленная нестабильностью $\Delta U_{бэ}$, а в ка-

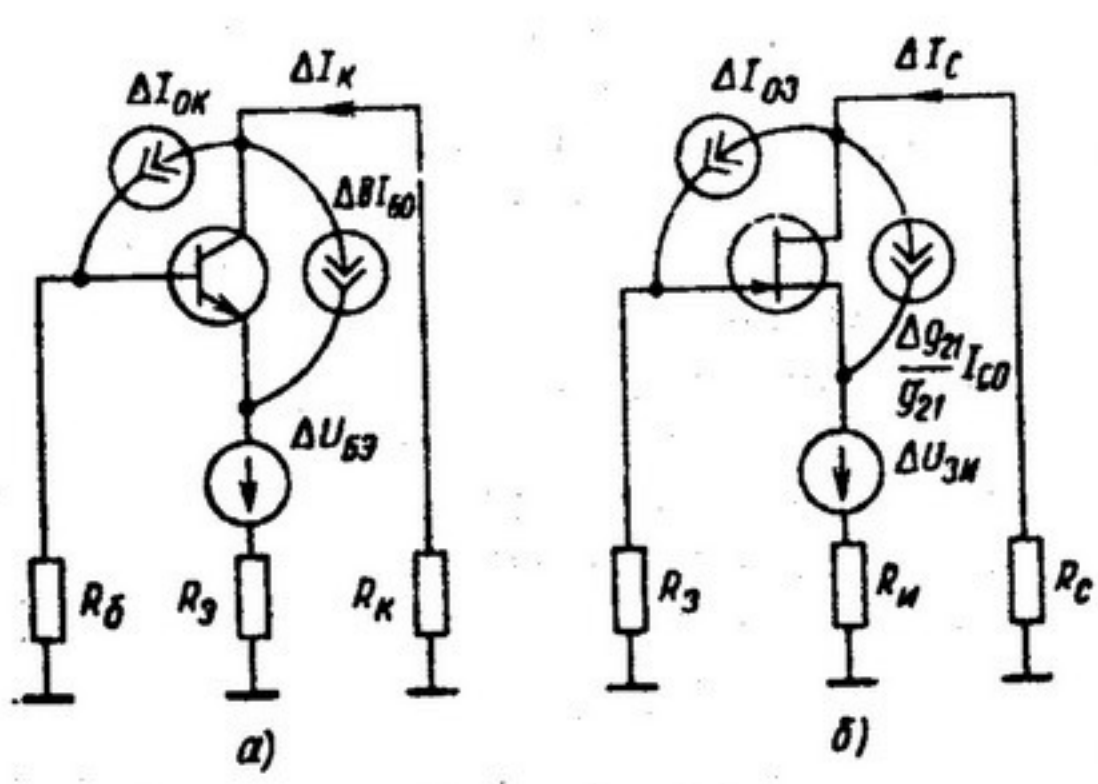


Рис. 4.11

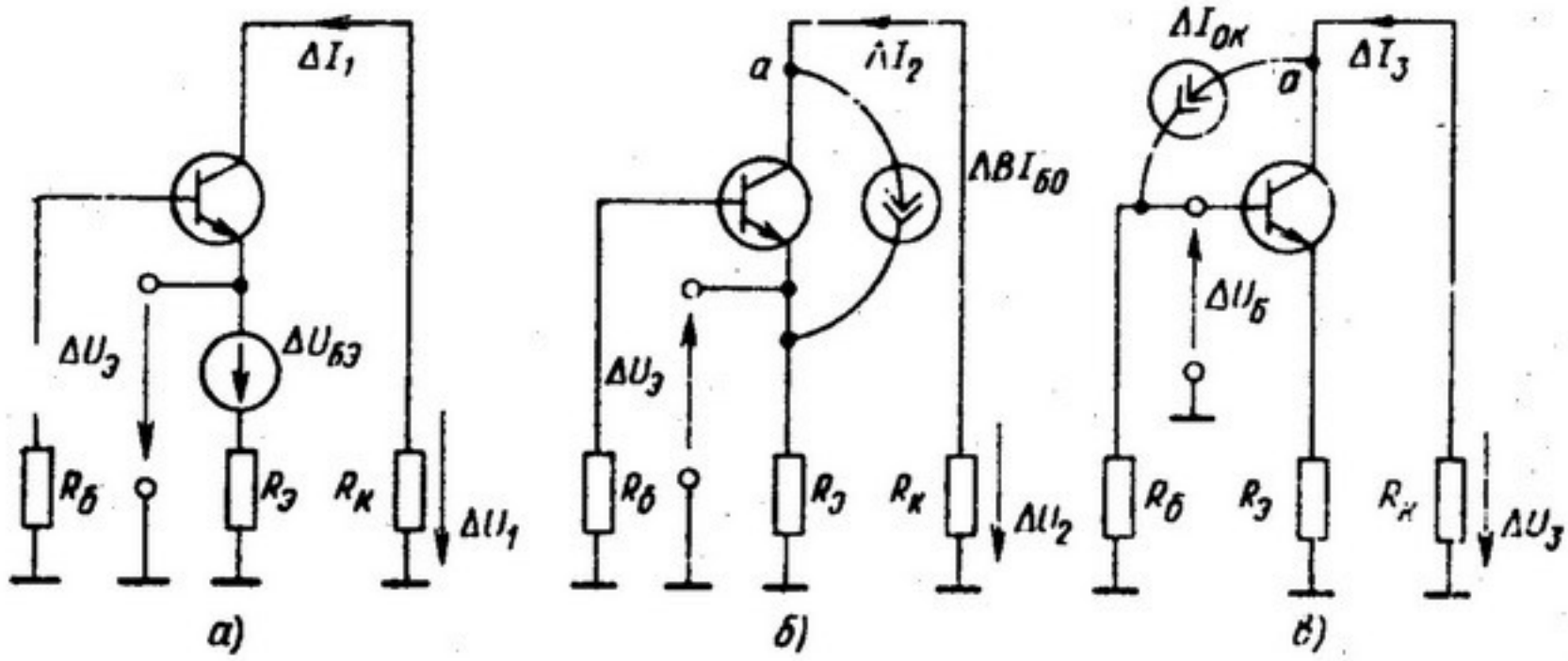


Рис. 4.12

честве ΔI_2 и ΔI_3 — составляющие, обусловленные нестабильностями ΔB и $\Delta I_{ок}$ соответственно.

Для полевого транзистора в качестве ΔI_Σ выступает $\Delta I_С$, а в качестве ΔI_1, ΔI_2 и ΔI_3 — составляющие этого тока, порождаемые нестабильностью $\Delta U_{эи}$, Δg_{21} и $\Delta I_{оЭ}$ соответственно.

В рамках задач, решаемых при анализе тока ΔI_Σ, нестабильности, порождающие его, могут быть рассматриваемы как источники малосигнальных напряжений и токов, в результате чего вычисление всех составляющих ΔI_i тока ΔI_Σ можно осуществлять с помощью малосигнальных параметров. При вычислениях в качестве вспомогательного параметра целесообразно использовать изменения ΔU_i разности потенциалов на резисторе $R_к$ и $R_с$, порождаемые каждым из токов ΔI_i, т. е. $\Delta I_i = \Delta U_{вых\,i}/R_к$ (для схемы рис. 4.11, *а*) и $\Delta I_i = \Delta U_{вых\,i}/R_с$ (для схемы рис. 4.11, *б*).

В схеме рис. 4.12, *а* преобразования напряжения $\Delta U_{БЭ}$ в ток ΔI_1 осуществляются по схеме $ОБ_f$, так как источник этого напряжения подключен к эмиттерному выводу транзистора, а выходной потенциал $\Delta U_{вых1}$ рассматривается в коллекторной цепи в условиях, когда внешняя по отношению к базовому выводу транзистора цепь имеет ненулевое сопротивление $R_f = R_б$. В соответствии со сказанным

$$\Delta I_1 = \Delta U_{вых1}/R_к = \Delta U_{БЭ} K_{вх\,ц} K_{об\,f}, \qquad (4.16)$$

где $K_{вх\,ц} = \Delta U_Б / \Delta U_{БЭ}$ — коэффициент передачи входной цепи схемы $ОБ_f$. Значение этого коэффициента передачи определяется соотношением

$$K_{вх\,ц} = R_{вх\,об\,f}/(R_{вх\,об\,f} + R_б), \qquad (4.17)$$

где $R_{вх\,об\,f} = 1/g_{вх\,об\,f}$ — входное сопротивление схемы $ОБ_f$. Согласно данным табл. 4.1 $g_{вх\,об\,f} = g_{21}/(1 + g_{11}R_f)$. После подстановки (4.17) в (4.16) получаем

$$\Delta I_1 = \Delta U_{БЭ}\, g_{21}/(1 + g_{21}R_э + g_{11}R_б). \qquad (4.18)$$

В схеме рис. 4.12, *б* нестабильность охарактеризована с помощью источника тока $\Delta BI_{\text{Б0}}$. Искомый результат преобразования тока этого источника в ток ΔI_2 определяется как непосредственным его проникновением в коллекторную цепь схемы (в узел *а* схемы рис. 4.12, *б*), так и его воздействием на эмиттерную цепь транзистора. Протекая через эту цепь, он создает на ней разность потенциалов $\Delta U_{\text{э}}$, которая, в свою очередь, преобразуется в изменения ΔU_2 разности потенциалов на резисторе $R_{\text{к}}$. Преобразования разности потенциалов $\Delta U_{\text{э}}$ в ΔU_2 осуществляется в соответствии с ранее рассмотренной схемой, т. е. в соответствии со свойствами схемы ОБ$_f$. Поэтому $\Delta I'_2 = \Delta U'_2/R_{\text{к}} = \Delta U_{\text{э}} K_{\text{об}\,f}/R_{\text{к}}$, где $\Delta U_{\text{э}} = \Delta BI_{\text{Б0}} R_{\text{э}} \| R_{\text{вх об}\,f}$; $g_{\text{вх об}\,f} = g_{21}/(1+g_{11}R_f)$. При этом

$$\Delta I_2 = \Delta BI_{\text{Б0}} - \Delta I'_2 = \Delta BI_{\text{Б0}}(1 + g_{11}R_{\text{б}})/(1 + g_{21}R_{\text{э}} + g_{11}R_{\text{б}}). \quad (4.19)$$

В схеме рис. 4.12, *в* в образовании тока ΔI_3 также участвуют две составляющие. Одна из них является результатом непосредственного воздействия источника нестабильности $\Delta I_{\text{ок}}$ на коллекторную цепь транзистора, а вторая ΔI_3 — следствием протекания тока $\Delta I_{\text{ок}}$ через его базовую цепь. В этой цепи образуется напряжение $\Delta U_{\text{Б}} = \Delta I_{\text{ок}} R_{\text{б}} \| R_{\text{вх оэ}\,f}$, которое создает соответствующее изменение $\Delta U_{\text{э}}$ потенциала в цепи коллектора. Преобразование напряжения $\Delta U_{\text{Б}}$ в $\Delta U_{\text{Э}}$ происходит в соответствии со свойствами схемы ОЭ$_f$, при этом $\Delta I_3 = \Delta U_{\text{Б}} K_{\text{оэ}\,f}/R_{\text{к}}$, где $K_{\text{оэ}\,f} = g_{21}R_{\text{к}}/(1+g_{21}R_{\text{э}})$;

$$\Delta I_3 = \Delta I_{\text{ок}} + \Delta I'_3 = \Delta I_{\text{ок}}(1 + g_{21}R_{\text{б}})/(1 + g_{21}R_{\text{э}} + g_{11}R_{\text{б}}). \quad (4.20)$$

Таким образом, для каскадов на биполярном транзисторе из (4.18)—(4.20) следует, что

$$\Delta I_{\text{К}} = [\Delta U_{\text{БЭ}} g_{21} + (1 + g_{11}R_{\text{б}})\,\Delta BI_{\text{Б0}} + \Delta I_{\text{ок}}(1 + g_{21}R_{\text{б}})]/(1 + g_{21}R_{\text{э}} + g_{11}R_{\text{б}}). \quad (4.21)$$

Сопоставление представленных на рис. 3.4 и 3.5 эквивалентных схем, а также соотношений (3.8) и (3.9), отражающих свойства каскадов на биполярном и полевом транзисторах, указывает на подобие свойств этих каскадов с точки зрения оценки влияния дестабилизирующих факторов на положение ИРТ. В связи с этим на основании (4.21) и (3.9) можно представить соотношение, определяющее воздействие дестабилизирующих факторов на положение ИРТ в каскаде на полевом транзисторе:

$$\Delta I_{\text{С}} = [\Delta U_{\text{ЗИ}} g_{21} + (1 + g_{11}R_{\text{з}})(\Delta g_{21}/g_{21})\,I_{\text{С0}} + \Delta I_{\text{оЗ}}(1 + g_{21}R_{\text{з}})]/(1 + g_{21}R_{\text{и}} + g_{11}R_{\text{з}}).$$

Пример 4.5. Определить для рассмотренной в примере 3.1 схеме изменение $\Delta I_{\text{К}}$ тока $I_{\text{К0}}$, вызванное повышением температур переходов транзистора на 30°.

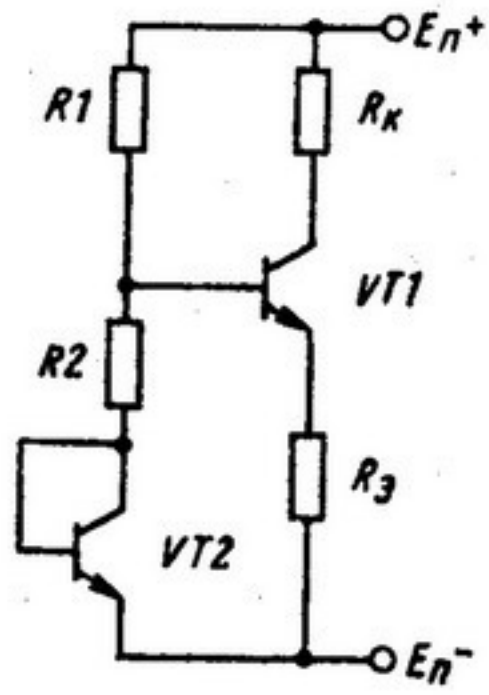


Рис. 4.13

Решение. 1. С помощью (3.8) определяем значения параметров нестабильностей, соответствующих эквивалентной схеме рис. 3.5, *а*, $B \approx h_{21э} = 100$ и $\Delta t = 30°$:

$$\Delta U_{бэ} = 2{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 30 = 63 \text{ мВ}; \quad \Delta B = 100 \cdot 0{,}005 \cdot 30 = 15;$$

$$\Delta I_{oк} = 10^{-14}[\exp(0{,}06 \cdot 30) - 1] \approx 0.$$

2. Согласно (4.3) при токе $I_{к0} = 2{,}3$ мА ($m \approx 1{,}1$)

$$g_{21} = 2{,}3 \cdot 10^{-3}/(1{,}1 \cdot 0{,}026) \approx 0{,}08 \text{ См};$$

$$g_{11} = 0{,}08/100 \approx 0{,}8 \text{ мСм}.$$

3. В соответствии с найденными значениями параметров и (4.18) вычисляем искомое значение $\Delta I_к$:

$$\Delta I_к = [0{,}063 \cdot 0{,}08 + (1 + 0{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3)\, 15 \cdot 23 \cdot 10^{-6} +$$

$$+ 10^{-14}(1 + 0{,}08 \cdot 2{,}3 \cdot 10^3)]/(1 + 0{,}08 \cdot 10^3 + 0{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}1 \cdot 10^3) \approx 0{,}08 \text{ мА}.$$

В ряде случаев в цепь базового делителя включают дополнительный прямосмещенный диод или транзистор в диодном включении (рис. 4.13). Благодаря этому диоду или транзистору в базовой цепи создается дополнительный источник термозависимого напряжения, по своим характеристикам аналогичный источнику нестабильности $\Delta U_{бэ}$. В результате воздействие источника нестабильности $\Delta U_{бэ}$ на ток коллектора во многом нейтрализуется, а при $R1 \gg R2$ и надежном тепловом контакте между транзистором и термокомпенсирующим диодом это влияние оказывается полностью скомпенсированным.

В схеме с диодом ток коллектора имеет пониженную чувствительность к изменениям питающего напряжения, а в условиях $R2 = 0$ она вырождается в так называемую схему «зеркала тока», широко используемую в аналоговой интегральной схемотехнике.

4.8. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ СВОЙСТВА КАСКАДОВ И ЦЕПЕЙ ПО ТОКУ

Обычно к входной и выходной клеммам усилительного каскада (к входному и выходному узлам его схемы) подключены не только соответствующие выводы транзистора, но и дополнительные проводимости, шунтирующие вход и выход каскада. Вследствие этого на входе и выходе транзистора происходит дополнительное токоответвление. В частности, непосредственно потребляемый транзистором ток $i_{вх}$ составляет лишь часть общего входного тока $i_{вх}$, поступающего на вход каскада от внешней по отношению к нему цепи. Аналогичные процессы токоответвления могут наблюдаться и на выходе транзистора, в результате чего выходной ток $i_{вых}$ транзистора лишь частично поступает в нагрузку-потребитель тока.

Ответвляющее влияние дополнительных проводимостей, подсоединяемых к какому-либо j-му узлу любой схемы, можно учесть с помощью коэффициента ответвления тока в этом узле K_{ij}. По аналогии с коэффициентом передачи по напряжению параметр K_{ij} можно рассматривать как коэффициент передачи по току, при этом

$$K_{ij} = i_н/i_{вх} = g_{н\,j}/(g_{н\,j} + g_j), \qquad (4.22)$$

где $g_{нj}$ — проводимость нагрузки-потребителя тока, подключенной к j-му узлу; g_j — суммарная проводимость дополнительных цепей, включенных между рассматриваемым узлом и точкой нулевого потенциала. В одиночном каскаде многокаскадного усилительного тракта в качестве $g_{нj}$ выступает входная проводимость транзистора $g_{вх}$, а в качестве $g_{нj}$ — входная проводимость $g_{вх\,N+1}$ каскада, следующего за рассматриваемым.

Коэффициент усиления K_i каскада в общем случае определяется не одним, а тремя коэффициентами передачи, а именно

$$K_i = K_{i\,вх} K_{i\,уп} K_{i\,вых}, \qquad (4.23)$$

где $K_{i\,вх}$, $K_{i\,вых}$ — коэффициенты ответвления тока на входе и выходе каскада; $K_{i\,уп}$ — коэффициент усиления транзисторной части каскада (усилительного прибора).

Пример 4.6. Определить коэффициент усиления K_i по току каскада ОЭ рис. 4.7, *а* для случая, когда $R1 = 5$ кОм, $R2 = 2$ кОм, $R3 = 150$ кОм, а значения коллекторных и сигнальных токов соответствуют рассмотренным в примере 4.1. Под K_i следует понимать отношение сигнального тока, протекающего через резистор $R3$, к току, втекающему во входной зажим схемы рис. 4.7.

Решение. Вычисление коэффициента K_i выполним в соответствии с (4.23). Для этого предварительно определим с помощью (4.22) значения входящих в него сомножителей $K_{i\,вх}$, $K_{i\,уп}$ и $K_{i\,вых}$. В ходе решения воспользуемся результатами вычисления проводимостей $g_{вх\,оэ}$ и $g_{вых\,оэ}$ в примере 4.2, а также данными о $K_{i\,уп}$, содержащимися в табл. 4,1, согласно которым $K_{i\,уп} = h_{21э}$:

$$K_{I\,вх} = g_{вх\,оэ}\,(g_{вх\,оэ} + 1/R1 + 1/R2) = 0{,}65 \cdot 10^{-3}\,(0{,}65 \cdot 10^{-3} + 1/5 \cdot 10^{3} + 1/10^{3}) \approx 0{,}26;$$

$$K_{I\,уп} = h_{21Э} = 100;$$

$$K_{I\,вых} = 1/(1 + g_{вых\,оэ} R3) = 1/(1 + 0{,}28 \cdot 10^{-3} \cdot 150) \approx 0{,}96.$$

Искомое значение коэффициента усиления по току

$$K_I = K_{I\,вх} K_{I\,уп} K_{I\,вых} = 0{,}26 \cdot 100 \cdot 0{,}96 \approx 25.$$

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какой основной признак сигнала, в соответствии с которым его относят к категории сильных или слабых сигналов?

2. Какова сущность малосигнальных параметров?

3. При каких условиях при вычислениях свойств каскада вместо Y-параметров можно использовать g-параметры?

4. Чем объясняется универсальный характер значения параметров транзистора, вычисленных в соответствии с (4.3)?

5. Два транзистора, один из которых является маломощным ($I_{К\,max} = 0{,}1$ А), а другой сильноточным ($I_{К\,max} = 5$ А), работают при токе $I_{К0} = 50$ мА. Какой из двух транзисторов обладает большим значением крутизны?

6. Два однотипных транзистора обладают существенно различающимися значениями коэффициентов усиления по току $h_{21Э}$ ($h_{21Э1} = 100$, $h_{21Э2} = 1000$). Скажутся ли эти различия на значениях коэффициентов усиления каскадов по напряжению и значениях входной проводимости каскадов?

7. Перечислите возможные способы подключения транзистора к схеме усилительного каскада.

8. Какое включение транзистора называется основным, какое выступает в роли повторителя тока, какое является повторителем напряжения?

9. Какова методика вычисления параметров каскада в случаях, когда подключение транзистора в нем отлично от основного?

10. Изложите сущность методики вычисления свойств каскада в случаях, когда в нем использован транзистор с ненулевым по сопротивлению двухполюсником в общем (заземляющем) проводе?

11. Какие схемы относятся к категории усилителей переменных сигналов? Каковы особенности схемного построения этих усилителей?

12. Нарисуйте типовые схемы каскадов ОЭ, ОК и ОБ.

13. Что общего в схемных построениях каскадов рис. 4.7?

14. Почему в каскаде рис. 4.7, *а* коэффициент усиления изменяется пропорционально значению сопротивления резистора $R3$, хотя это сопротивление зашунтировано блокирующим конденсатором большой емкости? В процессе объяснений рекомендуется воспользоваться соотношениями (3.2), (4.5) и (4.6).

15. Каковы причины спада АЧХ в области низких частот в усилителях переменных сигналов?

16. Каковы причины спада вершины импульса в усилителях переменных сигналов?

17. Каковы основные источники нестабильности ИРТ и как они отображаются на эквивалентных схемах?

18. Чем обусловлены неудобства рассмотрения передаточных свойств многозвенных цепей и каскадов с использованием коэффициентов передачи по току?

ГЛАВА 5

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТАХ

5.1. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЬНОГО ТРАКТА С ОДНОПЕТЛЕВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Одной из особенностей усилительных трактов среди электронных цепей является то, что они обладают преимущественно однонаправленной передачей сигналов, т. е. такой, при которой прохождение сигнала со входа на выход существенно преобладает над ему обратным — с выхода на вход. Процесс передачи сигналов в усилительных трактах в направлении, обратном основному, т. е. с выхода на вход, называется обратной связью (ОС), а цепь, по которой осуществляется эта передача,— *цепью обратной связи.*

Обратная связь может быть специально организованной или возникшей помимо желания разработчика. В последнем случае ее называют *паразитной.* В зависимости от структуры усилительного тракта ОС может как увеличивать коэффициент усиления тракта по напряжению, так и уменьшать его. Обратную связь, увеличивающую коэффициент передачи по напряжению, принято называть *положительной обратной связью* (ПОС), а ту, которая понижает его,— *отрицательной обратной связью* (ООС). В усилительной технике в основном применяют ООС. При ее применении ценой некоторого ухудшения усилительных свойств повышаются стабильность и определенность этих свойств, снижается уровень нелинейных, частотных и переходных искажений.

Структуру усилительного тракта, охваченного цепью ОС, можно представить в виде рис. 5.1. В состав этой структуры входят: основной усилительный тракт $K_{3.4}$, основное звено цепи ОС $K_{5.6}$ и два шестиполюсника I и II. В шестиполюснике II происходит ответвление части выходного сигнала в основное звено цепи ОС, а в шестиполюснике I — объединение (смешивание) входного сигнала с сигналом, поступающим с выхода основного звена цепи ОС. Считается, что шестиполюсники I, II и четырехполюсник $K_{5.6}$ являются пассивными цепями, т. е. цепями, организованными на базе R, C и L элементов. В структуре усилительного тракта с ОС образуется замкнутый (кольцевой) путь, называемый петлей ОС.

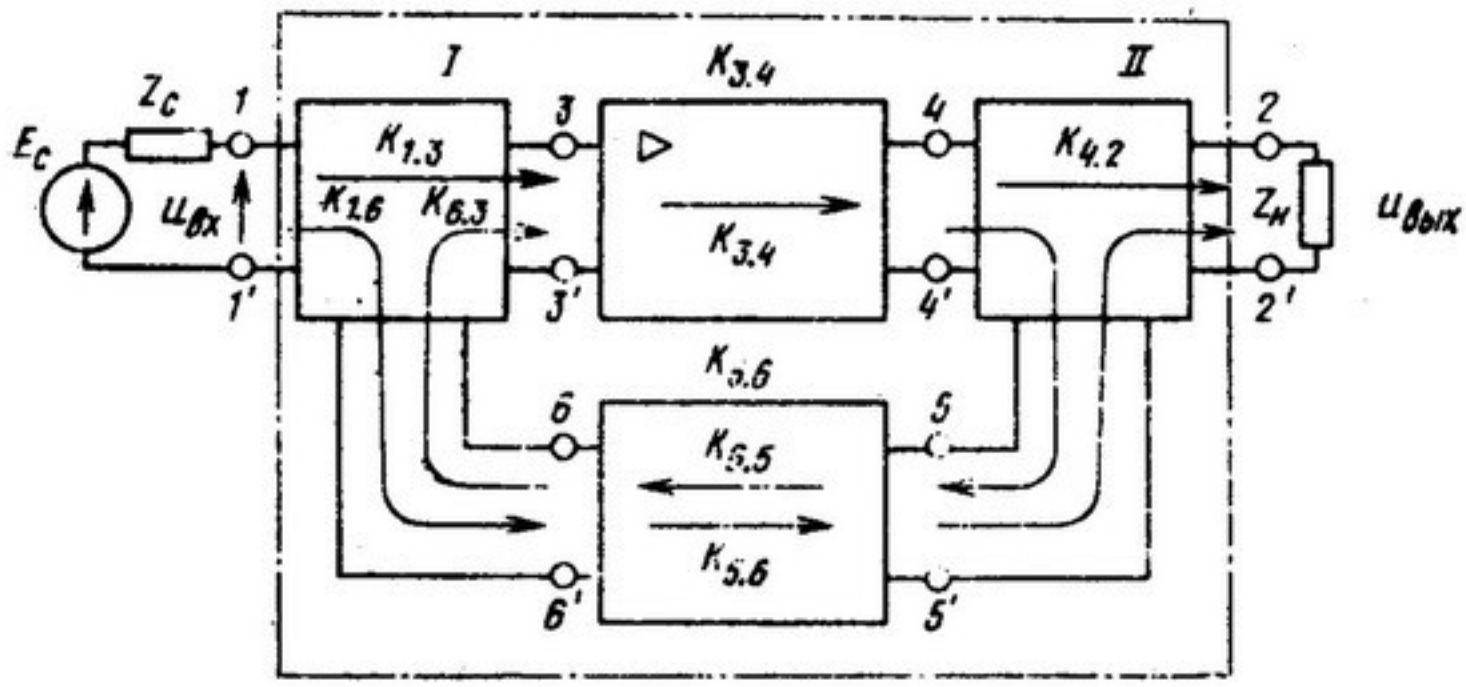


Рис. 5.1

Степень влияния ОС на свойства усилительного тракта в первую очередь зависит от коэффициента передачи T в этой петле, в том числе и от коэффициента передачи самого усилителя. Таким образом, эффективность воздействия ОС на характеристики усилительного тракта определяется свойствами не только цепи ОС, но и в равной степени самого тракта, охватываемого цепью ОС. Коэффициент передачи в петле ОС называют *петлевой передачей или возвратным отношением* и обозначают символом T.

Степень относительных изменений параметров усилительного тракта, вызываемых введением в него ОС, в первую очередь характеризуют параметром $F=1+T$, называемым *глубиной обратной связи*. Знак «+» перед петлевой передачей T соответствует схемам, организованным как схемы с ООС, а знак «—» — как схемы с ПОС. При этом ООС соответствует $F>1$, а положительной $F<1$.

Следует отметить, что понятия «отрицательная обратная связь», «положительная обратная связь» имеют строгое однозначное толкование только в случаях, когда значение параметра T определяется вещественным числом, так как только в этом случае введение в тракт ОС не сопровождается появлением дополнительных фазовых набегов в проходящих через усилительный тракт сигналах. В широкополосных усилительных трактах приближенно можно считать, что вещественный характер параметра T сохраняется во всем рабочем участке частотного диапазона, поэтому указанные понятия не теряют своей значимости в пределах этого частотного диапазона. За пределами этого диапазона прохождение сигналов по петле ОС сопровождается дополнительными фазовыми набегами, вследствие чего характер ОС может измениться, т. е. обратная связь, организованная как отрицательная, может вызывать увеличение коэффициента усиления, а организованная как положительная — его уменьшение.

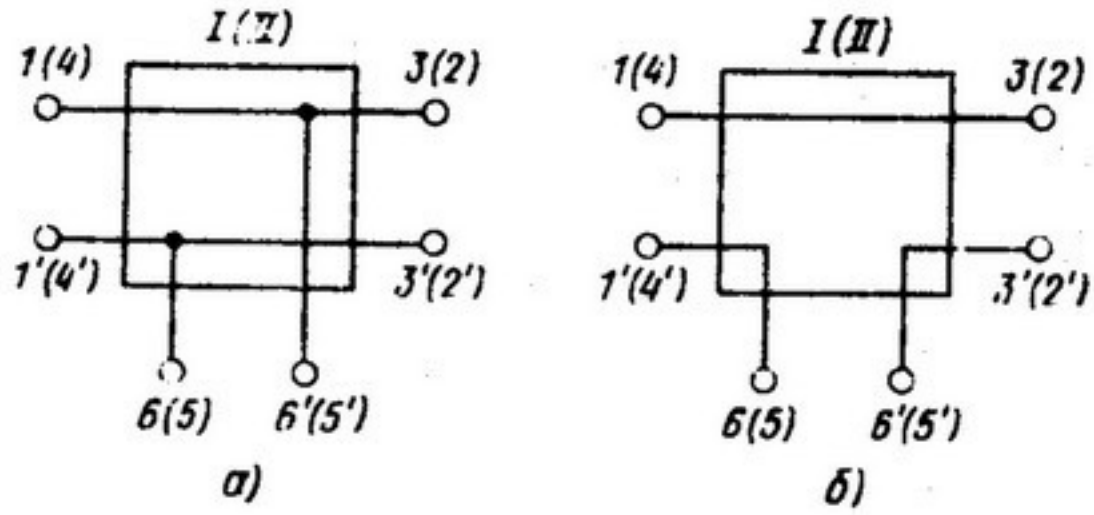


Рис. 5.2

В ряде случаев схема усилительного тракта с ОС организована таким образом, что основное звено $K_{5.6}$ обратной связи обладает частотно-зависимой передачей. Такая схема называется *схемой с частотно-зависимой обратной связью.*

При рассмотрении свойств схем с ОС считают, что усилительный тракт $K_{3.4}$ является однонаправленным. В реальных усилителях принцип однонаправленности передачи может нарушаться из-за паразитных ОС, например вследствие прохождения сигнала через проходную емкость транзистора. Влияние такой ОС можно учесть путем включения в структуру пассивных I, II и $K_{5.6}$ звеньев дополнительной цепи, эквивалентной по передаточным свойствам внутренней ОС реального усилителя.

Часто построение шестиполюсников I и II таково, что цепи, идущие к их внешним зажимам, образуют внутри этих шестиполюсников параллельное (рис. 5.2, *а*) или последовательное (рис. 5.2, *б*) соединение. В соответствии с указанными разновидностями соединений различают *обратные связи параллельного и последовательного вида.* При этом в зависимости от структуры входного шестиполюсника различают ОС последовательную по входу и ОС параллельную по входу. А в зависимости от структуры шестиполюсника II — ОС последовательную по выходу и ОС параллельную по выходу. Последние две разновидности также часто называют соответственно обратной связью по току и напряжению. Такие названия обусловлены тем, что при обратной связи, последовательной по выходу, сигнальное напряжение на входе основного звена $K_{5.4}$ обратной связи пропорционально протекающему через нагрузку $Z_н$ току, а при параллельной по выходу — напряжению $u_{вых}$.

В ряде случаев входящие в схему рис. 5.1 четырехполюсники $K_{3.4}$ и $K_{5.6}$ являются четырехполюсниками с общей стороной (с попарно объединенными зажимами 3′—4′ и 5′—6′), т. е. выступают в роли трехполюсников. Объединенные зажимы четырехполюсников обычно подсоединяются к точке нулевого потенциала, в результате чего схема усилителя с одноцепной ОС имеет вид,

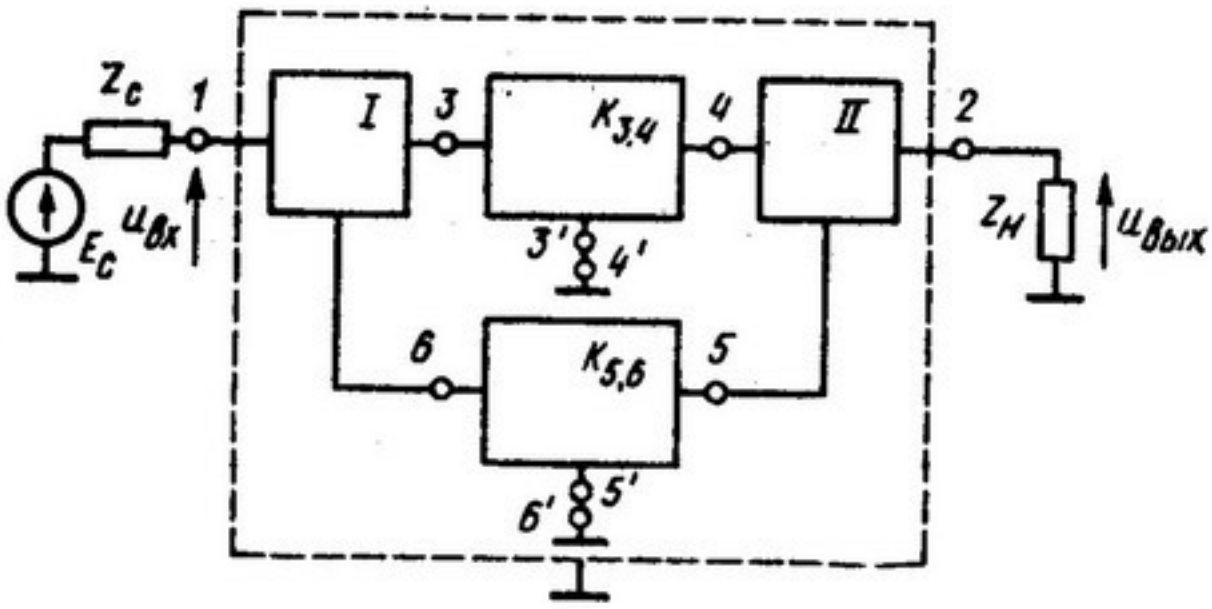


Рис. 5.3

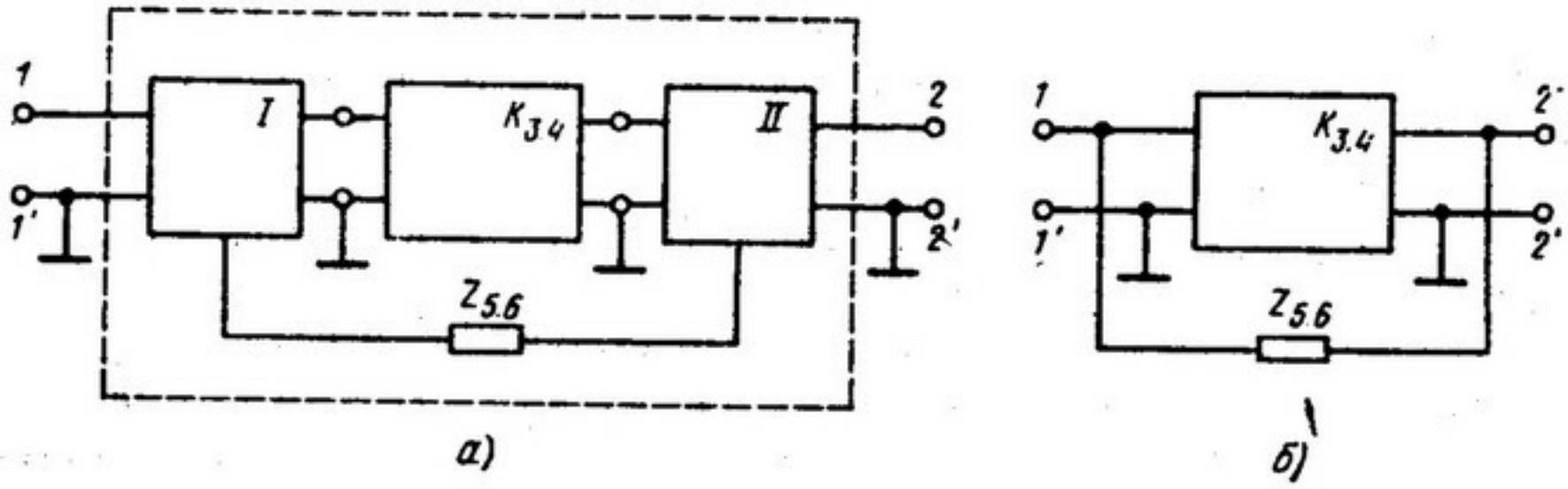


Рис. 5.4

показанный на рис. 5.3. Частным случаем последней схемы является схема рис. 5.4, *а*, в которой в качестве основного звена цепи ОС выступает двухполюсник $Z_{5.6}$ (рис. 5.4, *а*). Часто при этом зажимы двухполюсника $Z_{5.6}$ непосредственно подключаются ко входу и выходу усилителя, как показано на рис. 5.4, *б*. При этом образуется простейший вариант построения цепи ОС, соответствующий построению шестиполюсников I и II по параллельной схеме, т. е. обратной связи, параллельной по входу и выходу.

Приведенные структуры цепи ОС не исчерпывают все ее возможные разновидности. Часто структура цепи ОС такова, что трудно и даже невозможно причислить обратную связь к какому-либо виду. Поэтому при анализе свойств усилительных трактов с ОС целесообразно использовать такие методы анализа, которые не требуют классификации ОС по ее виду.

5.2. ПРАВИЛА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗНАЧЕНИЙ ИСХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ И ПЕТЛЕВОЙ ПЕРЕДАЧИ В СХЕМАХ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Параметры усилительного тракта, соответствующие отсутствию действия ОС в нем, называются *исходными*, так как на базе значений этих параметров осуществляется вычисление измене-

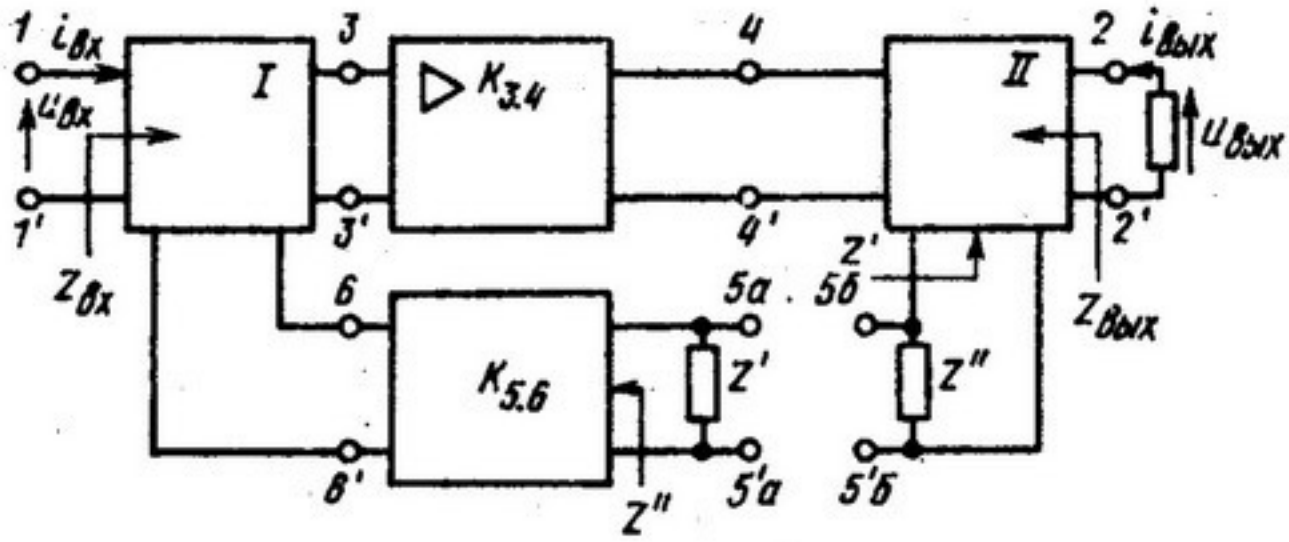


Рис. 5.5

ний характеристик усилительного тракта введением в усилительный тракт ОС.

Исходные параметры соответствуют схеме тракта, в которой действие ОС исключено за счет разрыва петли обратной связи, выполненного по определенным правилам. В соответствии с этими правилами указанный разрыв не должен сопровождаться нарушением режимов работы разделяемых в месте разрыва участков тракта. По указанной причине необходимо к разделяемым участкам тракта подключать двухполюсники-эквиваленты Z' и Z'' (рис. 5.5). Первый из них является эквивалентом выходного сопротивления шестиполюсника II, второй Z'' — входного сопротивления четырехполюсника $K_{5.6}$. Схема, образованная указанным способом, является основной, с помощью которой определяются исходные значения таких параметров, как коэффициенты усиления по напряжению $K_{1.2}=u_{вых}/u_{вх}$ и току $K_{1.2i}=i_{вых}/i_{вх}$, входное $Z_{вх}$ и выходное $Z_{вых}$ сопротивления.

Петлевая передача T должна определяться в соответствии со схемой рис. 5.6, *а*, при этом к зажимам $5a$—$5a'$ разомкнутой по рассмотренным правилам петле ОС подключается источник испытательного сигнала u_a. После чего определяется разность потенциалов $u_б$ между зажимами $5б$—$5б'$, вызванная этим источником. В результате

$$T = u_б/u_а = K_{5.6а}K_{6\,3}K_{3.4}K_{4.5б}. \qquad (5.1)$$

Петлевая передача в общем случае зависит от сопротивления $Z_с$ источника сигнала и сопротивления нагрузки $Z_н$. Для получения полных данных о степени влияния ОС на свойства усилительного тракта достаточно иметь сведения о петлевой передаче, отвечающие крайним значениям этих сопротивлений, т. е. режимам короткого замыкания ($Z=0$) и холостого хода ($Z=\infty$) по входу и выходу. Петлевые передачи, отвечающие режиму короткого замыкания, обозначают как $T(0)$, а холостому ходу — $T(\infty)$. Обозначения дополняются индексами, указывающими на то, где — на входе или

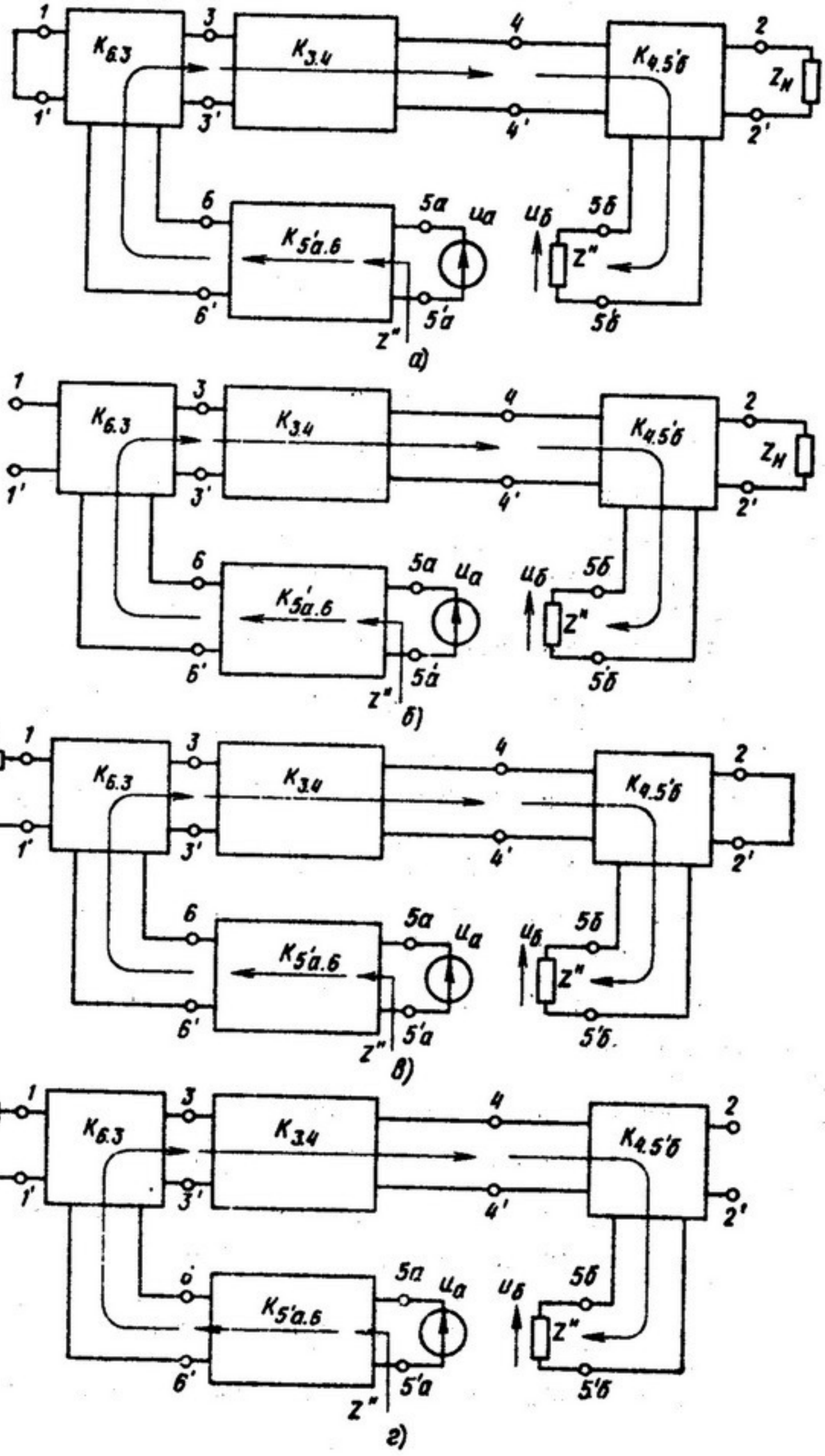


Рис. 5.6

выходе усилительного тракта — имел место режим короткого замыкания или холостого хода при определении соответственно $T(0)$ и $T(\infty)$. Так, петлевой передаче, определенной в режиме накоротко замкнутых входных зажимов $1—1'$ ($Z_c=0$), соответствует обозначение $T_{1.1}'(0)$, а при холостом ходе на входе ($Z_c=\infty$) $T_{1.1}'(\infty)$. $T_{2.2}(0)$ обозначает петлевую передачу (5.1), определенную в условиях накоротко замкнутых выходных зажимов (зажим $2—2'$) и т. д. В соответствии с этим можно считать, что рис. 5.6, *а* отражает процесс определения значения $T_{1.1}(0)$, рис. 5.6, *б* — $T_{1.1}(\infty)$, рис. 5.6, *в* — $T_{2.2}(0)$, рис. 5.6, *г* — $T_{2.2}(\infty)$.

При определении значений T двухполюсник Z' в состав схемы рис. 5.6 включать не обязательно, так как в ней в качестве источника испытательного сигнала u_a включен генератор ЭДС. В результате этого значения напряжения u_a не зависят от входного сопротивления цепи, на которую работает этот генератор.

При ООС и отсутствии дополнительного набега фаз при прохождении сигнала по петле ОС напряжение $u_б$ находится в противофазе по отношению к u_a, а при ПОС совпадает с последним. В этих случаях значения параметров T и F определяются вещественными числами.

Следует отметить, что в силу пассивности цепи ОС, включающей четырехполюсник $K_{5.6}$ и шестиполюсники I и II, она не обладает свойствами однонаправленности передачи. Вследствие этого в схеме рис. 5.1 образуется дополнительная ветвь для прохождения сигнала со входа на выход через четырехполюсник $K_{5.6}$, минуя основное усилительное звено $K_{3.4}$. На рис. 5.1 прохождение сигнала по отдельным звеньям этого пути охарактеризовано коэффициентами передачи $K_{1.6}$, $K_{6.5}$ и $K_{5.2}$. Значения общих коэффициентов передачи по напряжению $k_{1.2}$ и току $k_{1.2i}$ через рассматриваемую ветвь определяются соотношениями $k_{1.2}=K_{1.6}K_{6.5}K_{5.2}$, $k_{1.2i}=K_{1.6i}K_{6.5i}K_{5.2i}$.

Коэффициенты передачи $k_{1.2}$ и $k_{1.2i}$ часто называют коэффициентами пассивной передачи или коэффициентами передачи, определенными в условиях погашенного усиления, т. е. при отсутствии прохождения сигналов через основное усилительное звено $K_{3.4}$. Обычно $k_{1.2}\ll K_{1.2}$ и $k_{1.2i}\ll K_{1.2i}$. Вследствие этого влиянием дополнительного прохождения сигнала со входа на выход через цепи ОС часто пренебрегают.

5.3. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО ТРАКТА

При охвате усилительного тракта одной петлевой ОС (замыкании петли) основные параметры и характеристики тракта изменяются. Связь измененных значений параметров (они будут отме-

чаться индексом «f») с рассмотренными исходными определяется соотношениями

$$\underline{K}_{1.2f} = \underline{K}_{1.2}/[1 \pm \underline{T}_{1.1'}(0)] + \underline{k}_{1.2}; \qquad (5.2\text{ а})$$

$$\underline{K}_{1.2tf} = \underline{K}_{1.2t}/[1 \pm \underline{T}_{1.1'}(\infty)] + \underline{k}_{1.2t}; \qquad (5.2\text{ б})$$

$$\underline{Z}_{\text{вх}\,f} = \underline{Z}_{\text{вх}}[1 \pm \underline{T}_{1.1'}(0)]/[1 \pm \underline{T}_{1.1'}(\infty)]; \qquad (5.2\text{ в})$$

$$\underline{Z}_{\text{вых}\,f} = \underline{Z}_{\text{вых}}[1 \pm \underline{T}_{2.2'}(0)]/[1 \pm \underline{T}_{2.2'}(\infty)]. \qquad (5.2\text{ г})$$

где $\underline{K}_{1.2} = \underline{u}_{\text{вых}}/\underline{u}_{\text{вх}}$ — коэффициент передачи тракта при разомкнутой петле ОС (в схеме рис. 5.5). Знак «+» перед петлевыми передачами $\underline{T}$ в (5.2) относится к обратной связи, оргванизованной как ООС, знак «—» — организованной как ПОС. При составлении соотношсний (5.2) учтено, что в общем случае входящие в него параметры могут иметь комплексный характер.

Соотношения (5.2) применимы по отношению к любой паре зажимов усилительной схемы с однопетлевой ОС. Так, сопротивление $Z_{в.в'f}$ между любой парой зажимов $в$—$в'$ этой схемы при наличии ОС определяется соотношением

$$\underline{Z}_{b.b'f} = \underline{Z}_{b.b'f}[1 \pm \underline{T}_{b.b'}(0)]/[1 \pm \underline{T}_{b.b'}(\infty)],$$

где $\underline{Z}_{н.в'}$ — сопротивление рассматриваемой схемы в условиях отсутствия действия ОС; $\underline{T}_{в.в'}(0)$, $\underline{T}_{в.в'}(\infty)$ — петлевая передача, определенная соответственно в условиях накоротко замкнутых зажимов $в$—$в'$ и в условиях холостого хода, т. е. когда внешние по отношению к зажимам $в$—$в'$ цепи отсоединены от схемы усилительного тракта.

Пример 5.1. Определить коэффициент передачи по напряжению в схеме рис. 5.7, *а*, организованной на базе инвертирующего усилителя, имеющего следующие своъства: коэффициент усиления по напряжению в режиме холостого хода (при отсутствии нагрузки) $K_0 = 10$, входное сопротивление $R_{\text{вх}} = 2$ кОм, выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = 1$ кОм.

Решение. Устройству рис. 5.7, *а* соответствует схема без ОС, изображенная на рис. 5.7, *б*, в которой

$$R' = R_{\text{вых}} \parallel R_{\text{н}} = 10^3 \parallel 10^3 = 0{,}5\text{ кОм};$$

$$R'' = R2 + R_{\text{вх}} \parallel R1 = 2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3 \parallel 2 \cdot 10^3 = 3\text{ кОм},$$

где символ $\parallel$ является символом параллельного соединения участков цепи. Нахождение значения R'' следует осуществлять при замкнутых накоротко входных *1*—*1'* зажимах, так как к этим зажимам подлючен источник напряжения.

В рассматриваемом усилителе ОС является отрицательной, так как в нем при прохождении сигналов по петле имеет место нечетное число инверсий фазы сигнала (одна инверсия на участке *3*—*4*). Коэффициент передачи без ОС (при

разомкнутой петле ОС) в соответствии с прохождением сигнала в схеме рис. 5.7, *б* равен

$$K_{1.2}=K_{1.3}K_{3.4}K_{4.2}=0{,}357\cdot 10\cdot 0{,}429\approx 1{,}53,$$

где

$$K_{1.3}=R_{вх}||(R2+R')/[R_{вх}||(R2+R')+R1]=$$

$$=2\cdot 10^3||(2\cdot 10^3+500)/[2\cdot 10^3||(2\cdot 10^3+500)+2\cdot 10^3]\approx 0{,}357;$$

$$K_{3.4}=K_0=10;$$

$$K_{4.2}=R_н||R''/(R_н||R''+R_{вых})=10^3||3\cdot 10^3/(10^3||3\cdot 10^3+10^3)\approx 0{,}429.$$

При погашенном усилении ($K_0=0$) в схеме рис. 5.7, *а*

$$k_{1.2}=u_{вых}/u_{вх}=K_{1.3}K_{3.2}=0{,}357\,(-0{,}2)\approx -0{,}07,$$

где

$$K_{3.2}=-(R_н||R_{вых})/(R_н||R_{вых}+R2)=10^3||10^3/(10^3||10^3+2\cdot 10^3)=-0{,}2.$$

В соответствии со схемой рис. 5.7,*б* в условиях короткого замыкания зажимов *1—1'*

$$T_{1.1}(0)=u_б/u_а=K_{бв.3}(0)K_{3.4}K_{4.5б}\approx 1{,}43,$$

где

$$K_{бв.3}(0)=(R_{вх}||R1)/(R_{вх}||R1+R2)=$$

$$=(2\cdot 10^3||2\cdot 10^3)/(2\cdot 10^3||2\cdot 10^3+2\cdot 10^3)\approx 0{,}333;$$

$$K_{3.4}=10;\quad K_{4.5б}=K_{4.2}\approx 0{,}429.$$

Здесь $K_{бв.3}(0)$ — коэффициент передачи $K_{бв.3}$ при накоротко замкнутых входных зажимах.

В соответствии с (5.2)

$$K_{1.2f}=1{,}53/(1+1{,}43)+(-0{,}07)\approx 0{,}56.$$

Пример 5.2. В схеме рис. 5.7, *а* определить входное сопротивление $Z_{вх\,f}$.

Решение. Для рассматриваемой схемы в соответствии с рис. 5.6, *б*

$$Z_{вх\,f}=Z_{вх}[1+T_{1.1}'(0)]/[1+T_{1.1}'(\infty)]\approx 2{,}41\text{ кОм},$$

где

$$Z_{вх}=R1+R_{вх}||(R2+R')=2\cdot 10^3+2\cdot 10^3||(2\cdot 10^3+500)\approx 3{,}11\text{ кОм};$$

$$T_{1.1}'(0)\approx 1{,}43;$$

$$T_{1.1}'(\infty)=u_б/u_а=K_{бв.3}K_{3.4}K_{4.5б}=0{,}5\cdot 10\cdot 0{,}429\approx 2{,}14.$$

Пример 5.3. Для схемы рис. 5.7, *а* определить значение выходного сопротивления $Z_{вых\,f}$ в условиях, когда $R_с=1$ кОм.

Решение. Для схемы рис. 5.7,*б* значения входящих в (5.2) исходных параметров определяются соотношениями

$$Z_{вых}=R''||R_{вых}=4{,}2\cdot 10^3\cdot 10^3/(3{,}2\cdot 10^3+10^3)\approx 760\text{ Ом};$$

$$T_{2.2}'(\infty)=K_{бв.3}K_{3.4}K_{4.5б}(\infty)=0{,}5\cdot 10\cdot 0{,}54=2{,}7;$$

$$T_{2.2}'(0)=0,$$

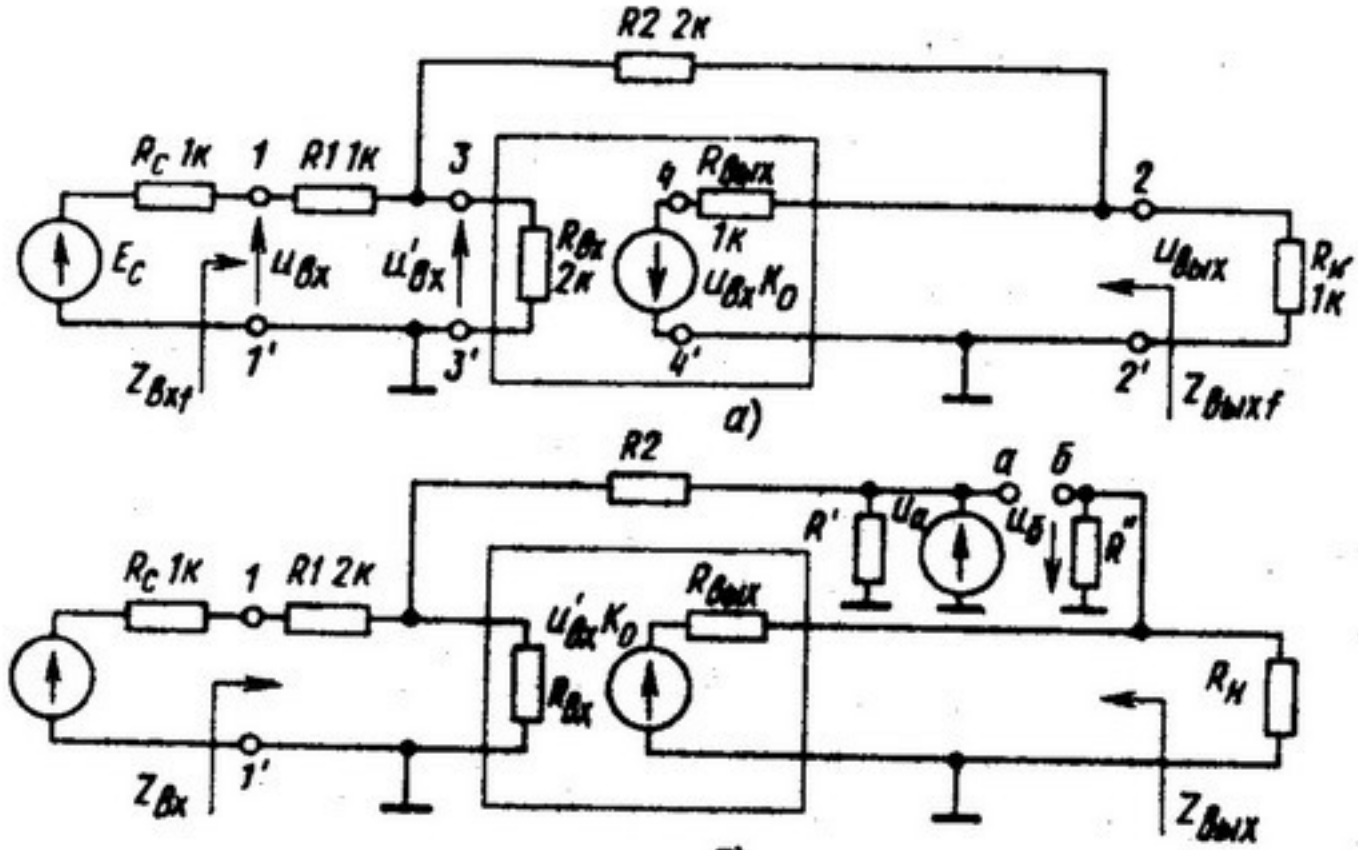


Рис. 5.7

где

$$R''=R2+R_{вх}||(R1+R_c)=2\cdot10^3+2\cdot10^3||(2\cdot10^3+10^3)\approx3{,}2\ \text{кОм};$$

$$K_{4.5б}(\infty)=R''/(R''+R_{вых})=1{,}2\cdot10^3/(1{,}2\cdot10^3+10^3)\approx0{,}54.$$

Здесь $K_{4.5б}(\infty)$ — коэффициент передачи $K_{4.5б}$ при $Z_н=\infty$.

В соответствии с (5.2) искомое значение выходного сопротивления

$$Z_{вых\,f}=Z_{вых}[1+T_{2.2'}(0)]/[1+T_{2.2'}(\infty)]=760[1+0]/[1+2{,}7]\approx206\ \text{Ом}.$$

5.4. СТАБИЛИЗИРУЮЩЕЕ ВЛИЯНИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ

Главным источником нестабильности передаточных свойств усилительного тракта является непостоянство коэффициента усиления его основного усилительного звена $K_{3.4}$, так как в этом звене сосредоточены транзисторные каскады, а именно транзисторные цепи больше всего подвержены воздействию дестабилизирующих факторов. Схемное построение остальных звеньев схемы рис. 5.1 основано на использовании пассивных элементов, и поэтому коэффициенты передачи этих звеньев в малой степени зависят от воздействия основных дестабилизирующих факторов, таких как технологический разброс параметров транзисторов, отклонения питающих напряжений от номинальных значений, температурные изменения и т. д.

Чувствительность усилительного тракта к воздействию дестабилизирующих факторов может быть уменьшена за счет его охвата петлей ООС. При данном уровне воздействия дестабилизирующих факторов относительные изменения $\Delta K_f/K_f$ коэффициента усиления в схеме с ООС меньше соответствующих изменений $\Delta K/K$ в

схеме без ОС в F раз, а абсолютные — в F^2, т. е. $\Delta K_f = \Delta K/F^2$, где F — глубина ОС. Рассмотрим эти свойства ООС более подробно.

С учетом сказанного будем полагать, что коэффициенты передачи всех входящих в структуру рис. 5.1 звеньев по отношению к воздействию дестабилизирующих факторов являются постоянными, за исключением звена $K_{3.4}$. При этом в условиях ООС на основании (5.2) можно записать

$$K_{1.2f} = \alpha K_{3.4}/[1 + \beta K_{3.4}] + k_{1.2}, \qquad (5.3)$$

где α и β в рамках сделанных допущений являются постоянными коэффициентами, не зависящими от уровня воздействия дестабилизирующих факторов. Для схемы рис. 5.1 $\alpha = K_{1.3} K_{4.2}$, а $\beta = K_{5.6} K_{6.3} K_{4.5}$.

С помощью соотношения (5.3) может быть проиллюстрирован механизм стабилизирующего влияния ООС, а именно — при изменениях коэффициента усиления $\alpha K_{3.4}$, стоящего в числителе дроби в (5.3), происходят аналогичные изменения петлевой передачи $\beta K_{3.4}$ в ее знаменателе, в результате чего относительные изменения коэффициента усиления $K_{1.2f}$ оказываются меньше соответствующих изменений коэффициента усиления $K_{1.2}$. При высоком значении петлевой передачи $\beta K_{3.4}$, когда она существенно больше единицы, изменениями коэффициента усиления $K_{1.2f}$ вообще можно пренебречь. Из этого следует, что изменения коэффициента $K_{3.4}$ сопровождаются изменениями глубины ООС $F = 1 + \beta K_{3.4}$. Вследствие этого результат воздействия ОС на коэффициент усиления оказывается различным в различных условиях. Он больше в тех случаях и условиях, когда коэффициент усиления $K_{3.4}$ имеет увеличенные значения, и меньше там, где этот коэффициент меньше.

Рассмотрим основные аналитические соотношения, определяющие стабилизирующее воздействие ООС на коэффициент усиления. Дифференцируя (5.3) и переходя к конечным приращениям Δ переменных $K_{1.2f}$ и $K_{3.4}$, имеем

$$\Delta K_{1.2f} = [\alpha \Delta K_{3.4} (1 + \beta K_{3.4}) - \beta \Delta K_{3.4} \alpha K_{3.4}]/(1 + \beta K_{3.4})^2. \qquad (5.4)$$

Учитывая, что $k_{1.2} \approx 0$, $K_{1.2f} = K_{1.2}/F$, а $F = 1 + T$, на основании (5.4) имеем $\Delta K_{1.2f}/K_{1.2f} = (\Delta K_{1.2}/K_{1.2})/F$; $\Delta K_{1.2f} = \Delta K_{1.2}/F^2$.

В схемах с глубокими ООС, т. е. в условиях, когда $T \gg 1$, коэффициент передачи $K_{1.2}$ усилительного тракта практически не зависит от основного его усилительного звена $K_{3.4}$ и определяется передаточными свойствами пассивных звеньев петли ОС. Так, согласно (5.3) в условиях, когда $\beta K_{3.4} \gg 1$, имеем $K_{1.2f} = \alpha K_{3.4}/(\beta K_{3.4}) + k_{1.2} = \alpha\beta + k_{1.2}$. При $\alpha = 1$ и $k_{1.2} = 0$ в условиях глубокой ООС в схеме рис. 5.1

$$K_{1.2f} = 1/\beta, \qquad (5.5)$$

где $\beta = K_{5.6} K_{6.3} K_{4.5}$.

Схемы с глубокими ООС широко используются в устройствах преобразования аналоговых сигналов, создаваемых на базе операционных усилителей. В устройствах этого вида глубокая ООС осуществляется не только на переменном, но и на постоянном токе.

5.5. СТАБИЛИЗИРУЮЩЕЕ ВЛИЯНИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА РЕЖИМЫ РАБОТЫ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Отрицательная ОС в условиях ее действия на постоянном токе уменьшает влияние дестабилизирующих факторов и разброса характеристик транзисторов на режимы работы каскадов на постоянном токе. При этом указанное стабилизирующее воздействие ООС оказывается на все каскады, охваченные петлей ОС.

Объясняется это тем, что отличия от номинальных значений токов ΔI_0 и напряжений ΔU_0 могут быть представлены в виде эквивалентных сигнальных генераторов тока и напряжения. Например, вариации коллекторного тока $\Delta I_К$ могут быть представлены с помощью генератора тока, подключенного к коллекторной цепи, либо в виде генератора ЭДС, включенного последовательно с нагрузкой на постоянном токе.

Действие петли ООС уменьшает воздействие дестабилизирующих факторов в число раз, равное глубине обратной связи в соответствии с соотношениями

$$\Delta I_{0f} = \Delta I_0/(1+T), \quad \Delta U_{0f} = \Delta U_0/(1+T), \qquad (5.6)$$

где T — петлевая передача на постоянном токе, определенная относительно зажимов, к которым подключен эквивалентный генератор ΔI_0 и ΔU_0.

Пример 5.4. Оценить диапазон возможных вариаций $\Delta I_К$ коллекторного тока $I_{К0}$ в схемной конфигурации 5.8, *а* для случая, когда построение каскадов по этой схеме осуществляется на базе партии транзисторов с разбросом $\Delta U_{БЭ}$ напряжения $U_{БЭ}$ в пределах $\pm 0{,}1$ В. Значения номиналов резисторов, токов и потенциалов отображены на рис. 5.8, *а*.

Решение. 1. В соответствии с изложенными принципами анализа нестабильностей представим схему рис. 5.8, *а* в обобщенном виде, подобном рис. 3.4. Эта обобщенная схема приведена на рис. 5.8, *б*. В ней $R_э = 0$, $R_б \approx R2 \parallel (R1 + R3) \approx$ $\approx 700 \parallel (2{,}8 \cdot 10^3 + 10^3) \approx 740$ Ом. Приближенный характер последнего соотношения связан с тем, что при рассмотрении значения $R_б$ здесь пренебрегается возможным влиянием входной проводимости транзистора на значения $R_б$.

2. Для отображенного на рис. 5.8, *а* режима работы транзистора с помощью (4.3) находим значения основных его параметров, считая, что $m = 1{,}3$ и $h_{21Э} =$ $= 100$:

$$g_{21} = 5 \cdot 10^3/(1{,}3 \cdot 0{,}026) = 0{,}15 \text{ А/В};$$

$$g_{11} = 0{,}15/100 = 1{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

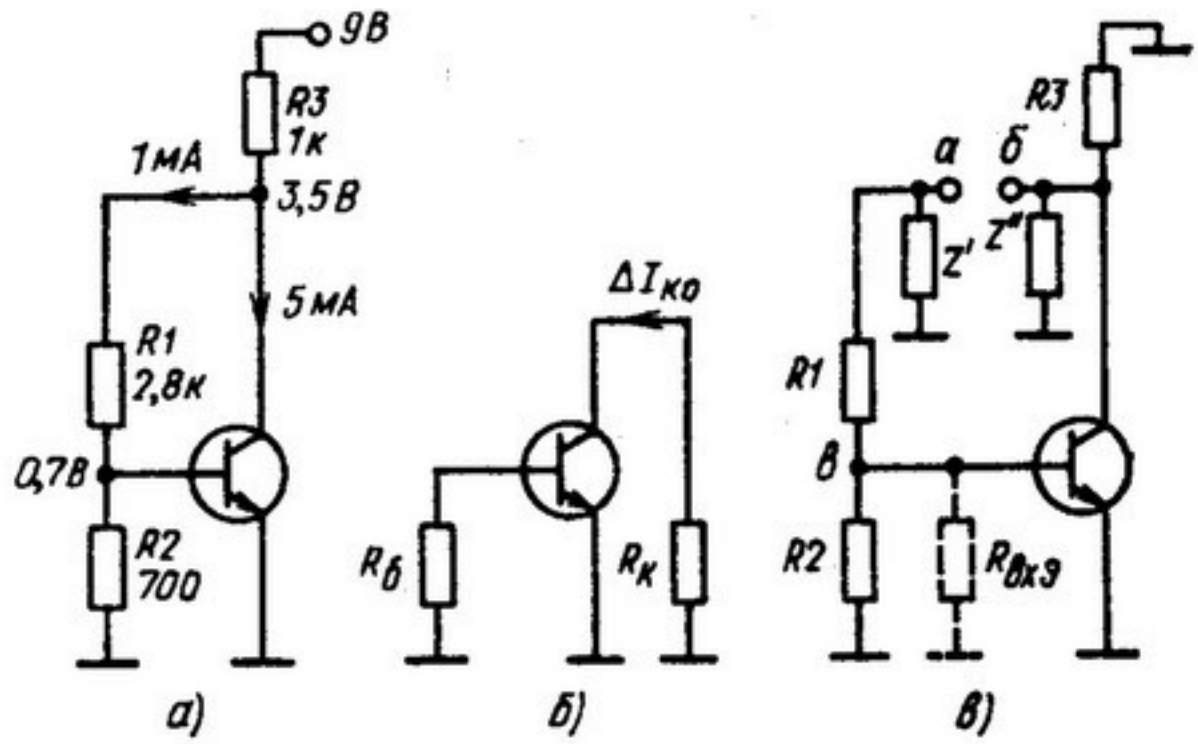


Рис. 5.8

3. В соответствии с (4.21) и рис. 5.8, *б* вычисляем исходное значение тока ΔI_0:

$$\Delta I_0 = g_{21}\Delta U_{БЭ}/(1+g_{11}R_б) \approx +0,15\cdot 0,1/(1+1,5\cdot 10^{-3}\cdot 740) \approx \pm 7,1 \text{ мА}.$$

Такие возможные вариации тока коллектора при его номинальном значении 5 мА являются недопустимыми, в связи с чем схема рис. 5.8, *а* не может быть рекомендована к использованию при разомкнутой петле ОС, например при питании базового делителя от источника в 3,5 В.

4. Для схемы рис. 5.8, *в*, являющейся по отношению к схеме рис. 5.8, *а* исходной, т. е. такой, в которой исключено действие петли ОС, определим значение основных параметров, необходимых для проведения последующих вычислений:

$$R_{вх\ оэ} = 1/(1,5\cdot 10^{-3}) \approx 340 \text{ Ом};$$

$$Z' = R3 = 1 \text{ кОм};$$

$$Z'' = R1 + R2 \| R_{вх\ э} = 2,8\cdot 10^3 + 700 \| 670 \approx 3,1 \text{ кОм};$$

$$K_{а.в} = R2 \| R_{вх\ э}/(R2 \| R_{вх\ э} + R1) = 700 \| 670/(700 \| 670 + 2,8\cdot 10^3) \approx 0,11;$$

$$K_{в.б} = K_э = g_{21}(R3 \| Z'') = 0,15\cdot (10^3 \| 3,1\cdot 10^3) \approx 113;$$

$$T = K_{а.в}K_{в.б} = 0,11\cdot 113 \approx 14.$$

5. В соответствии с (5.6) искомое значение возможных вариаций коллекторного тока в схеме рис. 5.8,*а*

$$\Delta I_{0!} = \pm 7,1\cdot 10^{-3}/(1+13) \approx \pm 0,5 \text{ мА}.$$

5.6. ЛИНЕАРИЗИРУЮЩЕЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ПЕРЕДАТОЧНЫЕ СВОЙСТВА НЕЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ

5.6.1. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ СВОЙСТВА НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Важнейшей характеристикой нелинейной цепи, в том числе и усилительного тракта, работающего при сигналах повышенной интенсивности, является *сквозная передаточная характеристика* (СПХ), под которой понимается зависимость интенсивности выходного сигнального тока или напряжения от интенсивности сигнального тока или напряжения на входе. В качестве меры интенсивности этих токов или напряжений могут быть использованы как их текущие, так и амплитудные значения. В последнем случае сквозная передаточная характеристика носит название *амплитудной характеристики* (АХ).

Обычно эта характеристика измеряется с помощью синусоидальных входных сигналов. Следует отметить, что такая АХ весьма приближенно характеризует нелинейные свойства усилительных трактов. Например, АХ идеального выпрямительного диода (диода с СПХ в виде ломаной линии) идеально линейна, т. е. она не только не несет какой-либо информации о характере нелинейности, но даже не выявляет самого факта ее наличия. Результаты измерений АХ зависят от формы испытательного сигнала, продолжительности проведения измерений, характеристик теплоотводящих цепей и целого ряда других факторов.

Наиболее полное представление о нелинейных свойствах усилительного тракта дает его сквозная передаточная характеристика, снятая с помощью однополярных импульсных сигналов, следующих с большой скважностью, или же снятая непосредственно на постоянном токе. Последний способ определения и представления СПХ, хотя и связан с возможным проявлением некоторых паразитных тепловых процессов, является одним из основных способов представления нелинейных свойств усилительных трактов. Обычно он используется при описании свойств усилителей постоянного тока. Графики СПХ этого вида распространяются как на области положительных, так и отрицательных значений сигналов. Пример СПХ этого вида приведен на рис. 5.9, *а*.

Непостоянство наклона графика СПХ и соответственно значения производной $K' = dU_{вых}/dU_{вх}$ указывает на зависимость передаточных свойств, характеризуемых дифференциальным коэффициентом передачи K', от текущих значений сигнала. На рис. 5.9, *б* приведен график этой зависимости для случая, когда СПХ соответствует рис. 5.9, *б*.

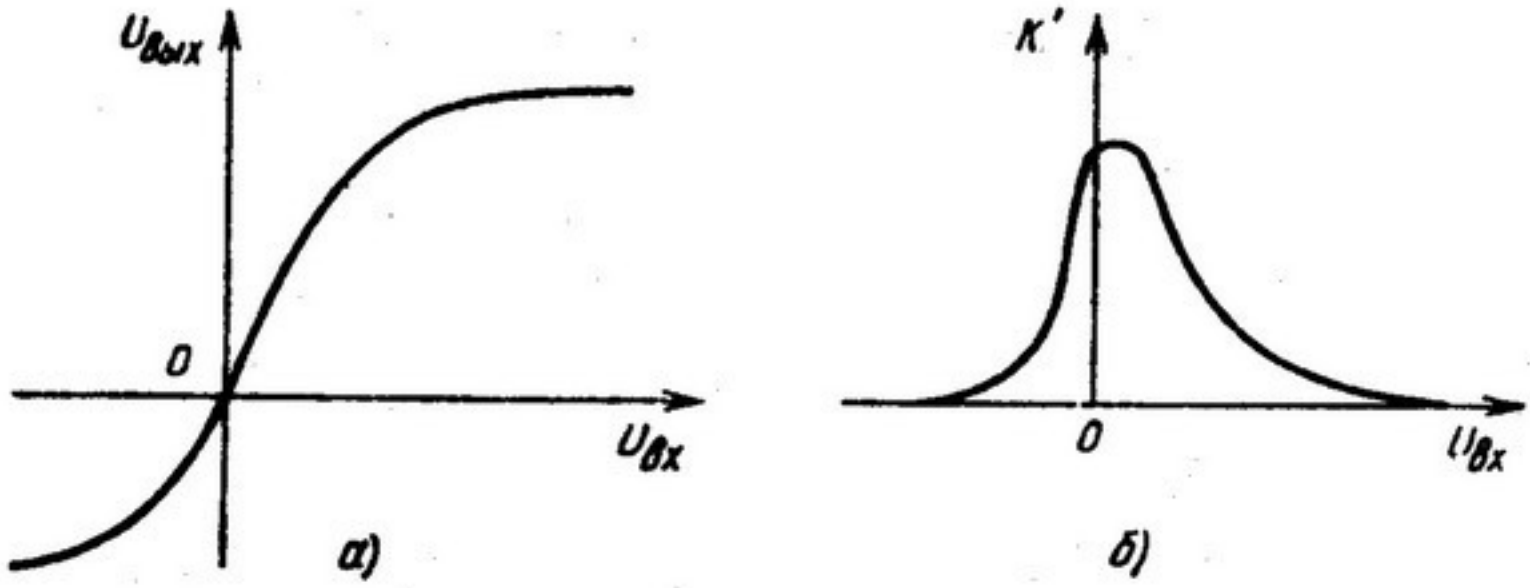


Рис. 5.9

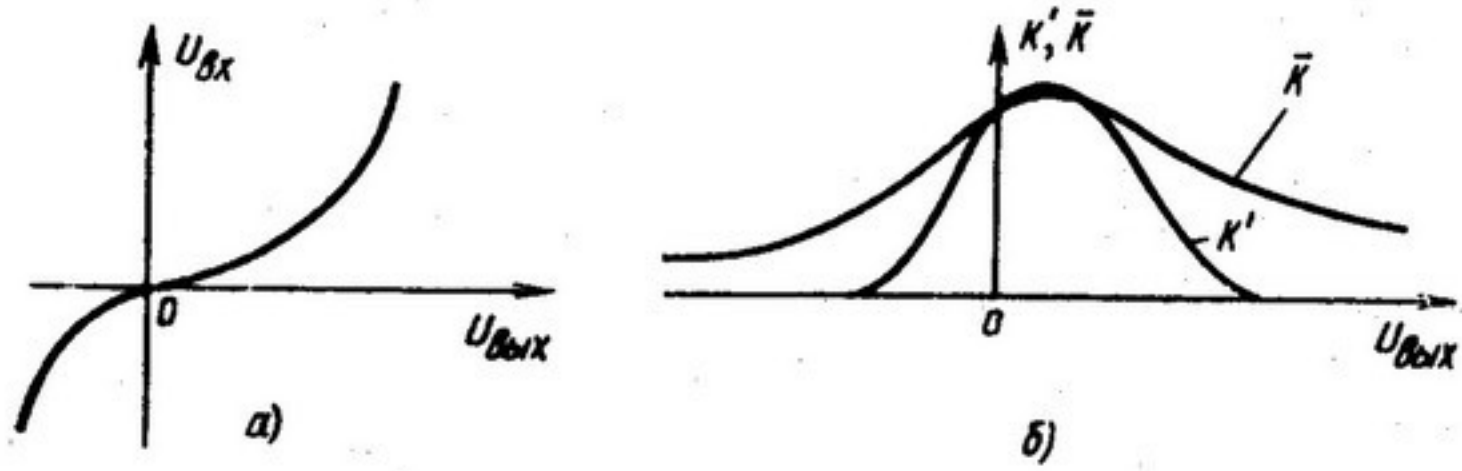


Рис. 5.10

При рассмотрении нелинейных свойств усилительного тракта и его СПХ целесообразно в качестве аргумента использовать не входное $U_{вх}$, а выходное напряжение $U_{вых}$. Такая интерпретация СПХ дает наиболее полное представление о степени и характере возможных проявлений нелинейных свойств усилительного каскада. Так, близость текущего положения рабочей точки в каскаде к линиям насыщения или отсечки в первую очередь определяется уровнем выходного сигнала и лишь в малой степени — значением коэффициента усиления в тракте, при котором этот уровень достигнут.

На рис. 5.10 приведены СПХ и зависимости дифференциального коэффициента передачи $K(U_{вых})$, полученные на основании рис. 5.9, *а* в результате указанного преобразования координат.

В диапазоне изменения $\Delta U_{вых}$ выходного сигнала передаточные свойства могут быть охарактеризованы средним значением $\bar{K}(\Delta U_{вых})$ (усредненным по области $\Delta U_{вых}$) коэффициента передачи $K'(U_{вых})$. *Среднее значение коэффициента передачи на интервале* $\Delta U_{вых}$

$$\bar{K}(\Delta U_{вых}) = \Delta U_{вых}/\Delta U_{вх} = (U_{вых2} - U_{вых1})/(U_{вх2} - U_{вх1}) = \int_{U_{вых1}}^{U_{вых2}} K'(U_{вых})\, dU_{вых}/\Delta U_{вых}, \quad (5.7)$$

где $U_{вых2}$, $U_{вых1}$ — границы изменений $\Delta U_{вых}$ выходного сигнала ($\Delta U_{вых}=U_{вых2}-U_{вых1}$); $U_{вх2}$, $U_{вх1}$ — границы изменений $\Delta U_{вх}$ входного сигнала ($\Delta U_{вх}=U_{вх2}-U_{вх1}$). Обычно при рассмотрении амплитудных характеристик за начало $U_{вых1}$ и $U_{вх1}$ интервалов $\Delta U_{вых}$ и $\Delta U_{вх}$ принимаются нулевые значения, т. е. $U_{вых1}=U_{вх1}=0$. График функции $\overline{K}(\Delta U_{вых})$ для случая, когда ход СПХ соответствует рис. 5.9, *а*, приведен на рис. 5.10, *б*. Из (5.7) следует, что амплитудная характеристика нелинейной цепи может быть представлена в виде $U_{m\,вых}=U_{m\,вх}\,\overline{K}(U_{m\,вых})$.

Часто СПХ не является функцией, симметричной относительно начала координат. В этом случае положительное и отрицательное значения амплитуд сигнала на выходе при симметричном по форме (например, синусоидальном) входном сигнале не совпадают, что делает затруднительным использование АХ при анализе нелинейных свойств, в том числе и при вычислениях коэффициентов нелинейных искажений. При несимметричной СПХ прохождение сигнала по тракту сопровождается появлением дополнительных постоянных составляющих. Эти составляющие вызывают трудно контролируемые отклонения режимов работы каскадов на постоянном токе от номинальных, обусловливают зависимость результатов измерения АХ от вида испытательного сигнала.

Особенно существенные отклонения могут возникать, когда испытуемый тракт не является усилителем постоянного тока, а в качестве испытательного сигнала использован сигнал с малым значением пик-фактора. Например, синусоидальный (пик-фактор сигнала — отношение амплитуды сигнала к его действующему значению. Для синусоидального сигнала он равен $\sqrt{2}$).

Наименьшие погрешности при измерениях СПХ наблюдаются в случаях их проведения с помощью последовательности коротких импульсов, следующих с большой скважностью Q. Такая последовательность обладает высоким значением пик-фактора (пик-фактор равен Q), позволяет проводить измерения, как в области положительных, так и отрицательных значений сигналов даже в усилительных трактах, не являющихся усилителями постоянного тока.

5.6.2. ЛИНЕАРИЗИРУЮЩЕЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА СКВОЗНУЮ ПЕРЕДАТОЧНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ

В усилителях с ОС из-за непостоянства коэффициента передачи $K'(U_{вых})$ (его зависимости от $U_{вых}$) петлевая передача $T'(U_{вых})$ и соответствующая ей глубина ОС $F'(U_{вых})$ также являются функциями напряжения $U_{вых}$, где $T'(U_{вых})$, $F'(U_{вых})$ — петлевая передача и глубина ОС при данном значении напряжения $U_{вых}$. Вслед-

ствие этого текущие значения коэффициента передачи при наличии $K'_f(U_{вых})$ и отсутствии $K'(U_{вых})$ ОС, а также значения параметров ОС $T'(U_{вых})$ и $F'(U_{вых})$ могут отличаться от их исходных значений K'_0, T'_0 и F'_0, соответствующих начальному участку СПХ — участку, на котором напряжения $U_{вых}$ и $U_{вх}$ имеют нулевые значения.

Когда ОС является отрицательной, ее глубина $F'(U_{вых})$ имеет бóльшие значения в той области СПХ, где $K'_f(U_{вых})$ имеют бóльшие значения, и меньшие — где $K'_f(U_{вых})$ принимает меньшие значения. При этом в соответствии с (5.2) (при $k_{1.2}\approx 0$)

$$K'_f(U_{вых}) = K'(U_{вых})/[1 + K'(U_{вых})\,T_0/K'_0]. \qquad (5.8)$$

Относительные уменьшения $K'_f(U_{вых})/K'(U_{вых})$ коэффициента усиления $K'_f(U_{вых})$ при введении ООС оказываются различными в различных областях СПХ. Они максимальны в области больших значений $K'_f(U_{вых})$ и минимальны, где $K'_f(U_{вых})$ имеет наименьшие значения. Таким образом, на данном интервале $\Delta U_{вых} = U_{вых2} - U_{вых1}$ возможных вариаций выходного напряжения $U_{вых}$ вариации коэффициента K'_f, оцениваемые его относительными изменениями, при введении ООС оказываются уменьшенными. Это уменьшение определяется относительным различием предельных значений глубины ОС на этом интервале $\Delta U_{вых}$, т. е. равно отношению F'_{max}/F'_{min}, где F'_{max}, F'_{min} — максимальное и минимальное значения глубины ОС $F'(U_{вых})$ на интервале $\Delta U_{вых}$.

Сказанное иллюстрирует рис. 5.11, *а*, на котором приведены графики зависимостей $K'(U_{вых})$, соответствующие как случаю, когда усилительный тракт не охвачен петлей ОС ($T'_0=0$), так и случаю, когда он охвачен ОС с исходными значениями глубины ОС $F_0=2$ и 2,5 ($T_0=1$ и 1,5). Последние получены с помощью графика, отвечающего отсутствию ОС ($T_0=0$), путем относительного уменьшения в соответствии с (5.8) его ординат.

Из (5.7) вытекает

$$\Delta U_{вх\,f} = \Delta U_{вых}/\overline{K}_f(U_{вых}). \qquad (5.9)$$

С помощью (5.9) можно восстановить ход графиков СПХ и АХ в наиболее часто используемом виде — в форме зависимостей выходного напряжения от напряжения на входе. Графики этих зависимостей для рассмотренных случаев приведены на рис. 5.11, *б*.

Сравнительный анализ хода изображенных на рис. 5.11, *б* графиков, а также приведенные в настоящем разделе рассмотрения показывают, что введение в нелинейный усилительный тракт ООС вызывает линеаризацию его СПХ. Это линеаризирующее воздействие наибольшее на тех участках СПХ, на которых коэффициент передачи $K'(U_{вых})$ имеет повышенные значения. В областях

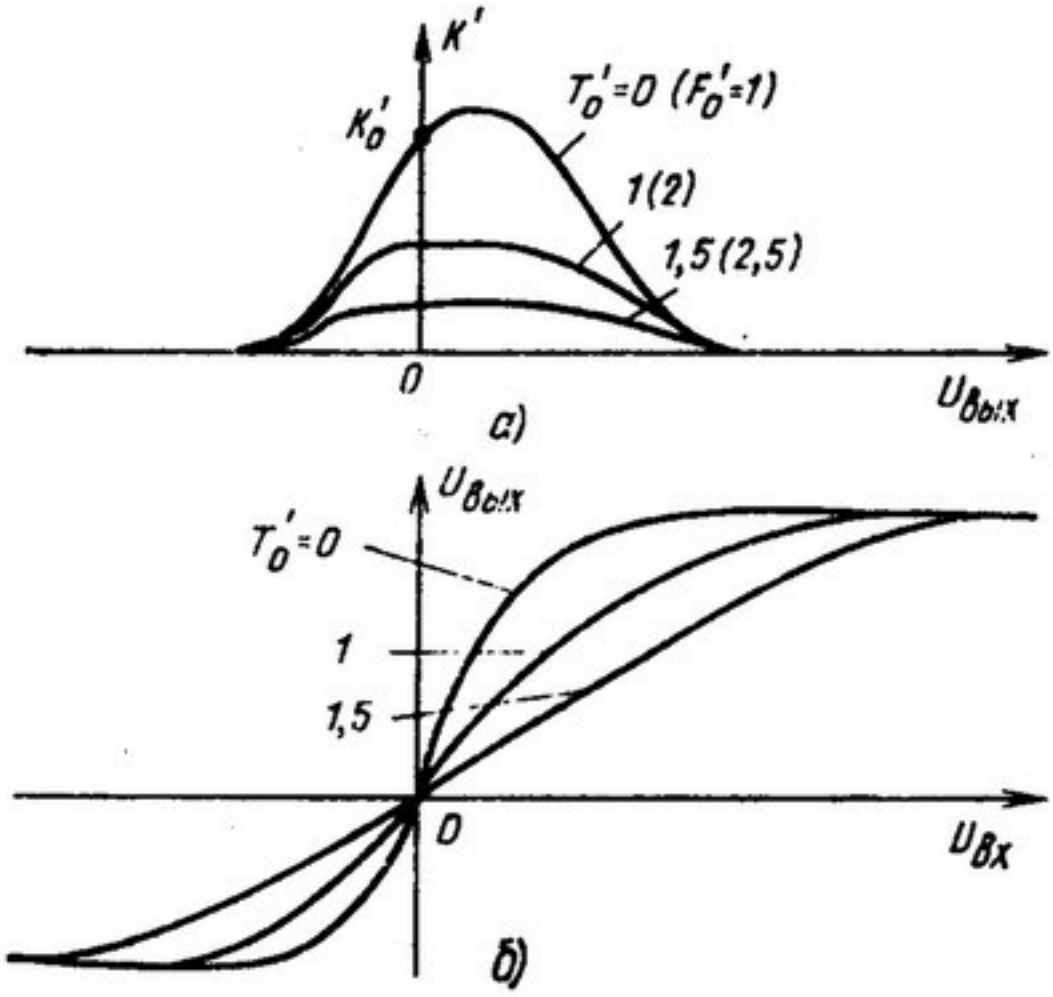


Рис. 5.11

же значений напряжения $U_{вых}$, где $K'(U_{вых})$ имеет пренебрежимо малые значения, ОС на ход СПХ влияния не оказывает.

Следствием линеаризирующего влияния ООС на АХ усилительного тракта является то, что при одном и том же уровне выходного напряжения $U_{m\,вых}$ коэффициент гармоник $k_{г\,f}$ в усилителе, охваченном петлей ООС глубиной F, меньше соответствующего коэффициента гармоник $k_г$ в F раз, т. е. $k_{г\,f}=k_г/F$. Следует отметить, что последнее соотношение не выполняется, если в процессе сравнения нелинейных искажений уровень выходного сигнала $U_{m\,вых}$ изменяется. Например, замыкание петли ОС в условиях неизменного входного напряжения приводит к уменьшению коэффициента гармоник более чем в F раз, так как при этом происходит не только охват усилителя петлей ОС, но и уменьшение выходного напряжения в F раз.

5.7. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ХОД АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Обратная связь, организованная по типу отрицательной, улучшает частотные свойства широкополосных усилителей, уменьшая частотную зависимость коэффициента усиления. Указанное стабилизирующее воздействие ОС, с одной стороны, обусловлено изменениями модуля глубины ОС, который имеет меньшие значения на частотах, где исходный коэффициент усиления занижен, а с другой, тем, что в районе крайних частот полосы пропускания в

петле ОС наблюдаются дополнительные фазовые набеги, приводящие к изменению характера ОС — ее переходу из положительной в отрицательную.

Следствием частотной зависимости модулей глубины ОС и соответствующей ей петлевой передачи является непостоянство относительных уменьшений значений ординат АЧХ и нормированной АЧХ, вызываемых введением ООС, а именно

$$K_f(f)/K(f) = 1/[1 + T_0 M_T(f)];$$
$$M_f(f)/M(f) = [1 + T_0]/[1 + T_0 M_T(f)], \qquad (5.10)$$

где $K(f)$, $K_f(f)$ — АЧХ усилительного тракта при отсутствии ООС и ее наличии глубиной $1+T_0$; $M(f)$, $M_f(f)$ — нормированная АЧХ усилительного тракта при отсутствии ООС и при ее наличии; T_0 — петлевая передача на номинальной частоте f_0; $M_T(f)$ — нормированная АЧХ петлевой передачи.

В широкополосных усилителях цепи ОС обычно организованы таким образом, что они имеют частотно-независимый характер. В этом случае все частотные свойства усилителя и его петлевой передачи определяются частотными свойствами основного усилительного звена $K_{3.4}$, т. е. выполняется условие $M_T(f) = M(f)$, в результате чего

$$K_f(f)/K(f) = 1/[1 + T_0 M(f)];$$
$$M_f(f)/M(f) = [1 + T_0]/[1 + T_0 M(f)]. \qquad (5.11)$$

Графики рис. 5.12 иллюстрируют рассмотренное влияние ОС на ход АЧХ широкополосного усилителя.

Соотношения (5.10), (5.11) и графики рис. 5.12 лишь приближенно отражают влияние обратной связи на ход АЧХ, так как не учитывают изменений характера ОС из-за дополнительных фазовых изменений сигналов при их прохождении по петле обратной связи. Учет этих эффектов показывает, что фактические относительные изменения АЧХ при введении ОС оказываются меньше,

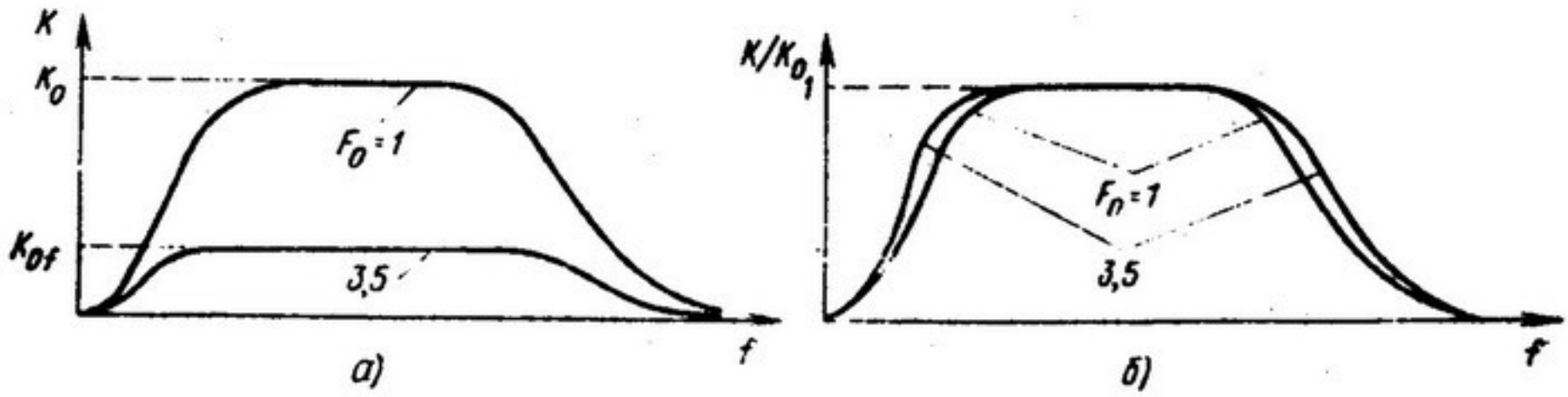


Рис. 5.12

чем те, которые определяют соотношения (5.10) и (5.11) и приведенный на рис. 5.12 график.

В ряде случаев введение ООС может сопровождаться не уменьшением, а увеличением ординат АЧХ и даже значениями $M_f(f)$, большими единицы. Обычно указанные процессы наблюдаются на тех частотах, где дополнительный набег фаз при прохождении сигналов по петле ОС приближается к $\pi/2$ и его превосходит. На этих частотах геометрическая разность основного сигнала и сигнала обратной связи на входных зажимах $3—3'$ усилительного звена $K_{3.4}$ схемы рис. 5.1 превосходит их алгебраическую разность, в результате чего введение обратной связи сопровождается увеличением коэффициента усиления, т. е. ОС имеет положительный характер.

Влияние комплексного характера ОС и соответствующих дополнительных набегов фазы в петле ОС более подробно рассмотрено в разделах книги, посвященных широкополосным усилителям.

В ряде случаев цепи ОС организуются в виде частотно-избирательных цепей. Такая организация обычно сочетается с выполнением условия глубокой ООС на основной рабочей (номинальной) частоте диапазона. В этом случае согласно (5.5) нормированная АЧХ усилителя с ОС оказывается противоположной по отношению к нормированной АЧХ цепи ОС и ее основного усилительного звена $K_{5.6}$ (см. рис. 5.1). Так, если это звено выполнено как фильтр нижних частот, то усилительный тракт в целом будет соответствовать по частотным свойствам фильтру верхних частот и т. д.

5.8. ПРОХОДНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ВХОДНЫЕ СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ

Часто усилительный тракт в целом или его отдельные усилительные звенья организованы таким образом, что помимо однонаправленного по передаче звена K_0 в него входит пассивный двухполюсник Y_f, непосредственно связывающий входные и выходные зажимы (рис. 5.13). Подключенная таким образом проводимость к однонаправленному по передаточным свойствам усилителю называется *проходной проводимостью*. В однотранзисторных каскадах в роли этого двухполюсника обычно выступает паразитная проходная емкость транзистора.

Рассмотрим влияние двухполюсника Y_f на свойства усилительных трактов. При этом будем полагать, что его проводимость по сравнению с выходной проводимостью усилительного звена K_0 имеет пренебрежимо малое значение, вследствие чего двухполюсник Y_f не оказывает влияния на передачу сигнала со входа на выход и на исходное значение коэффициента усиления K_0.

В схеме рис. 5.13 при больших значениях K_0 напряжение $u_{вых}$ существенно превышает входное $u_{вх}$. В результате этого двухпо-

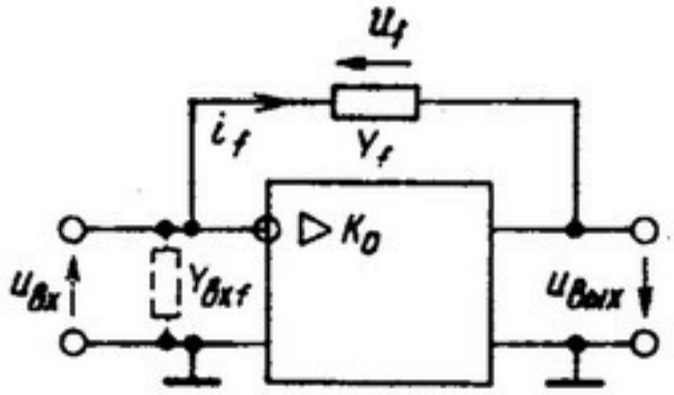


Рис. 5.13

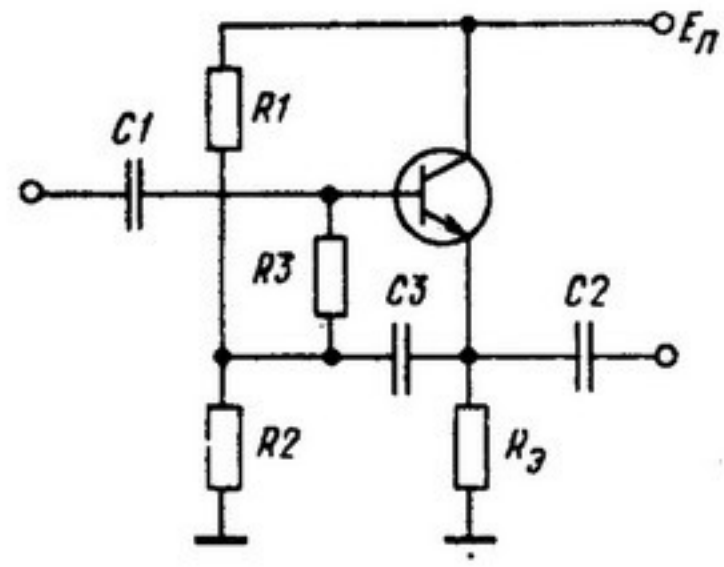


Рис. 5.14

люсник Y_f находится под разностью потенциалов $u_у = u_{вх} + u_{вых} = u_{вх}(1+K_0)$, существенно превышающей напряжение $u_{вх}$ и практически равной $u_{вых}$. Эта разность потенциалов определяет значение тока i_f и направление его протекания. При больших значениях K_0 и соответственно $u_{вых}$ ток i_f может иметь существенные значения, вызывая появление существенной дополнительной составляющей $Y_{вхf}$ во входной проводимости тракта.

При инвертирующем характере передачи, а именно такому характеру соответствует отмеченное на рис. 5.13 условно положительное направление напряжения $u_{вых}$,

$$Y_{вх\,f} = i_f/u_{вх} = Y_f u_у/u_{вх} = Y_f(1+K_0). \qquad (5.12)$$

Из (5.12) следует, что в инвертирующем усилителе его проходная проводимость Y_f оказывает в $1+K_0$ раз большее влияние на входную проводимость по сравнению с тем случаем, когда эта проводимость Y_f подключена параллельно входным зажимам усилителя.

Указанное влияние проходной проводимости на входные свойства инвертирующего по передаточным свойствам тракта называют эффектом Миллера.

Наиболее часто влияние этого эффекта проявляется на высоких частотах в схемных конфигурациях типа ОЭ или ОИ, когда каскады усиления, организованные по этим схемам, имеют большие значения коэффициентов усиления по напряжению K_0. Проходная проводимость в каскадах ОЭ обычно обусловлена паразитной емкостью перехода коллектор — база — емкостью $C_к$. Вследствие ненулевого значения этой емкости во входной проводимости каскада присутствует составляющая $Y_{вхf}$, которая согласно (5.12) по своему воздействию на входную проводимость каскада эквивалентна конденсатору $C_{вхf} = C_к(1+K_0)$. В целях уменьшения влияния эффекта Миллера часто усилительные каскады выполняют по двухтранзисторной каскадной схеме ОЭ—ОБ, в которой $K_0 = 1$, но общее усиление существенно превышает единицу.

В ряде случаев уменьшение влияния эффекта Миллера достигают за счет питания входных цепей каскадов, имеющих большое усиление K_0, от низкоомных сигнальных цепей, например от схемы ОК. При этом даже относительно большая емкость $C_{вхf}$ не способна оказать заметного шунтирующего воздействия на источник сигнала.

Проявление эффекта Миллера используется в интегральной схемотехнике при создании повышенных емкостных сопротивлений с помощью конденсаторов относительно небольшой емкости, доступных к изготовлению в интегральном исполнении.

При неинвертирующем по передаточным свойствам усилителе K_0, например при его выполнении по схеме ОБ, напряжения $u_{вх}$ и $u_{вых}$ имеют на рис. 5.13 не взаимно противоположные, а согласные направления. В результате $u_у = u_{вх} - u_{вых}$ и

$$Y_{вхf} = i_f/u_{вх} = Y_f u_у/u_{вх} = Y_f(1 + K_0). \qquad (5.13)$$

При значениях K_0, больших единицы, проводимость $Y_{вхf}$ согласно (5.13) принимает отрицательные значения. Таким образом, в инвертирующем усилительном тракте при $K_0 > 1$ его проходная проводимость Y_f оказывает на входную проводимость воздействие $Y_{вхf}$, которое по характеру обратно собственному (при емкостном характере проводимости Y_f ее реакция $Y_{вхf}$ имеет индуктивный характер, при резистивном — отрицательной активной проводимости и т. д.).

При значениях K_0, не превышающих единицу, например в случаях использования в качестве усилителя каскада ОК, разность потенциалов $u_у$ согласно (5.13) меньше напряжения $u_{вх}$, а при его значениях, близких к единице, влияние проходной проводимости Y_f на входную становится пренебрежимо малым. Указанными обстоятельствами объясняется малое значение входной проводимости в каскаде ОК в условиях, когда его коэффициент передачи близок к единице. В этих условиях большая проводимость транзисторного перехода база — эмиттер, выступающая в этой схеме в качестве проходной, находится под малой сигнальной разностью потенциалов, в результате чего протекающий через нее сигнальный ток имеет малое значение.

При практической реализации схемы каскада ОК по типовому варианту рис. 4.7, *б* возникает проблема обеспечения рационального питания базовой цепи транзистора. С точки зрения стабильности и определенности режимов работы транзистора на постоянном токе делитель постоянного напряжения в базовой цепи должен быть низкоомным. Но такой делитель существенно снижает общую входную проводимость каскада ОК.

Указанного недостатка лишена схема ОК, приведенная на рис. 5.14. В ней сочетается возможность обеспечения низкоомности

базовой цепи на постоянном токе с высоким значением входной проводимости на переменном токе. В этой схеме постоянный токозадающий потенциал к базе транзистора подводится через относительно низкоомные резисторы R1, R2 и R3. На переменном же токе конденсатор $C2$ передает сигнальный выходной потенциал $u_{вых}$ к нижнему по схеме рис. 5.14 зажиму резистора $R3$. Разность потенциалов $u_у$ на этом резисторе в условиях $u_{вых} \approx u_{вх}$ имеет значения, близкие к нулевым. В результате этого сигнальный ток через резистор $R3$ не протекаст и в формировании общей входной проводимости не участвует.

При анализе работы схемы рис. 5.13 на переменном токе следует учитывать, что в ней в качестве сопротивления нагрузки выступает не только резистор $R_э$, но и параллельно ему включенные резисторы $R1$ и $R2$. Расчет общей входной проводимости каскада можно осуществлять по рассмотренным ранее соотношениям для каскада ОК, подставляя в них значения входной проводимости g_{11}, увеличенные на $1/R3$.

5.9. АКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (КОНВЕРТОРЫ) СОПРОТИВЛЕНИЙ

Рассмотренная в предыдущем параграфе зависимость входного сопротивления $\underline{Z}_{вхf}$ в схемах рис. 5.13 и рис. 5.14 от проходной проводимости $\underline{Y}_f$ используется при организации схем, называемых конверторами сопротивлений. В этих схемах проходную проводимость $\underline{Y}_f$ усилительного каскада искусственно увеличивают до значений, существенно больших собственной паразитной проводимости усилителя, за счет включения параллельно этой проводимости низкоомного сопротивления $\underline{Z}$. В качестве усилительного звена в схеме используют усилитель с высоким входным ($\underline{Z}_{вх}=\infty$) и низким выходным ($Z_{вых}=0$) сопротивлением. Такой усилитель называется источником напряжения, управляемым напряжением (ИНУН). В случае использования в схемах рис. 5.13 и рис. 5.14 ИНУН характер входного сопротивления $\underline{Z}_{вхf}$ схемы определяется только сопротивлением $\underline{Z}$, при этом согласно (5.12) и (5.13) при инвертирующем усилителе (рис. 5.13) $\underline{Z}_{вхf}=\underline{Z}/(1+K)$, а при неинвертирующем (рис. 5.14) — $\underline{Z}_{вхf}=-\underline{Z}/(K-1)$. Первую из схем (на инвертирующем усилителе) называют конвертором положительного сопротивления (КПС), а вторую (на неинвертирующем усилителе) — конвертором отрицательного сопротивления (КОС). Такие названия связаны с тем, что в первой из них коэффициент преобразования $1/(1+K)$ является числом положительным, а во второй — отрицательным.

Следует отметить, что в КПС при резистивном характере двухполюсника $\underline{Z}(\underline{Z}=R)$ и вещественном характере коэффициента усиления $\underline{K}$ обратная связь является положительной. В этом случае во избежание самовозбуждения схемы петлевая передача T не должна быть равна единице, а для обеспечения стабильной работы схемы — должна быть существенно меньшей единицы. Значение T зависит от выходного сопротивления $Z_г$ участка схемы, к которой подсоединено сопротивление $\underline{Z}_{вхf}$ конвертора сопротивления. Для обеспечения устойчивой работы (невысокого значения T) необходимо выполнить условие $Z_г \ll Z_{вхf}$.

Наряду с конверторами сопротивления находят применение инверторы сопротивления (ИН). Инвертором сопротивления называют активный четырехполюсник (четырехполюсник, организованный с применением усилительных приборов), входное сопротивление которого $\underline{Z}_{вхf}$ обычно пропорционально сопротивлению $\underline{Z}_н$, выступающему в роли нагрузки четырехполюсника, т. е. $\underline{Z}_{вхf} = k_и/\underline{Z}_н$, где $k_и$ — коэффициент инверсии, имеющей размерность $(В/А)^2$.

Если в схеме ИН $k_и > 0$, то ее называют схемой положительной инверсии сопротивления, если $k_и < 0$ — схемой отрицательной инверсии сопротивления. Наибольшее применение находит последняя схема. Это связано в первую очередь с тем, что с ее помощью можно создавать двухполюсники, которые по своим свойствам эквивалентны катушкам индуктивности. В таких схемах, называемых гираторами, в качестве нагрузки выступают конденсаторы, т. е. $\underline{Z}_н = 1/j\omega C_н$, при этом $\underline{Z}_{вхf} = k_и/\underline{Z}_н = j\omega C_н k_и = j\omega L_{экв}$, где $L_{экв} = C_н k_и$ — эквивалентная индуктивность. Пример простейшей схемной реализации гиратора приведен на рис. 5.15. Входное сопротивление этой схемы вычислим с учетом того, что она является схемой с ОС. При вычислениях будем учитывать, что в ней $\underline{T}(0) = 0$, а

$$\underline{T}(\infty) = [K_{ba}][K_{ba}] = [1/(1 + j\omega RC_н)] \times$$
$$\times [g_{21}R(1 + j\omega RC_н)/j\omega RC_н] = g_{21}/j\omega C_н, \qquad (5.14)$$

где $\underline{T}(0)$, $\underline{T}(\infty)$ — значение петлевой передачи $\underline{T}$ в условиях накоротко замкнутых зажимов $1—1'$ $(Z_г = 0)$ и в условиях, когда $Z_г = \infty$; g_{21} — крутизна транзистора. Обычно в схемах гиратора выполняется условие $T \gg 1$. В этих условиях согласно (5.2в) и (5.14)

$$\underline{Z}_{вхf} = (R + 1/j\omega C_н)\, j\omega C_н/g_{21} = r_L + j\omega L_{экв}.$$

Последнее соотношение показывает, что схема рис. 5.15 по своим внешним проявлениям эквивалентна катушке индуктивности с индуктивностью $L_{экв} = RC_н/g_{21}$ и сопротивлением потерь $r_L = 1/g_{21}$. Считается, что хорошей катушке индуктивности соответ-

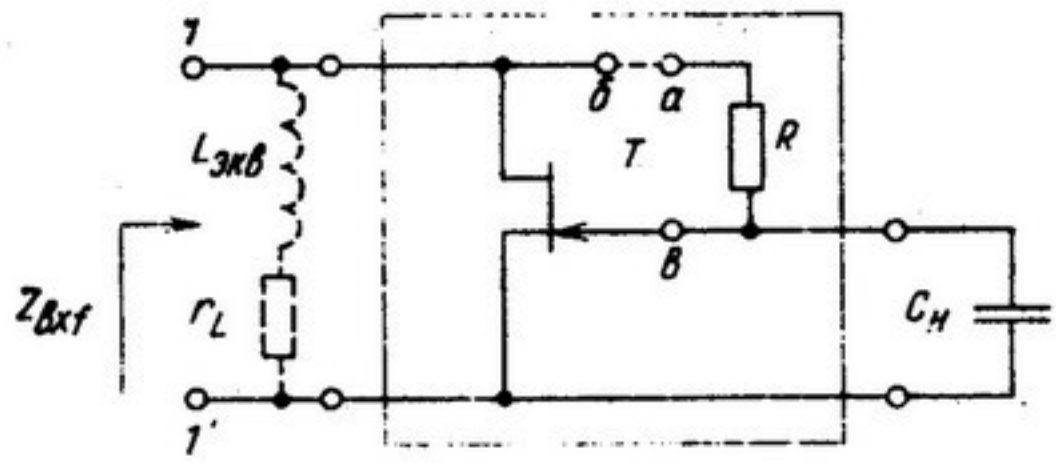


Рис. 5.15

ствуют высокие значения отношения $L_{экв}/r_L$ и добротности $Q = \omega L_{экв}/r_L$. Из последнего соотношения следует, что схема рис. 5.15 может обеспечить создание эквивалента катушки индуктивности с добротностью не меньше Q только на частотах, удовлетворяющих неравенству $f \geqslant 1/2\pi R C_н Q = 1/2\pi L_{экв} g_{21} Q$.

Определенную трудность представляет создание с помощью рассматриваемой схемы эквивалентов высокодобротных катушек индуктивности с малыми значениями индуктивности $L_{экв}$ особенно в схемах, работающих в области низких частот.

Обычно схемы высококачественных гираторов организуют с помощью двух встречновключенных усилителей с высокими значениями как входного, так и выходного сопротивления. Такие усилители называют источниками тока, управляемыми напряжением (ИТУН). Пример функционального построения гиратора на ИТУН приведен на рис. 5.16. В нем усилитель ИТУН-I выступает в роли неинвертирующего преобразователя напряжение — ток. Крутизна преобразования этого усилителя равна g_1. Второй усилитель ИТУН-II с крутизной g_2 является инвертирующим усилителем типа ИТУН. В нем положительный потенциал $u_н$ на входе вызывает появление вытекающего тока i_2 на его выходе. Искомое зна-

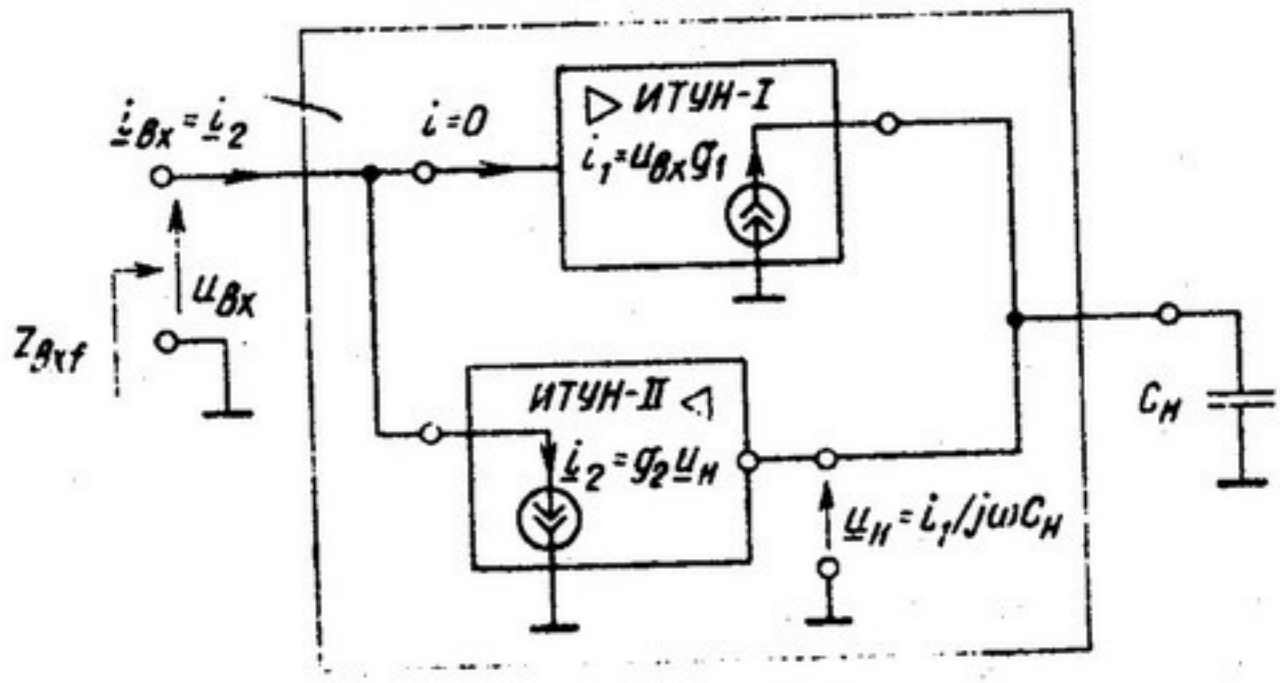


Рис. 5.16

чение входного сопротивления $\underline{Z}_{вхf}$ такого гиратора найдем с помощью следующей цепочки аналитических преобразований:

$$\underline{Z}_{вх\,f} = u_{вх}/\underline{i}_{вх} = u_{вх}/\underline{i}_2 = u_{вх}/g_2\underline{u}_н = j\omega C_н/g_1g_2 = j\omega L_{экв},$$

где $L_{экв} = C_н/g_1g_2$.

Следует отметить, что схему рис. 5.15 по своему функциональному построению можно рассматривать как частный случай схемного построения рис. 5.16, в котором в роли преобразователя ток — напряжение в звене ИТУН-I выступает резистор R, т. е. цепь с крутизной $g_1 = 1/R$. В результате этого в схеме рис. 5.15 $L_{экв} = RC_н/g_2$.

Широкому применению активных преобразователей сопротивления, в том числе и гираторов, препятствует необходимость использования усилительных приборов. В результате преобразователи сопротивлений и гираторы качественно выполняют возлагаемые на них функции лишь при сигналах относительно невысокого уровня, когда не проявляются нелинейные свойства усилительных приборов.

Активные преобразователи сопротивления являются схемами со специально организованными глубокими ОС. Такие схемы при работе на повышенных частотах склонны к неустойчивой работе. В связи с этим их применение ограничивают частотной областью, лежащей ниже частот 0,1 ... 10 МГц.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какой процесс в усилительном тракте называется ОС?
2. Почему в усилительных трактах в основном находит применение ООС, несмотря на то, что она уменьшает коэффициент усиления?
3. Почему при одной и той же структуре цепи ОС ее введение оказывает большее влияние на усилительный тракт с большим значением коэффициента усиления?
4. Укажите пути прохождения сигналов в структурной схеме рис. 5.1.
5. Какие параметры называются исходными?
6. Какую роль в схеме рис. 5.5 выполняют двухполюсники Z' и Z''?
7. Перечислите последовательность операций, которые необходимо выполнить в схеме рис. 5.1 при определении петлевых передач $T_{1.1}(1)$, $T_{1.1}(\infty)$, $T_{2.2}(0)$ и $T_{2.2}(\infty)$.
8. Перечислите последовательность операций, которые необходимо выполнить в схеме рис. 5.1 при определении коэффициента передачи $k_{1.2}$.
9. Перечислите последовательность операций, которые необходимо выполнить в схеме рис. 5.1 при определении входящих в (5.2в) и (5.2г) сопротивлений $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$.

10. Какое основное допущение используется при рассмотрении воздействия дестабилизирующих факторов на коэффициент усиления усилителя, охваченного петлей ООС?

11. С помощью соотношения (5.3) объясните стабилизирующее влияние ООС на коэффициент усиления.

12. Какая зависимость называется СПХ и какие методики ее измерения существуют?

13. Почему при рассмотрении нелинейных свойств каскада в качестве аргумента целесообразно использовать не входное, а выходное напряжение?

14. Почему при замыкании петли ООС происходят большие, чем в F раз, уменьшения коэффициента гармоник?

15. Почему в усилительном тракте в высокочастотной и низкочастотной областях диапазона замыкание петли ОС, организованной как ООС, может вызывать не уменьшение, а увеличение коэффициента усиления?

16. В чем состоит сущность эффекта Миллера и в каких ситуациях наиболее сильно проявляется его влияние?

17. Почему на высоких частотах входная проводимость схемы ОБ может иметь индуктивный характер?

18. Почему каскад ОК по сравнению с каскадом ОЭ обладает пониженным значением входной емкости и активной составляющей входной проводимости?

19. Почему каскад ОК, организованный в соответствии со схемой рис. 5.14, может обладать по сравнению со схемой рис. 4.7, *б* существенно меньшим значением входной резистивной проводимости?

ГЛАВА 6

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

6.1. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТОВ

С помощью одиночного каскада трудно обеспечить желаемое усиление сигналов, необходимые свойства усилительной схемы по ее входному или выходному сопротивлению, требуемые по условиям работы предельные значения выходных токов и напряжений. В связи с этим усилительные тракты приходится выполнять по многокаскадной схеме, включающей два и более последовательно соединенных каскадов.

В общей структуре многокаскадного усилительного тракта можно выделить три основных звена. Это входной каскад, один или несколько каскадов предварительного усиления, выходной или выходные каскады. На входной каскад помимо основной функции (функции усиления) возложена задача согласования выходного сопротивления источника сигнала с входным сопротивлением уси-

лительного тракта. Под согласованием здесь понимаются мероприятия по повышению коэффициента передачи входной цепи, которое достигается в первую очередь за счет использования во входном каскаде схемных конфигураций с повышенным входным сопротивлением. Так, включение на входе усилительного тракта дополнительного каскада ОК или ОС хотя и не приводит к повышению коэффициента усиления по напряжению самого тракта, но приближает значение коэффициента передачи входной цепи в схеме рис. 1.4 к его предельному значению, равному единице.

Во входном каскаде стремятся располагать и органы регулировки усиления, при этом цепи регулировки во избежание возможной перегрузки усилительного прибора сигналами большого уровня по возможности располагают до его входных зажимов.

В ряде случаев к усилительному тракту предъявляется требование предельной чувствительности. При этом схемное и конструктивное выполнение входного каскада должно быть реализовано с учетом его малошумного построения, предполагающего использование основных схем включения усилительного прибора (включений ОЭ и ОИ), отказ от применения во входных каскадах полевых транзисторов с изолированным затвором. Более детальное рассмотрение принципов построения малошумящих усилительных схем приведено в гл. 13.

Основной функцией каскадов промежуточного усиления является обеспечение основного усиления по напряжению. Обычно эти каскады обладают большим усилением, в связи с чем при их организации особое внимание обращается на обеспечение устойчивой и стабильной работы.

Выходные каскады предназначены для обеспечения в нагрузке требуемых обычно больших сигнальных токов и напряжений, т. е. больших сигнальных мощностей. Поэтому их часто называют усилителями мощности.

6.2. СПОСОБЫ МЕЖКАСКАДНЫХ СВЯЗЕЙ

6.2.1. УСИЛИТЕЛИ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ МЕЖКАСКАДНЫМИ СВЯЗЯМИ

В многокаскадной усилительной схеме сигналы с выхода предшествующего каскада передаются на вход последующего. Простейшей межкаскадной связью, с помощью которой осуществляется эта передача, является непосредственная связь. В ней входной зажим последующего каскада эквипотенциален с выходным предшествующего как на постоянном, так и на переменном токе.

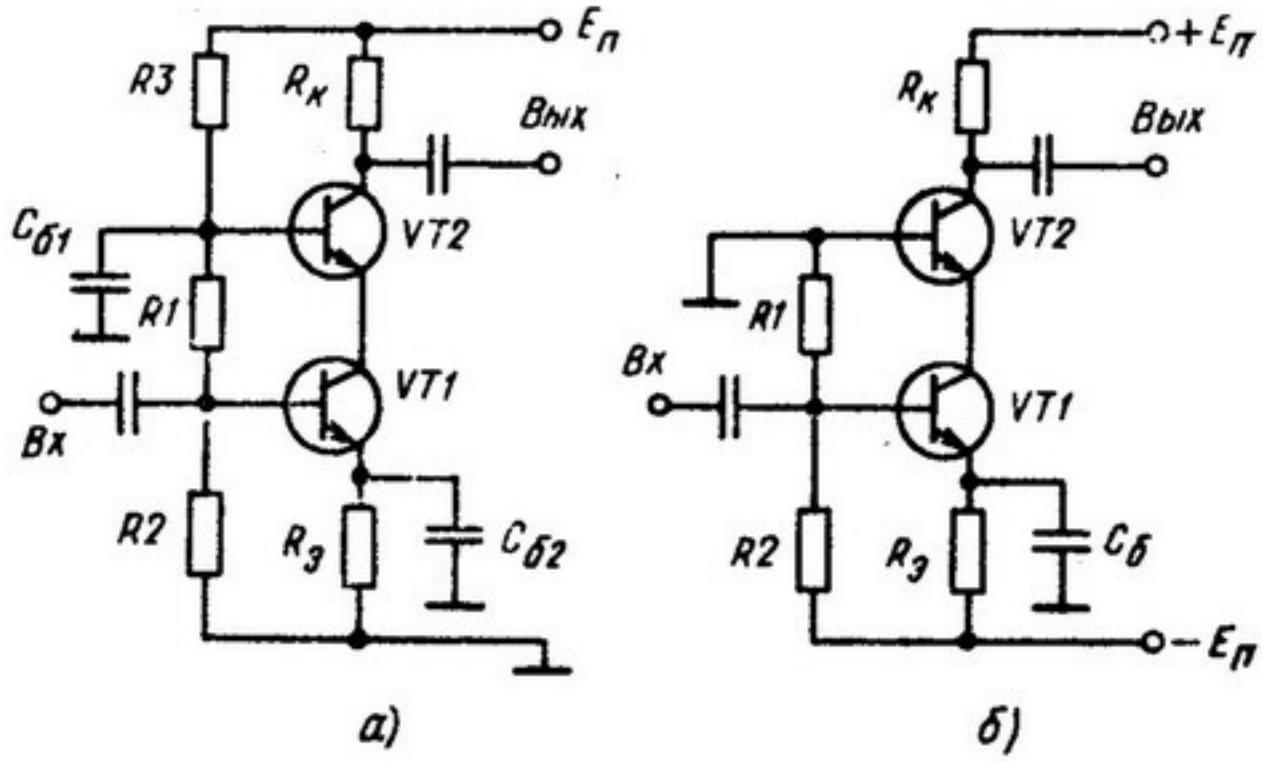


Рис. 6.1

К схемам с непосредственными межкаскадными связями относятся двухтранзисторный усилительный тракт ОЭ—ОБ (рис. 6.1, *а*), в котором выходной (коллекторный) вывод первого каскада (каскада ОЭ на транзисторе *VT*1) непосредственно соединен с входным (базовым) зажимом второго каскада (каскада ОБ на транзисторе VT2). На рис. 6.1, *б* приведен вариант схемного построения ОЭ—ОБ, работа которого требует наличия двух источников питания. В нем базовый вывод каскада ОБ непосредственно соединен с точкой нулевого потенциала, что упрощает по сравнению со схемой рис. 6.1, *а* структуру каскада, улучшает его частотные свойства в области НЧ.

Питание каскадов рис. 6.1, *а, б* организовано по так называемой схеме последовательного питания каскадов. При этой схеме выходные цепи каскадов образуют последовательное соединение, в результате в выходных цепях всех каскадов протекают практически одинаковые постоянные токи.

При питании каскадов по параллельной схеме выходные цепи каскадов по отношению к источникам питания образуют параллельное соединение, а выходные токи каскадов обычно имеют различающиеся значения. На рис. 6.2 приведены примеры такого построения схемы питания каскадов на постоянном токе для двухтранзисторных усилителей типа ОЭ—ОЭ. Схемы усилителей организованы как тракты с непосредственными межкаскадными связями. При этом в схеме рис. 6.2, *б* осуществлено чередование транзисторов по типу проводимости. Такое чередование позволяет обеспечить в многокаскадных схемах с непосредственными межкаскадными связями работу транзисторов в линейной области ВАХ при относительно невысоких значениях напряжений источников питания.

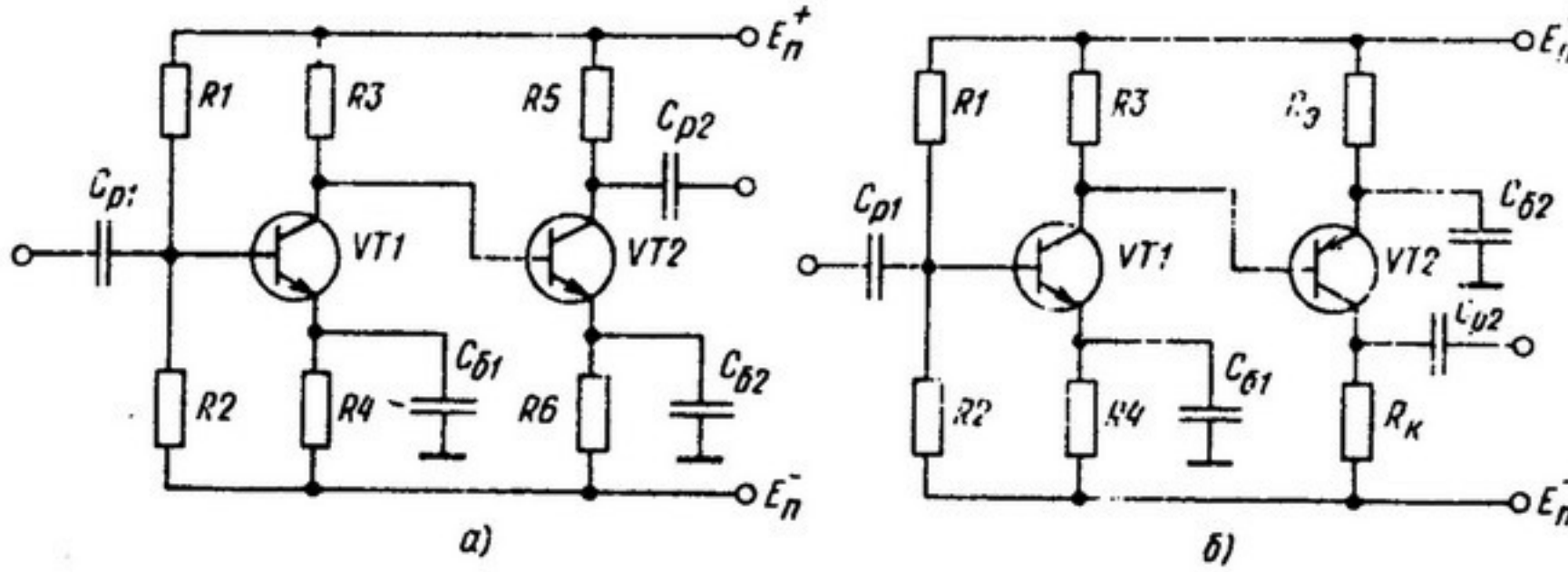


Рис. 6.2

К достоинствам непосредственных межкаскадных связей следует отнести простоту ее реализации, отсутствие при ее использовании низкочастотных искажений, возможность стабилизации режимов работы на постоянном токе усилительного тракта в целом за счет охвата этого тракта общей петлей ООС. Непосредственная связь широко используется в усилителях постоянного тока и в аналоговых микросхемах.

6.2.2. УСИЛИТЕЛИ С ГАЛЬВАНИЧЕСКИМИ МЕЖКАСКАДНЫМИ СВЯЗЯМИ

В аналоговых микросхемах и усилителях постоянного тока часто используется гальваническая межкаскадная связь, которая в отличие от непосредственной предполагает включение в цепь межкаскадной связи специальной потенциалопонижающей схемы, называемой схемой сдвига уровня (ССУ). Обычно в качестве ССУ используют резистивные цепи, прямо смещенные диоды или стабилитроны. В отличие от непосредственной гальваническая межкаскадная связь обеспечивает отличие постоянного потенциала на входе последующего каскада от соответствующего выходного потенциала предшествующего на определенную величину, называемую напряжением сдвига $U_{сд}$.

Работу схемы сдвига уровня стараются организовать таким образом, чтобы она не влияла на прохождение сигнальных составляющих. Примеры простейших схемных построений, обладающих указанными свойствами, приведены на рис. 6.3. В них в роли потенциальносдвигающего элемента использован стабилитрон *VD*1. Дифференциальное сопротивление стабилитрона пренебрежимо мало, в результате чего он практически не влияет на прохождение сигнальных составляющих. Более подробно принципы организации

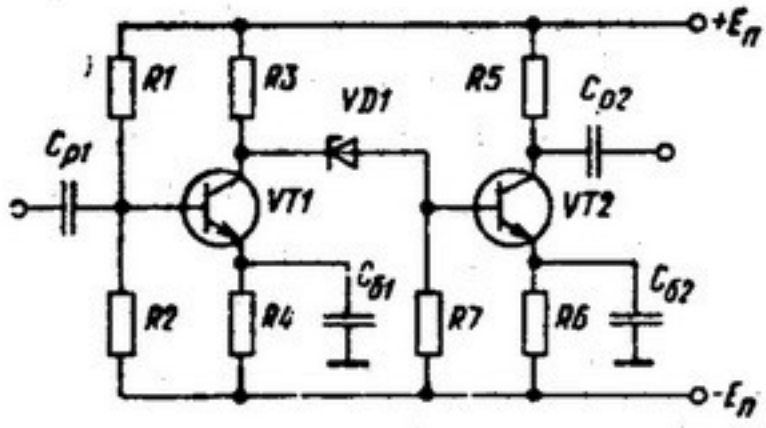


Рис. 6.3

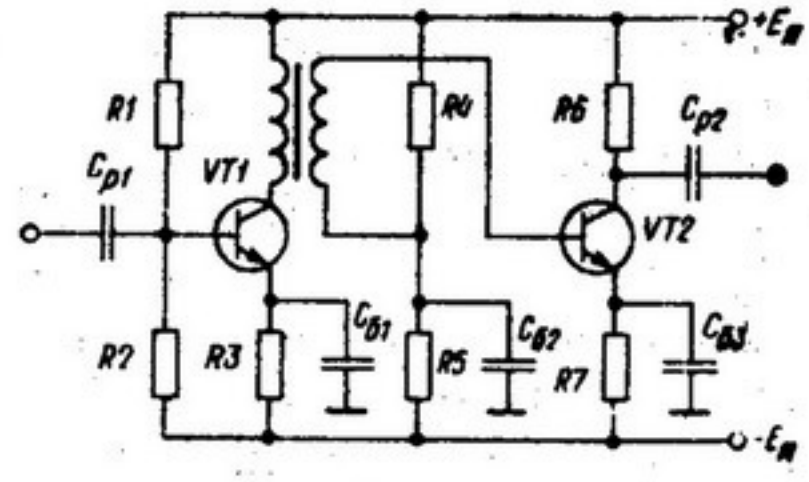


Рис. 6.4

схем сдвига уровня будут рассмотрены в главе, посвященной базовым схемным конфигурациям, используемым при построении аналоговых микросхем.

6.2.3. КАСКАДЫ И ЦЕПИ С ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

Широкое применение находит емкостная связь, при которой в качестве элемента связи выступает конденсатор, называемый разделительным. Конденсатор разделяет каскады по постоянному напряжению, объединяя их по переменной (сигнальной) составляющей. Этот вид межкаскадной связи применяется в усилителях переменного сигнала. Существенным недостатком емкостной межкаскадной связи является то, что в усилителях сигналов относительно невысоких частот, в том числе и в усилителях звуковых частот, во избежание существенных низкочастотных искажений требуется использовать конденсаторы большой емкости, что делает невозможным исполнение усилительного тракта в виде микросхемы. Кроме того, при построении усилительного тракта с использованием емкостной связи невозможно повысить стабильность и определенность режимов работы его каскадов за счет охвата тракта в целом соответствующей петлей ОС, так как в этом случае петля оказывается разомкнутой на постоянном токе внутри самого усилительного тракта. В то же время емкостные межкаскадные связи часто организуются специально с целью обеспечения дополнительной фильтрации сигналов в низкочастотной спектральной области. Частотные свойства типовой разделительной цепи определяются соотношением (4.12).

6.2.4. ТРАНСФОРМАТОРНАЯ МЕЖКАСКАДНАЯ СВЯЗЬ

Соединение двух участков сигнальной цепи с помощью трансформатора называется трансформаторной связью. К достоинству связи этого вида следует отнести то, что при ее применении выбором коэффициента трансформации можно обеспечить оптимизацию значения нагрузки усилительного прибора и тем самым

реализовать возможность получения предельных значений сигнальной мощности, отдаваемой в нагрузку. В связи с этим трансформаторное подключение нагрузки к выходной цепи транзистора используется в оконечных каскадах усилителей мощности, где требуется получение больших сигнальных мощностей и высоких значений КПД. К недостаткам трансформаторной связи следует отнести ее неширокую полосу пропускания (малое значение отношения верхней граничной частоты полосы пропускания к нижней), большие габаритные размеры трансформаторов, их массу и стоимость.

Пример использования трансформатора в качестве элемента межкаскадной связи приведен на рис. 6.4. Схема имеет типовое построение на постоянном токе, соответствующее рис. 3.2, при этом постоянное напряжение на базу во втором каскаде вводится через вторичную обмотку трансформатора.

6.2.5. ОПТРОНЫ КАК ЭЛЕМЕНТЫ МЕЖКАСКАДНЫХ СВЯЗЕЙ И ГАЛЬВАНИЧЕСКИХ РАЗВЯЗОК

В ряде случаев возникает потребность гальванической развязки отдельных звеньев усилительного тракта. При этом широкое применение находит оптоэлектронная развязка, основанная на включении в состав тракта оптрона. Пример такого схемного построения приведен на рис. 6.5. Здесь светодиод *VD2* выступает в роли преобразователя ток — свет. Преобразование имеет нелинейный и температурно-зависимый характер, поэтому в схеме предусмотрена возможность охвата усилительного тракта петлей ООС, действующей как на постоянном, так и на переменном токе. В роли датчика, осуществляющего преобразование светового излучения в ток в этой петле, выступает один из фотодиодов (фотодиод *VD1*).

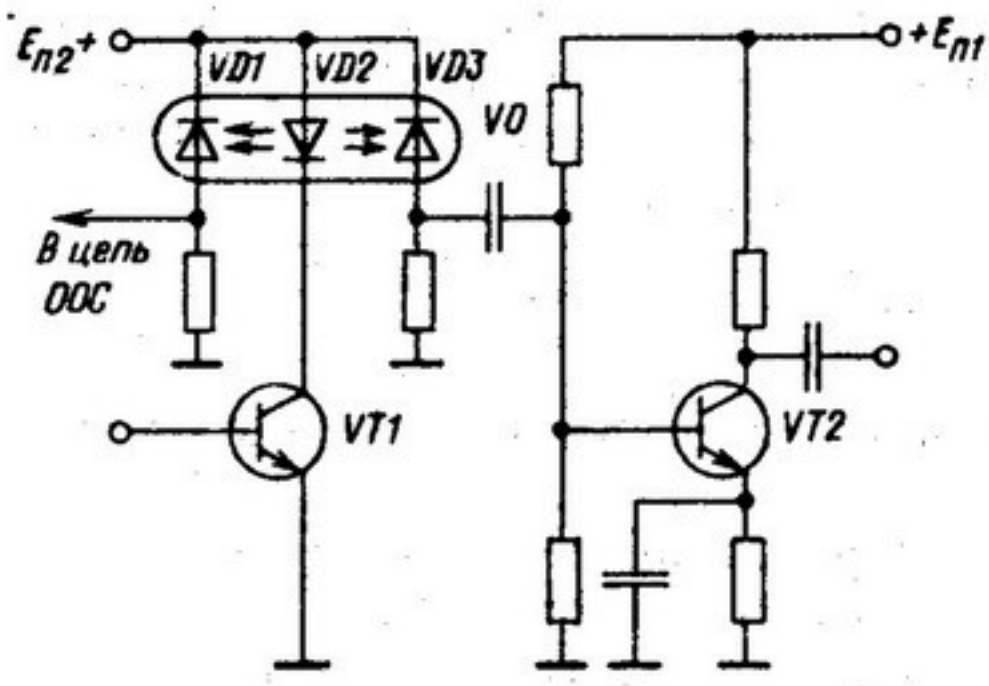


Рис. 6.5

Сигнальный ток на входе транзистора *VT2* образуется в результате преобразования свет — ток, осуществляемого с помощью фотодиода *VD3*. Все фотодиоды работают при обратносмещенных переходах, так как при таком режиме они обладают наибольшей линейностью преобразования свет — ток, а также высокой чувствительностью и быстродействием. Разделяемые оптроном участки тракта питаются от различных источников $E_{п1}$ и $E_{п2}$, чем обеспечивается возможность осуществления полной гальванической развязки между разделяемыми участками тракта.

6.3. ТИПОВЫЕ МНОГОТРАНЗИСТОРНЫЕ СХЕМНЫЕ КОНФИГУРАЦИИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

6.3.1. КАСКОДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ОЭ—ОБ

Схемная организация аналоговых трактов и микросхем часто базируется на применении схемных построений, имеющих в своей основе типовую структуру, включающую несколько транзисторов. К конфигурации этого вида относится каскодное соединение рис. 6.1. Рассмотрим свойства этого соединения на постоянном и переменном токах.

При организации работы этого соединения на постоянном токе применена схема последовательного питания каскадов. Выходные цепи каскадов при схеме последовательного питания образуют совместно с источником питающего напряжения единую последовательную цепь, в результате чего через оба транзистора протекают практически одинаковые коллекторно-эмиттерные токи, т. е. $I_{К01} = I_{Э2} = I_{К02}$. Значение этих токов задает каскад ОЭ, собранный на транзисторе *VT1*. Схемное построение каскада ОЭ на постоянном токе соответствует рис. 3.2. В нем в создании токозадающей разности потенциалов U_0 участвует резистор *R2*, при этом $U_0 = U_{R2} = (E_п^+ - E_п^-) R2/(R1 + R2 + R3)$. Разность потенциалов на резисторе *R1* определяет значение напряжения коллектор — эмиттер в каскаде ОЭ, а на резисторе *R3* — напряжение источника питания для схемы ОБ.

Пример 6.1. В схеме рис. 6.1, *а* определить исходные значения коллекторных токов и разностей потенциалов $U_{КЭ01}$ и $U_{КЭ02}$ на транзисторах *VT1* и *VT2* при $E_п = 15$ В, $R1 = 7$ кОм, $R2 = 3$ кОм, $R3 = 5$ кОм, $R_э = 200$ Ом, $R_б = 1$ кОм, $h_{21э} = 100$.

Решение. 1. Ток базового делителя

$$I_{дел} \approx E_п/(R1 + R2 + R3) = 15/(7 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^3) = 1 \text{ мА}.$$

2. Токозадающая разность потенциалов

$$U_0 = U_{R2} = I_{дел} R2 = 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 3 \text{ В}.$$

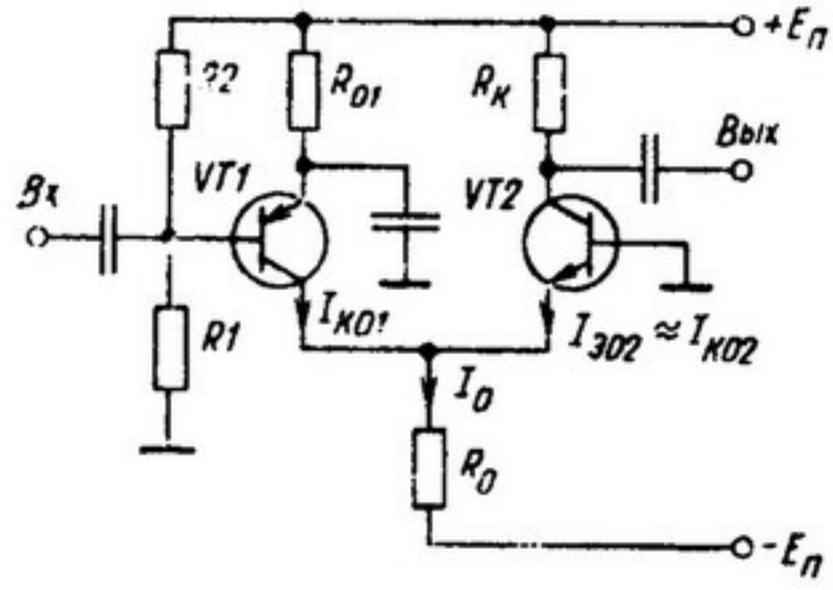


Рис. 6.6

3. В соответствии с (3.2) и учитывая, что в схеме рис. 6.1, *а* в роли сопротивления R_0 выступает резистор $R_э$, вычисляем значения рабочих токов транзисторов *VT*1 и *VT*2:

$$I_{К01} \approx I_{К02} \approx (U_{R2} - 0{,}7)/R_э = (3 - 0{,}7)/10^3 \quad 2{,}3 \text{ мА}.$$

4. Проверяем выполнимость условия $I_{дел} \gg I_{б0}$. Для этого вычисляем значение тока базы, считая, что

$$I_{Б0} \approx I_{К0}' h_{21Э} = 10^{-3}/100 \quad 10 \text{ мкА}.$$

5. Определяем искомые значения разностей потенциалов $U_{КЭ01}$ и $U_{КЭ02}$:

$$U_{КЭ01} = U_{R2} \approx I_{дел} R2 \quad 10^{-3} \cdot 7 \cdot 10^3 = 7 \text{ В};$$

$$U_{КЭ02} \quad U_{R3} + 0{,}7 - I_{К0} R_к \quad 5 + 0{,}7 - 2{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \approx 5{,}2 \text{ В}.$$

На рис. 6.6 приведен другой вариант схемной организации на постоянном токе каскодного соединения ОЭ—ОБ. В отличие от схем рис. 6.1 она допускает использование источников с пониженным номиналом питающего напряжения, так как в ней питание каскадов ОЭ и ОБ осуществляется по параллельной схеме. На рисунке приведен вариант с питанием от двух источников с заземлением базового вывода транзистора в схеме ОБ как на постоянном, так и на переменном токе. Общий ток, протекающий через резистор R_{02}, равен сумме коллекторного тока $I_{К01}$ транзистора *VT*1 и эмиттерного $I_{Э02}$ транзистора *VT*2. Ток через транзистор *VT*1 задает разность потенциалов на резисторе *R*2, при этом $I_{К01} = (U_{R2} - 0{,}7)/R_{01}$. Эмиттерный ток $I_{Э02}$ зависит как от падения напряжения, которое создает на резисторе R_{02} ток $I_{К01}$, так и от напряжения источника питания $E_п^-$. При этом $I_{Э02} = (-E_п^- - 0{,}7 - I_{К01} R_{02})/R_{02}$. Из приведенных соотношений следует, что токи $I_{К01}$ и $I_{Э02}$ равны между собой, когда выполняется следующее равенство: $(U_{R2} - 0{,}7)/(-E_п^- - 0{,}7) = R_{01}/2R_{02}$, при этом $I_{К01} = I_{Э02} = (U_{R2} - 0{,}7)/R_{01}$.

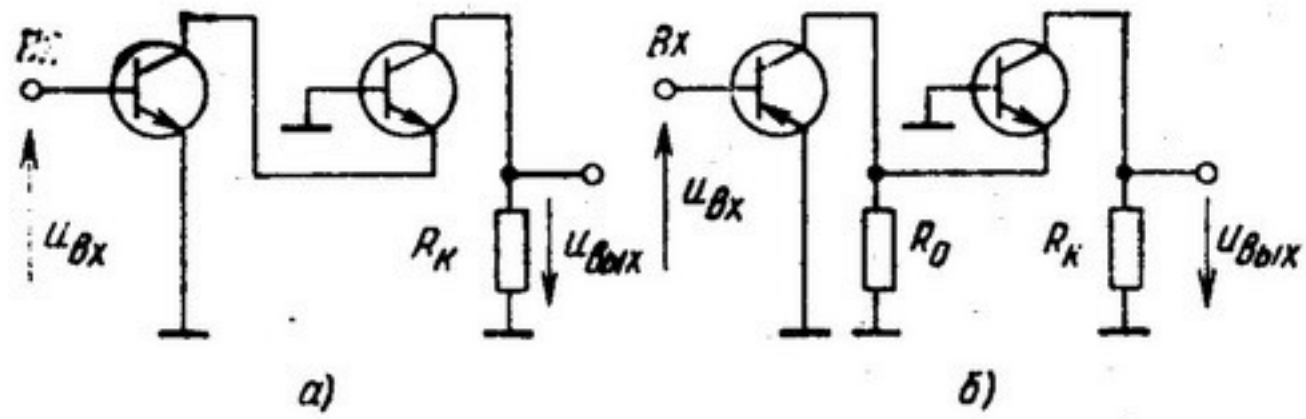


Рис. 6.7

Пример 6.2. Для схемы рис. 6.6 определить токи $I_{к01}$ и $I_{э02}$ в условиях, когда они одинаковы, а параметры схемы имеют следующие значения: $R1 = 7$ кОм, $R_{01} = 2$ кОм, $E_п^+ = 10$ В, $E_п^- = -5$ В.

Решение. 1. Вычисляем токозадающее напряжение U_{R2} для транзистора $VT1$:

$$U_{R2} = E_п + R2/(R1 + R2) = 10 \cdot 3 \cdot 10^3/(7 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^3) = 3 \text{ В}.$$

2. Находим искомые значения токов $I_{к01}$ и $I_{э02}$:

$$I_{к01} = I_{э02} = (U_{R2} - 0{,}7)/R_{01} = (3 - 0{,}7)/2 \cdot 10^3 = 2{,}15 \text{ мА}.$$

3. Определяем значение сопротивления R_{02}, обеспечивающее равенство токов $I_{к01}$ и $I_{э02}$:

$$R_{э0} = R_{01}(-E_п^- - 0{,}7)/(U_{R2} - 0{,}7) = 2 \cdot 10^3 [-(-5) - 0{,}7]/(3 - 0{,}7) \approx 3{,}7 \text{ кОм}.$$

Эквивалентные схемы обоих каскодных соединений ОЭ—ОБ для вариантов построения рис. 6.1 и 6.6 практически одинаковы и соответствуют схемам рис. 6.7. Некоторое различие в эквивалентных схемах обусловлено различием транзисторов по типу проводимости (на рис. 6.1 используются пары транзисторов с одинаковым типом проводимости, тогда как схемное построение рис. 6.6 организовано на основе комплементарной пары транзисторов), а также тем, что в состав нагрузки каскада ОЭ в схеме рис. 6.6 входит помимо входного сопротивления схемы ОБ сопротивление R_{02}. Эти различия отражены на рис. 6.7, при этом схемам рис. 6.1 соответствует рис. 6.7, *а*, а схеме рис. 6.6 — рис. 6.7, *б*. С точки зрения результата анализа свойств каскодного соединения на переменном токе эти различия не являются принципиальными, так как, во-первых, свойства каскадов при малосигнальном режиме их работы не зависят от типа проводимости используемых в схемах транзисторов, а во-вторых, проводимость резистора R_{02} в схемах рис. 6.6 и 6.7, *б* по сравнению со входной проводимостью каскада ОБ имеет пренебрежимо малое значение.

Коэффициент усиления каскодного соединения $K = K_{оэ}K_{об}$, при этом в качестве нагрузки каскада ОЭ выступает входная проводимость схемы ОБ (для схемы рис. 6.6 — параллельное соединение

этой проводимости и резистора R_{02}). Входная проводимость схемы ОБ велика, в результате чего каскад ОЭ в каскодном соединении не обладает усилением по напряжению ($K_{оэ}=1$), что согласно (5.12) существенно снижает проявление эффекта Миллера. Общее усиление, обеспечиваемое каскодной схемой, $K=K_{оэ}K_{об}=K_{об}\approx \approx K_{оэ}=g_{21}R_к$. Последние соотношения соответствуют отображенным на рис. 6.7 условно положительным направлениям сигнальных напряжений. Эти направления учитывают инвертирующий характер передачи сигналов в каскаде ОЭ и неинвертирующий в каскаде ОБ. В результате этого значение коэффициента передачи каскодного соединения определяется положительным числом, несмотря на инвертирующий характер общей передачи.

Пример 6.3. Определить коэффициент усиления схемы рис. 6.1, *а* в условиях, когда ее построение соответствует случаю, рассмотренному в примере 6.1.

Решение. 1. По формуле (4.3) вычисляем значение проводимости g_{21} транзисторов, считая, что сопротивление их базовой области $r_б = 40$ Ом:

$$g_{21}=I_{К0}/(0{,}026+r_б I_{К0}/h_{21Э})=2{,}1\cdot 10^{-3}/(0{,}026+40\cdot 2{,}1\cdot 10^{-3}/100)\approx 0{,}08 \text{ А/В}.$$

2. Искомый коэффициент усиления

$$K=K_{оэ}K_{об}\quad K_{об}\approx g_{21}R_к=0{,}08\cdot 200=16.$$

Каскодное соединение ОЭ—ОБ по усилительным свойствам соответствует одиночному каскаду ОЭ, но по сравнению с ним обеспечивает повышенную устойчивость работы схемы при их работе на повышенных частотах. Последнее объясняется тем, что в каскодном соединении входной каскад (каскад ОЭ) работает при малом значении коэффициента усиления ($K_{оэ}=1$), в результате чего ток паразитной обратной связи через проходную емкость транзистора *VT*1 имеет малое значение и эффект Миллера, несмотря на существенное общее усиление в схеме, практически не проявляет своего влияния.

6.3.2. СХЕМНЫЕ ПОСТРОЕНИЯ НА ЭМИТТЕРНО-СВЯЗАННЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Широкое распространение в аналоговых схемах, выполненных как по интегральной, так и по дискретной технологии, находит схемное построение рис. 6.8, *а*. Основной составной частью этого схемного построения является эмиттерно-связанная пара транзисторов *VT*1 и *VT*2 с идентичными (согласованными) характеристиками. На базе этой конфигурации реализуются не только схемы усиления, но и устройства перемножения сигналов, регулировки усиления, функционального преобразования. Эта конфигурация является основным звеном усилителей постоянного тока. Рассмотрим режим работы этой схемной конфигурации на постоянном токе.

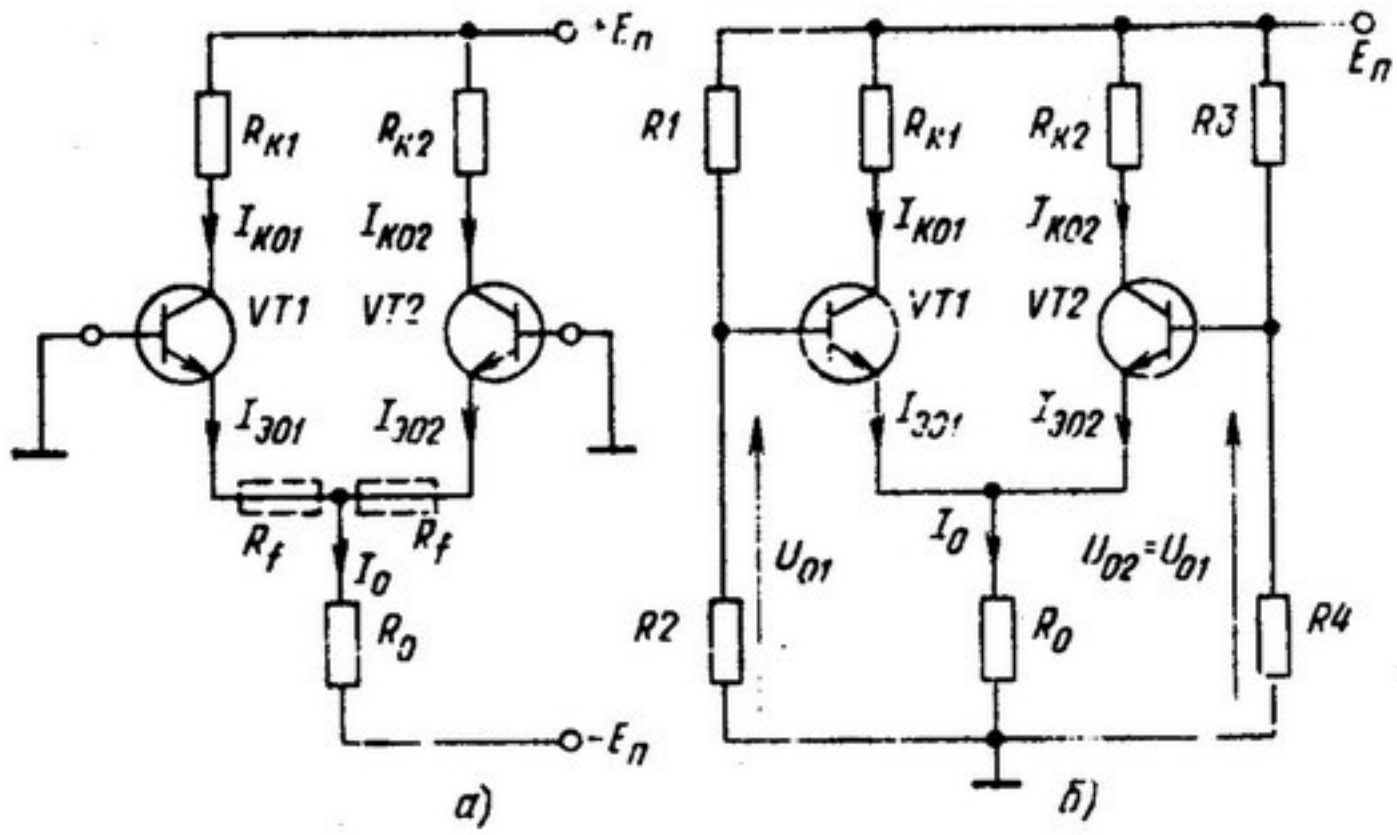


Рис. 6.8

Типовое ее включение предполагает использование двух разнополярных источников напряжения $E_п^+$ и $E_п^-$ и подключение базовых выводов транзисторов на переменном токе к точке нулевого потенциала. В силу симметрии схемы в ней в коллекторных цепях транзисторов протекают одинаковые токи. При этом

$$I_{Э01} = I_{Э02} = I_0/2; \quad I_{К01} = I_{К02} \approx I_0/2. \tag{6.1}$$

В качестве основного токозадающего источника, определяющего ток I_0 и соответственно токи $I_{К0}$, выступает источник $E_п^-$, выходное напряжение которого по аналогии со схемой рис. 3.2 выступает в роли напряжения U_0, в результате чего

$$I_0 = (-0{,}7 - E_п^-)/R_0. \tag{6.2}$$

Пример 6.4. Какое сопротивление R_0 надо включить в схеме рис. 6,8, *а* для того, чтобы рабочий ток ее транзисторов составлял 2,1 мА при напряжении источника $E_п^- = -5$ В?

Решение. В соответствии с тем, что искомые токи $I_{К0} = I_0/2$, а также с учетом (6.2)

$$R_0 = (-0{,}7 - E_п^-)/I_0 = [-0{,}7 - (-5)]/2 \cdot 2{,}1 \cdot 10^{-3} \approx 1 \text{ кОм}.$$

В ряде случаев условия работы схемы отличаются от типовых. Часто базовые выводы транзисторов *VT*1 и *VT*2 подключены к точкам с ненулевым значением постоянных потенциалов, например к средней точке резистивного делителя постоянного напряжения. Такая ситуация часто встречается на практике, когда рассматриваемая схема питается от однополярного источника питания (рис. 6.8, *б*), а также в многокаскадных усилительных трактах,

когда в их состав входят несколько непосредственно или кондуктивно связанных каскадов. В этих условиях особое внимание обращается на обеспечение симметрии схемы на постоянном токе, которая достигается строгим выравниванием токозадающих потенциалов U_{01} и U_{02} в точках подключения базовых выводов транзисторов $VT1$ и $VT2$, например подбором сопротивлений в резистивных делителях, питающих базовые цепи транзисторов в схеме рис. 6.8, *б*. Необходимость выполнения условия симметрии связана с тем, что рассматриваемая схема весьма чувствительна к разности потенциалов между базовыми выводами транзисторов $VT1$ и $VT2$, т. е. к разности потенциалов $\Delta U_0 = U_{01} - U_{02}$. Возникновение этой разности потенциалов хотя и не приводит к заметным изменениям тока I_0, но вызывает его перераспределение между двумя ветвями схем. В результате этого коллекторно-эмиттерный ток одного транзистора увеличивается, а другого — уменьшается. Появление разности потенциалов между базами транзисторов в 70 ... ... 80 мВ вызывает практически полную асимметрию в работе схемы на постоянном токе, при которой один из транзисторов оказывается закрытым, а другой — в состоянии насыщения, вследствие чего схема теряет способность усиливать сигналы.

Рассмотрим влияние разности потенциалов ΔU_0 на характер распределения тока I_0 между транзисторами. Из (4.2) следует

$$I_{К1} \approx I_{0Э} \exp(U_{БЭ1}/mU_т); \quad I_{К2} \approx I_{0Э} \exp(U_{БЭ2}/mU_т),$$

при этом в схемах рис. 6.8

$$I_0 = I_{К1} + I_{К2} = I_{К1}\{1 + \exp[(U_{БЭ2} - U_{БЭ1})/mU_т]\} =$$
$$= I_{К2}\{1 + \exp[(U_{БЭ1} - U_{БЭ2})/mU_т]\}. \qquad (6.3)$$

С учетом того, что $U_{ВЭ1} - U_{БЭ2} = \Delta U_0$, $U_{ВЭ2} - U_{БЭ1} = -\Delta U_0$ и $m = 1$, из (6.3) следует

$$I_{К1} = I_0/[1 + \exp(\Delta U_0/U_т)];$$
$$I_{К2} = I_0/[1 + \exp(-\Delta U_0/U_т)]. \qquad (6.4)$$

Пример 6.5. В схеме рис. 6.8, *б* из-за разброса номиналов базовых делителей потенциалы U_{01} и U_{02} оказались различными ($U_{01} = 5{,}05$ В, $U_{02} = 5{,}01$). Определить, как это различие отразится на распределении тока $I_0 = 6$ мА между транзисторами $VT1$ и $VT2$.

Решение. 1. Различие потенциалов U_{01} и U_{02} можно рассматривать как дополнительную дифференциальную составляющую входного напряжения.

$$\Delta U_0 = U_{01} - U_{02} = 5{,}05 - 5{,}01 = 0{,}04 \text{ В}.$$

2. В соответствии с (6.4)

$$I_{К1} = 6 \cdot 10^{-3}/[1 + \exp(0{,}04/0{,}026)];$$

$$I_{К2} = 6 \cdot 10^{-3}/[1 + \exp(-0{,}04/0{,}026)].$$

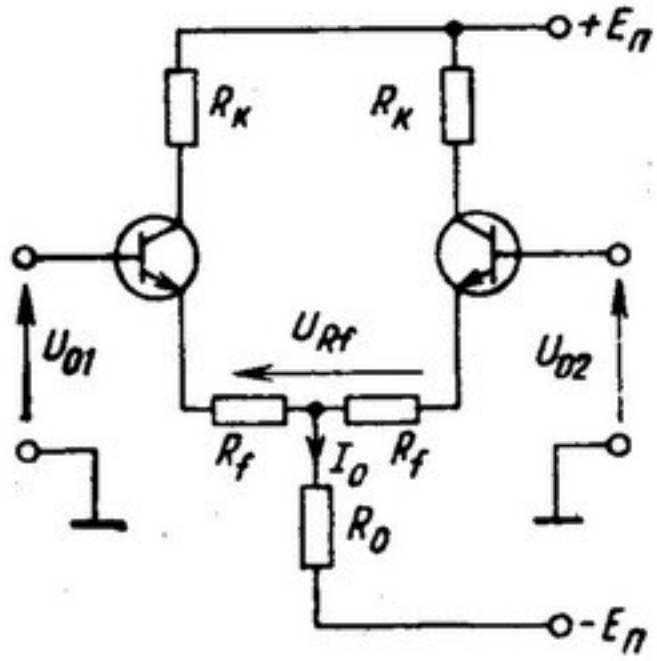


Рис. 6.9

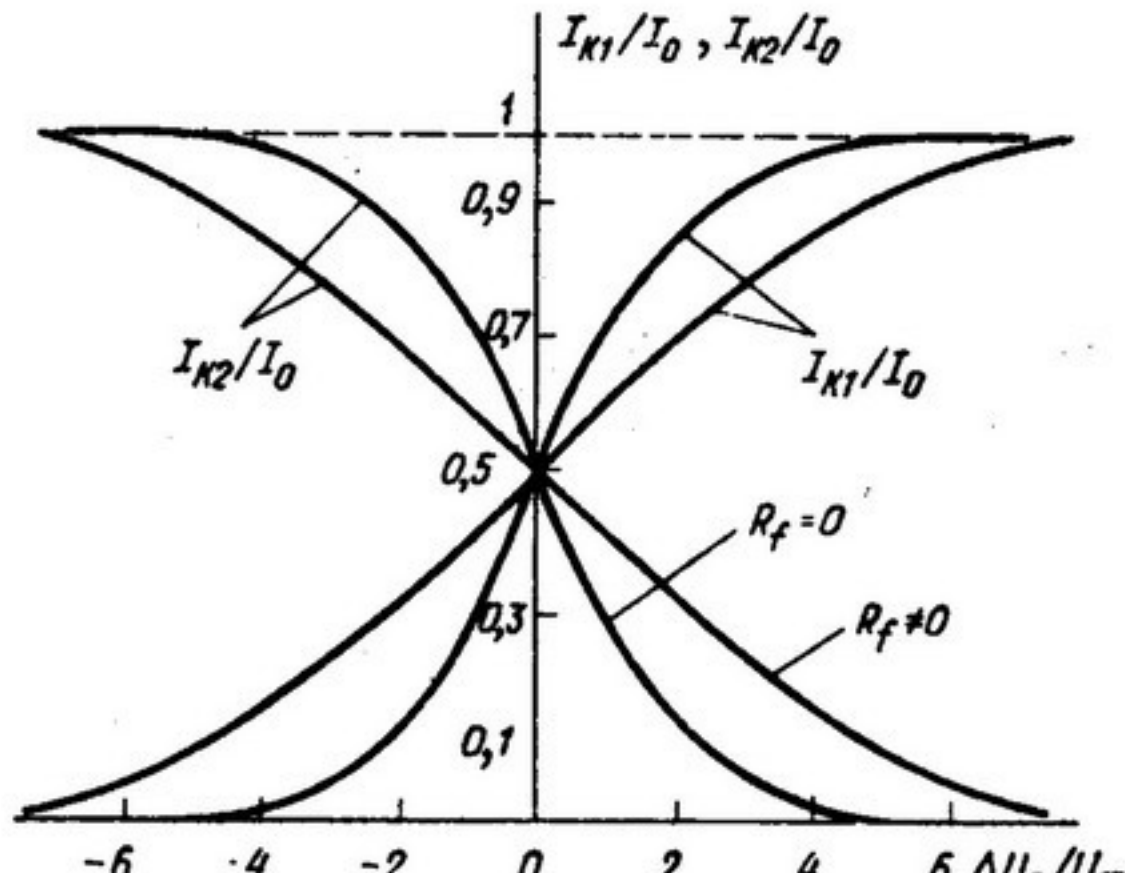


Рис. 6.10

Снижение влияния разбаланса ΔU_0 входных потенциалов U_{01} и U_{02} на работу схемы рис. 6.8 может быть достигнуто за счет введения в эмиттерные цепи ее транзисторов дополнительных резисторов R_f, как это показано на рис. 6.9.

Схемные построения при $R_f \neq 0$ обладают ОПХ с повышенной линейностью, способностью неискаженно передавать входные сигналы увеличенной интенсивности. Сказанное иллюстрирует рис. 6.10, на котором приведен график зависимости, построенный в соответствии с (6.4) и отвечающий случаю отсутствия в схеме резисторов R_f, а также график при $R_f \neq 0$. Построение последнего осуществлялось с учетом того, что $\Delta U_0 = U_{01} - U_{02} = U_{БЭ1} - U_{БЭ2} + 2R_f(I_{К01} - I_{К02})$, при этом в качестве аргументов в рассматриваемых зависимостях выступали токи $I_{К01}$ и $I_{К02} = I_0 - I_{К01}$. По значению этих токов определялись напряжения $U_{ВЭ1}$ и $U_{БЭ2}$, а по их разности — разность потенциалов $U_{Rf} = 2R_f(I_{К01} - I_{К02})$.

Линеаризирующее влияние резисторов R_f тем больше, чем больше суммарное падение напряжения $U_{Rf} = I_0 R_f$ на этих резисторах по отношению к температурному потенциалу $U_т$, т. е. чем выше отношение $U_{Rf}/U_т$ (приведенный на рис. 6.10 график соответствует $U_{Rf}/U_т = 1{,}5$, т. е. $U_{Rf} \approx 40$ мВ). Но следует иметь в виду, что включение резисторов R_f в схему вызывает снижение ее передаточных свойств в $(1 + g_{21}R_f)$ раз.

6.3.3. ФАЗОИНВЕРТОР НА ЭМИТТЕРНО-СВЯЗАННОЙ ПАРЕ ТРАНЗИСТОРОВ

Рассмотрим принципы использования схемы с эмиттерно-связанными транзисторами в качестве так называемого фазоинвер-

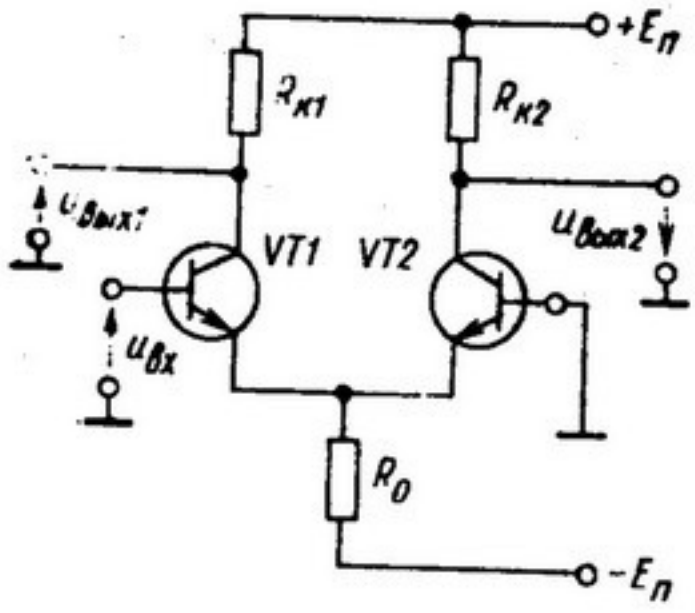


Рис. 6.11

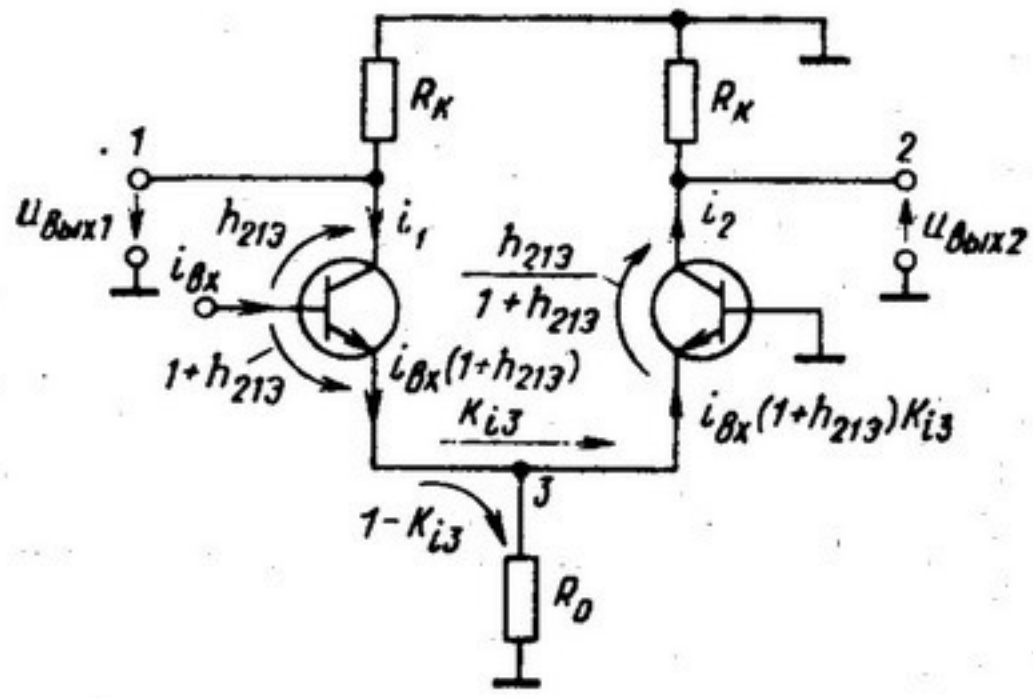


Рис. 6.12

тора (ФИ) или фазорасщепляющего каскада — каскада, задачей которого является формирование из одиночного сигнала $u_{вх}$ двух противофазных сигналов равных амплитуд. При использовании схем рис. 6.8, *а* в качестве ФИ, как показано на рис. 6.11, в коллекторных цепях транзисторов *VT*1 и *VT*2 на резисторах $R_{к1}$ и $R_{к2}$ образуются два выходных противофазных сигнала — $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$. Преобразование входного сигнального напряжения $u_{вх}$ в напряжение $u_{вых1}$ происходит с помощью однотранзисторного каскада, организованного на транзисторе *VT*1 по схеме ОЭ$_f$. Таким образом, $K_1 = u_{вых1}/u_{вх} = K_{оэf}$. В соответствии с этим и данными табл. 4.1

$$K_1 = K_{0э\,f} = R_{н1} g_{21}/(1 + g_{21} R_{f1}) = g_{21} R_{к1} (1 + g_{21} R_0)/(1 + g_{21} R_0), \quad (6.5)$$

где $R_{н1} \approx R_{к1}$; $R_{f1} = R_0 \| R_{вх\,об} = R_0/(1 + g_{21} R_0)$.

Преобразование входного сигнального напряжения $u_{вх}$ в напряжение $u_{вых2}$ осуществляется двухтранзисторным усилительным трактом по схеме ОК—ОБ, т. е. $K_2 = u_{вых2}/u_{вх} = K_{окf} K_{об}$. В соответствии с этим и данными табл. 4.1

$$K_2 = [K_{ок\,f}][K_{об}] = [g_{21} R_{н1}/(1 + g_{21} R_{н1})][g_{21} R_{н2}] = \\ = g_{21} R_0 g_{21} R_{к2}/(1 + 2 g_{21} R_0), \quad (6.6)$$

где $R_{н1} = R_0 \| R_{вх\,об} = R_0/(1 + g_{21} R_0)$; $R_{н2} \approx R_{к2}$.

Обычно в реально организованных схемах выполняются условия $2R_0 g_{21} \gg 1$ и $R_{к1} = R_{к2} = R_к$. При этом

$$K_1 \approx K_2 \approx g_{21} R_к/2. \quad (6.7\,а)$$

Формулы (6.5)—(6.7а) соответствуют схеме рис. 6.8, т. е. отсутствию дополнительных сопротивлений R_f в эмиттерных цепях транзисторов *VT*1 и *VT*2. Если же такие сопротивления в схеме присутствуют, то эти соотношения остаются в силе при замене параметра g_{21} на $g_{21f} = g_{21}/(1 + g_{21} R_f)$. Таким образом, в соответствии

с этим и (6.7а) включение в состав схемы рис. 6.8 сопротивлений R_f вызывает снижение усилительных свойств рассматриваемого фазоинверсного каскада, т. е.

$$K_1 \approx K_2 \approx g_{21}R_к/2(1 + g_{21}R_f). \qquad (6.7\,б)$$

Соотношения (6.7а) и (6.7б) указывают на то, что в результате воздействия на вход схемы рис. 6.8 входного сигнала на ее выходе образуются два одинаковых противофазных сигнала с приблизительно одинаковыми интенсивностями, т. е. эта схема выполняет функцию ФИ.

Важной характеристикой схемы как ФИ является степень различия напряжений $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$, которая в первую очередь определяется возможным несовпадением коэффициентов передачи K_1 и K_2. В качестве меры различия этих коэффициентов обычно выступает абсолютная разность

$$\Delta K = K_2 - K_1. \qquad (6.8)$$

В соответствии с (6.4), (6.5) и (6.8) в условиях $R_{к1} = R_{к2} = R_к$

$$\Delta K = -g_{21}R_к/(1 + 2g_{21}R_0) \approx -R_к/2R_0. \qquad (6.9)$$

Несовпадение коэффициентов усиления K_1 и K_2 довольно просто объяснимо на основании рассмотрения эффектов разветвления и передачи сигнальных токов в узлах и звеньях схем на эмиттерно-связанных транзисторах. Процессы прохождения токов в этих схемах иллюстрирует рис. 6.12. На нем стрелками отмечены пути прохождения этих токов с указаниями значений соответствующих коэффициентов ответвления и передачи. При этом учитывается, что в схеме ОЭ коэффициент усиления по току равен $h_{21э}$, в схеме ОК — $1+h_{21э}$, а в схеме ОБ — $h_{21э}/(1+h_{21э})$. С учетом этого при $R_{к1} = R_{к2} = R_к$

$$u_{вых1} = i_1R_к = i_{вх}h_{21э}R_к;$$

$$u_{вых2} = i_2R_к = i_{вх}(1 + h_{21э})K_{i3}[h_{21э}/(1 + h_{21э})]R_к = u_{вых1}K_{i3},$$

где K_{i3} — коэффициент ответвления тока в узле *3*. Последнее соотношение показывает, что несовпадение сигнальных напряжений $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$ определяется частичным ответвлением тока в эмиттерных цепях транзисторов в двухполюсник R_0. Следствием этого ответвления является то, что значения коэффициента K_{i3} отличаются от единицы. Значения этого коэффициента в соответствии с данными табл. 4.1 определяются соотношением

$$K_{i3} = g_{вх\,об}/(g_{вх\,об} + 1/R_0) = g_{21}/(1 + g_{21}R_0),$$

где $g_{вх\,об} = 1/g_{21}$ — входное сопротивление схемы ОБ, организованной на транзисторе *VT*1.

Из последнего соотношения и (6.9) следует, что для уменьшения различия коэффициентов усиления K_1 и K_2 и соответственно напряжений $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$ необходимо в схеме рис. 6.12 увеличивать сопротивление резистора R_0.

Увеличение сопротивления резистора R_0 вызывает уменьшение коллекторных токов и соответственно согласно (4.3) и (4.6) — ухудшение усилительных свойств каскада. В связи с этим в эмиттерную цепь целесообразно включить схему, называемую генератором стабильного тока (ГСТ) и играющую роль генератора постоянного тока I_0.

Схема ГСТ способна создавать требуемые значения тока I_0 при относительно невысоких напряжениях источника питания $E_п^-$. В то же время генератор стабильного тока обладает большим дифференциальным сопротивлением, в результате чего его подключение к эмиттерной цепи транзисторов в схемах рис. 6.8 вместо резистора R_0 практически прекращает нежелательное ответвление сигнального тока в источник постоянного тока, обеспечивает близкое к единице значение коэффициента передачи тока от эмиттера одного транзистора к эмиттеру другого и соответственно равенство напряжений $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$. Принципы схемной организации ГСТ рассмотрены в гл. 7.

6.4. ЗАКОНЫ СУММИРОВАНИЯ ИСКАЖЕНИЙ В МНОГОЗВЕННОЙ ЛИНЕЙНОЙ ЦЕПИ

Синтез схемы многокаскадного усилительного тракта осуществляется на основе покаскадного проектирования его звеньев. Процедура проектирования предполагает выбор схемных конфигураций каскадов, а также обоснование (расчет) значения элементов, входящих в схему каскадов. Указанный расчет ряда элементов осуществляется на основании данных об уровне линейных (частотных и переходных) искажений, допустимых в том или ином участке тракта. В связи с этим необходимо знание законов суммирования этих искажений в многозвенной линейной цепи. С помощью этих законов можно осуществить как вычисление искажений для тракта в целом по искажениям в его отдельных звеньях, так и распределение общих допустимых искажений между отдельными звеньями проектируемого усилительного тракта.

Нормированная АЧХ M_Σ многозвенного тракта определяется произведением нормированных АЧХ его отдельных звеньев, т. е.

$$M_\Sigma = M_1 M_2 \dots M_n, \qquad (6.10)$$

где M_j — нормированная АЧХ j-го звена многозвенного усилитель-

ного тракта, состоящего из n звеньев, существенно влияющих на ход АЧХ. Из (6.10) следует

$$d_\Sigma = d_1 d_2 \dots d_n;$$
$$1 - \varepsilon_\Sigma = (1 - \varepsilon_1)(1 - \varepsilon_2) \dots (1 - \varepsilon_n), \tag{6.11}$$

где d_Σ, d_j — уровень отсчета границы полосы пропускания тракта в целом и его j-го звена; ε_Σ, ε_j — спад нормированной АЧХ на границе полосы пропускания для тракта в целом и для его j-го звена. В пределах рабочей частотной области спады АЧХ имеют значения, существенно меньшие единицы. На этом основании может быть представлено удобное для практического применения приближенное соотношение, вытекающее из (6.11):

$$\varepsilon_\Sigma = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_n, \tag{6.12}$$

т. е. приближенно можно считать, что общий спад нормированной АЧХ на границе полосы пропускания тракта в целом равен сумме спадов, наблюдаемых в отдельных его звеньях.

Фазовый сдвиг, вносимый усилительным трактом, равен сумме фазовых сдвигов, возникающих в его отдельных звеньях:

$$\varphi_\Sigma = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n.$$

Искажения переходной характеристики в области малых времен, характеризуемые задержкой начала фронта и длительностью нарастания фронта $t_{нар}$, увеличиваются по мере роста числа каскадов и звеньев в усилительном тракте:

$$t_{нар\,\Sigma} = \sqrt{t^2_{нар1} + t^2_{нар2} + \dots + t^2_{нарj}}, \tag{6.13}$$

где $t_{нар\,\Sigma}$, $t_{нар\,j}$ — длительность нарастания фронта импульса для тракта в целом и для j-го звена. С приемлемой для инженерных расчетов точностью можно считать, что независимо от конкретной формы фильтрующего звена с монотонной или близкой к ней формой нормированной АЧХ

$$t_{нар} \approx 1/0{,}35 f_в, \tag{6.14}$$

где $f_в$ — верхняя граница полосы пропускания широкополосного тракта, определенная по уровню $d = 1/\sqrt{2} \approx 0{,}7$.

Из (6.13) и (6.14) вытекает приближенное соотношение, позволяющее определять граничную частоту полосы пропускания для тракта в целом через соответствующие значения частот его отдельных звеньев:

$$1/f^2_в = 1/f^2_{в1} + 1/f^2_{в2} + \dots + 1/f^2_{вj}, \tag{6.15}$$

где $f_в$, $f_{вj}$ — граничные частоты полосы пропускания, оцениваемые по уровню $d = 0{,}7$, тракта в целом и его отдельных звеньев.

В области больших времен искажения переходной характеристики тракта, оцениваемые спадом ее вершины Δ_Σ, определяются суммой спадов ПХ отдельных звеньев:

$$\Delta_\Sigma = \Delta_1 + \Delta_2 + \ldots + \Delta_j. \qquad (6.16)$$

При проектировании усилительных каскадов учитывают, что наиболее трудно обеспечить малый уровень искажений в оконечных каскадах, поэтому при распределении общих допустимых искажений между отдельными звеньями усилительного тракта на эти каскады выделяют большие допустимые искажения. В пределах проектирования одного каскада наибольшие частотные искажения отводят на блокировочный конденсатор в цепи эмиттера, принимая допустимый спад нормированной АЧХ в этой цепи в 3 ... 4 раза большим соответствующего спада разделительной цепи.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие виды межкаскадных соединений вы знаете?
2. В чем состоит различие непосредственной и гальванической обратной связи?
3. Какими достоинствами и недостатками обладают усилительные тракты с емкостными межкаскадными связями?
4. Какими достоинствами и недостатками обладают усилительные каскада, в которых связь с цепями нагрузки осуществляется с помощью трансформатора?
5. Почему схема рис. 6.1 относится к усилительным трактам с последовательным питанием каскадов?
6. Почему при использовании в усилительных трактах в качестве усилительного звена каскодного соединения ОЭ—ОБ резко снижается проявление эффекта Миллера?
7. Почему при организации каскада на паре эмиттерно-связанных транзисторов предпочтение отдается схеме рис. 6,8, *а*, несмотря на то, что ее организация требует применения двух источников питания?
8. С какой целью в эмиттерные цепи транзисторов схемы рис. 6.8, *а* включают дополнительные резисторы R_l?
9. Поясните процесс преобразования в схеме рис. 6.11 сигнала $u_{вх}$ в выходные сигналы $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$.
10. Какими обстоятельствами вызывается возможное несовпадение амплитуд сигналов $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$ на выходе ФИ рис. 6.11?
11. Чем ограничена область возможного применения соотношения (6.12)?

ГЛАВА 7

БАЗОВЫЕ СХЕМНЫЕ КОНФИГУРАЦИИ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ И УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

7.1. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД

Схемные конфигурации, предназначенные для выполнения в виде микросхем, обладают рядом особенностей. По своему построению они, как правило, являются усилителями постоянного тока, при их организации используется ряд типовых схемных построений, таких как генератор стабильного тока, схема сдвига уровня, конфигурация «токовое зеркало» и др.

Одной из широко используемых в микросхемах и усилителях постоянного тока конфигураций является схемное построение типа *дифференциальный усилительный каскад* (ДК) или усилитель разности. Остановимся на общих свойствах дифференциального каскада и связанных с ним основных понятиях и определениях.

Дифференциальный усилитель — это усилитель с двумя входами, относительно которых коэффициенты передачи равны по величине и противоположны по знаку. Дифференциальный усилитель, у которого указанные условия выполняются, называется идеальным дифференциальным усилителем. Один из входов ДК называется неинвертирующим, другой — инвертирующим. Усиление сигнала, поступающего на неинвертирующий вход, происходит без изменения знака, а поданного на инвертирующий вход — с изменением (инверсией) знака на противоположный. В дальнейшем параметры, характеризующие свойства ДК по неинвертирующему входу, будем отмечать индексом «+», по инвертирующему — «—». На схемах зажим, соответствующий инвертирующему входу, отмечается соответствующим символом инверсии (рис. 7.1).

Выходной эффект ДК определяется наложением (суперпозицией) результатов усиления сигналов, воздействующих на оба входа, т. е.

$$u_{вых} = u_{вх+} K_+ - u_{вх-} K_-, \qquad (7.1)$$

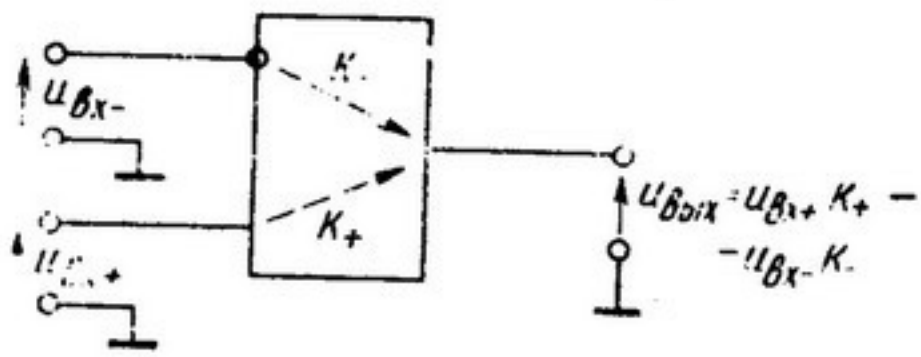


Рис. 7.1

где K_+, K_- — коэффициенты передачи ДК относительно неинвертирующего и инвертирующего входов. В идеальном ДК $K_+ = K_-$, в результате чего его выходной сигнал независимо от уровней сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$ определяется только их различием, поэтому ДК часто называют усилителем разности.

Во входном сигнале ДК различают дифференциальную (разностную) $u_д$ и синфазную (парафазную) $u_с$ составляющие:

$$u_д = u_{вх+} - u_{вх-}; \quad u_с = (u_{вх+} + u_{вх-})/2. \tag{7.2}$$

Дифференциальная составляющая $u_д$ характеризует различие (асимметрию) сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$, а синфазная $u_с$ — степень их совпадения (симметрии).

В реальных ДК коэффициенты передачи K_+ и K_- могут различаться, в результате чего выходной сигнал зависит не только от дифференциальной (разностной) составляющей сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$, но и от их синфазного значения (от синфазного сигнала), при этом

$$u_{вых} = u_д K_д + u_с K_с, \tag{7.3}$$

где $K_д$ — коэффициент передачи дифференциальной $u_д$ составляющей сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$; $K_с$ — коэффициент передачи синфазной $u_с$ составляющей сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$. Первый коэффициент характеризует усилительные свойства ДК в среднем, а второй — различие этих свойств по неинвертирующему и инвертирующему участкам его тракта:

$$K_д = (K_+ + K_-)/2; \quad K_с = K_+ - K_-. \tag{7.4 а}$$

Качество усилителя как дифференциального в первую очередь определяется степенью относительного различия коэффициентов $K_д$ и $K_с$. Отношение $K_д/K_с$ называют коэффициентом ослабления синфазного сигнала и обозначают как $\mu_с$. Из (7.4а) и приведенного определения параметра $\mu_с$ следует

$$\begin{gathered} K_+ = K_д[1 + (1/\mu_с)]; \quad K_- = K_д[1 - (1/\mu_с)]; \\ K_д = K_+/[1 + (1/\mu_с)] = K_-/[1 - (1/\mu_с)]; \\ K_с = K_+/(\mu_с + 1) = K_-/(\mu_с - 1). \end{gathered} \tag{7.4 б}$$

В ДК высокого качества этот коэффициент может достигать значений $10^5 \ldots 10^6$. Для идеального ДК $\mu_с = \infty$. Обычно значения коэффициентов ослабления синфазного сигнала приводятся в децибелах, а именно $\mu_с$, дБ $= 20 \lg |\mu_с|$.

На рис. 7.2 приведена эквивалентная схема, при составлении которой учтены возможные отклонения свойств реальных ДК от идеальных. В ней отражены такие свойства реальных дифференциальных усилителей, как его чувствительность к воздействию синфазного сигнала, ненулевое значение его выходного сопротив-

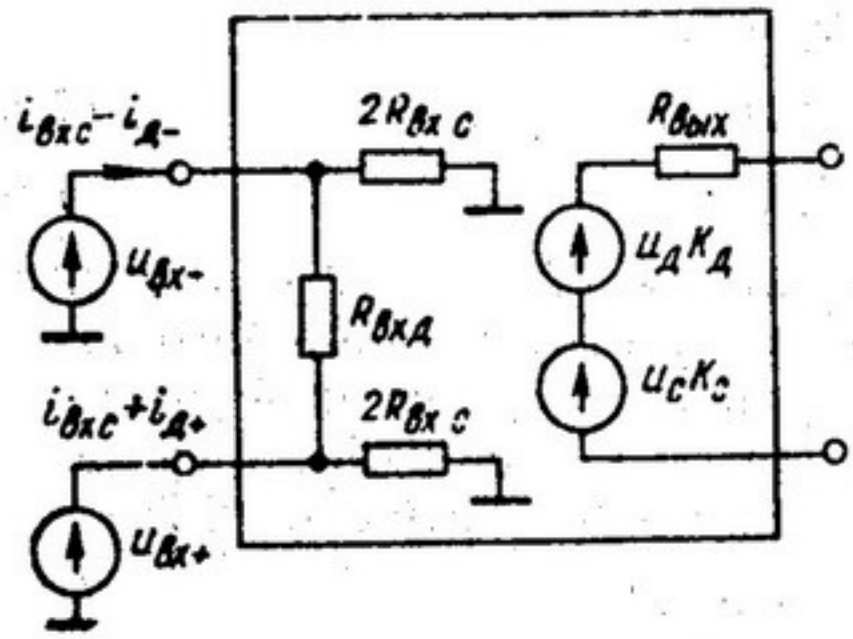


Рис. 7.2

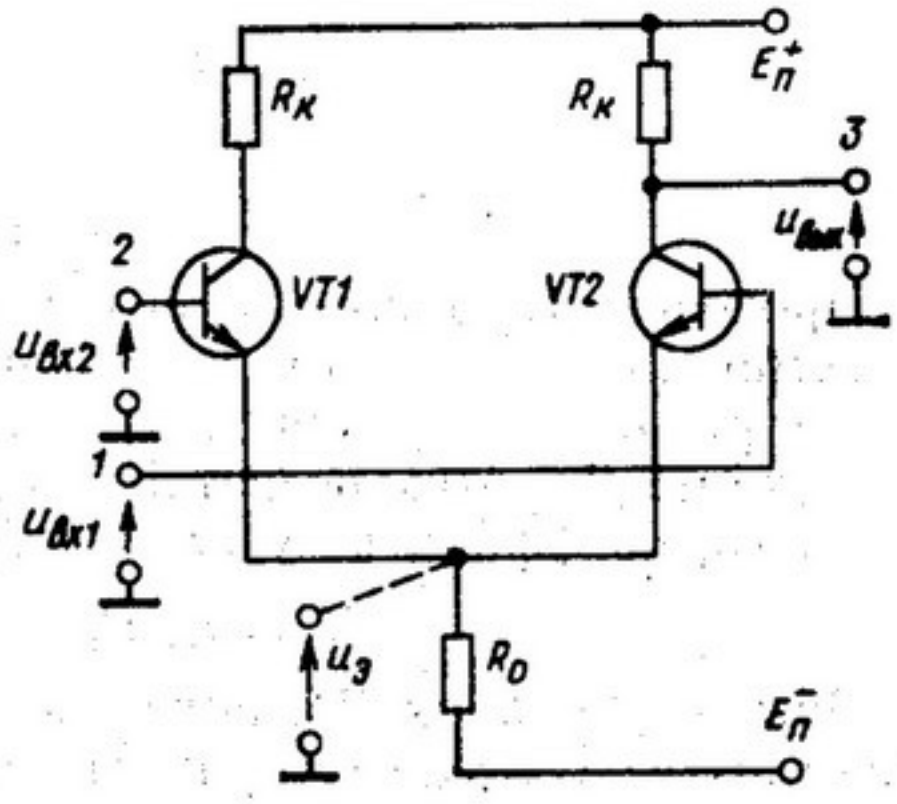


Рис. 7.3

ления $R_{вых}$, конечность входных сопротивлений $R_{вх\,д}$ и $R_{вх\,с}$ для дифференциальной и синфазной составляющих сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$. Вследствие того, что эти $R_{вх\,д}\neq\infty$ и $R_{вх\,с}\neq\infty$, в схеме возникают входные сигнальные токи $i_д$ и $i_с$, при этом

$$i_д = u_{вх\,д}/R_{вх\,д}; \quad i_{вх\,с} = u_{вх\,с}/R_{вх\,с};$$
$$i_{вх+} = i_{вх\,с} + i_д; \quad i_{вх-} = i_{вх\,с} - i_д.$$

Обычно при схемной организации ДК ориентируются в первую очередь на использование эмиттерно-связанных транзисторов.

Рассмотрим возможности использования схем рис. 6.8 и 6.11 в качестве ДК. Для этого в этих схемах выделим пару входных зажимов *1* и *2* и один выходной *3* (рис. 7.3). По отношению к этому выходу вход *2* — неинвертирующий, так как передача $K_{2.3}$ от этого входа до точки *3* определяется двухкаскадной схемой ОК—ОБ, в которой оба каскада не инвертируют фазу, т. е. $K_{2.3}=K_+$. Согласно (6.6) значение этого коэффициента передачи определяется соотношением

$$K_{2.3} = K_+ = g_{21}R_0 g_{21}R_к/(1 + 2g_{21}R_0) \approx g_{21}R_к/2. \qquad (7.5)$$

Вход *1* — инвертирующий. Относительно него передача сигнала осуществляется каскадом ОЭ$_f$, следовательно, $K_{1.3}=K_-$, где $K_{1.3}$ — коэффициент передачи от точки *1* до точки *3*. Согласно (6.5)

$$K_{1.3} = K_- = g_{21}R_к(1 + g_{21}R_0)/(1 + 2g_{21}R_0) \approx g_{21}R_к/2. \qquad (7.6)$$

Сопоставление (7.5) и (7.6) показывает, что рассматриваемая схема может выполнять функции ДК, при этом согласно (7.4) ... ... (7.6) и (6.17)

$$K_д \approx g_{21} R_к / 2; \qquad (7.7)$$

$$K_с \approx - R_к / 2R_0; \qquad (7.8)$$

$$\mu_с = g_{21} R_0. \qquad (7.9)$$

Проведенный анализ и его результаты (7.7)—(7.9) относятся к схемным построениям, в которых отсутствуют дополнительные резисторы R_f в эмиттерных цепях транзисторов. Включение в состав схемы ДК этих резисторов (см. рис. 6.9) снижает дифференциальный коэффициент усиления $K_д$, при этом согласно (6.7а)

$$K_д = g_{21} R_к / 2 (1 + g_{21} R_f). \qquad (7.10)$$

Обычно в схемах ДК вида рис. 6.10 значения R_f удовлетворяют неравенству $R_f \ll R_0$, в результате чего

$$K_с = - R_к / 2 (R_0 + R_f) \approx - R_к / 2R_0;$$

$$\mu_с = g_{21} (R_0 + R_f) \approx g_{21} R_0.$$

Последние соотношения указывают на то, что включение резисторов R_f практически не отражается на коэффициенте передачи $K_с$ синфазного сигнала и его коэффициенте ослабления.

Работа схемы рис. 6.8, *а* на постоянном токе при ее использовании в качестве простейшего ДК рис. 7.3 имеет ряд особенностей. Эти особенности обусловлены возможным воздействием на вход ДК существенного постоянного синфазного напряжения $U_с$. В схеме рис. 7.3 в качестве токозадающей разности потенциалов выступает не только напряжение источника питания $E_п^-$, но и постоянная составляющая $U_{с0}$ самого синфазного напряжения. В результате этого вычисление тока I_0 следует проводить по формуле, несколько отличной от (6.2), а именно

$$I_0 = (U_{с0} - 0{,}7 - E_п^-) / R_0. \qquad (7.11)$$

Пример 7.1. Определить в схеме рис. 7.3 изменение потенциала $u_{вых}$, вызванное одновременным воздействием на схему постоянных потенциалов $u_{вх1} = 0{,}10$ В и $u_{вх2} = 0{,}12$ В в условиях, когда $R_0 = 1$ кОм, $E_п^- = -5{,}7$ В, $R_к = 1$ кОм.

Решение. 1. Согласно (7.2)

$$U_{с0} = (0{,}12 + 0{,}10)/2 = 0{,}11 \text{ В}.$$

2. В соответствии с (7.11), (6.1) и (4.3), считая, что $m \approx 1$, получаем

$$I_0 = [0{,}11 - 0{,}7 - (-5{,}7)] / 10^3 \approx 5 \text{ мА};$$

$$I_{к0} = 5 \cdot 10^{-3}/2 = 2{,}5 \text{ мА};$$

$$g_{21} = 2{,}5 \cdot 10^{-3} / (0{,}026) \approx 0{,}1 \text{ А/В}.$$

3. С помощью (7.2) и (7.8) вычисляем

$$u_д = 0{,}12 - 0{,}10 = 0{,}02 \text{ В};$$

$$K_д = 0{,}1 \cdot 10^3/2 = 50; \quad K_с = -10^3/(2 \cdot 10^3) = -0{,}5.$$

4. По найденным в предыдущем пункте значениям с помощью (7.3) вычисляем искомое изменение потенциала $u_{вых}$:

$$u_{вых}=0{,}02\cdot 50+(-0{,}5)\cdot 0{,}11=0{,}965\ \text{В}.$$

Следует отметить, что ненулевое по значению постоянное синфазное напряжение $U_{с0}$ может вызвать выход РТ за пределы линейной области выходных ВАХ транзисторов, так как это напряжение передается в эмиттерную цепь транзисторов $VT1$ и $VT2$, изменяя потенциалы их эмиттеров и соответственно разность потенциалов $U_{кэ0}$. В связи с этим необходимо, чтобы значение напряжения источника питания $E_п^+$ отвечало условию $E_п^+ \geqslant U_{нач}+U_с+u_{m\,вых}$, где $u_{m\,вых}$ — амплитуда сигнального напряжения на коллекторах транзисторов $VT1$ и $VT2$. Соотношения (7.5)—(7.10) соответствуют малосигнальному режиму работы транзистора. В тех случаях, когда уровни сигналов таковы, что условия малосигнальности не выполняются, вычисления следует осуществлять с помощью (6.4) или графиков рис. 6.10, считая, что $\Delta U_0=u_д$.

Пример 7.2. В условиях, аналогичных рассмотренным в предыдущем примере, вычислить изменения потенциала $u_{вых}$ при воздействии на вход ДК дифференциального сигнала $u_д$ повышенной интенсивности, когда $u_д=-0{,}05$ В. При вычислениях считать, что синфазная составляющая сигнала имеет прежнее значение $u_с=0{,}11$ В.

Решение. 1. Исходные значения коллекторных токов согласно проведенным в предыдущем пункте вычислениям $I_{К02}=2{,}5$ мА.

2. При воздействии дифференциальной составляющей с указанной в условиях задачи полярностью коллекторный ток транзистора $VT2$ уменьшится. Новое значение этого тока согласно (6.4)

$$I_{К2}=5\cdot 10^{-3}/[1+\exp(0{,}05/0{,}026)]\approx 0{,}67\ \text{мА}.$$

3. Изменение коллекторного тока транзистора $VT2$

$$i_2=I_{К2}-I_{К02}=0{,}67\cdot 10^{-3}-5\cdot 10^{-3}\approx -4{,}33\ \text{мА}.$$

4. Искомое значение изменения потенциала

$$u_{вых}=-i_2R_к=-(-4{,}33\cdot 10^{-3}\cdot 10^3)=4{,}33\ \text{В},$$

т. е. потенциал коллектора повысится на 4,33 В по отношению к его исходному значению 5 В.

7.2. ГЕНЕРАТОР СТАБИЛЬНОГО ТОКА И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ В СХЕМЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Недостатком ДК, выполненного по простейшей схеме рис. 7.3, является низкое значение коэффициента ослабления синфазного сигнала. Повышение значений этого коэффициента может быть достигнуто согласно (7.8) за счет увеличения сопротивления рези-

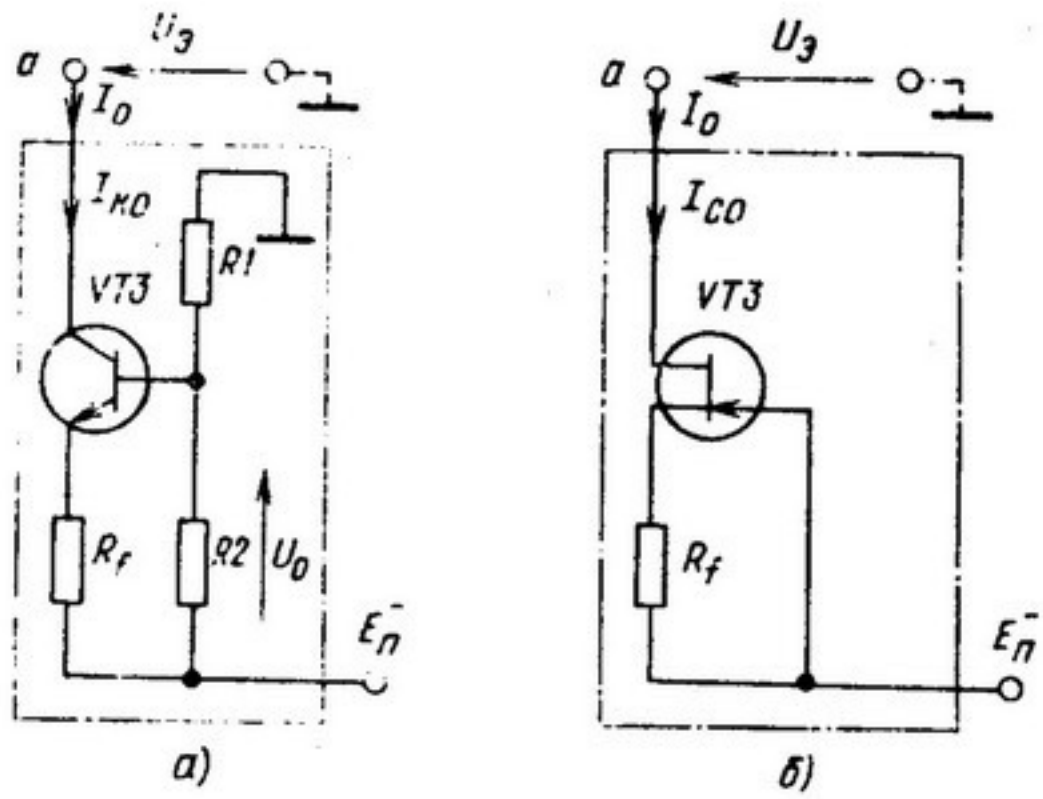


Рис. 7.4

стора R_0. Но непосредственно увеличение сопротивления резистора R_0 в схеме рис. 7.3 вызывает уменьшение коллекторных токов и соответственно ухудшение согласно (4.3) и (7.7) усилительных свойств каскада. В связи с этим в эмиттерную цепь целесообразно включить схему, называемую *генератором стабильного тока* (ГСТ).

Схема ГСТ способна создавать требуемые значения тока I_0 при относительно невысоких напряжениях источника питания $E_п^-$. В то же время она является высокоомным источником постоянного тока, т. е. двухполюсником, в котором ток I_0 не зависит от приложенных к нему потенциалов, в том числе и от потенциала $U_э$ эмиттеров транзисторов $VT1$ и $VT2$ в схеме рис. 7.3.

На рис. 7.4 приведены типовые схемные конфигурации, предназначенные к использованию в качестве схем ГСТ в ДК типа рис. 7.3 и ему подобных.

Основным функциональным звеном, обеспечивающим в ГСТ определенное и стабильное значение выходного тока I_0 и высокоомное сопротивление R_0, является выходная цепь транзистора $VT3$, включенного по схеме $ОЭ_f$ (рис. 7.4, *а*) или $ОИ_f$ (рис. 7.4, *б*). Выходное дифференциальное сопротивление R_0 этих схем включения транзисторов велико и согласно (4.9) и (4.10) может достигать значений $R_0=(1+g_{21}R_f)/g_{22}\approx g_{21}R_f/g_{22}$. Так, для биполярного транзистора, в котором в соответствии с (4.3) и (4.4) $g_{21}=I_0 m U_т$ и $g_{22}\approx I_0/U_{эр}$, $R_0\approx(U_{эр}/mU_т)R_f\approx(2\cdot10^3\ldots10^4)R_f$. Это при $R_f\approx1$ кОм обеспечивает значения коэффициентов ослабления синфазного сигнала, превышающие 60 ... 80 дБ.

По принципам организации работы на постоянном токе схемы рис. 7.4 полностью эквивалентны рассмотренным ранее рис. 3.2

и 3.3, *а*, за исключением того, что в них в качестве цепи нагрузки выступает цепь, в которую поступает ток I_0.

При организации схемы ГСТ следует учитывать возможные влияния паразитных проводимостей транзисторов (проводимости база — коллектор в ГСТ на биполярном транзисторе и сток — исток в схемах на полевых). Наиболее существенное влияние на работу ГСТ могут оказать емкостные составляющие этих проводимостей, обратная связь через которые может существенно снизить выходной импеданс ГСТ, особенно на высоких частотах.

Снижение выходного импеданса связано с тем, что структура петли ОС такова, что в ней петлевая передача $T_{a.0}(0)=0$, а $T_{a.0}(\infty)\neq 0$, где $T_{a.0}(0)$ — петлевая передача, определенная в условиях, когда точка *а* схемы рис. 7.4 присоединена к точке нулевого потенциала; $T_{a.0}(\infty)$ — петлевая передача в схеме рис. 7.4. В этих условиях согласно (5.3) выходное сопротивление ГСТ с учетом действия ОС оказывается заниженным в $1+T_{a.0}(\infty)$ раз по сравнению с его значением, определенным в условиях отсутствия действия ОС. Значение петлевой передачи $T_{a.0}(\infty)$ и соответственно степень этого воздействия тем больше, чем больше сопротивление базовой цепи, поэтому желательно цепь базового делителя делать по возможности низкоомной, а среднюю точку делителя через блокирующую емкость подсоединять к точке нулевого потенциала.

7.3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО ПОДКЛЮЧЕННОЙ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассмотренные варианты схемного построения ДК и проведенный анализ их работы были ориентированы на так называемый однофазный съем сигнального напряжения с выхода ДК. При таком съеме в качестве выходного сигнала выступает потенциал одного из выходных зажимов УП, т. е. сигнал, наблюдаемый между этим выходным зажимом и точкой нулевого потенциала (потенциал коллектора транзистора *VT*2 в схеме рис. 7.3).

Часто работа схемы ДК организована таким образом, что в качестве выходного сигнала выступает разность потенциалов $u_{a\,б}$ между его выходными зажимами *а* и *б*, как показано на рис. 7.5, *а*. Такой способ выделения выходных сигналов называется дифференциальным. При дифференциальном способе выделения сигналов ДК между коллекторами (стоками) его транзисторов оказывается подключенным дополнительный двухполюсник $R_н$, через который в случае ненулевого значения разности потенциалов $u_{a\,б}$ протекает ток $i_н = u_{a\,б}/R_н$.

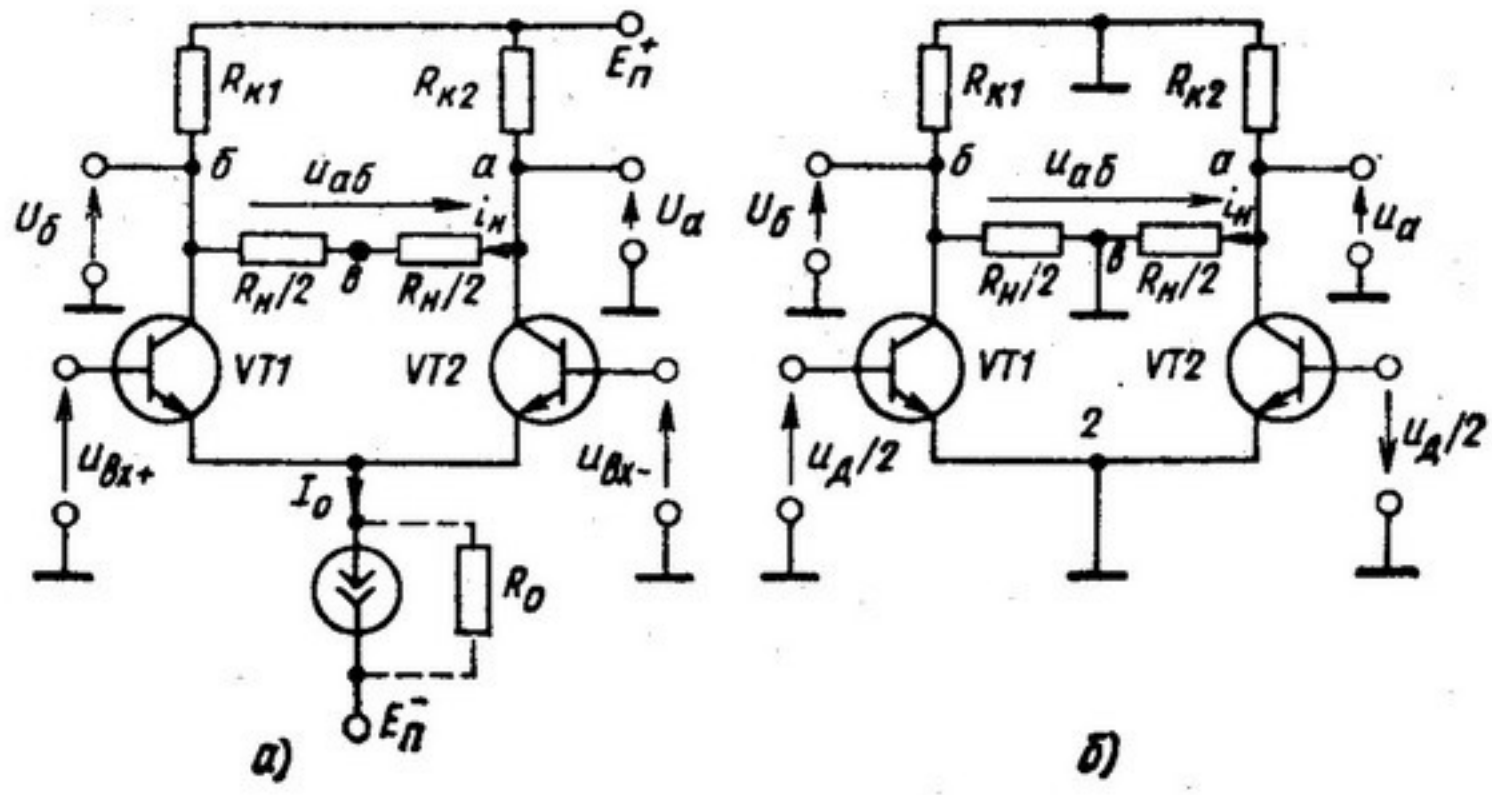


Рис. 7.5

Рассмотрим передаточные свойства схемы рис. 7.5, *а*, которые будем характеризовать как дифференциальным $K_д = u_{а\,б}/(u_{вх+} - u_{вх-})$, так и синфазным коэффициентом передачи $K_с = u_{а\,б}/[(u_{вх+} + u_{вх-})/2]$. Рассмотрение осуществим применительно к симметричному построению схемы, предполагающему равенство коллекторных резисторов *VT*1 и *VT*2 ($R_{к1} = R_{к2} = R_к$). Двухполюсник $R_н$ для удобства и наглядности рассмотрения представим состоящим из двух одинаковых частей, каждая из которых имеет сопротивление $R_н/2$. При таком представлении усилительного каскада исходные значения потенциалов точек *а* и *б* одинаковы, разность потенциалов $u_{а\,б}$ равна нулю и через нагрузку $R_н$ ток $i_н$ не протекает.

Воздействие синфазного сигнала на входы рассматриваемого ДК не вызывает нарушения симметрии плеч, т. е. равновеликого распределения тока I_0 между эмиттерными цепями транзисторов *VT*1 и *VT*2. Потенциалы точек *а* и *б* в ответ на воздействие синфазного сигнала могут претерпевать изменения, но эти изменения оказываются одинаковыми, в результате чего разность потенциалов $u_{а\,б}$ на нагрузке $R_н$ и протекающий через нее ток $i_н$ по-прежнему сохраняют нулевые значения. Таким образом, синфазная составляющая сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$ не оказывает влияния на значения выходного напряжения ($u_{а\,б}$) и тока ($i_н$).

Появление на входе ДК дифференциального сигнала $u_д$ вызывает асимметрию в распределении тока I_0 между эмиттерными цепями транзисторов *VT*1 и *VT*2. При этом коллекторные потенциалы $u_а$ и $u_б$ транзисторов претерпевают одинаковые, но противофазные изменения, а потенциалы в точках *в* и *г* остаются неизменными. В связи с тем, что напряжение $u_д$ не вызывает появления сигнальных потенциалов в этих точках, они могут быть интерпретированы как точки нулевого сигнального потенциала. Указанное

обстоятельство отображено на рис. 7.5, *б*, на котором представлена эквивалентная схема каскада, отражающая его работу на переменном токе в условиях, когда $u_c=0$. В соответствии с этой схемой можно утверждать, что для дифференциального сигнала в роли эквивалентного сопротивления коллекторной нагрузки каждого плеча выступает параллельное соединение сопротивления $R_к$ и $R_н/2$. В соответствии с этим и (7.7) изменения потенциалов в точках *а* и *б* могут быть вычислены по формуле $u_а=-u_б=u_д g_{21} R_{эк}/2$, при этом $u_{а\,б}=u_а-u_б=2u_а=u_д g_{21} R_{эк}$, $i_н=u_{а\,б}/R_н=u_д g_{21} R_{эк}/R_н$, где $R_{эк}=R_н R_к/(R_н+2R_к)$.

Рассмотренные вычисления базировались на предположениях о малосигнальном воздействии напряжения $u_д$. В тех случаях, когда предположение о малосигнальности не является правомочным, вычисление напряжения $u_{а\,б}$ и тока $i_н$ можно приближенно осуществлять с помощью (6.4) или графиков рис. 6.9. Приближенность таких вычислений обусловлена тем, что (6.4) не учитывает влияние на формирование коллекторных токов возможной асимметрии в изменениях базовых токов транзисторов *VT*1 и *VT*2.

7.4. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Рассмотрение шунтирующего влияния ДК на выходы предшествующих ему каскадов и схем осуществляют с помощью его входных сопротивлений для дифференциальной $R_{вх\,д}$ и синфазной $R_{вх\,с}$ составляющих сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$. Сущность этих сопротивлений иллюстрирует рис. 7.2.

Найдем сопротивления $R_{вх\,д}$ и $R_{вх\,с}$. Для этого последовательно рассмотрим воздействие на вход ДК дифференциальной $u_д$ и синфазной $u_с$ составляющих сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$. Анализ осуществим в предположении, что напряжения $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$ оказывают малосигнальные воздействия, в результате чего при вычислениях можно применять метод четырехполюсника и представление свойств транзистора с помощью их *g*-параметров.

Дифференциальная разность потенциалов $u_д$ в условиях отсутствия синфазного сигнала $u_с$, т. е. когда $u_{вх+}=-u_{вх-}=u_д/2$, вызывает согласно рис. 7.2 появление на неинвертирующем и инвертирующем входах ДК равных по величине и противоположных по направленности токов $i_{д+}$ и $i_{д-}$. На рис. 7.6 приведена эквивалентная схема каскада рис. 7.3, иллюстрирующая его работу на переменном токе, когда на вход каскада воздействует только дифференциальный сигнал $u_д$. В этих условиях входные сопротивления $R_{вх+}$ и $R_{вх-}$ равны между собой. Их значения можно определить с помощью соотношений для входного сопротивления схемы ОЭ$_f$. Согласно сказанному и соотношениям (4.3) и (4.5)

$$R_{вх+}=R_{вх-}=R_{вх\,оэ\,f}=(1+g_{21}R_f)/g_{21}. \qquad (7.12)$$

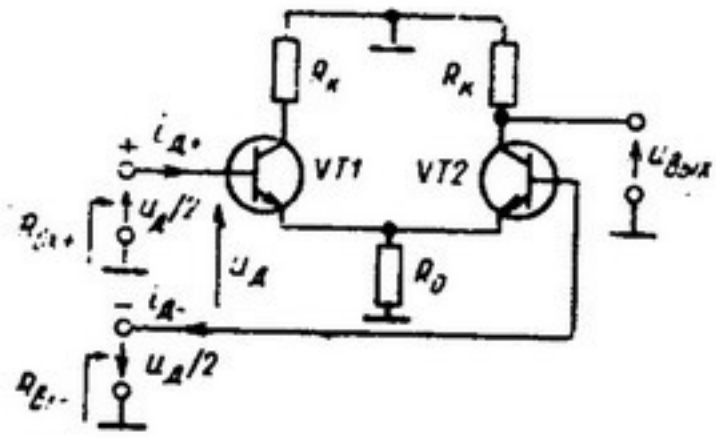


Рис. 7.6

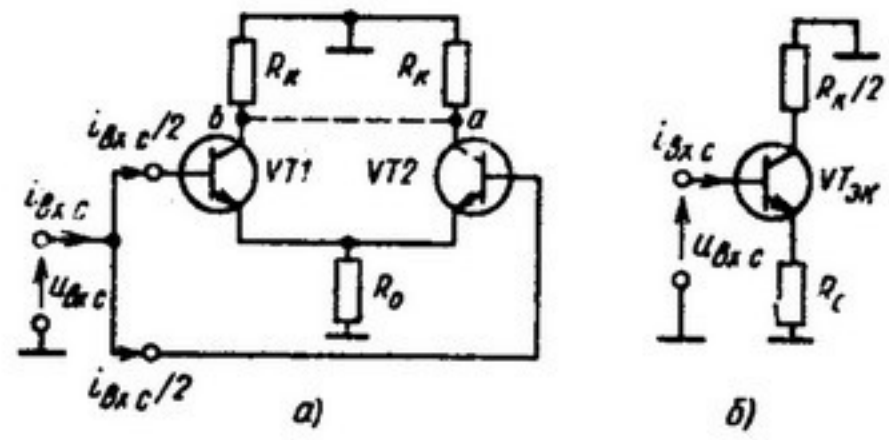


Рис. 7.7

В рассматриваемых каскадах $ОЭ_f$ на транзисторах *VT*1 и *VT*2 в качестве R_f выступает параллельное соединение сопротивления R_0 и выходного сопротивления $R_{вых\,ок}$ схемы ОК. Учитывая это, а также то, что $R_{вых\,ок} = R_{вх\,об} = 1/g_{21}$ и $R_0 \gg (1/g_{21})$, получаем $R_f = R_0/(1 + g_{21}R_0) \approx 1/g_{21}$. После подстановки последнего соотношения в (7.12) находим искомое входное сопротивление для дифференциальной составляющей сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$:

$$R_{вх\,д} = 2R_{вх+} = 2R_{вх-} = 4/g_{11}. \qquad (7.13)$$

В процессе вычисления сопротивления $R_{вх\,с}$ учтем, что в исходном состоянии и при воздействии на входы ДК только синфазных сигналов $u_с$ разность потенциалов между коллекторами его транзисторов (разность потенциалов $u_{аб}$ в схеме рис. 7.7, *а*) имеет нулевое значение. В связи с этим на эквивалентной схеме рис. 7.7, *б*, отражающей процессы воздействия на ДК синфазных сигналов, оба транзистора *VT*1 и *VT*2 могут быть объединены в один $VT_{эк}$, эквивалентный по свойствам двум параллельно соединенным исходным транзисторам. Таким образом, входное сопротивление $R_{вх\,с}$ для синфазной составляющей сигналов согласно рис. 7.7, *б* можно рассматривать как входное сопротивление схемы $ОЭ_f$, организованной на двух параллельно включенных транзисторах *VT*1 и *VT*2. При этом в качестве сопротивления R_f в схеме выступает двухполюсник R_0, являющийся выходной цепью генератора стабильного тока. В соответствии с этим, а также с (4.3) и (4.5) и тем, что совокупность из *n* параллельно включенных транзисторов имеет в *n* раз большее значение *Y*-параметров, получаем

$$R_{вх\,с} = R_{вх\,оэ\,f} = (1 + 2g_{21}R_0)/2g_{11} \approx h_{21э}R_0. \qquad (7.14)$$

Двухполюсник R_0 является высокоомной цепью, а значения параметра $h_{21э}$ существенно превышают единицу. В соответствии с этим и с (7.13) и (7.14) можно отметить, что входное сопротивление для синфазной составляющей входных сигналов $u_{вх+}$ и $u_{вх-}$ велико и во много раз превышает входное сопротивление для диф-

ференциальной составляющей этих сигналов. По указанным причинам с возможным влиянием $R_{вх\,с}$ на свойства предшествующих ДК схем в ряде случаев не считаются.

7.5. СХЕМА СДВИГА УРОВНЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Невозможность использования в составе аналоговых микросхем конденсаторов относительно большой емкости обусловливает необходимость организации этих схем как усилителей постоянного тока. Многокаскадное построение таких усилителей, как правило, связано с использованием в составе тракта схемных конфигураций, обеспечивающих понижение (сдвиг) постоянных потенциалов в цепях межкаскадного соединения. Необходимость включения схем сдвига уровня (ССУ) обусловлена тем, что в микросхемах изготовление *p-n-p* транзисторов с хорошими характеристиками связано с определенными технологическими трудностями. В связи с этим при схемной организации аналоговых микросхем стараются избегать использования транзисторов этого типа проводимости, и соответственно трактов с чередующимися по типу проводимости каскадами (см. рис. 6.2, *б*).

В каскадах ОЭ и ОБ на транзисторах *n-p-n* структуры постоянная составляющая выходного напряжения всегда выше входного. Поэтому, если несколько таких усилительных каскадов включено по схеме с непосредственными связями, постоянный потенциал коллектора в оконечном каскаде приближается к напряжению источника питания $E_{п}^{+}$, что ограничивает возможность получения неискаженного воспроизведения сигнала в этом каскаде.

Обычно одновременно с выполнением своей основной функции (функции понижения постоянного потенциала при минимальном ослаблении сигнала) ССУ выступает в роле буфера, уменьшающего влияние последующего каскада на предшествующий, для чего на входе этой схемы включают повторитель напряжения. Простейшие варианты построения ССУ приведены на рис. 7.8.

В схеме рис. 7.8, *а* ССУ нельзя получить малых и близких к нулевым значениям постоянных напряжений на выходе, так как в этой схеме резистивный делитель подключен одним выводом к точке нулевого потенциала. Кроме того, в ней наблюдается существенное ослабление сигнальных напряжений. Этих недостатков частично лишена схема рис. 7.8, *б*, в которой питание нижнего зажима резистивного делителя осуществляется от источника отрицательного напряжения. Коэффициенты передачи, близкие к единице, имеют схемы рис. 7.8, *в*, *г*, в которых передача сигнального напряжения со входа на выход осуществляется через двухполюсники с малым значением дифференциального сопротивления.

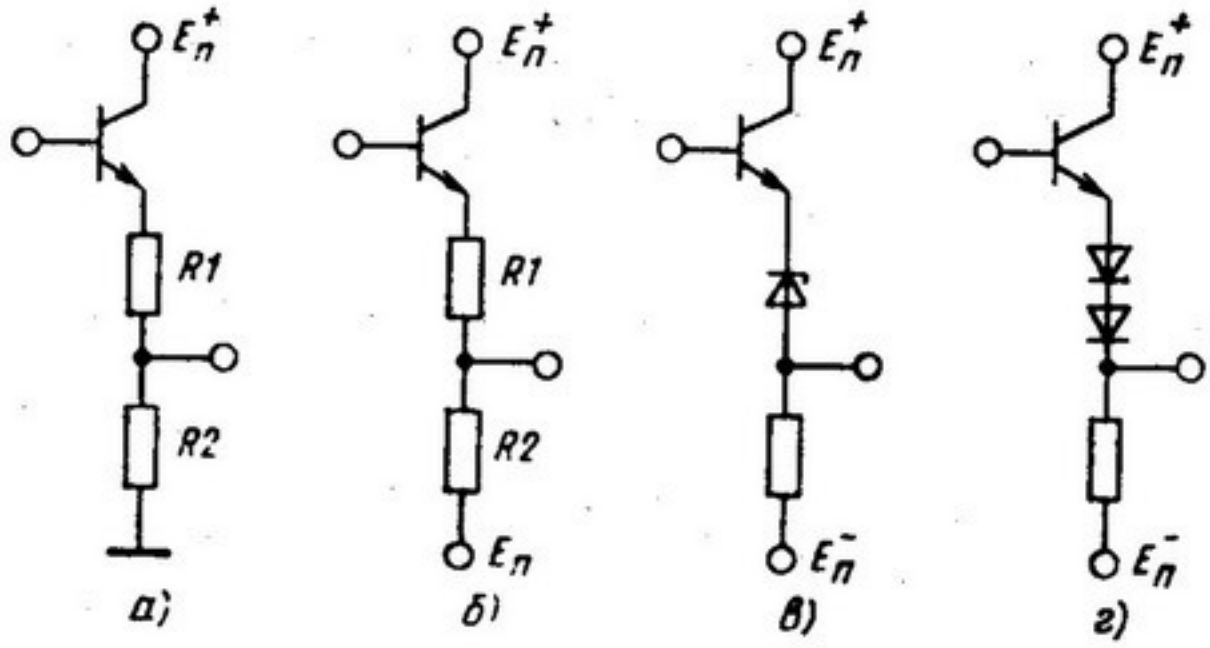


Рис. 7.8

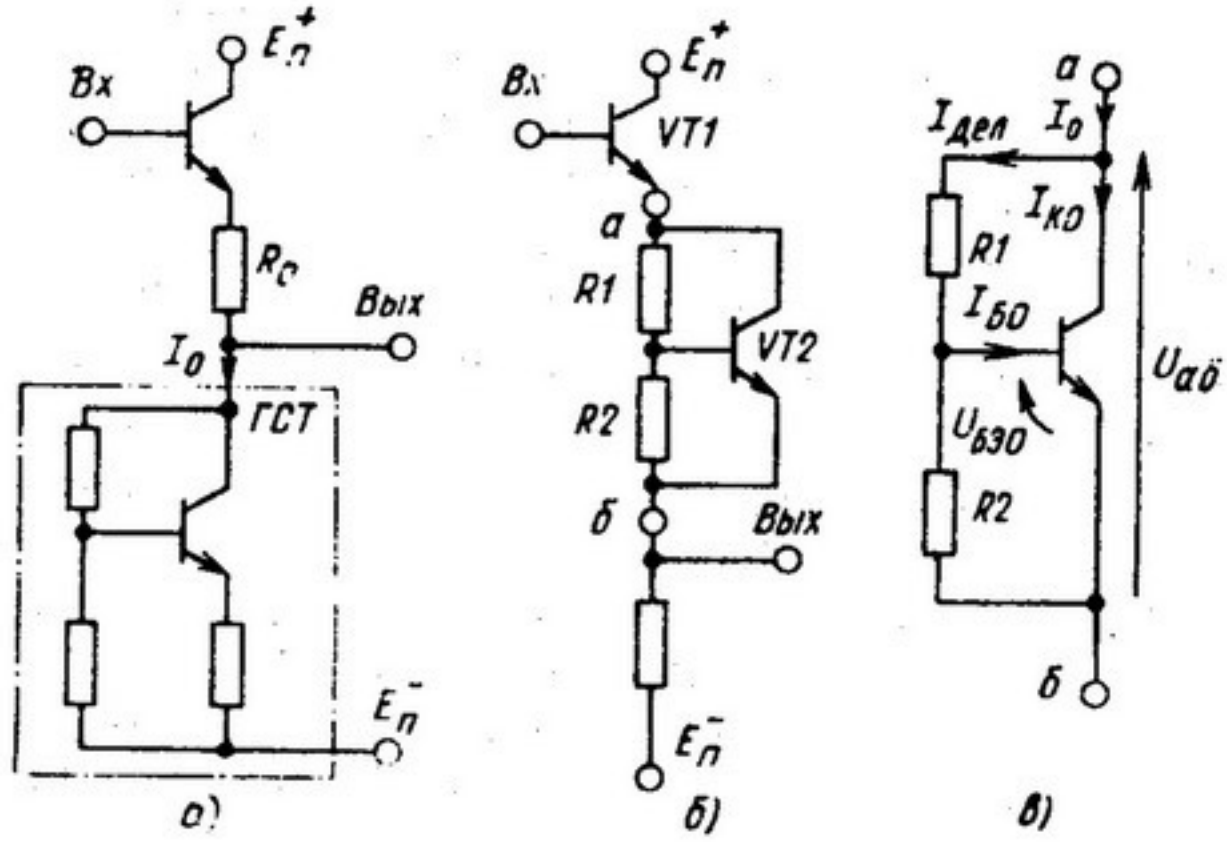


Рис. 7.9

На рис. 7.9, *а* приведена схема ССУ с ГСТ. Благодаря большому выходному сопротивлению ГСТ в ней коэффициент передачи близок к единице, даже при относительно больших значениях сопротивления R_0. В схеме рис. 7.9, *б* в качестве основной потенциалосдвигающей цепи использована схема на биполярном транзисторе $VT2$, которая по своим ВАХ подобна стабилитрону с напряжением стабилизации $U_{ст} = U_{бэ0}/\beta$, где $\beta = R2/(R1+R2)$ — коэффициент деления делителя в базовой цепи транзистора $VT2$.

Рассмотрим ВАХ схемы рис. 7.9, *в*, выступающей в схеме рис. 7.9, *б* в качестве основного потенциалопонижающего двухполюсника R_0. При этом будем полагать, что протекающий через резистивный делитель $R1R2$ ток $I_{дел}$ существенно превышает базовый ток $I_{Б0}$ транзистора, в результате чего $I_{дел} \approx U_{аб}/(R1+R2)$, а $U_{бэ0} \approx U_{аб}/\beta$. Согласно (4.2) и последнему соотношению

$$I_{к0} = I_{оэ} \exp(U_{бэ0}/mU_т) = I_{оэ} \exp(\beta U_{аб}/mU_т). \qquad (7.15)$$

Учитывая (7.15) и то, что $I_0 = I_{дел} + I_{к0}$, получаем

$$I_0 = \beta U_{аб}/R2 + I_{оэ} \exp(\beta U_{аб}/mU_т). \quad (7.16)$$

Обычно в схеме рис. 7.9, *б* выполняется условие $I_{дел} \ll I_{к0}$, в результате чего $I_0 \approx I_{оэ} \exp(\beta U_{аб}/mU_т)$ и

$$U_{аб} \approx mU_т \ln(I_0/I_{оэ})/\beta. \quad (7.17)$$

Соотношение (7.17) подобно (3.3), но в отличие от него содержит дополнительный множитель $1/\beta$, что указывает на возможность обеспечения требуемых напряжений сдвига путем выбора соответствующего коэффициента деления делителя $R1R2$. При типовом значении $I \approx 10^{-14}$ А эквивалентное напряжение стабилизации $U_{ст} = U_{аб} \approx 0{,}7/\beta$ В.

Динамическую входную проводимость $g_{аб} = dI_0/dU_{аб}$ двухполюсника $R_{аб}$ со структурой рис. 7.9, *в* можно определить в соответствии с изложенными в гл. 5 правилами вычисления сопротивлений схемы, охваченной петлей ООС. Приближенно соотношения для этой проводимости можно получить путем дифференцирования левой и правой частей (7.16) с последующей подстановкой в результат дифференцирования соотношения (7.16). При этом

$$dI_{к0} = (\beta/R2)\, dU_{аб} + (I_{к0}\beta/mU_т)\, dU_{аб};$$

$$g_{аб} = dI_0/dU_{аб} = \beta(1/R2 + I_{к0}/mU_т).$$

Значение выходной проводимости можно существенно повысить, заменив в схемах рис. 7.9, *б* и *в* резистор $R1$ двухполюсником с малым значением динамического сопротивления, например, цепочкой из ряда прямосмещенных диодов, стабилитроном или сочетанием последовательно соединенных диодов и стабилитронов.

7.6. ИСТОЧНИКИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Под источником постоянного напряжения понимается источник питающего напряжения с низкоомным выходным сопротивлением. Разность потенциалов на выходе этого источника в идеале не должна зависеть как от потребляемого от этого источника тока (постоянного или переменного), так и от воздействия дестабилизирующих факторов, например изменений температуры. Высокую стабильность напряжения и низкоомность выходного импеданса в полной мере одновременно обеспечить не представляется возможным.

Схемные построения источников напряжения, организация которых в первую очередь направлена на обеспечение малого выходного сопротивления, называются источниками напряжения, тогда как схемы, предназначенные для создания высоко стабильных потенциалов, называют схемами опорного (эталонного) напряжения.

Последние в отличие от первых не обладают предельно малыми значениями выходного импеданса, не способны обеспечить высоких значений отдаваемых в нагрузку токов. Но они могут поддерживать высокую определенность выходного напряжения, хотя лишь и в ограниченной области выходных токов.

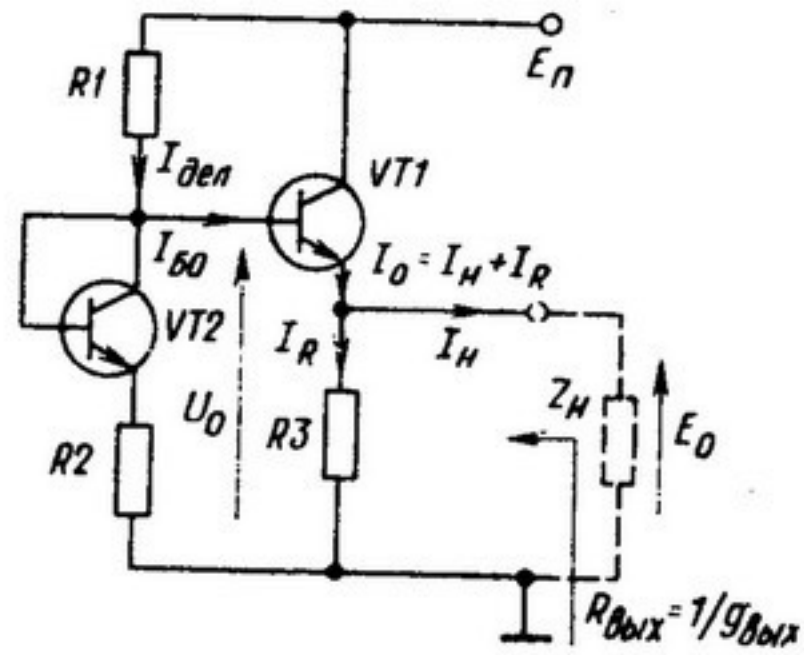


Рис. 7.10

Схема простейшего источника напряжения изображена на рис. 7.10. Выходной потенциал E_0 в ней определяется токозадающей разностью потенциалов $U_0 = U_{R2}$, при этом транзистор $VT2$ в диодном включении обеспечивает частичную температурную компенсацию возможных изменений напряжения $U_{БЭ0}$ в транзисторе $VT1$. При идентичных по свойствам транзисторах $VT1$ и $VT2$ выходное напряжение E_0 практически не зависит от конкретных свойств этих транзисторов, при этом $E_0 = U_{R2} = E_п R1/(R1+R2)$.

Общая выходная проводимость $g_{вых}$ рассматриваемого источника рис. 7.10 определяется параллельным соединением проводимости $1/R3$ и входной проводимости $g_{вх\,об}$ схемы $ОБ_f$. В результате этого, а также данных табл. 4.1 и соотношения (4.3)

$$g_{вых} = g_{21}/(1 + g_{11}R_б) + 1/R3 =$$
$$= I_0/mU_т(1 + R_б I_0/mU_т h_{21Э}) + 1/R3, \qquad (7.18\text{ а})$$

где $R_б \approx R1 \| R2$ — полное сопротивление цепи, внешней по отношению к базовому выводу транзистора $VT1$.

Для увеличения выходной проводимости $g_{вых}$ желательно, чтобы сопротивление $R_б$ имело малое значение. При $R_б \approx 0$ ($R_б \ll 1/g_{11}$) выходная проводимость транзистора согласно (7.18а) достигает максимального значения

$$g_{вых} = g_{21} + 1/R3 = I_0/mU_т + 1/R3. \qquad (7.18\text{ б})$$

Кроме того, при малых значениях сопротивления базового делителя $R_б$ выполняется условие $I_{дел} \gg I_{Б0}$, что, в свою очередь, способствует повышению стабильности и определенности напряжения E_0.

Следует отметить, что выходная проводимость $g_{вых}$ согласно (7.18) зависит от тока I_0 и соответственно от потребляемого нагрузкой тока $I_н$. Особенно низкой эта проводимость может стать при малых значениях тока $I_н$. В целях повышения проводимости $g_{вых}$ (снижения выходного сопротивления источника напряжения) при малых токах $I_н$ в состав схемы рис. 7.10 включен рези-

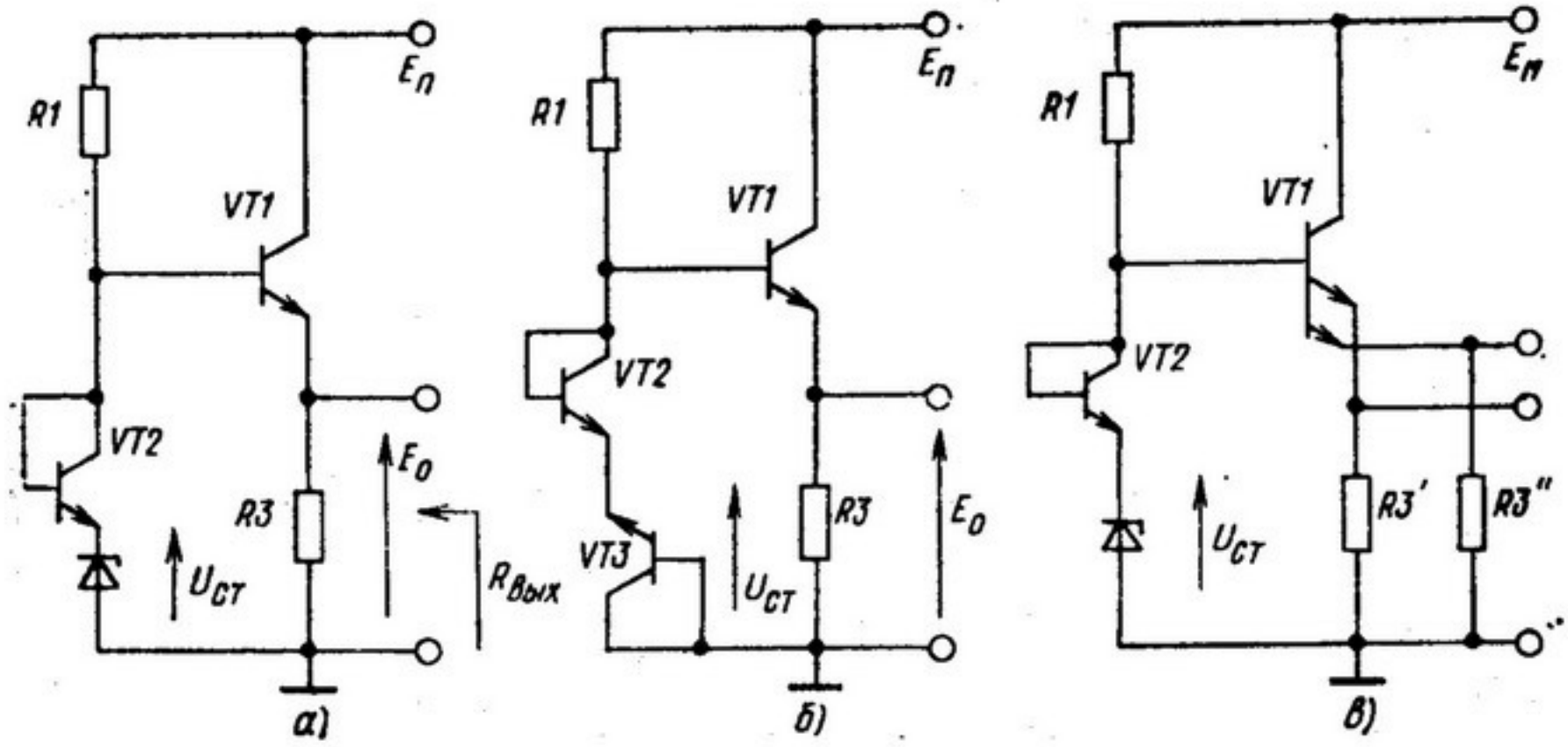


Рис. 7.11

стор $R3$, который обеспечивает отличное от нуля начальное значение тока I_0 в условиях, когда потребляемый нагрузкой ток $I_н$ отсутствует. При этом $I_0 = E_0/R3$.

Недостатком схемы рис. 7.10 как источника напряжения является то, что в ней напряжение E_0 существенно зависит от напряжения источника питания $E_п$. От этого недостатка во многом свободны схемы рис. 7.11, *а* и *в*, в которых токозадающая разность потенциалов образована с помощью стабилитрона или эквивалентной ему по ВАХ схемы рис. 7.9, *в*. К достоинствам этих схем следует также отнести пониженное значение общего динамического сопротивления $R_б$ в цепи базы, что согласно (7.18) также обеспечивает пониженное значение выходного сопротивления $R_{вых}$. Дополнительный транзистор $VT2$ в схеме служит для частичной компенсации положительной температурной зависимости напряжения стабилизации $U_{ст}$ на стабилитроне, которая обычно лежит в пределах 2 ... 5 мВ/град.

В аналоговых микросхемах в качестве стабилитрона часто используют переход база — эмиттер, смещенный в обратном направлении, обеспечивающий напряжение стабилизации около 7 ... 9 В. В этом случае схема источника напряжения имеет вид, изображенный на рис. 7.11, *б*.

Часто возникает необходимость в двух и более источниках напряжения, имеющих идентичные значения напряжений E_0. Такая потребность возникает, например, при организации схем питания базовых цепей дифференциальных каскадов. В этих случаях организацию эмиттерных повторителей целесообразно осуществить на базе многоэмиттерных транзисторов (рис. 7.11, *в*), которые благодаря хорошей согласованности характеристик и надежному взаим-

ному тепловому контакту обеспечивают высокую идентичность выходных напряжений.

Основным требованием, предъявляемым к источникам эталонного напряжения, является высокая стабильность и определенность их выходных напряжений. Схема, поясняющая один из принципов получения температурно-независимого напряжения, приведена на рис. 7.12. В ней потенциал точки *а* увеличивается с ростом температуры со скоростью 7 мВ/град. Эта скорость определяется положительным температурным коэффициентом напряжения $U_{ст}$ самого стабилитрона (около 3 мВ/град) и двумя отрицательными коэффициентами, связанными с температурными изменениями напряжений $U_{бэ}$ транзисторов $VT1$ и $VT2$. Изменения же потенциала точки *б* с ростом температур отрицательны и имеют скорость 6 мВ/град. Если в схеме выполнено условие $R1/R2=U_а/U_б$, то потенциал точки *в* имеет нулевой температурный коэффициент. При $R1/R2>U_а/U_б$ этот коэффициент положителен, а при $R1/R2<U_а/U_б$ — отрицателен. Таким образом, за счет выбора числа диодов, подключенных к точкам *а* и *б*, можно задавать номинал выходного эталонного напряжения, а знак и значения температурного коэффициента этого напряжения — путем изменения соотношения между резисторами.

Рассмотренные принципы получения эталонных напряжений часто также используются для создания температурно-компенсирующих потенциалов, обеспечивающих компенсирующее воздействие на температурно-нестабильные схемные конфигурации.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какое схемное построение называют дифференциальным усилительным каскадом?
2. Дайте разъяснение сущности входящих в (7.1) параметров.
3. Каким свойством должен обладать дифференциальный усилитель, чтобы он мог считаться идеальным?
4. Каким существенным недостатком обладает схемное построение рис. 7.3 при его использовании в качестве дифференциального усилителя?
5. Почему в схеме рис. 7.3 простое увеличение сопротивления R_0 не приводит к увеличению коэффициента ослабления синфазного сигнала?
6. С какой целью в состав дифференциального усилительного каскада вводят схему генератора стабильного тока?
7. Поясните принципы организации и применения схем, изображенных на рис. 7.4.
8. Какое подключение нагрузки называют дифференциальным?
9. Укажите условия, при которых в схемах рис. 7.5 протекает ток через сопротивление нагрузки $R_н$.
10. Как отразится включение между коллекторами дополнительного сопротивления $R_н$ на свойствах схемы рис. 7.3?

11. Поясните, почему в схемах рис. 7.3 и им подобных входное сопротивление для синфазной составляющей входных сигналов существенно выше, чем входное сопротивление для дифференциальной составляющей.

12. Каково назначение схемы сдвига уровня и чем обусловлена необходимость ее применения при организации аналоговых интегральных схем?

13. При каких условиях в схеме рис. 7.5, *а* через сопротивление $R_н$ протекает ток?

14. Как отражается на работе дифференциального каскада включение дополнительного сопротивления $R_н$ между коллекторами его транзисторов?

15. Объясните, почему входная проводимость дифференциального каскада для синфазного сигнала имеет меньшее значение по сравнению с входной проводимостью для дифференциального сигнала.

16. Каковы основные аспекты схемного построения и применения схемы сдвига уровня?

17. Дайте сравнительный анализ свойств схем сдвига уровня, изображенных на рис. 7.8 и 7.9.

18. В чем состоит отличие источника напряжения от опорного источника?

19. Почему в схеме рис. 7.10 является желательным выполнение условия $I_{дел} \gg I_{Б0}$?

20. С какой целью в состав схемы рис. 7.10 включено сопротивление $R3$?

21. Каким недостатком обладает схема рис. 7.10 и за счет чего этот недостаток не проявляется в схемах рис. 7.11?

22. За счет чего в схеме рис. 7.12 выходное напряжение обладает повышенной температурной стабильностью?

ГЛАВА 8

ОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ

8.1. ОСОБЕННОСТИ ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДОВ, ВЫБОР ТРАНЗИСТОРОВ, РАСЧЕТ ПЛОЩАДИ РАДИАТОРОВ

Оконечным называется каскад, с выхода которого колебание поступает в нагрузку усилителя. Он обеспечивает необходимую интенсивность выходного колебания усилителя и включается в конце его. Все предыдущие каскады по сравнению с оконечным являются маломощными. Именно он определяет КПД всего усилителя, а также требуемые напряжение и мощность источника питания, т. е. в значительной степени определяет стоимость всего устройства и его эксплуатации.

Для снижения стоимости, т. е. уменьшения требуемых напряжения и мощности питания усилителя, стараются повысить степень их использования. С этой целью в оконечных каскадах максимальные амплитуды токов и напряжений транзисторов делают

близкими к их значениям в исходной РТ или даже больше их. Эти особенности частично присущи и предоконечным каскадам. Назначение последних — обеспечить уровень сигнала, достаточный для управления оконечными каскадами или, как говорят, для их раскачки. Если от оконечного каскада требуется получить заданную выходную мощность, то главным показателем его энергетической эффективности является КПД.

Вследствие большой степени использования напряжения и тока питания в оконечных каскадах сильно проявляется кривизна входных и передаточных характеристик транзисторов, что вызывает значительные нелинейные искажения. Поэтому в процессе проектирования оконечного каскада определяют и его коэффициент гармоник, а расчет ведут графическим методом по характеристикам транзисторов.

Транзисторы любых каскадов выбирают исходя из того, чтобы максимальные токи, напряжения и мощности потерь не превышали допустимых для данного типа транзистора. Одновременно желательно, чтобы частота f_β оконечных биполярных транзисторов была не ниже верхней граничной частоты усилителя.

Мощность потерь в транзисторе превращается в тепло. Поэтому во избежание перегрева и выхода из строя оконечных транзисторов их обычно устанавливают на радиаторах, которые отводят тепло в окружающее пространство. Радиаторы изготавливают из металлов с хорошей теплопроводностью (алюминий, медь). Мощность потерь биполярного транзистора в основном выделяется в коллекторном переходе, максимально допустимая температура которого $T_{\text{п max}}$ указывается в справочниках. Тепловой поток, передаваясь от коллекторного перехода к окружающей среде, имеющей температуру T_c, создает на своем пути перепад температур, пропорциональный передаваемой мощности (она равна мощности потерь в транзисторе $P_{\text{пот}}$) и тепловому сопротивлению $R_т$ пути передачи: $T_п - T_c = P_{\text{пот}} R_т$. Полное тепловое сопротивление $R_т$ равно сумме тепловых сопротивлений участков переход — корпус, корпус — радиатор и радиатор — среда: $R_т = R_{\text{пк}} + R_{\text{кр}} + R_{\text{рс}}$. Обычно $R_{\text{кр}}$ пренебрежимо мало, $R_{\text{пк}}$ приводится в справочниках или ТУ на транзисторы и составляет 1 ... 10 град/Вт, а $R_{\text{рс}} = 1/\alpha_т П_р$, где $П_р$ — площадь полной поверхности радиатора; $\alpha_т$ — его коэффициент теплоотдачи. Последний зависит от многих факторов. Например, для вертикальной алюминиевой пластины без специальной обработки поверхности $\alpha_т \approx 13$ Вт/(м^2 × × град), а для отпескоструенной и зачерненной пластины 21 Вт/(м^2 · град).

На основании приведенных соотношений требуемая площадь полной поверхности радиатора

$$П_р = P_{\text{пот}} / [\alpha_т (T_{\text{п max}} - T_{\text{с max}} - P_{\text{пот}} R_{\text{пк}})].$$

Здесь $П_р$ — в м^2; $P_{\text{пот}}$ — в Вт; $R_{\text{пк}}$ — в град/Вт; $\alpha_т$ в Вт/(м^2 · град). Если для транзистора задана максимально допустимая температура корпуса $T_{\text{к max}}$ (обычно для полевых транзисторов), то

$$П_р = P_{\text{пот}} / [\alpha_т (T_{\text{к max}} - T_{\text{с max}})].$$

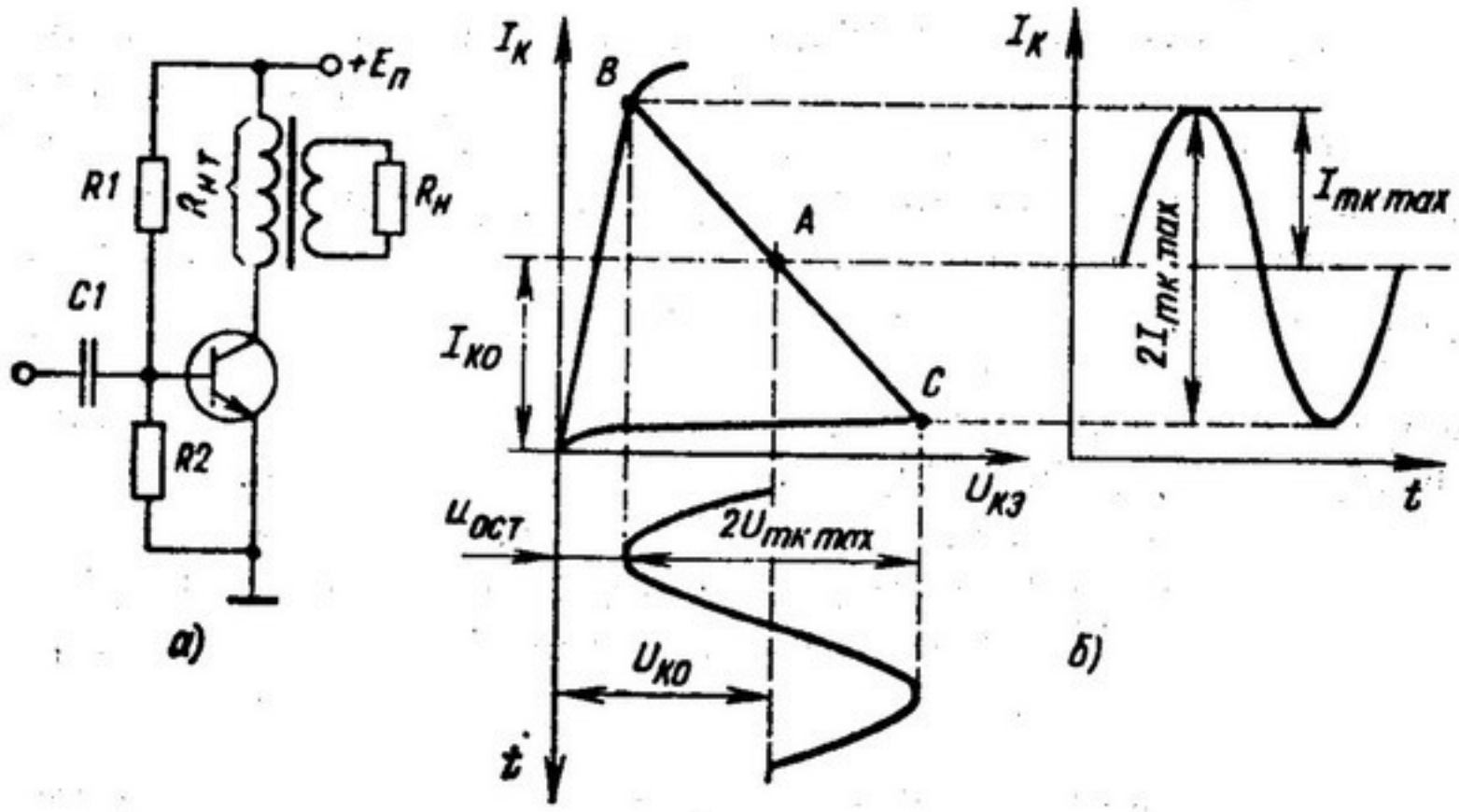


Рис. 8.1

Оконечные каскады усиления могут быть однотактными или двухтактными. Простейшими из них являются однотактные.

8.2. ОДНОТАКТНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ

В однотактном каскаде усиление осуществляется одним транзистором. Если в его выходную цепь нагрузка $R_н$ включается через трансформатор (рис. 8.1,*а*), называемый выходным, то каскад называется трансформаторным. В трансформаторном каскаде наклон нагрузочной прямой *BC* (рис. 8.1,*б*) для переменного тока определяется сопротивлением нагрузки транзистора $R_{нт}$, равным входному сопротивлению трансформатора, нагруженного на сопротивление $R_н$

$$R_{нт}=R_н/n^2\eta_{тр},$$

где $n=w_2/w_1$ — коэффициент трансформации выходного трансформатора, равный отношению чисел витков обмоток; $\eta_{тр}$ — КПД трансформатора. Прямая *BC* проходит через исходную рабочую точку *A*, которая выбирается на нагрузочной прямой для постоянного тока. Последняя проходит вертикально, если сопротивление провода первичной обмотки $r_1=0$. В этом случае постоянное напряжение на коллекторе в рабочей точке $U_{к0}=E_п$. Ток коллектора в ней $I_{к0}$ называется током покоя.

На рисунке нанесены также диаграммы мгновенных значений напряжения и тока коллектора при усилении гармонического колебания максимальной амплитуды. Они содержат постоянную и переменную составляющие. Транзистор работает в режиме А. Точки *B* и *C* определяют максимальные границы используемого участка на-

грузочной прямой. Точка B лежит на границе с состоянием насыщения, а точка C — на границе с запертым состоянием транзистора.

Напряжение в точке B и ток в точке C являются минимальными и называются остаточными ($u_{ост}$, $i_{ост}$). Так как при уменьшении $i_к$ ЭДС самоиндукции первичной обмотки складывается с напряжением питания $E_п$, в некоторые отрезки времени оказывается $u_{кэ} > E_п$.

Важным показателем каскада является КПД выходной цепи транзистора $\eta = P_{\sim}/P_{пт}$. Здесь мощность переменного тока $P_{\sim}$, отдаваемая в нагрузку транзистора $R_{н.т}$, пропорциональна квадрату амплитуды колебания, а мощность питания его выходной цепи $P_{пт}$ не зависит от нее. Поэтому для любого каскада в режиме А

$$\eta = \zeta^2 \eta_{max}, \qquad (8.1)$$

где относительная амплитуда колебания $\zeta = U_{mк}/U_{mк\,max} = I_{mк}/I_{mк\,max}$.

Найдем η_{max}. Мощность $P_{пт} = E_п I_{п\,ср}$, причем при отсутствии искажений средний за период ток питания $I_{п.ср} = I_{к0}$, а если $r_1 = 0$, то $E_п = U_{к0}$. Поэтому $P_{пт} = U_{к0} I_{к0}$. При максимальной амплитуде мощность $P_{\sim max} = U_{mк\,max} I_{mк\,max}/2$. Тогда

$$\eta_{max} = P_{\sim max}/P_{пт} = 0{,}5 \xi_{max} \xi_{i\,max}, \qquad (8.2)$$

где $\xi_{max} = U_{mк\,max}/U_{к0}$, $\xi_{i\,max} = I_{mк\,max}/I_{к0}$ — максимальные коэффициенты использования напряжения и тока питания транзистора. Оба они меньше единицы из-за остаточных напряжения и тока, а поэтому $\eta_{max} < 0{,}5$. Обычно ξ_{max} и $\xi_{i\,max}$ дополнительно уменьшают, принимая пониженную максимальную амплитуду, так как вблизи точек B и C работа транзистора сопровождается большими нелинейными искажениями.

На практике амплитуда усиливаемого колебания редко бывает максимальной. Например, для сигналов звукового вещания в среднем $\zeta \approx 0{,}3$ и $\eta = 0{,}09\,\eta_{max}$. Если уровень сигнала уменьшен, например регулятором громкости, то ζ и КПД будут еще ниже. Быстрое падение КПД (8.1) при уменьшении амплитуды обусловлено неизменным средним током питания и присуще всем каскадам в режиме А.

Мощность пропорциональна квадрату амплитуды. Поэтому $P_{\sim} = \zeta^2 P_{\sim max}$. Зависимости от ζ мощностей $P_{пт}$, $P_{\sim}$ и потерь на коллекторе $P_к = P_{пт} - P_{\sim}$ приведены на рис. 8.2,*а*. При идеальных транзисторах $\xi_{max} = \xi_{i\,max} = 1$, $\eta_{max} = 0{,}5$ и кривые $P_{\sim}$ и $P_к$ при $\zeta = 1$ сходятся в одной точке. Мощность $P_{к\,max}$ достигается при $\zeta = 0$, т. е. в режиме покоя, когда вся мощность питания транзистора рассеивается на коллекторе:

$$P_{к\,max} = P_{пт} = P_{\sim max}/\eta_{max}. \qquad (8.3)$$

По этому максимально возможному значению рассчитывается радиатор транзистора.

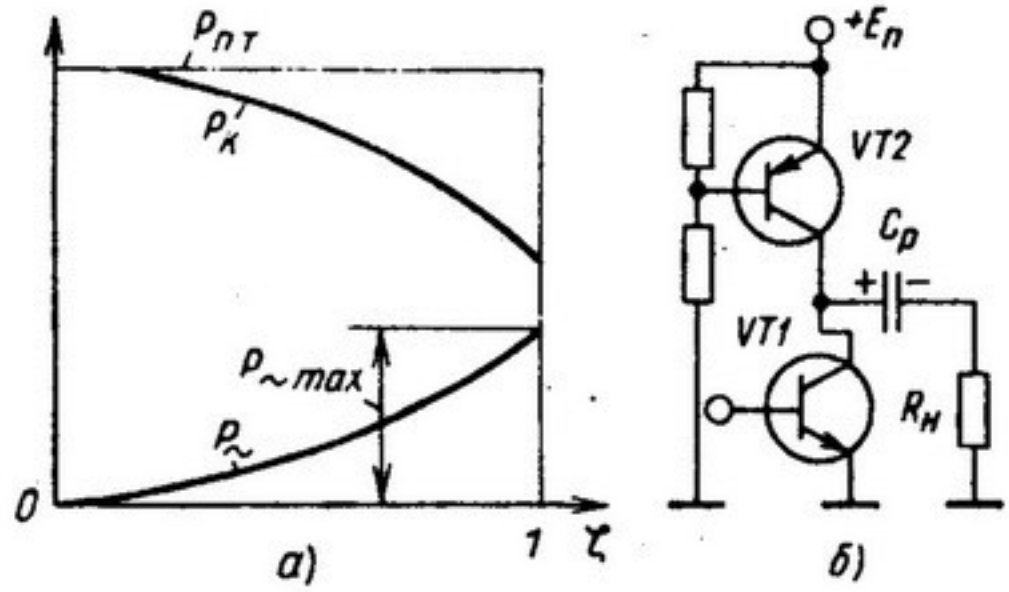


Рис. 8.2

В действительности сопротивление первичной обмотки $r_1 \neq 0$. Кроме того, обычно в цепь эмиттера включается резистор эмиттерной стабилизации $R_э$, зашунтированный блокировочным конденсатором. На этих сопротивлениях теряется часть постоянного напряжения питания, вследствие чего $U_{к0} = E_п - I_{к0}(R_э + r_1)$. Это снижает общий КПД каскада.

Из-за нелинейности транзистора положительные и отрицательные полуволны колебания в однотактном каскаде усиливаются неодинаково. Поэтому более точно максимальную выходную мощность можно определить по удвоенным амплитудам (рис. 8.1, *б*): $P_{\sim max} = 2U_{mк\,max}2I_{mк\,max}/8$. Исходя из обеспечения требуемого $P_{\sim max}$ обычно определяются сопротивление нагрузки транзистора $R_{нт}$ и напряжение в исходной рабочей точке $U_{к0}$.

Схема каскада на полевом транзисторе не отличается от рассмотренной. Но резистор истоковой стабилизации может отсутствовать, так как опасности тепловой неустойчивости (лавинообразного саморазогрева) у полевого транзистора нет.

В маломощных усилителях иногда применяют однотактный оконечный каскад с так называемой динамической нагрузкой в виде токостабилизирующего двухполюсника, выполненного на транзисторе (*VT2* на рис. 8.2,*б*). Для него в пределе при идеальных транзисторах (не имеющих остаточных напряжений) $U_{mк\,max} = E_п/2$, $I_{mк\,max} = I_{к0}$ и $\eta_{max} = 25\ \%$. т. е. вдвое меньше, чем для трансформаторного каскада.

8.3. ВЫЧИСЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ГАРМОНИК ОДНОТАКТНОГО КАСКАДА

По построенной сквозной характеристике прямой передачи (см. § 2.2) можно вычислить амплитуды гармоник выходного тока каскада. На рис. 8.3 показано построение формы кривой тока коллектора при гармонической форме ЭДС эквивалентного генератора $e_{г\sim}$. Из-за кривизны сквозной характеристики ток $i_к(\omega t)$ имеет искаженную (не чисто гармоническую) форму и разлагается в ряд Фурье.

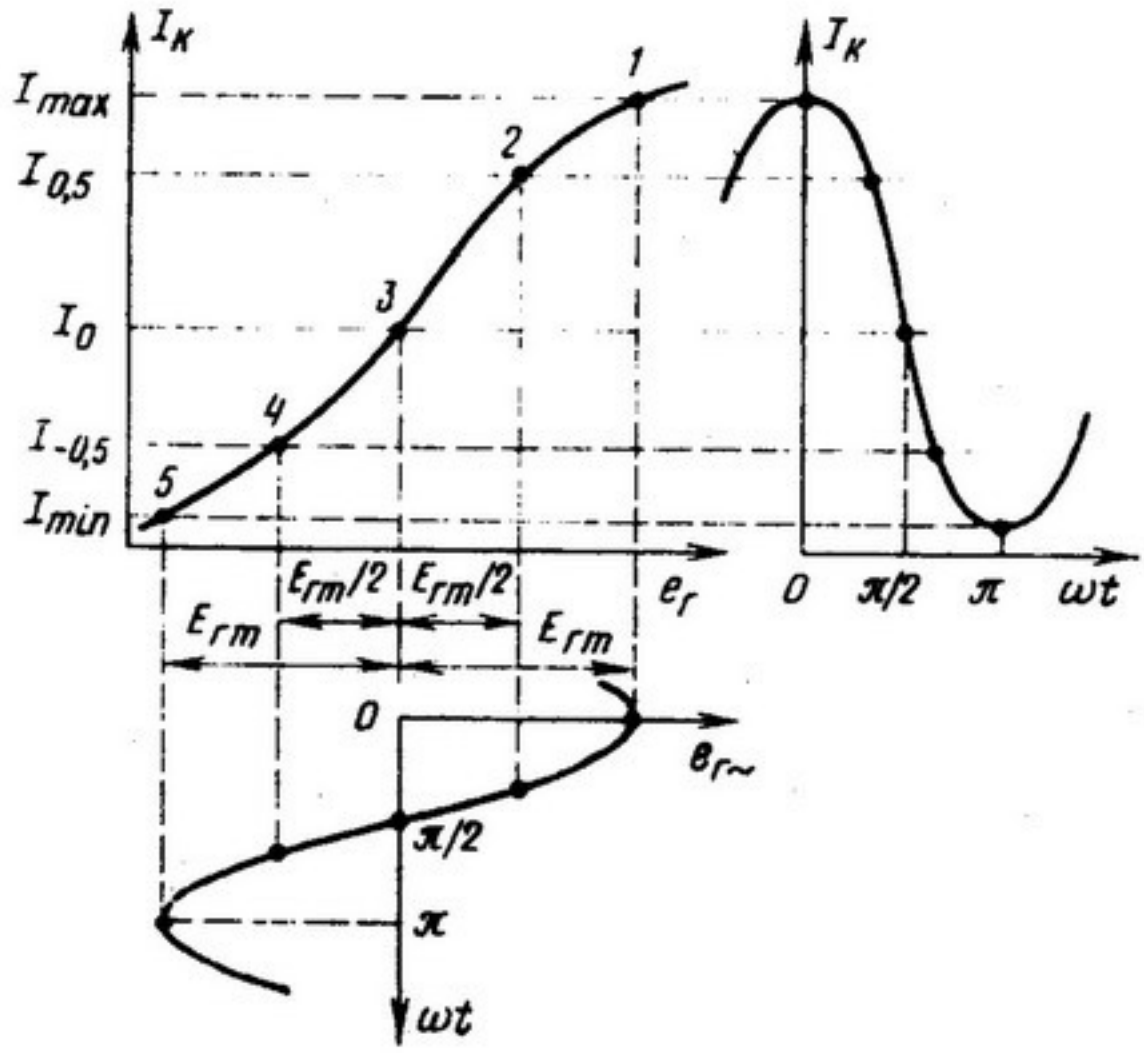


Рис. 8.3

Для упрощения записи ряда начало отсчета по оси ωt выбрано так, чтобы $e_{г\sim}$ было косинусоидой: $e_{г\sim}=E_{rm}\cos\omega t$. Благодаря этому периодическая функция $i_к(\omega t)$ является четной и ее разложение в ряд содержит только косинусы с нулевыми начальными фазами:

$$i_к(\omega t)=I_{ср}+I_{m1}\cos\omega t+I_{m2}\cos 2\omega t+I_{m3}\cos 3\omega t+\ldots, \qquad (8.4)$$

где $I_{ср}$ — среднее значение или постоянная составляющая, I_{m1}, I_{m2}, ... — амплитуды гармоник тока коллектора. Их предстоит отыскать.

Обычно это делают по так называемому методу пяти ординат, позволяющему определить амплитуды первых четырех гармоник. На сквозной передаточной характеристике отмечают пять точек (рис. 8.3), соответствующих амплитудным значениям и половинам амплитуд полуволн ЭДС $e_{г\sim}$, а также значению $e_{г\sim}=0$ (точка покоя). Ординаты $i_к$, соответствующие этим пяти точкам, обозначим I_{max}, $I_{0.5}$, I_0, $I_{-0.5}$ и I_{min}. Количество ординат определило название метода. Для точки *1* $\omega t=0$ и ряд (8.4), ограниченный четырьмя гармониками, запишется как $I_{max}=I_{ср}+I_{m1}+I_{m2}+I_{m3}+I_{m4}$. Аналогично записываем его для остальных точек 2—5. В результате получаем систему из пяти уравнений. Она позволяет найти постоянную составляющую $I_{ср}$ и амплитуды четырех гармоник:

$$I_{m1}=(I_{max}-I_{min}+I_{0,5}-I_{-0,5})/3;$$

$$I_{m2}=(I_{max}+I_{min}-2I_0)/4;$$

$$I_{m3}=[I_{max}-I_{min}-2(I_{0,5}-I_{-0,5})]/6; \quad (8.5)$$
$$I_{m4}=[I_{max}+I_{min}-4(I_{0,5}+I_{-0,5})+6I_0]/12;$$
$$I_{ср}=[I_{max}+I_{min}+2(I_{0,5}+I_{-0,5}]/6.$$

Более высокие гармоники являются менее интенсивными, и их можно не учитывать. После этого можно определить коэффициент гармоник

$$K_г=\sqrt{I^2_{m2}+I^2_{m3}+I^2_{m4}}/I_{m1}. \quad (8.6)$$

Для каскада на полевом транзисторе метод пяти ординат применяется к передаточной характеристике $i_C(u_{зи})$.

Очевидно, что число ординат можно брать не обязательно пять. Оно может быть больше или меньше в зависимости от того, сколько гармоник желательно учесть. Например, оставив только точки *1*, *3* и *5*, получим метод трех ординат, по которому $I_{m1}=(I_{max}-I_{min})/2$, $I_{m2}=(I_{max}+I_{min}-2I_0)/4$, $I_{ср}=I_{m2}+I_0$. Он проще, но позволяет определить из всех высших гармоник только вторую. Поэтому дает достаточную точность определения $K_г$ лишь при форме передаточной характеристики, близкой к квадратичной.

8.4. ДВУХТАКТНЫЕ КАСКАДЫ В РЕЖИМЕ А

8.4.1. ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ

Двухтактным называется каскад, в котором объединены два однотактных усилительных каскада, работающих на одну общую нагрузку и управляемых взаимно противофазно одним и тем же усиливаемым колебанием. В соответствии с этим двухтактный каскад состоит из двух половин, называемых плечами. Напряжение на нагрузке получают путем взаимного вычитания выходных колебаний плеч, чтобы они суммировались, несмотря на противофазное управление.

Благодаря противофазному управлению и вычитанию происходит частичная компенсация нелинейных искажений, вносимых плечами, и получаются некоторые другие преимущества. В двухтактном каскаде можно использовать не только режим А. Использование режима А обеспечивает очень малые нелинейные искажения. Число возможных схем двухтактных каскадов очень велико.

В простейшем трансформаторном каскаде (рис. 8.4,*а*) нагрузка $R_н$ подключена к транзисторам через выходной трансформатор *Т2*, имеющий две половины первичной обмотки. Источник усиливаемого колебания подключен через входной трансформатор *Т1*. Транзисторы включены по схеме с ОЭ. Противофазность управления ими достигается благодаря подаче на базы входных напряжений с разных половин вторичной обмотки трансформатора *Т1*, который, таким образом, является в каскаде фазоинверсным

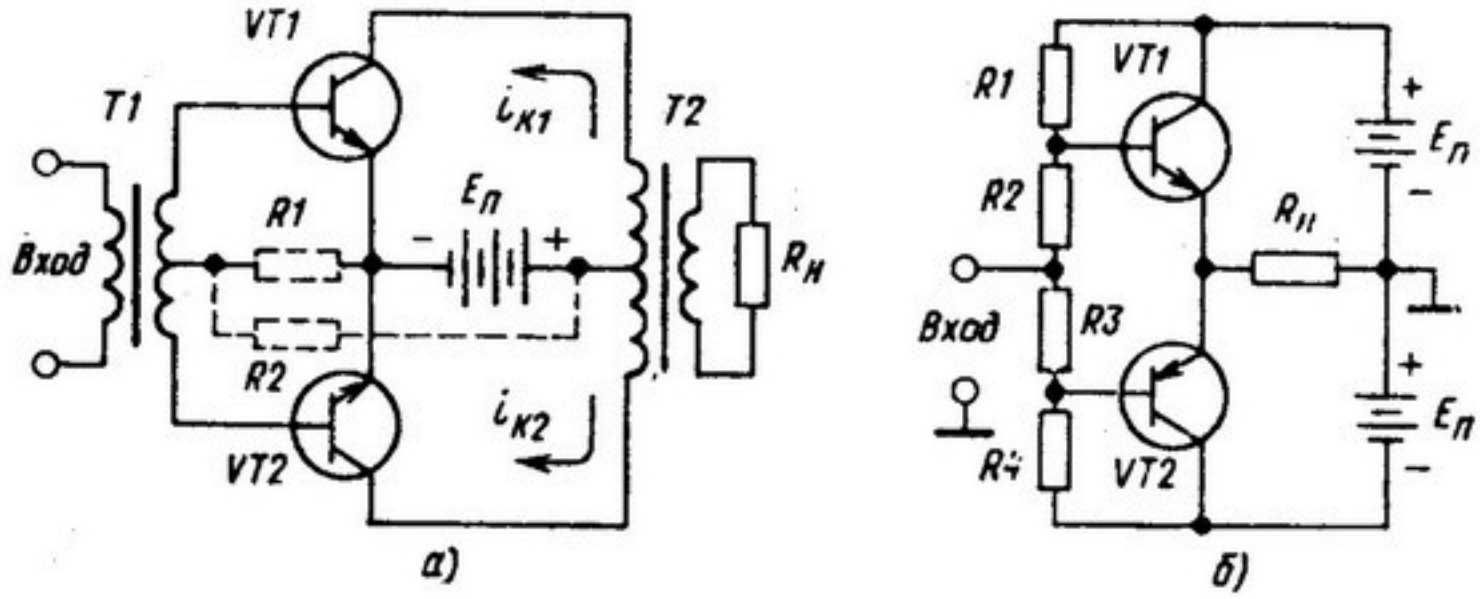


Рис. 8.4

звеном. Резистивный делитель $R1R2$ подает постоянное смещение, отпирающее транзисторы и задающее ток коллектора каждого из них $I_{к0}$ в исходной РТ.

Трансформаторы имеют большие размеры и массу, высокую стоимость, создают дополнительные потери мощности (их КПД обычно составляет 0,7...0,9), искажения и большие фазовые сдвиги на краях полосы пропускания, что препятствует охвату оконечного каскада глубокой ОС, так как нарушается устойчивость. Поэтому широко применяются бестрансформаторные оконечные каскады усиления мощности, хотя у них в случае малого $R_н$ понижено усиление по напряжению, а значит, и по мощности и требуется повышенная амплитуда выходного тока транзисторов, что увеличивает остаточные напряжения.

Простейший бестрансформаторный двухтактный каскад (рис. 8.4, *б*) содержит в каждом плече свой источник питания $E_п$. Резистивный делитель $R1—R4$ подает постоянное смещение на транзисторы и тем самым задает необходимые токи коллекторов (эмиттеров) в исходной РТ. Обычно $R2=R3 \ll R1=R4$. Чтобы не потребовался фазоинверсный трансформатор, транзисторы взяты разных типов проводимости, а поэтому под действием входного переменного напряжения управление ими осуществляется в противоположных фазах. Например, если в первый полупериод ток первого транзистора увеличивается, то второго — уменьшается. Здесь транзисторы включены по схеме эмиттерных повторителей, но если соединить с общей шиной не правый, а левый (по схеме) вывод нагрузки, то получим схему с ОЭ.

8.4.2. СВОЙСТВА ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ

В режиме А с учетом противофазности управления плечами при полной их идентичности, отсутствии нелинейных искажений и синусоидальной форме колебания полные токи коллекторов

$$i_{к1}=I_{к0}+I_{mк}\sin\omega t; \quad i_{к2}=I_{к0}-I_{mк}\sin\omega t. \quad (8.7); \ (8.8)$$

В трансформаторном каскаде ток источника питания равен их сумме и составляет $2I_{к0}$. Он не содержит переменной составляющей, что уменьшает паразитную ОС с предыдущими каскадами, питающимися от этого же источника. Коллекторные токи протекают через половины первичной обмотки выходного трансформатора в противоположных направлениях. Поэтому магнитный поток в его сердечнике пропорционален разностному току $i_р = i_{К1} - i_{К2} = 2I_{mК} \sin \omega t$ и не содержит постоянной составляющей. Отсутствие постоянного подмагничивания сердечника повышает его действующую магнитную проницаемость, а значит, позволяет уменьшить размеры и массу трансформатора.

Амплитуда переменной составляющей разностного тока равна сумме амплитуд токов коллекторов благодаря противофазности управления транзисторами. Этой же разности равен ток нагрузки в бестрансформаторном каскаде (рис. 8.4,*б*). В любой из схем переменные составляющие токов и мощности выходных колебаний отдельных плеч складываются в нагрузке.

Важным достоинством двухтактного каскада в режиме А является **пониженный уровень** нелинейных **искажений**, что обусловлено взаимной компенсацией влияния кривизны передаточных характеристик плеч, происходящей благодаря противофазности управления ими. Со спектральной точки зрения это выражается в отсутствии (компенсации) четных гармоник в выходном напряжении. В самом деле, при наличии искажений вместо (8.7) имеем

$$i_{К1} = I_{К0} + I_{m1} \sin \omega t + I_{m2} \sin 2\omega t + I_{m3} \sin 3\omega t + \ldots \qquad (8.9)$$

Здесь начальные фазы всех гармоник для простоты приняты равными нулю.

Колебание на вход второго транзистора подается противоположным по знаку, а для синусоидального колебания это эквивалентно сдвигу во времени на полпериода. Поэтому первые гармоники коллекторных токов имеют взаимно противоположные знаки. Но сдвиг на полпериода первой гармоники является сдвигом на целый период второй гармоники. Значит, вторая гармоника тока $i_{К2}$ сдвинута по фазе относительно второй гармоники тока $i_{К1}$ на 360° (на период), т. е. по существу имеет ту же фазу. Продолжая аналогичные рассуждения для остальных гармоник, получаем

$$i_{К2} = I_{К0} - I_{m1} \sin \omega t + I_{m2} \sin 2\omega t - I_{m3} \sin 3\varphi t + \ldots$$

Тогда разностный ток

$$i_р = 2(I_{m1} \sin \omega t + I_{m3} \sin 3\omega t + I_{m5} \sin 5\omega t + \ldots).$$

Следовательно, напряжение на нагрузке, пропорциональное разностному току, не содержит четных гармоник. Но если граничные частоты транзисторов разных плеч заметно различаются, то высокочастотные четные гармоники плеч не точно совпадают по амплиту-

де и фазе и поэтому компенсируются не полностью. Достоинством двухтактного каскада является также его слабая чувствительность к пульсациям питающего напряжения, так как они компенсируются в разностном токе.

Линия нагрузки транзистора одного плеча в режиме А строится так же, как для однотактного каскада. Наклон нагрузочной прямой для переменного тока определяется сопротивлением нагрузки одного транзистора $R_{нт1}$. В трансформаторном каскаде в режиме А переменный ток через источник питания не протекает. Следовательно работа не нарушится, если для переменного тока в проводе источника $E_п$ сделать разрыв. Но тогда входное сопротивление выходного трансформатора между крайними выводами первичной обмотки

$$R_{вх\ тр} = R_н / n^2 \eta_{тр},$$

где $n = w_2/w_1$ — коэффициент трансформации, равный отношению числа витков вторичной и всей первичной обмоток. Оно является общим сопротивлением нагрузки двух транзисторов, соединенных последовательно и работающих одновременно в каждый полупериод. Поэтому на один транзистор в режиме А приходится вдвое меньшее сопротивление $R_{нт1} = R_н / 2n^2 \eta_{тр}$.

В каскаде с бестрансформаторным выходом рис. 8.4,*б* по переменному току оба плеча подключены параллельно к одной и той же нагрузке. В режиме А они работают одновременно. Поэтому $R_н$ можно заменить параллельным соединением двух $R_{нт1}$, условно принадлежащих разным плечам, причем $R_{нт1} = 2R_н$.

В режиме А энергетические соотношения для двухтактного каскада те же, что и для однотактного трансформаторного. Выходные мощности плеч суммируются, а максимальный КПД для каждой из рассмотренных схем равен 50 %.

8.5. ДВУХТАКТНЫЕ КАСКАДЫ В РЕЖИМЕ В

Если двухтактные каскады в режиме А дают очень малые нелинейные искажения, то в режиме В они обеспечивают хорошие энергетические показатели, т. е. имеют высокий КПД и малую мощность потерь в транзисторах. Схемы двухтактных каскадов в режимах А и В в основном одни и те же (см., например, рис. 8.4). Для перевода каскада в режим В достаточно исключить цепи смещения (строго говоря, уменьшить смещение до величины, обеспечивающей угол отсечки 90°).

В этом режиме ток покоя транзисторов равен нулю (практически очень мал), что уже предопределяет пониженный расход тока питания. Транзисторы здесь работают строго **поочередно**: каждый пропускает полуволну тока только в свой полупериод колебания (рис. 8.5,*а*). Во вторую половину периода он заперт и тока от ис-

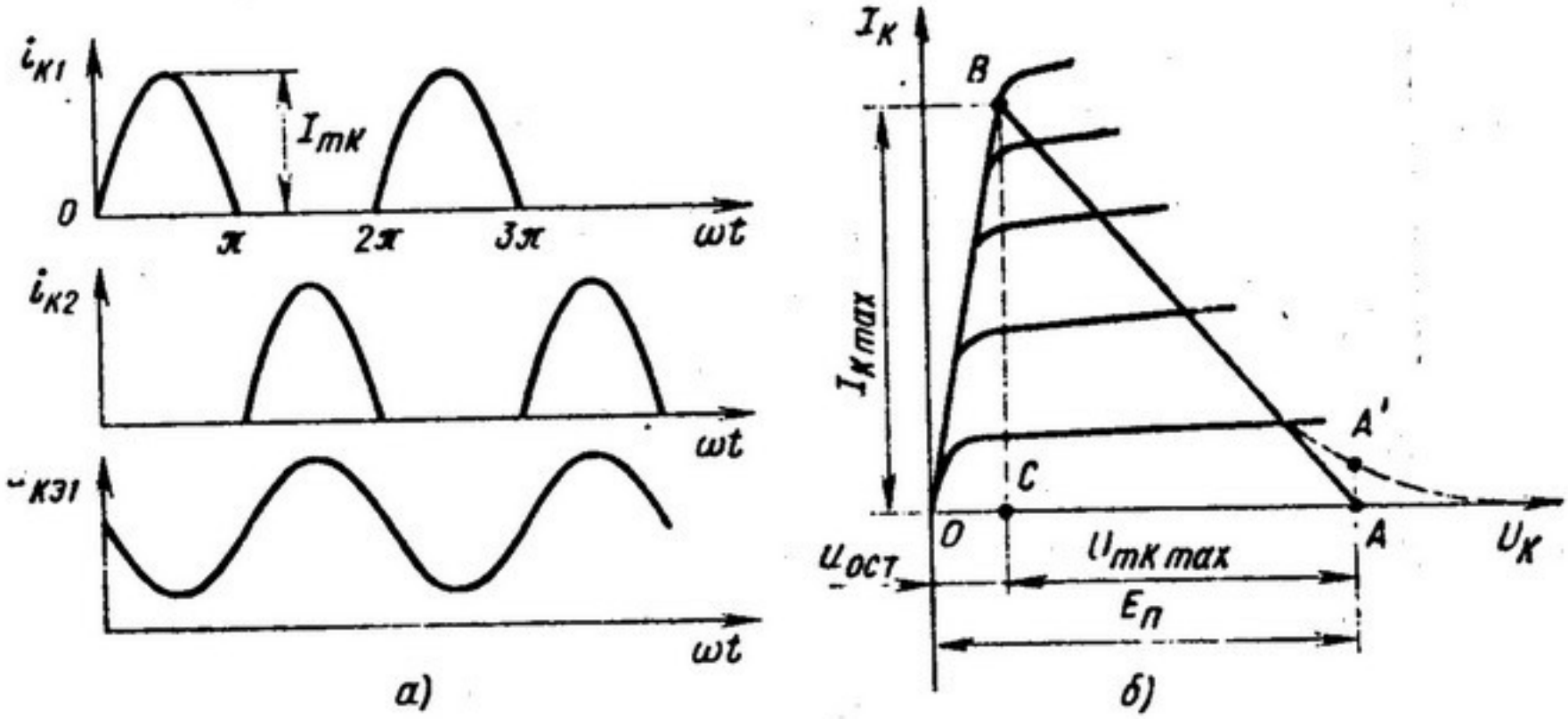


Рис. 8.5

точника питания не потребляет. В этот полупериод работает второй транзистор. Напряжения коллектор—эмиттер, как и в режиме А, содержат постоянные и переменные составляющие, причем последние взаимно противофазны.

Нагрузочная прямая AB (рис. 8.5,*б*) транзистора одного плеча выходит из исходной РТ A, в которой $i_К=0$, $u_К=E_п$. Ее наклон определяется сопротивлением нагрузки по переменному току одного транзистора $R_{нт1}$, которое для схемы рис. 8.4,*а* (при $R1=0$) равно входному сопротивлению выходного трансформатора между выводами одной половины первичной обмотки (вторая половина в данный полупериод не работает):

$$R_{нт1}=R_н/n_п^2\eta_{тр}. \qquad (8.10)$$

Здесь $n_п=w_2/0{,}5\,w_1$ — коэффициент трансформации одного плеча выходного трансформатора; $\eta_{тр}$ — его КПД. Для схемы рис. 8.4,*б* (при $R2=R3=0$) $R_{нт1}=R_н$. Максимальная выходная мощность, отдаваемая транзисторами, $P_{\sim max}=U_{mK\,max}I_{mK\,max}/2$. Она численно определяется площадью треугольника ABC.

Определим КПД выходной цепи транзисторов каскада при синусоидальной форме колебания. Суммарный для двух плеч ток питания имеет форму однополярных полуволн коллекторных токов синусоидальной формы с амплитудой I_{mK}, следующих в каждый полупериод. Поэтому среднее значение суммарного тока плеч любой из схем можно искать как среднее за полпериода:

$$I_{п\,ср}=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} I_{m\,K}\sin\vartheta d\vartheta=2I_{m\,K}/\pi, \qquad (8.11)$$

где $\vartheta=\omega t$ — текущая фаза колебания. Здесь определенный интег-

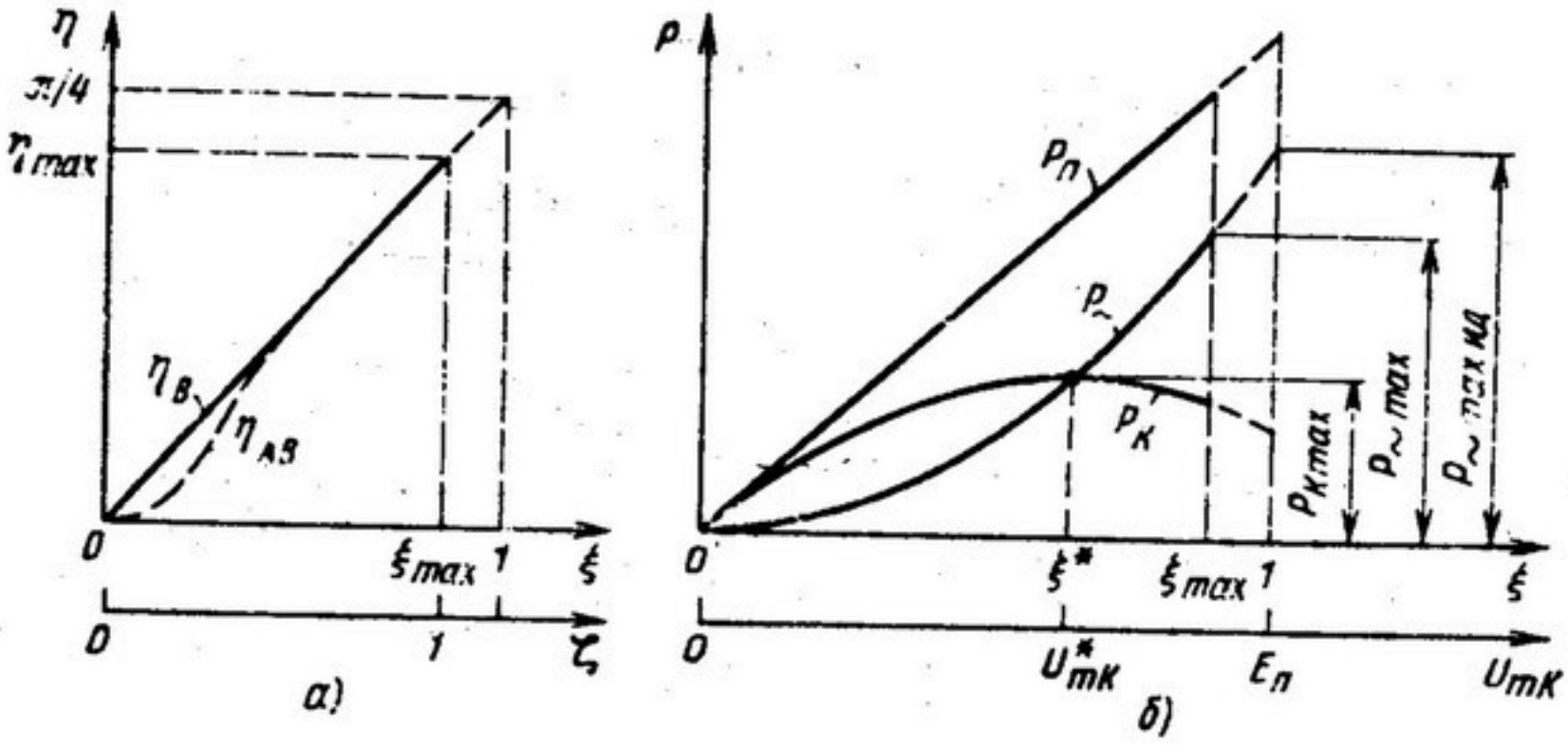


Рис. 8.6

рал дает площадь под полуволной синусоиды тока (длительность полуволны в единицах θ равна π). Мощность питания $P_{\text{п}}=E_{\text{п}}I_{\text{п ср}}$, а выходная мощность, отдаваемая транзисторами, $P_{\sim}=U_{m\text{к}}I_{m\text{к}}/2$. Поэтому КПД в режиме В

$$\eta_{\text{в}}=P_{\sim}/P_{\text{п}}=\pi\xi/4, \qquad (8.12)$$

где $\xi=U_{m\text{к}}/E_{\text{п}}$ — коэффициент использования напряжения питания. Из-за остаточных напряжений транзисторов коэффициент $\xi_{max}<1$. Поэтому $\eta_{\text{в max}}=\pi\xi_{max}/4<\pi/4=0{,}785$. Используя понятие относительной амплитуды ζ, можно записать $\eta_{\text{в}}=\zeta\eta_{\text{в max}}$. График $\eta_{\text{в}}$ приведен на рис. 8.6,*а*. При малых ζ здесь КПД намного выше, чем в режиме А.

Для построения графиков мощностей (рис. 8.6,*б*) выразим их через ξ:

$$P_{\sim}=U^2_{m\text{ к}}/2R_{\text{нт1}}=\xi^2P_{\sim\text{ max ид}};$$

$$P_{\text{п}}=P_{\sim}/\eta_{\text{в}}=4\xi P_{\sim\text{ max ид}}/\pi; \qquad (8.13)$$

$$P_{\text{к}}=P_{\text{п}}-P_{\sim}=P_{\sim\text{ max ид}}(4\xi/\pi-\xi^2),$$

где $P_{\sim\text{max ид}}=E_{\text{п}}^2/2R_{\text{нт1}}$ — максимальная выходная мощность идеальных транзисторов (не имеющих остаточных напряжений). Для них $\xi_{max}=1$. Мощность потерь на коллекторах (двух в сумме) в режиме В имеет максимум $P_{\text{к max}}=4P_{\sim\text{max ид}}/\pi^2\approx 0{,}4P_{\sim\text{max ид}}$ при $\xi=\xi^*=2/\pi=0{,}637$. На рис. 8.6 участки графиков при $\xi>\xi_{\text{б max}}$ ($U_{m\text{к}}>U_{m\text{к max}}$) нереализуемы на практике и поэтому нанесены штрихами. В соответствии с (8.13)

$$P_{\sim\text{ max}}=\xi^2_{max}P_{\sim\text{ max ид}}. \qquad (8.14)$$

По сравнению с однотактным трансформаторным каскадом в двухтактном каскаде в режиме В при той же $P_{\sim\text{max}}$ максимальная

мощность потерь $P_{К\ max}$ в несколько раз меньше. Если принять $\xi_{max}=1$, т. е. $\eta_{А\ max}=0{,}5$ и $\eta_{В\ max}=\pi/4$, то различие составляет в 5 раз, или в пересчете на один транзистор в 10 раз. Более высокий КПД и пониженная относительная величина максимальной мощности потерь в транзисторах являются главными преимуществами режима В.

8.6. ДВУХТАКТНЫЕ КАСКАДЫ В РЕЖИМЕ АВ

Двухтактный каскад в режиме А даст очень малые нелинейные искажения, но имеет низкий КПД. Режим В обеспечивает высокий КПД, но вносит повышенные нелинейные искажения, обусловленные кривизной начального участка передаточной характеристики транзистора $i_К(u_{БЭ})$, вследствие чего совмещенная характеристика обоих транзисторов (рис. 8.7,*а*), представляющая зависимость их разностного тока, имеет подобие ступеньки в окрестности перехода через нуль. Это вызывает так называемые центральные ступеньки на синусоиде разностного тока (рис. 8.7,*б*), а значит, и выходного напряжения. Для их устранения применяется режим АВ, в котором подается небольшое исходное смещение РТ транзисторов A и A' так, что они оказываются на середине начальных криволинейных участков передаточных характеристик (рис. 8.7,*в*). Совмещая характеристики транзисторов по напряжению $u_{БЭ}$ точками A и A', видим, что характеристика разностного тока получается прямой (штриховая линия на рисунке) и ступенек не возникает. В режиме АВ при малых токах работают оба плеча одновременно подобно режиму А и нелинейности характеристик плеч взаимно компенсируются.

Линия нагрузки в режиме АВ в отличие от режима В, при малых токах отклоняется от прямой AB (штриховая кривая на рис. 8.5,*б*), так как ток коллектора в исходной РТ A' не равен нулю, а сопротивление нагрузки каждого транзистора зависит от



Рис. 8.7

тока. Последнее обусловлено тем, что при одном и том же приращении разностного тока (рис. 8.7,*в*), а значит, и напряжения на нагрузке приращение тока $i_к$ зависит от тока (из-за кривизны передаточной характеристики транзистора).

В режиме АВ при малых амплитудах КПД понижается (по сравнению с режимом В). Здесь транзисторы работают в режиме А, и поэтому начальный участок кривой $\eta_{АВ}(\xi)$ является квадратичным (рис. 8.6,*а*). Однако общий КПД всего усилителя понижается мало, так как ток покоя оконечных транзисторов обычно бывает меньше общего тока питания предварительных каскадов. Режим АВ для двухтактных каскадов является **самым распространенным**, поскольку обеспечивает высокий КПД и небольшие нелинейные искажения. Но наименьшие нелинейные искажения имеет двухтактный каскад в режиме А.

Максимальное напряжение на одном транзисторе двухтактного каскада в любом режиме близко к $2E_п$. Однако при наличии индуктивной составляющей сопротивления нагрузки на ней могут развиваться большие кратковременные выбросы напряжения, способные пробить транзисторы. Это особенно характерно для режимов (В и АВ) с прерыванием тока транзисторов. Для ограничения напряжения на нагрузке каждый транзистор плеча иногда шунтируют встречно включенным диодом (на схеме не показано).

В выводы эмиттеров оконечных транзисторов двухтактного каскада в режиме АВ часто включают резисторы эмиттерной стабилизации $R_э = (0{,}05 \ldots 0{,}15)R_{нт1}$. Тогда во всех соотношениях надо $R_{нт1}$ заменить на сумму $R_{нт1}+R_э$ и учесть, что в нагрузку будет поступать не вся мощность $P_{\sim}$, а лишь ее часть $R_{нт1}/(R_{нт1}+R_э)$.

8.7. ДВУХТАКТНЫЕ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ КАСКАДЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ С ПРЕДОКОНЕЧНЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

Применение непосредственной связи позволяет создать усилитель, не содержащий ни одного трансформатора. На рис. 8.8 приведены распространенные схемы двухкаскадных бестрансформаторных усилителей мощности с параллельным управлением транзисторами оконечного двухтактного каскада (*VT*2 и *VT*3) однофазным переменным напряжением. Резистор *R*1 подачи смещения на предоконечный транзистор *VT*1 подключен к точке *а* соединения оконечных транзисторов, что охватывает усилитель ООС по переменному и постоянному напряжению. Последнее стабилизирует исходный потенциал точки *а*. Напряжение на резисторе $R_{см}$ создает смещение исходных РТ оконечных транзисторов, обеспечивая их работу в режиме А или АВ. Последний применяется чаще.

Для исключения необходимости двух источников питания (см. рис. 8.4,*б*) здесь сопротивление нагрузки $R_н$ подключено через раз-

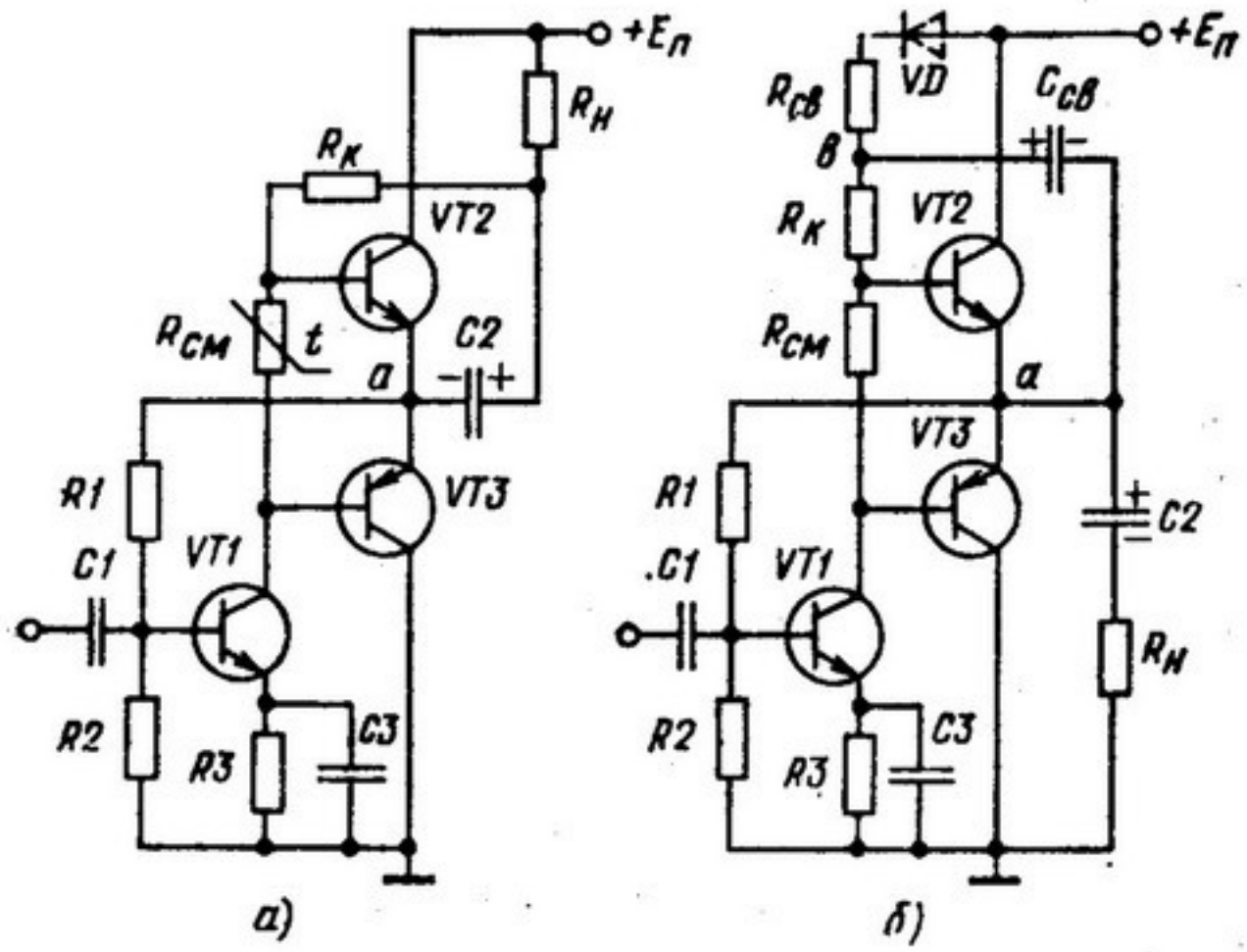


Рис. 8.8

делительный конденсатор $C2$ к одному из полюсов источника $E_п$. Это возможно потому, что через нагрузку протекает только переменный ток. Напряжение между выводами конденсатора $C2$ почти постоянно и близко к $E_п/2$. Рассмотрим работу оконечного каскада по схеме рис. 8.8,*а* в режиме АВ. В полупериод, когда транзистор $VT3$ открывается, конденсатор $C2$ в цепи нагрузки включается последовательно с источником $E_п$ и их напряжения вычитаются, так что итоговое напряжение питания одного плеча равно $E_п - E_{C2} = E_п/2$, а конденсатор $C2$ частично заряжается током транзистора $VT3$. В полупериод работы транзистора $VT2$ конденсатор с напряжением $E_{C2} = E_п/2$ служит источником питания и частично разряжается. На величину разряда за четверть периода уменьшается максимально достижимая амплитуда выходного напряжения. Чтобы относительное уменьшение ее на нижней граничной частоте $\omega_н$ не превышало допустимой величины $\varepsilon_C = 0{,}05 \ldots 0{,}2$, требуемая емкость $C2 \geqslant 1/\varepsilon_C \omega_н R_н$.

Правый вывод коллекторного резистора $R_к$ предоконечного каскада подключен необычно, не к точке $+E_п$. В противном случае максимально достижимая амплитуда переменного напряжения на коллекторе $VT1$ была бы заметно меньше, чем $E_п/2$, т. е. недостаточна для полной раскачки оконечных транзисторов. При их полной раскачке амплитуда напряжения на $R_н$ максимальна и близка к $E_п/2$, а требуемая амплитуда переменного напряжения на базах оконечных транзисторов (относительно земли) больше, так как они включены по схеме эмиттерных повторителей. Из-за недораскачки максимальные выходная мощность и КПД оказались бы заниженными.

Невозможность полного открывания оконечных транзисторов в этом случае можно уяснить и из других соображений. Ток базы *VT*2 протекает через $R_к$. Если $R_к$ подключить к коллектору *VT*2, этот ток будет протекать под действием напряжения коллектор—база. Так как для обеспечения нужного тока оно не может быть малым, то значительным будет и остаточное напряжение коллектор—эмиттер. Если же уменьшить $R_к$, это приведет к неполному открыванию *VT*3 (в другой полупериод), так как значительная часть тока полностью открытого *VT*1 потечет не через базу *VT*3, а через $R_к$ и $R_{см}$.

На схеме рис. 8.8,*а* резистор $R_к$ подключен к источнику питания $E_п$ через сопротивление $R_н$, с которого на вход двухтактного эмиттерного повторителя подается через $R_к$ ПОС. Она подается в цепь питания транзистора *VT*1 и поэтому называется **ОС по питанию или вольтодобавкой**, увеличивающей напряжение питания предоконечного каскада в полупериод уменьшения тока транзистора *VT*1. В этот полупериод напряжение нагрузки складывается с $E_п$, что позволяет снять с *VT*1 амплитуду напряжения, достаточную для управления оконечным эмиттерным повторителем.

Такое подключение резистора $R_к$, даже высокоомного, обеспечивает полное открывание транзистора *VT*2, так как максимальный ток его базы (в середине полупериода) теперь задается резистором $R_к$ от напряжения на *C*2, которое постоянно и достаточно велико. В это время *VT*3 заперт, а ток транзистора *VT*1 минимален.

При расчете сквозной характеристики прямой передачи, необходимой для определения $K_г$, следует принять сопротивление эквивалентного генератора входного сигнала оконечных транзисторов равным $R_к$ (см. рис. 8.8,*а*). Дело в том, что по переменной составляющей *VT*2 и *VT*3 можно считать включенными по схеме с ОЭ, так как их промежутки эмиттер—база подключены через *C*2 параллельно резистору $R_к$.

К сожалению, в рассмотренной схеме ни один из выводов нагрузки не имеет общей точки со входом усилителя. Это затрудняет съем напряжения общей ОС. Кроме того, нагрузка находится относительно земли под напряжением питания, что не всегда допустимо, а в случае обрыва $R_н$ питание транзистора *VT*1 отключается. Следовательно, на холостом ходу усилитель неработоспособен. Для устранения этих недостатков применяют схему с параллельной ОС по питанию (рис. 8.8,*б*), для ввода которой последовательно с $R_к$ включают специальный резистор связи $R_{св}$. В точку *b* выходное напряжение подается через конденсатор $C_{св}$ и служит вольтодобавкой. По переменному току резистор $R_{св}$ включен параллельно нагрузке. Поэтому, чтобы на нем терялась незначительная часть общей выходной мощности, принимают $R_{св} \geqslant (20 \ldots 40) R_н$. Чтобы постоянное напряжение на $C_{св}$ было ненамного меньше, чем $E_п/2$ (для полного открывания *VT*2), желательно $R_{св} < R_к/2$.

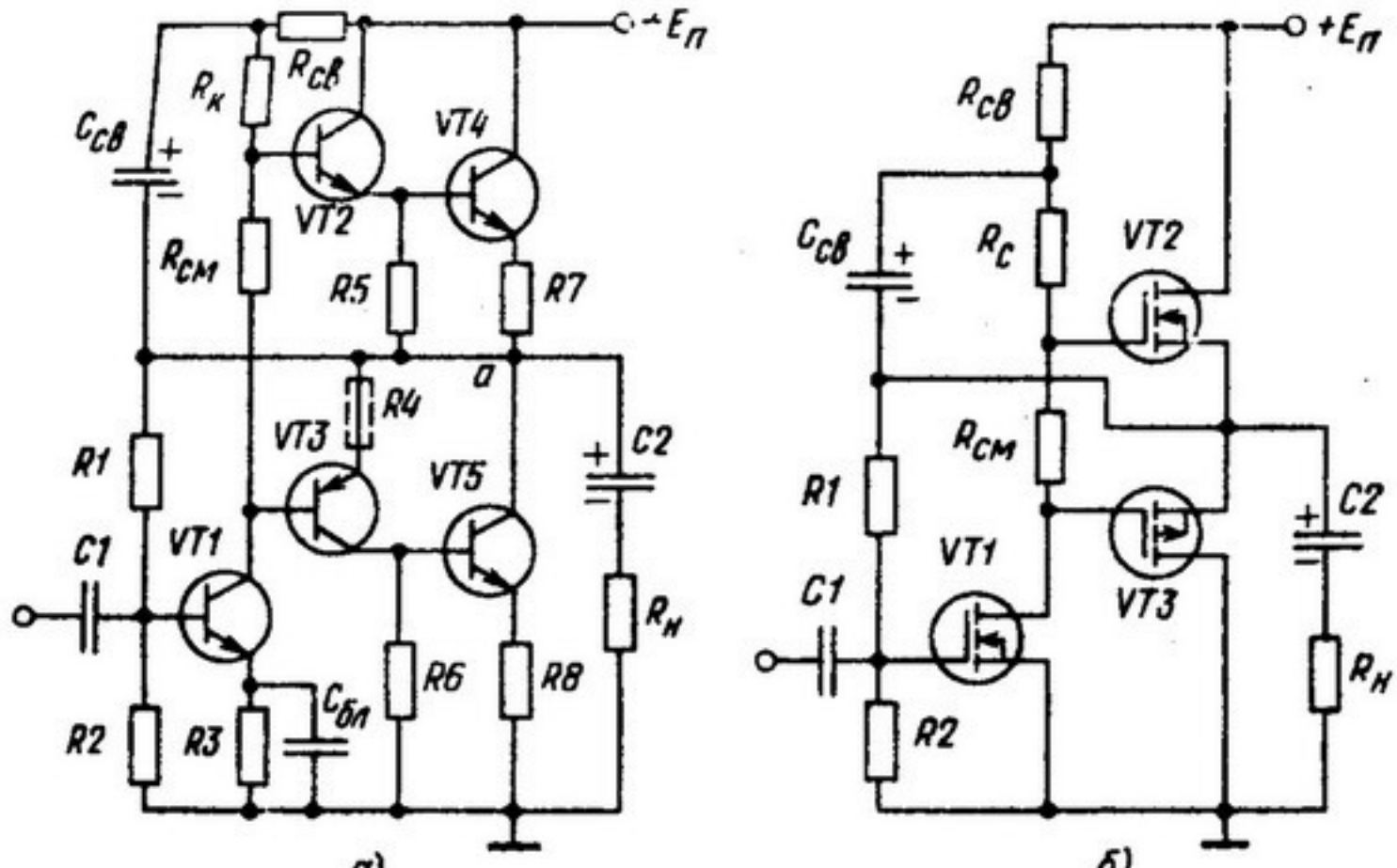


Рис. 8.9

В полупериод работы транзистора *VT2* конденсатор $C_{св}$ разряжается не только через $R_к$, обеспечивая ток базы, но еще через $R_{св}$ и промежуток коллектор — эмиттер. Чтобы, несмотря на это, напряжение на $C_{св}$ не успевало заметно уменьшится к середине полупериода, его емкость должна быть достаточно большой. Для разрыва пути разряда конденсатора через $R_{св}$ последовательно с ним иногда включают диод *VD* (рис. 8.8, *б*), что позволяет снизить требуемую емкость $C_{св}$ примерно в два раза.

Для уменьшения требуемого тока покоя *VT1* транзисторы двухтактного каскада делают составными, в которых оконечные транзисторы чаще берут однотипными с целью унификации (рис. 8.9, *а*). Такие схемы каскадов называются схемами с *квазидополнительной симметрией*. Резисторы *R5*—*R8* служат для стабилизации исходных РТ оконечных транзисторов. Чтобы *R7* и *R8* не сильно уменьшали КПД, их сопротивления берут 5...15% от $R_н$. Сопротивления резисторов *R5* и *R6* принимают такими, чтобы их токи были в несколько раз больше исходных токов баз *VT4* и *VT5*. Резистор *R4* ($R4 \approx R5 \| (\beta_4 R7)$) симметрирует плечи. Диод *VD* (рис. 8.8, *б*) может включаться и в этой схеме. Для термостабилизации тока покоя оконечных транзисторов вместо резистора смещения $R_{см}$ часто включают два — три последовательно соединенных диода или стабилизатор малого напряжения (рис. 7.9, *в*) на одном транзисторе.

На рис. 8,9, *б* приведена аналогичная схема бестрансформаторного усилителя мощности с двухтактным выходным каскадом на МДП-транзисторах с индуцированными каналами типа *n* (*VT2*) и типа *p* (*VT3*). Подложка обычно соединяется с истоком внутри мощных МДП-транзисторов. Полевые транзисторы вносят меньше нелинейных искажений и не подвержены тепловой неустойчивости. Пороговое напряжение стокозатворной характеристики современных мощных МДП-транзисторов с индуцированным каналом близко к нулю. Недостатком их

являются повышенное остаточное напряжение и производственный разброс параметров, однако по мере совершенствования технологии они уменьшаются.

Пример. Рассчитать основные элементы двухтактного каскада в усилителе звуковой частоты с выходной мощностью 3 Вт по схеме рис. 8.9, *а*, если $R_н = 4$ Ом.

Решение. 1. Для получения хороших энергетических показателей и небольших нелинейных искажений выбираем режим АВ. Принимаем $R7 = R8 = (0{,}1 \ldots 0{,}15)R_н = 0{,}5$ Ом. Тогда полное сопротивление нагрузки одного плеча $R_{н\,т1} \approx R_н + R7 = 4 + 0{,}5 = 4{,}5$ Ом.

2. Требуемая максимальная выходная мощность транзисторов

$$P_{\sim\,max} = P_н R_{нт1}/R_н = 3 \cdot 4{,}5/4 = 3{,}37 \text{ Вт}.$$

3. Максимальная амплитуда тока нагрузки

$$I_{m\,max} = \sqrt{2P_н/R_н} = \sqrt{2 \cdot 3/4} = 1{,}22 \text{ А}.$$

4. Ориентировочное значение требуемого напряжения питания одного плеча $E_{пп} \approx I_{m\,max}R_{нт1} + u_{ост4} = 1{,}22 \cdot 4{,}5 + 1 = 6{,}5$ В, а для всего каскада $E_п \approx 2E_{пп} = 2 \cdot 6{,}5 = 13$ В. Здесь остаточное напряжение на $VT4$ принято примерно 1 В, так как коллекторы $VT2$ и $VT4$ соединены и $u_{ост4} > U_{БЭ4\,max}$.

5. Ориентировочное значение максимальной мощности потерь в каждом из оконечных транзисторов ($VT4$, $VT5$) с учетом (8.14)

$$P_{К4\,max} = 0{,}2P_{\sim\,max}/\xi^2_{max} = 0{,}2 \cdot 3{,}37/0{,}85^2 = 0{,}93 \text{ Вт},$$

где $\xi_{max} = (E_{пп} - u_{ост})/E_{пп} = (6{,}5 - 1)/6{,}5 = 0{,}85$.

6. Максимальное напряжение на оконечном транзисторе каждого плеча $U_{КЭ\,max} \approx E_п = 13$ В.

7. По $P_{К4\,max}$, $U_{КЭ\,max}$ и $I_{m\,max}$ выбираем оконечные транзисторы $VT4$ и $VT5$ типа КТ817. У них коэффициент усиления тока β при $I_К = I_{m\,max} = 1{,}22$ А падает по сравнению с максимальным не более чем в 3,5 раза, что является предпосылкой для получения не очень больших нелинейных искажений.

8. Примем ток покоя оконечных транзисторов $I_{К04} = I_{К05} = 0{,}03\ I_{m\,max} = 36$ мА. Исходный ток через $R5$ примем не более $0{,}1\ I_{К04} = 3{,}6$ мА. Исходное напряжение $U_{0R5} \approx U_{0БЭ4} \approx 650$ мВ («пороговое» напряжение входной характеристики). Тогда $R5 = 650/3{,}6 = 180$ Ом.

9. Входные характеристики транзистора КТ817 при больших токах в справочниках отсутствуют. Поэтому максимальное напряжение база — эмиттер $VT4$ ориентировочно примем равным напряжению насыщения $U_{БЭ4\,нас} = 0{,}83$ В, указанному для $I_К = 1$ А.

10. Максимальное напряжение на $R5$ $U_{R5\,max} \approx I_{m\,max}R7 + U_{БЭ4\,нас} = 1{,}22 \times 0{,}5 + 0{,}83 = 1{,}44$ В.

11. Максимальные токи

$$I_{R5\,max} = U_{R5\,max}/R5 = 1{,}44/180 = 0{,}008 \text{ А}.$$

$$I_{Э4\,max} = I_{m\,max} - I_{R5\,max} = 1{,}22 - 0{,}008 = 1{,}212 \text{ А}.$$

$$I_{Б4\,max} = I_{Э4\,max}/(1 + \beta_{4\,min}) = 1{,}212/(1 + 25) = 0{,}047 \text{ А}.$$

Здесь $\beta_{4\,min}=25$ — минимальное значение коэффициента усиления по току транзистора КТ817.

12. Максимальный ток транзистора $VT2$ $I_{Э2\,max}=I_{Б4\,max}+I_{Кб\,max}=0{,}047+0{,}008=0{,}055$ А, а максимальное напряжение на нем $U_{КЭ2\,max}\approx E_п=13$ В (достигается в момент подключения $E_п$).

13. Напряжения на $VT2$ и $VT4$ практически одинаковы. Поэтому их максимальные мощности потерь различаются во столько же раз, что и токи: $P_{К2\,max}=P_{К4\,max}I_{Э2\,max}/I_{Э4\,max}=0{,}93\cdot 0{,}055/1{,}212=0{,}042$ Вт.

14. По найденным максимальным току, напряжению и мощности выбираем в качестве $VT2$ и $VT3$ транзисторы КТ315В и КТ361В. Их остаточные напряжения при токе 0,055 А можно принять равными $2U_{КЭ\,нас}\approx 0{,}5$ В.

15. Суммарное остаточное напряжение на составном транзисторе плеча $u_{остΣ}=u_{ост2}+U_{БЭ4\,max}=0{,}5+0{,}83=1{,}33$ В.

16. Уточним требуемое напряжение питания: $E_{пп}=I_{m\,max}R_н+I_{Э4\,max}R_7+u_{ост}=1{,}22\cdot 4+1{,}212\cdot 0{,}5+1{,}33=6{,}816$ В. $E_п\approx 2E_{пп}=2\cdot 6{,}816=13{,}62$ В. Принимаем $E_п=14$ В.

17. Максимальный ток базы $VT2$ (КТ315В)

$$I_{Б2\,max}=I_{Э2\,max}/(1+\beta_{2\,min})=55/(1+30)=1{,}77\text{ мА}.$$

18. Требуемый ток коллектора $VT1$ в исходной РТ $I_{к01}\geqslant 1{,}3\ I_{Б2\,max}=1{,}3\times 1{,}77=2{,}301$ мА. Принимаем $I_{к01}=2{,}5$ мА.

19. Максимальная мощность потерь в транзисторе $VT1$

$$P_{К1\,max}=I_{К01}E_п/2\quad 2{,}5\cdot 14/2\approx 18\text{ мВт}.$$

20. Для полного открывания $VT3$ потери постоянного напряжения на $R3$ должны быть небольшими: $U_{R3}=(0{,}03\ldots 0{,}05)\ E_п/2=(0{,}03\ldots 0{,}05)\ 14/2=(0{,}2\ldots\ldots 0{,}35)$ В. Принимаем 0,3 В. Тогда $R_3=U_{R3}/I_{к01}=0{,}3/2{,}5=0{,}12$ кОм.

21. Требуемое исходное напряжение на $R_{см}$ близко к сумме пороговых напряжений база — эмиттер транзисторов $VT2$, $VT4$, $VT3$: $U_{см}\approx 3\cdot 0{,}65=1{,}95$ В. Для термостабилизации тока покоя оконечных транзисторов вместо резистора $R_{см}$ применим три последовательно соединенных диода типа КД503А. При токе 2,5 мА ($I_{к01}$) напряжение на КД503А составляет 0,65 В.

22. Принимая в режиме токоя потенциал точки a равным $E_п/2$, находим суммарное напряжение на $R_к+R_{св}$ как разность $E_п/2-2U_{БЭ0}=14/2-2\cdot 0{,}65=5{,}7$ В. Тогда сопротивление $R_к+R_{св}=5{,}7/2{,}5=2{,}28$ кОм.

23. Минимально допустимое $R_{св}\approx 30R_н=30\cdot 4=120$ Ом. Для уменьшения тока разряда конденсатора $C_{св}$ через $R_{св}$ и открытый $VT4$ примем $R_{св}=(0{,}3\ldots 0{,}5)\ (R_к+R_{св})\approx 1$ кОм. Тогда $R_к=2{,}28-1=1{,}28$ кОм. Принимаем стандартный номинал 1,3 кОм.

8.8. МОСТОВЫЕ И КВАЗИМОСТОВЫЕ СХЕМЫ ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ

При бестрансформаторном выходе в двухтактном каскаде можно получить вдвое большую максимальную амплитуду выходного напряжения, т. е. вчетверо больше выходную мощность, если при-

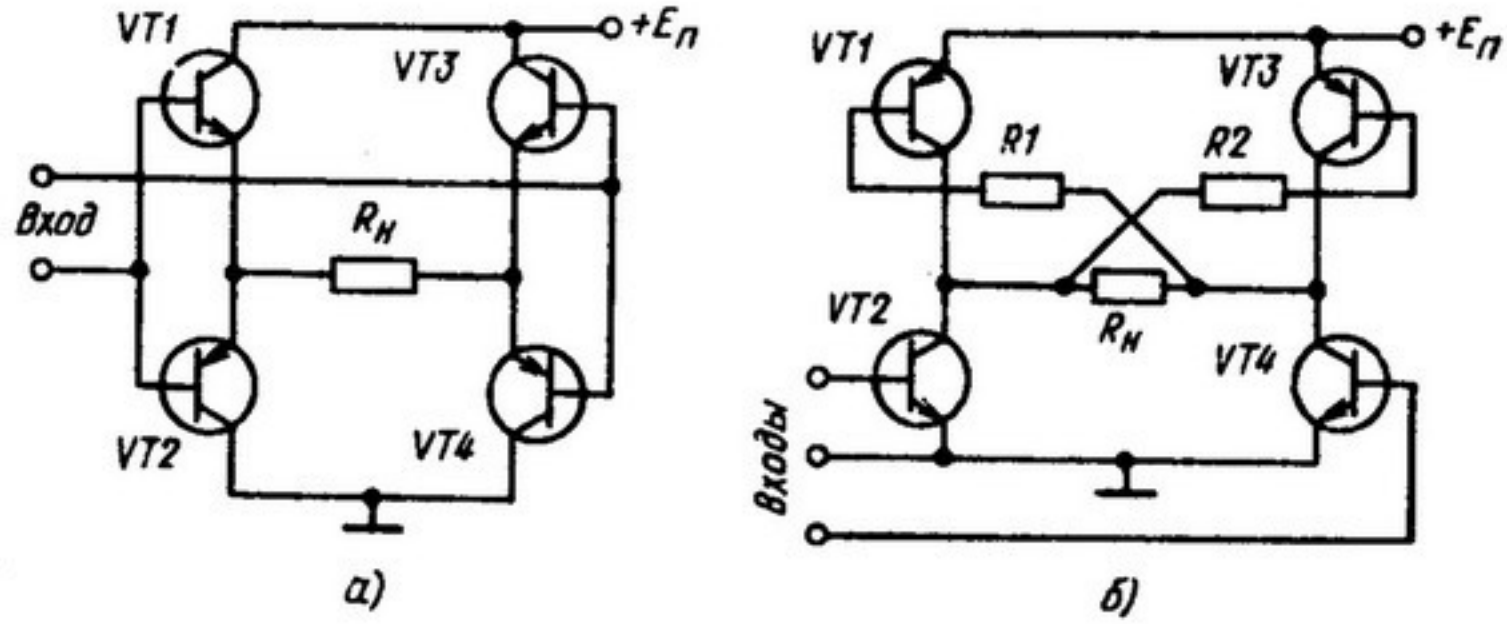


Рис. 8.10

менить мостовую схему (рис. 8.10,*а*). Она содержит четыре оконечных транзистора. В один полупериод работают *VT*1 и *VT*4, а в другой — *VT*2 и *VT*3 (режим В). Максимальная амплитуда полуволн напряжения на нагрузке $R_н$ в любой полупериод близка к $E_п$. Она меньше $E_п$ на сумму остаточных напряжений двух транзисторов. На рис. 8.10,*а* транзисторы включены как эмиттерные повторители, а поэтому для полной раскачки требуется амплитуда входного напряжения, превышающая $E_п$. Оно может подаваться при помощи входного трансформатора. Вместо этого можно на каждый из входных зажимов подавать относительно земли вдвое меньшее переменное напряжение, наложенное на постоянное напряжение, равное $E_п/2$. Тогда переменные входные напряжения должны быть взаимно противофазны.

В мостовой схеме рис. 8.10, *б* усиливаемое колебание подается лишь на транзисторы *VT*2 и *VT*4. Входные напряжения этих транзисторов должны быть взаимно противофазными и могут сниматься, например, с фазоинверсного трансформатора, как на рис. 8.4, *а*. Транзистор *VT*1 открывается одновременно с *VT*4, а *VT*3 — одновременно с *VT*2 благодаря резисторам *R*1 и *R*2. При небольших сопротивлениях резисторов верхние транзисторы будут работать в режиме, близком к ключевому, и мощности потерь в них будут очень малы.

Недостатком мостовых каскадов является удвоенное количество транзисторов, а главное, отсутствие общей точки нагрузки и источника питания, что делает невозможным непосредственный съем напряжения ОС. Последний недостаток отсутствует в двухтактных каскадах, выполненных по **квазимостовым** схемам. В них только два усилительных транзистора (по одному в каждом плече), а источник $E_п$ используется для питания лишь одного плеча. Для питания другого плеча используется накопительный конденсатор, который в нерабочий полупериод заряжается до напряжения, близкого к $E_п$. Заряд может осуществляться через дроссель или через дополнительный транзистор.

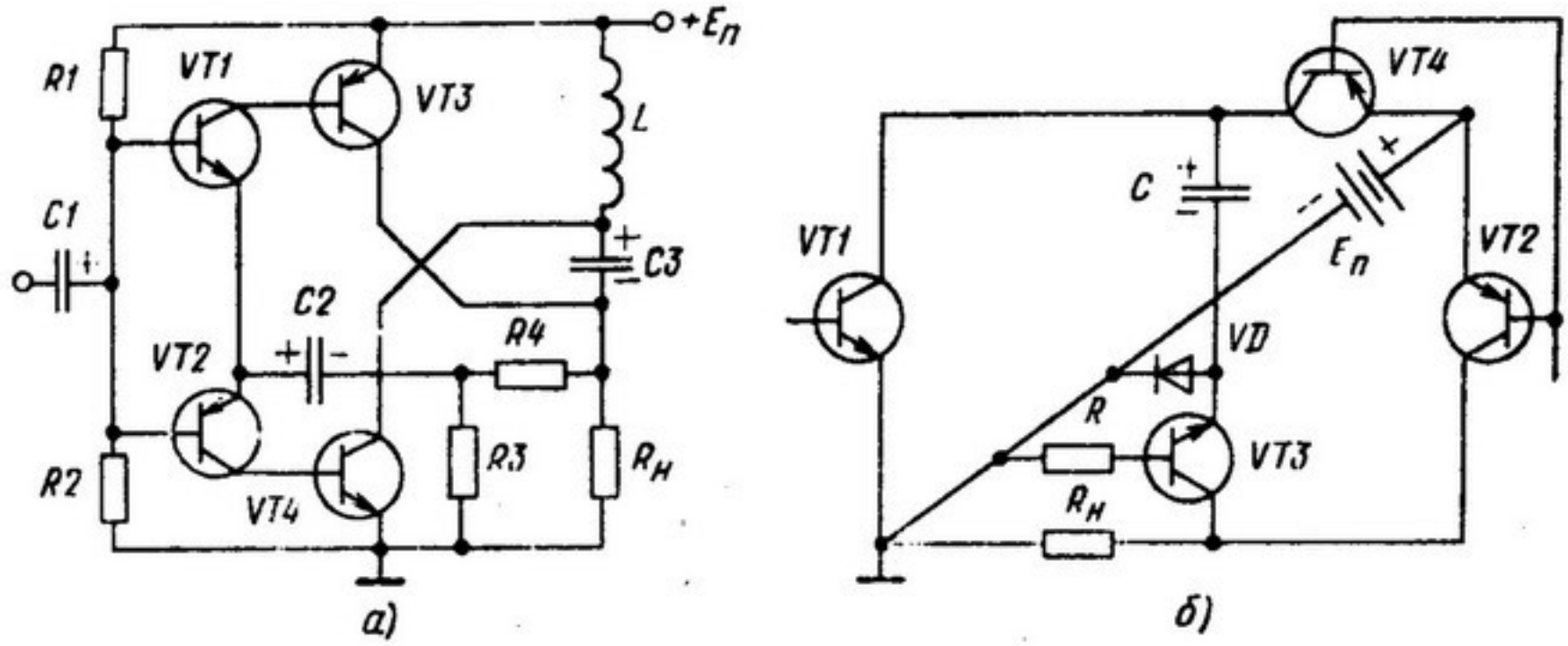


Рис. 8.11

С дросселем схема получается весьма простой (рис. 8.11, *а*). Здесь *TV*1 и *VT*2 являются предоконечными транзисторами, а *VT*3 и *VT*4 — оконечными. В исходном состоянии токи через транзисторы не протекают, а накопительный конденсатор *С*3 заряжен (через дроссель *L* и сопротивление нагрузки $R_н$) до напряжения источника питания $E_п$. Резистивный делитель *R*1*R*2 задает постоянное напряжение на базах *VT*1 и *VT*2, равное $E_п/2$. На их эмиттеры с резистора *R*3 подается часть напряжения нагрузки в качестве напряжения ООС.

В режиме В плечи работают поочередно. Пусть в первый полупериод открывается транзистор *VT*3. Его ток протекает через источник питания $E_п$ и сопротивление нагрузки $R_н$. Во второй полупериод открывается *VT*4, его ток протекает через нагрузку $R_н$ и накопительный конденсатор *С*3, который служит в качестве источника питания и поэтому частично разряжается. В установившемся режиме через дроссель протекает постоянный ток подзаряда накопительного конденсатора и создает на $R_н$ постоянное напряжение $U_=$. Из-за этого в полупериод работы *VT*3 напряжение на $R_н$ нарастает не от нуля, а от значения $U_=$ и поэтому максимальная амплитуда его полуволны понижена. Так как в процессе заряда конденсатора *С*3 его напряжение может приближаться лишь к разности $E_п - U_=$, то максимальная амплитуда напряжения на $R_н$ понижена и в полупериод работы *VT*4. Оказывается, что если $r_L = 0$, а остаточными напряжениями на транзисторах пренебречь, то при синусоидальной форме колебания максимальный коэффициент использования напряжения питания $\xi_{max} = U_{m\,max}/E_п = \pi/(1 + \pi) = 0{,}76$ и одинаков в оба полупериода, Если взять колебание, у которого относительная продолжительность больших мгновенных значений мала, то $U_=$ будет меньше, а ξ_{max} больше.

На рис. 8.11, *б* показана квазимостовая схема двухтактного каскада с двумя дополнительными транзисторами (*VT*3 и *VT*4). Усилительные оконечные транзисторы *VT*1 и *VT*2 в режиме В работают поочередно, а их токи протекают через нагрузку $R_н$ в противоположных направлениях. Для управления ими могут быть применены два предоконечных транзистора, включенные аналогично *VT*1 и *VT*2 на рис. 8.11, *а*. В полупериод работы правого плеча одновременно с *VT*2 откры-

вается транзистор $VT4$, через который происходит заряд накопительного конденсатора C от источника $E_п$. Ток заряда протекает через диод VD и создает на нем напряжение, запирающее транзистор $VT3$. В другой полупериод работает усилительный транзистор $VT1$, а питание осуществляется от накопительного конденсатора C, напряжение на котором близко к $E_п$. При этом ток нагрузки протекает через транзистор $VT3$, который теперь открыт благодаря наличию резистора R. Здесь, в отличие от предыдущей схемы, ток заряда не протекает через $R_н$ и поэтому при пренебрежении остаточными напряжениями $\xi_{б\,max} = 1$.

Все рассмотренные схемы могут быть дополнены резисторами подачи начального смещения для перевода выходных транзисторов в режим АВ.

8.9. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ГАРМОНИК ДВУХТАКТНОГО КАСКАДА

Для учета неполной идентичности плеч двухтактного каскада считают, что их коэффициенты передачи, а значит, и амплитуды всех гармоник выходных токов отличаются от средних в $1+\nu/2$ раз, причем в разных плечах в разные стороны. Здесь ν называется коэффициентом асимметрии плеч. В результате амплитуды нечетных гармоник токов транзисторов в выходном колебании каскада оказываются удвоенными, а у четных гармоник ввиду их вычитания остается нескомпенсированная часть, равная ν. Поэтому в режиме А вместо (8.6) получим

$$K_г = \sqrt{(\nu I_{m2})^2 + (2I_{m3})^2 + (\nu I_{m4})^2}\,/2I_{m1}.$$

Нередко для схем с ОЭ транзисторы двухтактных каскадов подбирают близкими по крутизне сквозной передачи, что уменьшает ν до 0,1 ... 0,2.

Перейдем теперь к режиму АВ. На рис. 8.12,*а* показаны сквозная характеристика прямой передачи одного плеча и соответствующая максимальной амплитуде полуволна косинусоиды ЭДС эквивалентного генератора $e_{г\sim} = E_{гm}\cos\omega t$. Ток в исходной рабочей точке обозначен I_1, а токи, соответствующие амплитудному значению и половине амплитуды ЭДС, — I_3 и I_2. Выходной сигнал определяется разностным током плеч. Поэтому для применения метода пяти ординат к сквозной характеристике разностного тока в формулах (8.5) при идентичных плечах следовало бы принять $I_{max} = I_3$, $I_{min} = -I_3$, $I_{0,5} = I_2$, $I_{-0,5} = -I_2$ и $I_0 = 0$. Но на практике из-за асимметрии плеч

$$I_{max} = I_3(1+\nu/2),\ I_{min} = -I_3(1-\nu/2),$$

$$I_{0,5} = I_2(1+\nu/2),\ I_{-0,5} = -I_2(1-\nu/2),$$

$$I_0 = I_1(1+\nu/2) - I_1(1-\nu/2) = \nu I_1.$$

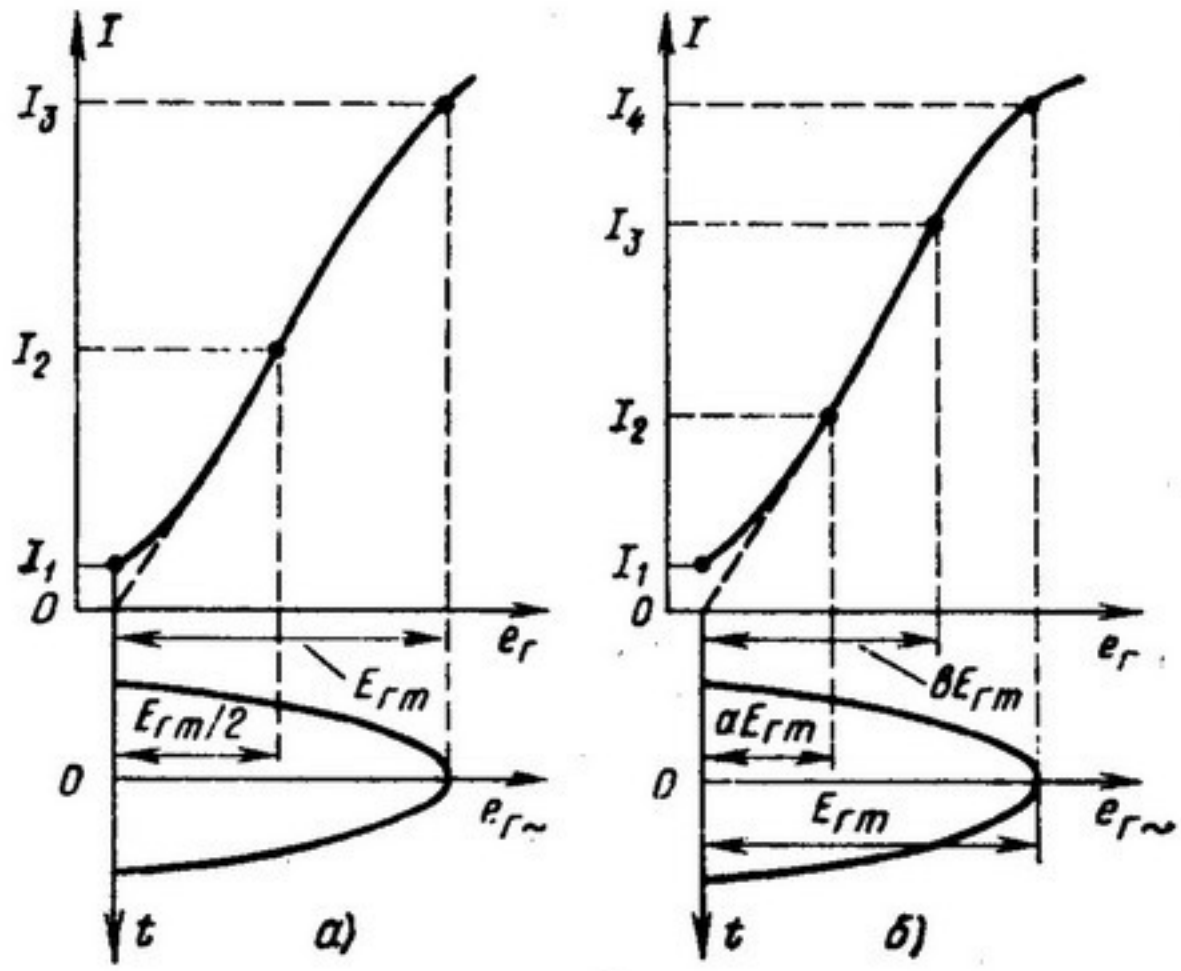


Рис. 8.12

Подставив эти значения ординат в (8.5), получим формулы для амплитуд гармоник:

$$I_{m1}=2(I_3+I_2)/3,\ I_{m2}=\nu(I_3-2I_1)/4,$$

$$I_{m3}=(I_3-2I_2)/3,\ I_{m4}=\nu(I_3-4I_2+6I_1)/12.$$

Если в схеме транзисторы разных плеч по постоянному току соединены последовательно, то их исходные токи I_1 (рис. 8.12) одинаковы и исходный разностный ток $I_0=0$. Для учета этого следует в последних формулах полагать $I_1=0$.

Метод пяти ординат для двухтактного каскада режима АВ по существу вырождается в метод трех ординат сквозной характеристики одного плеча. Однако по трем точкам (рис. 8.12,*а*) не всегда можно достаточно точно оценить кривизну характеристики. Если все три точки оказываются примерно на одной прямой, хотя сквозная характеристика плеча нелинейна, целесообразно использовать **метод семи ординат.** Применительно к двухтактному каскаду режима АВ он превращается в метод четырех ординат сквозной характеристики одного плеча (рис. 8.12,*б*).

С целью достижения компромисса между простотой расчетных соотношений и равномерностью размещения на характеристике отсчетных точек (для более точного определения амплитуд первых шести гармоник) выберем их при значениях текущей фазы функции $\cos\omega t$, равных 0; ±45; ±67,5; ±90°. Тогда на рис. 8.12,*б* $a=\cos(3\pi/8)=0{,}383$; $b=\cos(\pi/4)=0{,}707$. Амплитуды шести гармоник выходного тока в режиме АВ или В в этом случае

$$I_{m1}=(I_4+I_3/b)/2;\ I_{m2}=\nu(I_B+I_A)/4;$$
$$I_{m3}=(I_N+I_M)/4;\ I_{m4}=\nu(I_1-I_3+I_4/2)/4;$$
$$I_{m5}=(I_N-I_M)/4;\ I_{m6}=\nu(I_B-I_A)/4, \qquad (8.15)$$

где

$$I_A=(I_1-2I_2+I_3+I_4/2)/2b,\ I_B=I_4/2-I_1;$$
$$I_M=[a(I_4+I_3/b)-2I_2]/c,\ I_N=I_4-I_3/b,\ c=\cos(\pi/8).$$

Если наибольшая кривизна передаточной характеристики плеча наблюдается в ее верхней части, то с целью увеличения точности и упрощения расчетов целесообразно принять $a=0{,}5$ и $b=\sqrt{3}/2=0{,}866$. Тогда амплитуды шести гармоник выразятся так:

$$I_{m1}=(I_2+I_4+\sqrt{3}I_3)/3;\ I_{m2}=\nu(I_3+I_4-I_2-2I_1);$$
$$I_{m3}=(I_4-2I_2)/3;\ I_{m4}=\nu(2I_1+I_4-I_2-I_3)/6;$$
$$I_{m5}=(I_2+I_4-\sqrt{3}I_3)/3;\ I_{m6}=\nu[2(I_2-I_1-I_3)+I_4]/12.$$

Здесь, как и в (8.15), для схем с последовательным включением транзисторов плеч надо полагать $I_1=0$.

8.10. ОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ МОЩНЫХ И ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Из-за отсутствия очень мощных транзисторов транзисторные усилители пока строят на выходные мощности не более нескольких сотен ватт. Параллельное подключение выходов к общей нагрузке с применением специальных схем выравнивания выходных токов позволяет суммировать мощности нескольких усилителей. Однако это понижает надежность и усложняет устройства.

В то же время имеется потребность в усилителях с гораздо большей выходной мощностью. Так, мощность усилителей проводного вещания достигает десятков киловатт, а модуляционные усилители радиовещательных передатчиков с анодной модуляцией имеют выходные мощности порядка 1 МВт. Выходные каскады таких усилителей ламповые. В оконечных усилителях больших мощностей высокого качества (для радиовещания) ламповые — все каскады, чтобы облегчить применение глубоких ОС; на транзисторах и микросхемах — лишь блоки предварительного усиления и обработки сигналов.

В особо мощных усилителях ($P_{вых}>5$ кВт) оконечные двухтактные каскады в режиме В приходится строить на мощных генераторных триодах с принудительным охлаждением. Для уменьшения остаточных напряжений на анодах с целью получения достаточно высокого КПД используют область не только отрицательных, но и положительных напряжений на управляющих сетках, т. е. мирятся с

большими токами этих сеток. Такой режим называется режимом B_2. Входной ток лампы течет не весь полупериод, а только при положительном напряжении на сетке. Из-за этого входное сопротивление оконечных ламп нелинейно, и во избежание дополнительных искажений источник входного сигнала должен быть низкоомным. Поэтому предоконечный каскад строят по схеме двухтактного дроссельного катодного повторителя, работающего в режиме В.

Для широкополосных и импульсных усилителей применяют в основном бестрансформаторные оконечные каскады, как наиболее пригодные для этих целей. Находит применение каскад с ОЭ. При высокоомной нагрузке в нем целесообразно применение ВЧ-коррекции, так как это позволяет при той же верхней граничной частоте увеличить сопротивление резистора $R_к$ в цепи коллектора, а значит, получить требуемое выходное напряжение при меньшей амплитуде тока транзистора, т. е. выбрать его менее мощным.

При усилении однополярных импульсов исходную РТ с целью повышения экономичности и надежности транзистора целесообразно выбирать при малом токе покоя. В осциллографах и некоторых других приборах выходные каскады усилителей электростатического отклонения луча нагружены на пластины электронно-лучевой трубки. Обычно их делают двухтактными резисторными, часто по схеме с эмиттерной связью транзисторов. Последние работают в режиме А.

В электронной аппаратуре сигналы от одного устройства к другому передают по коаксиальному кабелю, что позволяет защитить цепь передачи от помех. Если длина кабеля невелика — хотя бы в 10 раз меньше длины волны самой высокочастотной составляющей сигнала, влияние кабеля выражается лишь в шунтирующем действии его емкости, равной примерно 25 ... 150 пФ/м. При большой длине кабеля перед ним ставится эмиттерный повторитель, чтобы обеспечить согласование с волновым сопротивлением кабеля. Оно составляет обычно 75 или 50 Ом. Выходное сопротивление повторителя примерно такое же. Точная подгонка согласования на входе кабеля осуществляется с помощью добавочных резисторов, выбором соответствующего $R_э$ (в цепи эмиттера) и применением сложных двухтранзисторных повторителей, обладающих пониженным выходным сопротивлением. При однополярных импульсных сигналах ток транзистора в повторителе желательно выбирать небольшим, чтобы он увеличивался только во время импульса.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем отличие оконечных каскадов от каскадов предварительного усиления?

2. Как строится линия нагрузки транзистора однотактного трансформаторного каскада?

3. Почему максимум мощности потерь в транзисторе однотактного каскада наблюдается в режиме покоя?

4. Для чего нужен метод пяти ординат?

5. Назовите основные достоинства двухтактных каскадов.

6. Зачем в двухтактном каскаде необходимо противофазное управление транзисторами и как это достигается в схемах на рис. 8.4?

7. Как найти сопротивление нагрузки одного транзистора в режимах А и В для каскадов по каждой их схем на рис. 8.4?

8. Нарисуйте форму тока источника питания в режиме В каскада по схеме рис. 8.4,*а* при синусоидальной форме усиливаемого колебания.

9. Что дает режим АВ в двухтактном каскаде и как он достигается?

10. Зачем нужен конденсатор $C_{св}$ в схеме рис. 8.8,*б*?

11. Почему применение составных транзисторов в качестве *VT*2 и *VT*3 на рис. 8.8 позволяет уменьшить ток покоя *VT*1?

12. Каковы преимущества и недостатки двухтактных каскадов по мостовым схемам?

13. В чем преимущество квазимостовых схем?

14. Как учитывают асимметрию плеч при определении коэффициента гармоник двухтактного каскада в режимах А и АВ?

15. Каковы особенности оконечных каскадов усилителей с очень большой выходной мощностью?

ГЛАВА 9

ОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ С ПОВЫШЕННЫМ КПД

9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ. ПРОСТЕЙШАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ В РЕЖИМЕ D С ШИМ

Рассмотренные оконечные каскады усиления мощности в режимах А и В (АВ) имеют теоретически максимальный КПД 50 и 78,54% соответственно. Но у реальных усиливаемых колебаний амплитуда редко бывает равна максимальной. Например, звуковой сигнал можно считать квазигармоническим, средняя амплитуда которого около 30% от максимальной. В этом случае $\xi \approx 0{,}3$ и КПД усилителя даже в режиме В составляет лишь 24%. Обычно усилитель используется не на полную мощность. Так, регулятор громкости усилителей звуковой частоты чаще всего устанавливают на малый уровень. При этом КПД пропорционально снижается. Низок КПД мощных усилителей постоянного тока, применяемых, например, в устройствах автоматики и различных регуляторах.

Повышение КПД усилителей обеспечивает экономию энергии источника питания и уменьшает мощность потерь в транзисторах. Оба эти преимущества взаимно обусловливают друг друга, но ценным является каждое из них. Отсюда, в частности, вытекает повышение надежности, уменьшение общих размеров и материалоемкости усилителя и источника питания.

Для всего усилителя КПД в основном определяется его оконечным каскадом как главным потребителем энергии питания. Основными принципами построения оконечных каскадов с повышенным КПД в настоящее время является применение ключевого и аналого-дискретного режимов работы транзисторов.

В ключевых усилителях транзисторы работают в режиме D (см. § 1.5), т. е. в качестве ключей. Поэтому мощность потерь в транзисторах очень мала, что и обеспечивает высокий КПД. Применение ключевого режима для усиления непрерывных сигналов основано на усреднении (сглаживании) в нагрузке импульсов тока транзистора, следующих друг за другом. Чтобы среднее за период следования импульсов значение тока нагрузки повторяло форму усиливаемого колебания, последовательность однополярных входных импульсов, отпирающих транзистор, должна быть заранее подвергнута так называемой широтно-импульсной модуляции (ШИМ). У такой модулированной последовательности ширина (длительность) импульсов изменяется от импульса к импульсу так, что их коэффициент заполнения пропорционален значению усиливаемого колебания в данный момент времени. Таким образом, на вход транзистора здесь подается не усиливаемое колебание, а последовательность широтно-модулированных импульсов.

На рис. 9.1, *а* приведена простейшая схема оконечного каскада, работающего в режиме D, для однополярных сигналов. Она используется либо для усиления мощности постоянного напряже-

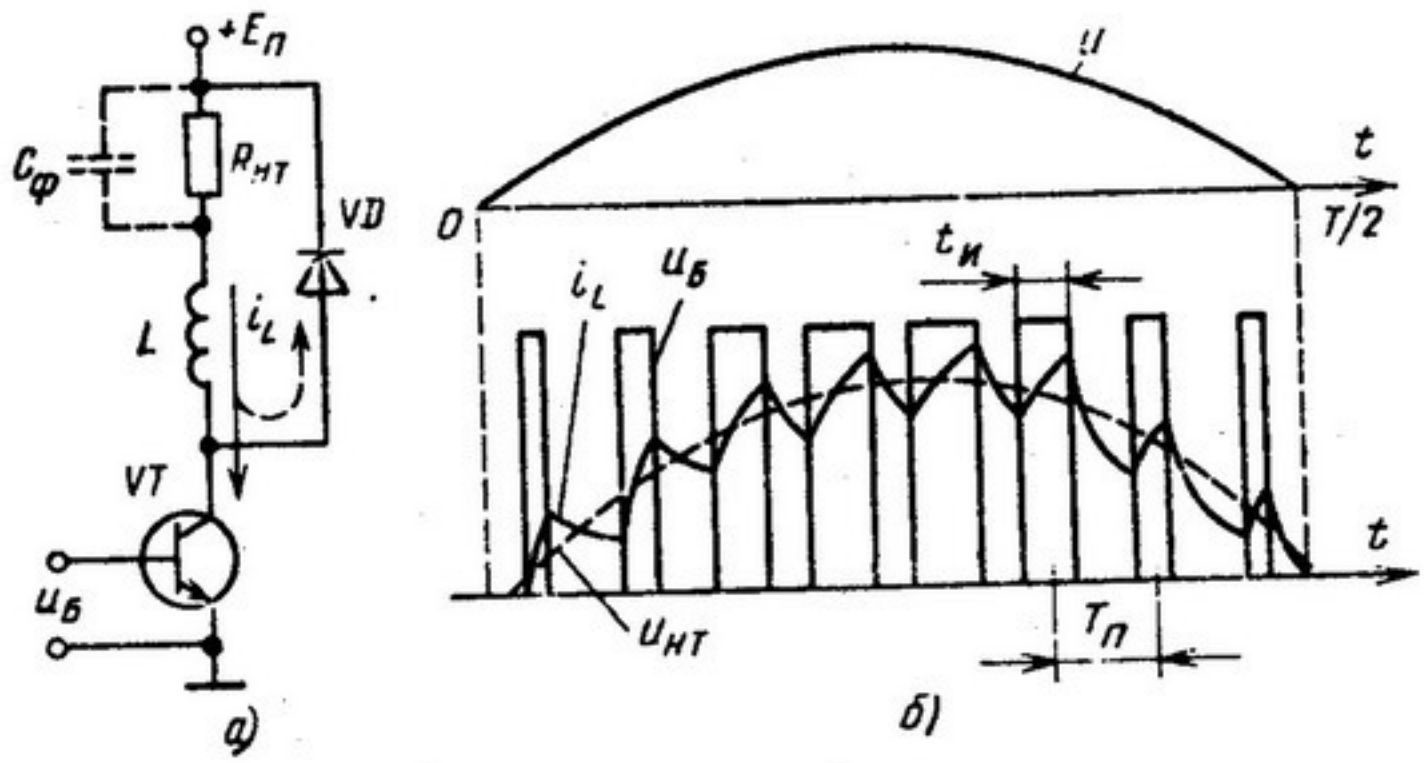


Рис. 9.1

ния, например, в устройствах автоматики, либо в качестве одного плеча двухтактного усилителя, в котором положительные и отрицательные полуволны выходного колебания формируются в нагрузке каждая своим плечом. Последний режим называется режимом BD (B символизирует поочередность работы плеч, а D — ключевой режим транзисторов). Здесь в течение половины периода усиливаемого переменного напряжения u на базу транзистора подается последовательность широтно-модулированных импульсов напряжения $u_б$ (рис. 9.1, *б*). Период повторения импульсов постоянен, а их ширина меняется пропорционально «мгновенному» значению напряжения u. Устройство формирования импульсов на схеме не показано.

Каждый импульс входного напряжения $u_б$ полностью открывает транзистор, в результате чего практически все напряжение питания $E_п$ оказывается приложенным к последовательно соединенным дросселю L и нагрузке транзистора $R_{нт}$ и вызывает экспоненциальное нарастание тока дросселя i_L. В паузах между импульсами транзистор заперт. Но ток дросселя не может прекращаться мгновенно: он продолжает протекать через дроссель L и нагрузку $R_{нт}$ в прежнем направлении, замыкаясь через диод VD. Последний поэтому называется замыкающим диодом.

В течение каждого импульса ток дросселя нарастает, и в нем накапливается энергия. Во время паузы дроссель частично отдает (возвращает) ее благодаря наличию диода. Поэтому диод VD иногда называют рекуперативным (от лат. recuperatio — возвращение), а дроссель L — накопительным. В течение каждой паузы ток i_L, протекающий за счет энергии магнитного поля дросселя, уменьшается. В итоге i_L изменяется по пилообразному закону (рис. 9.1, *б*), но его значение, среднее за период следования импульсов, повторяет по форме полуволну усиливаемого колебания. Конденсатор $C_ф$ является фильтрующим. Он ослабляет пульсации напряжения на нагрузке, имеющие частоту повторения импульсов. Чем больше эта частота, тем точнее будет воспроизведена форма колебания.

Накопительный дроссель и замыкающий диод сглаживают импульсы тока транзистора, превращая их в непрерывный ток дросселя, а значит, и нагрузки. При этом из высокочастотных составляющих последовательности широтно-модулированных импульсов в токе i_L остаются лишь сравнительно небольшие пилообразные пульсации. Следовательно, остальные высокочастотные составляющие преобразуются в низкочастотную (т. е. полезную) составляющую тока нагрузки, увеличивая ее мощность.

Именно благодаря элементам L и VD удается реализовать ключевой режим работы транзистора. Каждый раз при его открывании напряжение на дросселе скачком увеличивается. Во

время импульса дроссель берет на себя все излишки напряжения питания, в результате чего напряжение на транзисторе оказывается очень малым, равным остаточному. Если бы не было замыкающего диода, то после каждого запирания транзистора ток дросселя под действием ЭДС самоиндукции протекал бы через сопротивление утечки запертого транзистора, расходуя на нем энергию дросселя. При этом транзистор мог быть перегружен по напряжению и пробит. Таким образом, без накопительного дросселя L и замыкающего диода VD ключевой режим транзистора реализовать невозможно (если $C_ф \neq 0$).

9.2. ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ В РЕЖИМЕ D С ШИМ

При анализе КПД в первом приближении достаточно учесть лишь сопротивление насыщения $r_н$ открытого транзистора и прямое сопротивление $r_д$ замыкающего диода. При усилении постоянного напряжения, если его значение U на нагрузке транзистора, среднее за период повторения импульсов $T_п$, мало, длительность импульсов тока транзистора $t_и \ll T_п$, ток нагрузки и дросселя (рис. 9.1, *а*) почти все время протекает через диод, а поэтому КПД

$$\eta \approx R_{нт}/(R_{нт}+r_д). \qquad (9.1)$$

При больших напряжениях U, близких к максимальному, длительность импульсов $t_и$ велика. Она близка к периоду их повторения $T_п$, и ток нагрузки почти все время протекает через открытый транзистор, имеющий сопротивление насыщения $r_н$, а значит, КПД

$$\eta \approx R_{нт}/(R_{нт}+r_н). \qquad (9.2)$$

Если еще учесть сопротивление дросселя, то к знаменателю каждой из этих формул следует прибавить r_L.

При усилении мощности переменного напряжения его мгновенное значение непрерывно изменяется. Поэтому средний за период колебания КПД двухтактного каскада в режиме BD должен лежать между предельными значениями (9.1) и (9.2), которые довольно близки.

Однако в действительности высокий КПД получается только при больших выходных напряжениях. При уменьшении относительной величины x постоянного выходного напряжения (в УПТ) или относительной амплитуды ζ переменного напряжения КПД усилителя в режиме D понижается вплоть до нуля (рис. 9.2). Это вызвано тремя основными причинами. Во-первых, напряжение потерь на диодах, обусловленное наличием порога $U_{д0}$ прямой ветви их характеристик, почти не уменьшается и поэтому начинает составлять заметную часть напряжения нагрузки. Во-вторых,

уменьшается длительность импульсов, а значит, ухудшается их прямоугольность из-за конечной длительности фронтов, что означает частичный отход от ключевого режима. Последнее чаще проявляется в усилителях мощности переменного тока, где для повышения точности воспроизведения формы колебания частота повторения импульсов берется высокой (десятки килогерц и более) и поэтому длительность импульсов мала. В-третьих, при уменьшении x или ζ возрастает длительность пауз, а значит, и среднее значение токов утечки через запертые ключевые транзисторы, что приводит к появлению начального квадратичного участка на графике КПД. Подобный же эффект получается от любого тока покоя во всех усилителях.

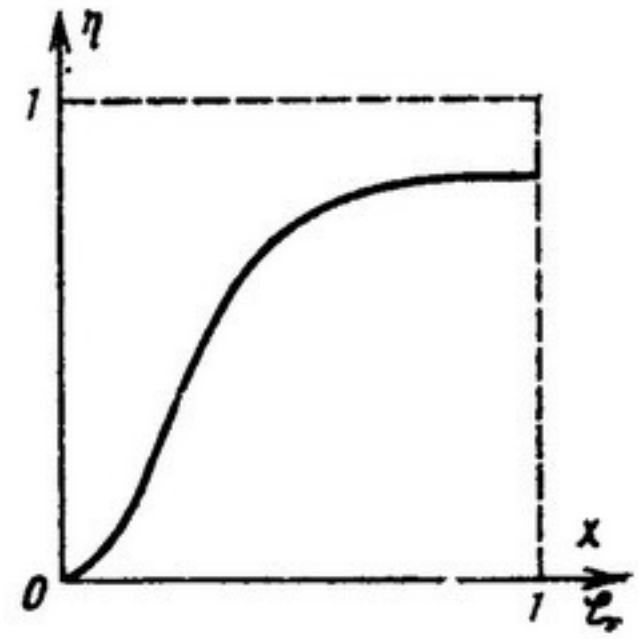


Рис. 9.2

На постоянном токе и на низких частотах КПД ключевого усилителя с ШИМ при $x \approx 1$ или $\zeta \approx 1$ все же достаточно высок и может составлять 80 ... 90 %.

При более точном анализе КПД находят по очевидной формуле

$$\eta = 1/(1 + P_{\text{пот}}/P_{\text{нт}}), \tag{9.3}$$

где $P_{\text{нт}}$ — выходная мощность в нагрузке транзистора; $P_{\text{пот}}$ — мощность потерь, которая состоит из суммы мощностей, обусловленных вышеуказанными причинами. Для УПТ мощность потерь усредняется за период повторения импульсов, а для усилителей переменного тока (напряжения) — еще и за период усиливаемого колебания. В (9.3) для УПТ

$$\frac{P_{\text{пот}}}{P_{\text{н т}}} = \frac{r_{\text{н}} x + r_{\text{д}}(1-x)}{R_{\text{н. т}}} + \frac{U_{\text{д0}}(1-x)}{xE_{\text{п}}} + \frac{t_{\text{ф}}}{xT_{\text{п}}},$$

где $x = U/E_{\text{п}}$ — относительная величина постоянного выходного напряжения; $t_{\text{ф}}$ — длительность фронта импульса.

Для усилителя переменного тока в режиме BD

$$\frac{P_{\text{пот}}}{P_{\text{н т1}}} = \frac{P_{\text{пот}}}{P_{\sim}} \approx \frac{4}{\pi\xi}\left(\frac{U_{\text{д0}}}{E_{\text{п}}} + \frac{t_{\text{ф}}}{T_{\text{п}}}\right),$$

где $\xi = U_m/E_{\text{п}}$ — коэффициент использования напряжения питания. Максимум относительной мощности потерь в ключевых транзисторах плеч (двух в сумме) в усилителе переменного тока

$$\lambda_{\text{т max}} = \frac{P_{\text{т max}}}{P_{\sim \text{max ид}}} \approx \frac{8}{3\pi}\frac{r_{\text{н}}}{R_{\text{н т1}}} + \frac{4}{\pi}\frac{t_{\text{ф}}}{T_{\text{п}}},$$

где $P_{\sim \text{max ид}} = E^2_{\text{п}}/2R_{\text{нт1}}$ — максимальная выходная мощность для идеальных тран-

зисторов (не имеющих остаточных напряжений). По $P_{т\,max}$ производится выбор транзисторов и их радиаторов по допустимой мощности рассеяния на коллекторах.

9.3. СХЕМЫ ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ РЕЖИМА BD

Двухтактные ключевые каскады с ШИМ служат для усиления мощности переменного тока и могут работать в режимах AD или BD. Последний применяют чаще, так как он проще в осуществлении и дает более высокий КПД. Рассмотрим работу в режиме BD простейшей схемы каскада с бестрансформаторным выходом (рис. 9.3, *а*). Напряжения $u_{Б1}$ и $u_{Б2}$, подаваемые на базы транзисторов, представляют последовательности широтно-модулированных импульсов (рис. 9.3, *б*), сформированные на основе усиливаемого напряжения u. В каждом плече каскада свой источник питания, причем $E_1 = E_2$.

В первый полупериод усиливаемого напряжения u широтно-модулированные импульсы поступают только на базу транзистора $VT1$. Каждый импульс открывает транзистор, в результате чего ток протекает от источника питания E_1 через элементы схемы $VT1$, L и цепь $R_н \| C_ф$. В паузах между импульсами ток дросселя L, за счет энергии, накопленной в нем, протекает через $R_н \| C_ф$, E_2, $VD2$. При этом энергия дросселя тратится не только на поддержание тока нагрузки, но и на подзаряд источника E_2.

Во второй полупериод импульсы напряжения $u_{Б2}$ поступают на базу второго транзистора и плечи как бы меняются ролями. Трата части энергии дросселя в паузах на подзаряд источников питания нежелательна, так как создает ненужный обмен их энергиями, т. е. вызывает дополнительные потери и снижает выигрыш в КПД. Однако это снижение незначительно. Конденсатор $C_ф$, как и в предыдущей схеме, служит для дополнительного сглаживания пульсаций напряжения на нагрузке, имеющих частоту пов-

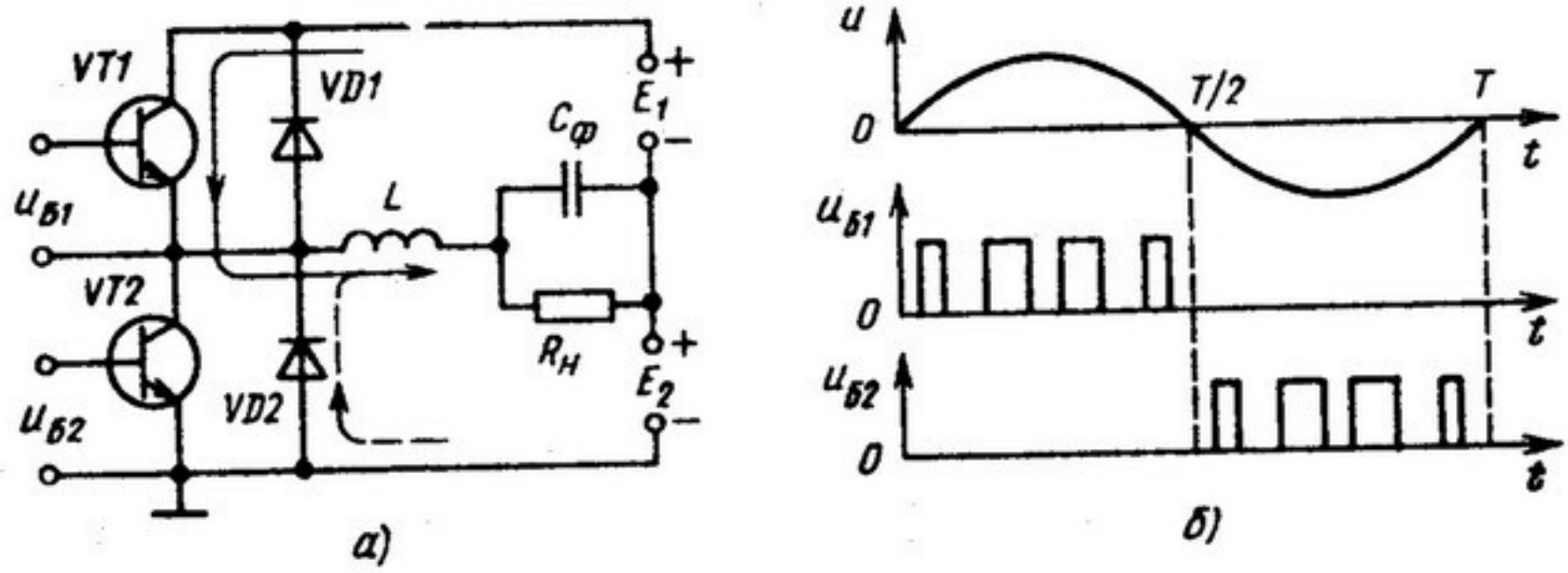


Рис. 9.3

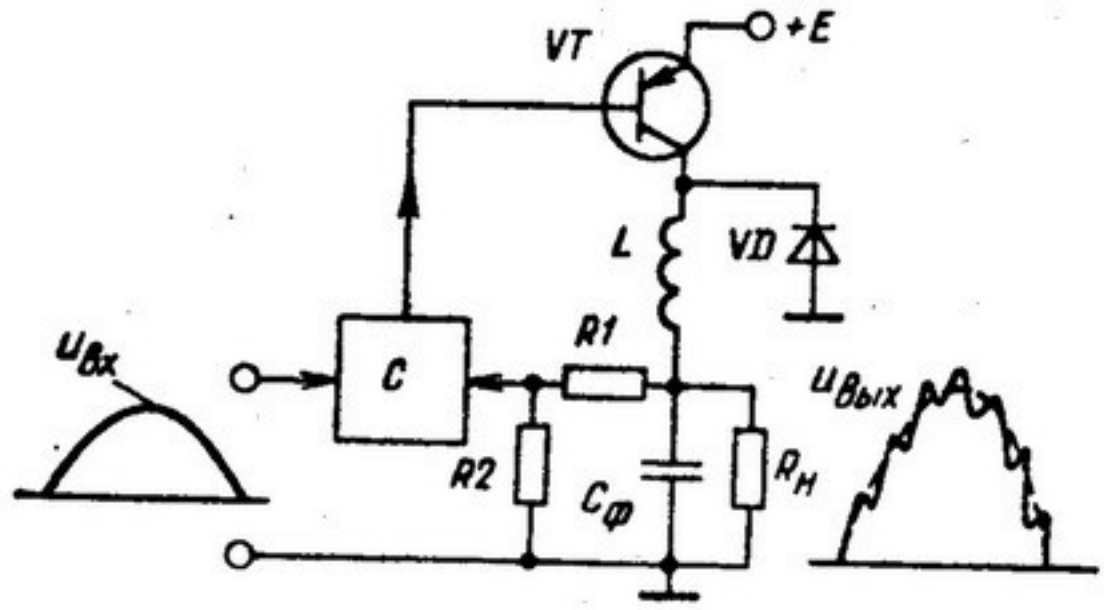


Рис. 9.4

торения импульсов. Если последовательно с дросселем ввести разделительный конденсатор, то вместо E_1 и E_2 можно обойтись одним источником питания $E_п = E_1 + E_2$ подобно схеме рис. 8.9, *а*.

Необходимость предварительного формирования импульсных последовательностей с ШИМ требует дополнительных устройств, что усложняет усилитель. С целью упрощения импульсное управление транзисторами можно осуществлять на основе непрерывного сравнения мгновенного значения части выходного напряжения со входным. На рис. 9.4 приведена функциональная схема одного плеча двухтактного каскада режима BD с таким принципом управления ключевым транзистором *VT*. Здесь *L* — накопительный дроссель; *VD* — замыкающий диод; $C_ф$ — фильтрующий конденсатор.

На первый (левый по схеме) вход блока сравнения *C* подается входное усиливаемое напряжение $u_{вх}$, а на второй — часть выходного напряжения, снимаемая с нагрузки при помощи резистивного делителя *R1R2*. Если напряжение на левом входе блока *C* больше, чем на правом, то ключевой транзистор *VT* открывается и напряжение на нагрузке начинает увеличиваться. А когда, наоборот, на правом входе напряжение становится больше, чем на левом, то транзистор *VT* запирается и $u_{вых}$ начинает уменьшаться.

Блок *C* периодически отпирает и запирает транзистор *VT*, автоматически обеспечивая необходимую относительную длительность импульсов тока, т. е. автоматически осуществляя ШИМ по нужному закону. Такая ШИМ, получаемая на принципе сравнения входного и выходного напряжений, называется адаптивной (приспосабливающейся). При этом среднее за период переключения выходное напряжение автоматически повторяет форму входного, а коэффициент усиления по напряжению равен коэффициенту ослабления делителя: $K = (R1 + R2)/R2$. Главным, конечно, является усиление по мощности.

Рассматриваемая схема по существу является схемой импульсного авторегулирования. Блок сравнения *С* может быть выполнен по-разному — вплоть до применения микросхемы компаратора. В простейшем случае это может быть всего один транзистор. Для уменьшения длительности фронтов импульсов он совместно с оконечным ключевым транзистором *VT* охватывается регенеративной (положительной) ОС, образуя триггер или заторможенный блокинг-генератор.

Усилители режима D имеют ряд недостатков. Они менее точно воспроизводят форму колебаний и имеют на выходе остаточные пульсации, что снижает их динамический диапазон. Кроме того, реализация крутых фронтов импульсов требует очень высоких граничных частот транзисторов и создает значительные радиопомехи в широком спектре частот, что затрудняет совмещение таких усилителей с радиоприемниками.

9.4. АНАЛОГО-ДИСКРЕТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ. ПРОСТЕЙШАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ В РЕЖИМЕ ВС

В связи с указанными недостатками усилителей в режиме D для повышения КПД применяют также усилители с аналого-дискретным режимом работы транзисторов. Это аналоговые усилители, в которых осуществляется ступенчатое управление напряжением потерь на транзисторах. Последнее может быть реализовано различными методами, например методом ступенчатого изменения (переключения) коэффициента трансформации выходного трансформатора. Но простейший из них — способ переключения напряжения питания в зависимости от мгновенных значений колебания. При этом самыми простыми являются усилители с двумя напряжениями питания.

Двухтактный каскад такого типа состоит из двух одинаковых плеч, которые работают поочередно, каждое в свой полупериод колебания. Простейшая схема одного плеча (рис. 9.5, *а*) с пита-

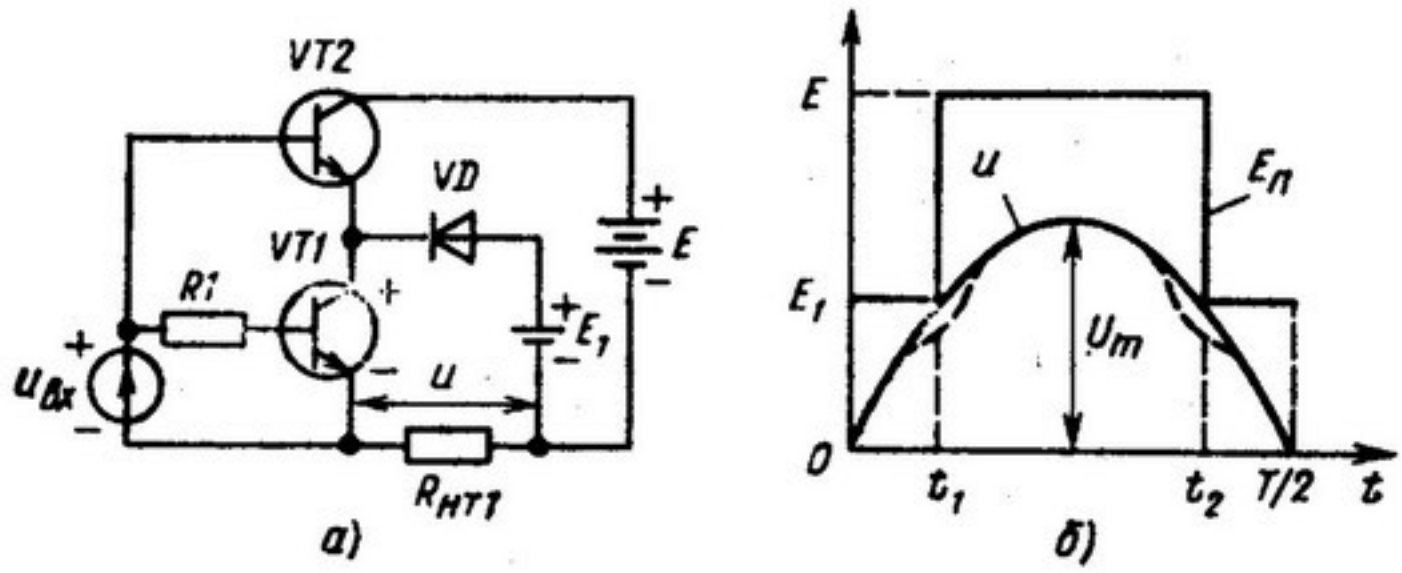


Рис. 9.5

нием от двух напряжений содержит два последовательно включенных транзистора $VT1$ и $VT2$. Проследим работу плеча в течение первой четверти периода синусоидального усиливаемого колебания, задаваемого входным напряжением $u_{вх}$. При малых мгновенных значениях усиливаемого напряжения работает только транзистор $VT1$. Его питание осуществляется через диод VD от источника с меньшим напряжением E_1. При этом транзистор $VT2$ заперт напряжением $u_{кэ1}$ (коллектор—эмиттер) первого транзистора, которое при малых значениях u сравнительно велико (близко к E_1).

По мере увеличения мгновенных значений напряжения $u_{вх}$ увеличивается выходной ток транзистора $VT1$ и напряжение u на сопротивлении нагрузки одного плеча $R_{нт1}$, а напряжение $u_{кэ1}$ уменьшается. Поэтому через некоторое время наступает неравенство $u_{вх} > u_{кэ1}$ и транзистор $VT2$ начинает открываться, причем весьма быстро из-за быстрого уменьшения напряжения $u_{кэ1}$. Как только его ток достигнет значения тока первого транзистора, ток через диод прекратится и диод запрется, отключив источник E_1. Поэтому диод VD называется отключающим. Далее питание осуществляется от источника E. Так происходит автоматическое переключение напряжения питания. Во вторую четверть периода все процессы протекают в обратном порядке.

Если пренебречь длительностью переключения источников, то напряжение питания $E_п$ имеет вид ступенчатой функции (рис. 9.5, *б*). Так как транзистор $VT1$ работает весь полупериод колебания, он называется основным, а $VT2$ — вспомогательным. Угол отсечки тока основного транзистора составляет 90°, а вспомогательного — меньше. Поэтому формально основной транзистор работает в режиме В, а вспомогательный — в режиме С. В связи с этим двухтактные усилители с питанием от двух напряжений называют усилителями режима ВС.

В рассматриваемой схеме транзистор $VT1$ включен с ОЭ. Поэтому необходимо, чтобы перед подключением источника E напряжение $u_{кэ1}$ не успевало уменьшаться до очень малого значения, т. е. $VT1$ не доходил до состояния насыщения. В противном случае появится ограничение его коллекторного тока, что приведет к образованию ступенек на скатах полуволн выходного напряжения u в окрестностях моментов переключения (на рис. 9.5, *б* показано штрихами). Для предотвращения таких искажений в базовый вывод первого транзистора включается резистор $R1$, благодаря которому скорость открывания транзистора $VT1$ уменьшается и к моменту приближения его к насыщению напряжение $u_{вх}$ оказывается уже достаточным для отпирания транзистора $VT2$.

Для получения полной схемы двухтактного каскада в нее необходимо включить два плеча. Это можно сделать по-разному.

Простейший способ — добавить в схему рис. 9.5, *а* снизу второе плечо, имеющее свои два источника питания. Еще ряд схем будут рассмотрены позднее.

9.5. ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ В РЕЖИМЕ ВС

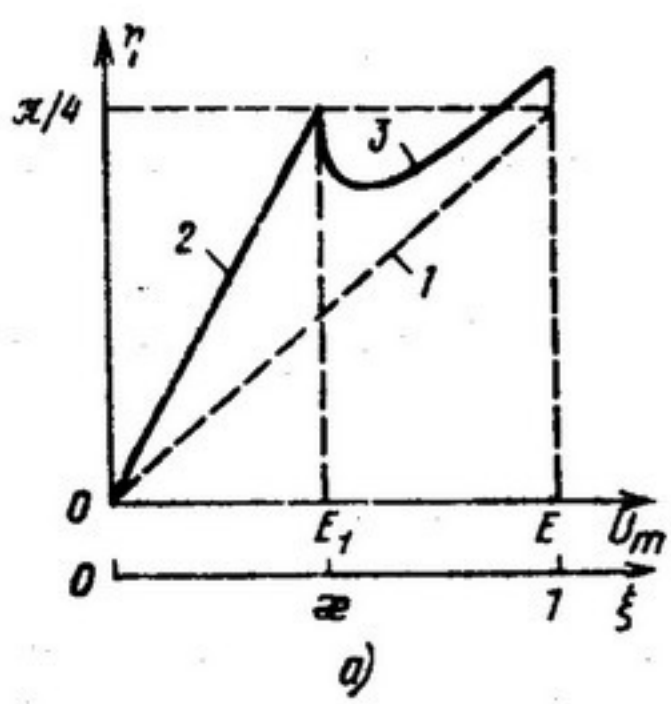
Будем полагать, что переключение источников питания осуществляется мгновенно, а сопротивления полностью открытых транзисторов и прямые сопротивления диодов равны нулю. Иначе говоря, будем исследовать предельные энергетические показатели. Это упростит анализ и одновременно сделает его результаты применимыми ко всем видам схем. Будем также считать, что усиление происходит без искажений и напряжение на нагрузке транзистора (рис. 9.5, *а*) $u = U_m \sin \omega t$. Введем обозначения: $\varkappa = E_1/E$ — относительная величина меньшего напряжения питания; $\xi = U_m/E$ — коэффициент использования большего напряжения питания. При пренебрежении остаточными напряжениями коэффициент ξ совпадает с относительной амплитудой ζ.

При выводе КПД не учитываются потери в выходном трансформаторе, если он имеется. Если бы был обычный двухтактный каскад режима В с одним источником питания и такой же выходной мощностью, то его напряжение питания равнялось бы E, а КПД при гармоническом колебании

$$\eta = \pi\xi/4. \qquad (9.4)$$

Соответствующая зависимость нанесена штриховой прямой *1* на рис. 9.6, *а*.

В двухтактном каскаде с питанием от двух источников надо рассматривать два случая. Первый из них соответствует $U_m \leqslant E_1$, т. е. $\xi \leqslant \varkappa$. Здесь источник E совсем не используется, и мы имеем



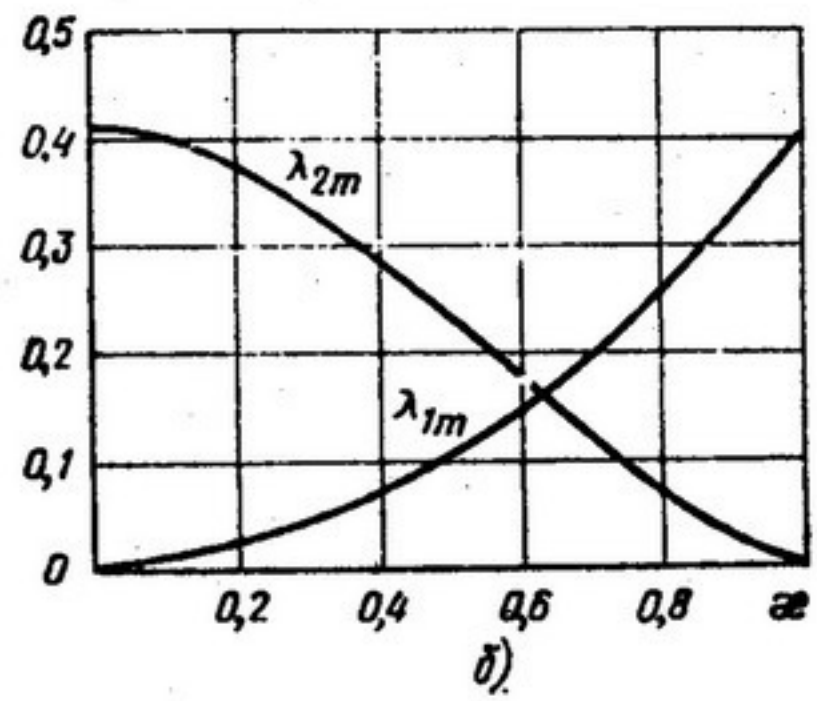


Рис. 9.6

обычный усилитель режима В с одним источником питания E_1 и КПД

$$\eta = \pi U_m / 4E_1 = \pi\xi/4\varkappa. \qquad (9.5)$$

Эта зависимость на рис. 9.6, *а* представлена прямой *2*. Из сравнения (9.4) и (9.5) видно, что при $\xi \ll \varkappa$ КПД усилителя в режиме ВС в $1/\varkappa$ раз больше, чем обычного усилителя в режиме В. Это естественно, так как во столько же раз $E_1 < E$.

Для второго случая ($\xi \geqslant \varkappa$), опуская вывод, приведем окончательную формулу КПД

$$\eta = \pi\xi/4[\varkappa + (1-\varkappa)\sqrt{1-\varkappa^2/\xi^2}].$$

Его зависимость представлена кривой *3* на рис. 9.6, *а*. При увеличении ξ графики *3* и *1* сближаются. Из их сравнения видно, что при $\xi > \varkappa$ выигрыш в КПД меньше, чем при $\xi < \varkappa$. Наибольшее значение КПД, равное η_m, получается при $\xi = 1$. Оказывается, что при $\varkappa = 1/\sqrt{2} = 0{,}707$ оно имеет максимум $\eta_{mm} = 85{,}91\%$ против 78,54% в обычном каскаде режима В.

Но главный выигрыш в КПД получается при малых амплитудах (малых ξ). Для обеспечения наибольшего среднеэксплуатационного КПД коэффициент $\varkappa$ следует брать примерно равным наивероятнейшему значению относительной амплитуды.

Для выбора транзисторов по рассеиваемой мощности нужно знать максимально возможную мощность потерь в каждом из них. Опуская анализ, приведем окончательные формулы максимальных относительных мощностей потерь на основных (λ_{1m}) и вспомогательных (λ_{2m}) транзисторах для наиболее типичного случая, при котором основной и вспомогательный транзисторы любого плеча в активном режиме находятся по очереди (в каждую четверть периода):

$$\lambda_{1m} = P_{\text{К1 max}} / P_{\sim \text{max нд}} = 4\varkappa^2/\pi^2;$$

$$\lambda_{2m} = P_{\text{К2 max}} / P_{\sim \text{max нд}} \approx 0{,}203\,(1+\cos 2{,}8\varkappa),$$

где $P_{\sim \text{max нд}} = E^2/2R_{\text{н.т1}}$, как и в (8.13). Мощности $P_{\text{К1 max}}$ и $P_{\text{К2 max}}$ являются средними за период, т. е. каждая является суммарной для двух транзисторов (по одному в каждом плече).

Кривые λ_{1m} и λ_{2m} приведены на рис. 9.6, *б*, откуда видно, что чем больше $\varkappa$, тем больше λ_{1m}, но зато меньше λ_{2m}. При усилении сигналов с большим пик-фактором, например сигналов звукового вещания, оптимальное для получения наибольшего КПД значение $\varkappa = 0{,}3 \ldots 0{,}5$ и максимальная мощность потерь на основных транзисторах оказывается довольно малой (мало λ_{1m}).

9.6. НЕКОТОРЫЕ СХЕМЫ ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ РЕЖИМА ВС С ПИТАНИЕМ ОТ ОДНОГО ИСТОЧНИКА

Необходимость двух источников питания усложняет усилительное устройство, а при питании от батарей усложняет и его эксплуатацию ввиду неодновременности их разряда. Поэтому были

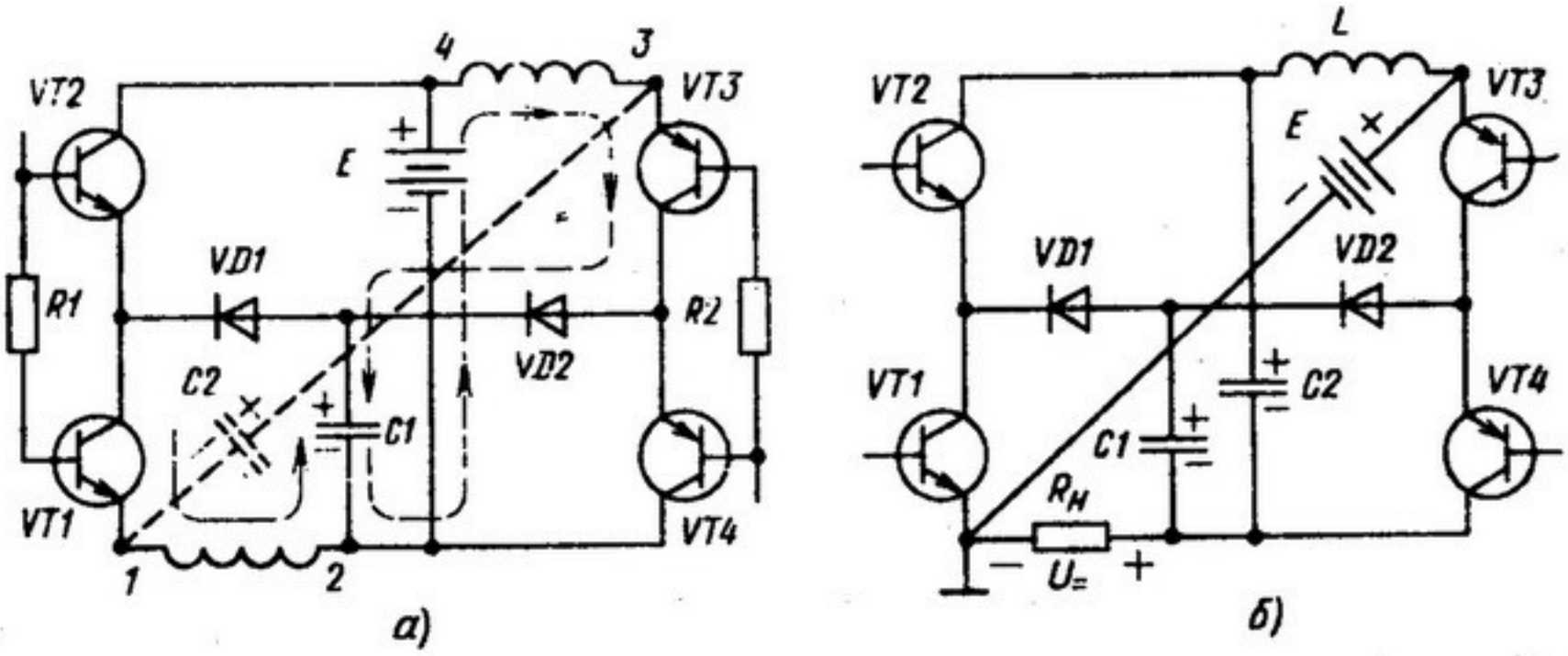


Рис. 9.7

разработаны схемы усилителей, работающих в режиме ВС, но требующих лишь одного источника питания. Рассмотрим некоторые из них.

9.6.1. КАСКАД С ТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВЫХОДОМ И ВСТРЕЧНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ПЛЕЧ

Его схема достаточно проста (рис. 9.7, *а*). Здесь *VT*1, *VT*2, *VD*1 и обмотка *1—2* выходного трансформатора образуют одно плечо двухтактного каскада, аналогичное показанному на рис. 9.5, *а*. Элементы *VT*3, *VT*4, *VD*2 и обмотка *3—4* образуют второе плечо. Обмотки *1—2* и *3—4* являются первичными обмотками выходного трансформатора. Номера выводов соответствуют очередности намотки. Вторичная обмотка его с подключенным к ней сопротивлением нагрузки $R_н$ на схеме не показана. Встречность подключения плеч состоит в том, что у первого плеча нагрузка (обмотка *1—2*) подключена к одному полюсу источника питания *E*, а у второго — к другому полюсу. Транзисторы разных плеч имеют взаимно противоположные типы проводимости.

В исходном состоянии ввиду симметрии схемы постоянное напряжение E_{C1} на конденсаторе *C*1 составляет *E*/2. Оно и служит меньшим напряжением питания первого плеча. Меньшее напряжение питания второго плеча создается последовательным соединением источника *E* и конденсатора *C*1. Оно равно разности $E - E_{C1} = E/2$. Бóльшим напряжением питания каждого плеча служит напряжение источника *E*.

Плечи каскада работают поочередно. В полупериод работы первого плеча конденсатор *C*1 частично разряжается, а в другой полупериод он настолько же подзаряжается, так как токи, протекающие через диоды *VD*1 и *VD*2 в соответствующие полуперио-

ды (показаны стрелками), одинаковы. Поэтому всегда $E_C = E/2$, а значит, в такой схеме $\varkappa = 0{,}5$.

Конденсатор $C1$ имеет большую емкость и по существу блокирует точку соединения отключающих диодов на один (любой) из полюсов источника E. Можно блокировать и на оба полюса одновременно. Наконец, можно от источника E вывести среднюю точку и соединить ее с общей точкой диодов. Тогда получим симметричную схему со своим источником питания в каждом плече подобно рис. 8.4, *б*.

Чтобы устранить нелинейные искажения, обусловленные индуктивностью рассеяния между первичными обмотками, особенно заметные на высоких частотах, достаточно между эмиттерами основных транзисторов плеч включить блокировочный конденсатор $C2$ (показано штрихами). В этом случае обмотки *1—2* и *3—4* оказываются по переменному току включенными параллельно, что одновременно повышает КПД трансформатора.

Если конденсатор $C2$ и источник E поменять местами, то получим двухтактный каскад с подключением источника питания к промежуточным точкам плеч (как на схеме рис. 9.7, *б*). Его преимуществом является возможность бестрансформаторного управления. Для этого необходимо добавить два входных транзистора (по одному в каждое плечо) аналогично $VT1$ и $VT2$ на рис. 8.11, *а*.

9.6.2. НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ДРОССЕЛЬНЫЙ КАСКАД ПО КВАЗИМОСТОВОЙ СХЕМЕ

Если в схеме рис. 9.7, *а* вместо обмотки *1—2* включить сопротивление нагрузки $R_н$, то получим двухтактный каскад с дроссельным выходом (рис. 9.7, *б*), работающий в режиме ВС. Его схема несимметрична, так как дроссель L имеется только в одном плече. Источник питания подключен к промежуточным точкам плеч, т. е. к эмиттерам основных транзисторов, для возможности бестрансформаторного управления.

Работа каскада почти не имеет особенностей. Плечи его работают поочередно, каждое в свой полупериод. По-прежнему $E_{C1} = E/2$ и $\varkappa = 0{,}5$. При $\xi > 0{,}5$ часть времени работает транзистор $VT2$ и разряжает накопительный конденсатор $C2$. Поэтому $E_{C2} < E$ и через дроссель L и сопротивление нагрузки $R_н$ течет постоянный ток заряда конденсатора. Он создает на $R_н$ постоянное напряжение $U_=$, вследствие чего на величину $U_=$ уменьшается максимально достижимая амплитуда переменного напряжения на нагрузке в полупериод работы правого плеча.

Однако при усилении сигналов с большим пик-фактором, например речевых, транзистор $VT2$ открыт незначительную часть

времени. Поэтому средний за период ток через него, а значит, и ток через L и напряжение $U_{=}$ сравнительно малы. При речевом сигнале недополучение максимальной амплитуды от правого плеча составляет лишь 2%.

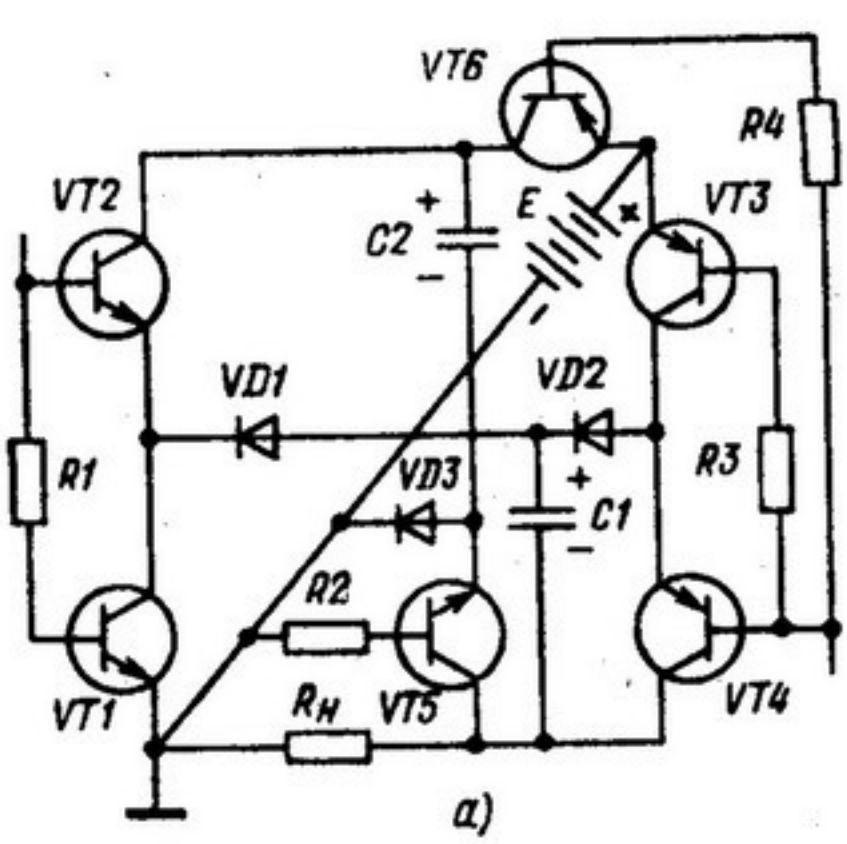
Из намоточных узлов каскад содержит только один дроссель, т. е. достаточно прост. Наличие общей точки источника питания и нагрузки позволяет без труда снимать с нее напряжение ОС.

По существу рассматриваемая схема получена путем усложнения схемы двухтактного дроссельного каскада рис. 8.11, *а*. Для осуществления режима ВС добавлены два диода, конденсатор C1 и по одному транзистору в каждое плечо.

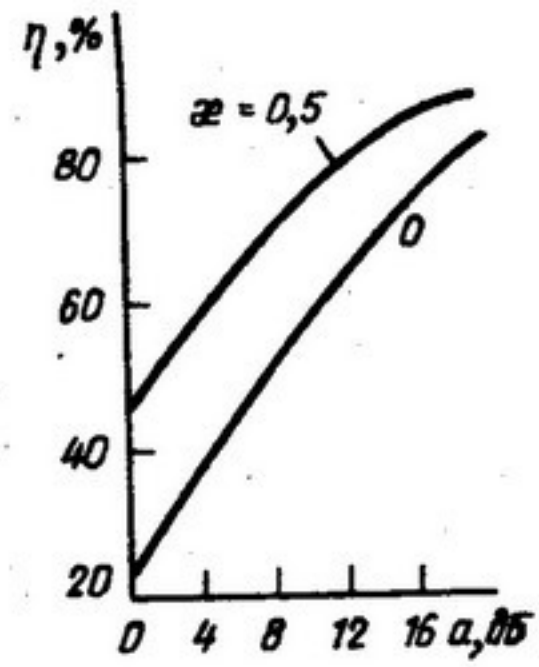
9.6.3. НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ДВУХТАКТНЫЙ КАСКАД ПО КВАЗИМОСТОВОЙ СХЕМЕ БЕЗ НАМОТОЧНЫХ УЗЛОВ

Схема такого каскада, работающего в режиме В, была приведена на рис. 8.11, *б*. Для перевода в режим ВС с $\varkappa=0{,}5$ она должна быть усложнена, как показано на рис. 9.8, *а*. Потребовалось добавить отключающие диоды (*VD*1, *VD*2), вспомогательные транзисторы (*VT*2, *VT*4) и конденсатор *C*1.

Работа каскада при малых мгновенных значениях усиливаемого колебания не отличается от предыдущего, а при больших он работает так же, как и по схеме рис. 8.11, *б*. Известны и другие схемы бестрансформаторных каскадов режима ВС. В мощных двухтактных усилителях, работающих в режиме ВС, применяют более сложные схемы, а оконечные транзисторы делают составными, что облегчает управление ими.



а)



б)

Рис. 9.8

9.7. КОМБИНИРОВАННЫЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ КПД

Ключевые усилители (режима D) обеспечивают самый высокий КПД, но менее точно воспроизводят форму колебания, особенно в области высоких частот, и дают на выходе остаточные пульсации с частотой повторения импульсов. Поэтому для уменьшения искажений, создаваемых усилителем режима D, иногда его дополняют обычным усилителем, работающим в аналоговом режиме (A, B или AB) и поэтому имеющим малые искажения. Выходы усилителей могут быть соединены друг с другом либо параллельно, либо последовательно.

При параллельном соединении выходные напряжения усилителей должны быть одинаковы, а выходное сопротивление аналогового усилителя должно быть очень малым. Тогда напряжение продуктов искажения падает на выходном сопротивлении ключевого усилителя. От аналогового усилителя потребляется лишь выходная мощность, равная мощности продуктов искажений. Поэтому его КПД почти не влияет на общий КПД устройства.

В случае последовательного соединения выходное напряжение ключевого усилителя используют в качестве напряжения питания аналогового усилителя, который как бы отфильтровывает пульсации и продукты искажений благодаря высокому выходному сопротивлению его транзисторов. Потери напряжения на аналоговом транзисторе делают малыми, и поэтому общий КПД снижается незначительно.

Режим D при малых мгновенных значениях усиливаемого колебания повышает КПД незначительно, а обусловленные им искажения и пульсации проявляются наиболее сильно. На фоне последних слабые сигналы теряются, что заметно снижает динамический диапазон усилителя. Поэтому иногда целесообразно *малые* мгновенные значения усиливать *в непрерывном* (аналоговом) режиме, *а большие — в ключевом* (режиме D). При этом для повышения КПД аналогового усилителя его напряжение питания берут меньше, чем ключевого.

Для повышения КПД усилителей вместо усложнения их схем можно *сжимать динамический диапазон* усиливаемых сигналов, например речевых, применяя так называемые компрессоры. Они частично выравнивают уровни, усиливая слабые сигналы и тем самым приближая их к уровню сильных. Но компрессоры вносят дополнительные нелинейные искажения.

Простейший способ уменьшения динамического диапазона сигналов — двухстороннее ограничение их по максимуму. При предельном, т. е. очень сильном, ограничении (оно называется клиппированием) форма сигнала становится прямоугольной и КПД двухтактного усилителя режима B при максимальной амплитуде

в пределе приближается к 100%. Но качество звучания клиппированной речи очень низкое. Поэтому компромиссом является умеренная степень ограничения. На рис. 9.8, *б* приведены кривые зависимости КПД двухтактного каскада от степени симметричного двухстороннего ограничения речевого сигнала при максимальной амплитуде на выходе, построенные по расчетам Н. Б. Догадина [1]. Нижняя кривая относится к режиму В, а верхняя — к режиму ВС. Из их сравнения видно, что ограничение речевого сигнала на половинном уровне (a=6 дБ) приводит к такому же повышению КПД усилителя в режиме В, как переход к режиму ВС при $\varkappa$=0,5.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что дает повышение КПД усилителя?
2. Расскажите, как работает каскад усиления мощности однополярного напряжения по схеме рис. 9.1,*а* в режиме D.
3. Обоснуйте формулы (9.1) и (9.2).
4. Почему КПД усилителя в режиме D падает при уменьшении выходного напряжения (рис. 9.2)?
5. Расскажите, как работает двухтактный каскад по схеме рис. 9.3,*а* в режиме BD.
6. В чем главное достоинство схемы рис. 9.4?
7. Расскажите, как работает одно плечо двухтактного усилителя по схеме рис. 9.5,*а* и почему здесь получается повышенный КПД?
8. Каковы преимущества каскадов в режиме ВС?
9. Как работает двухтактный каскад по схеме рис. 9.7,*а* и что дает встречно-параллельное включение плеч?
10. Как работает каскад по схеме рис. 9.8,*а* и в чем его достоинство?

ГЛАВА 10
ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

10.1. ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ АЧХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ТРАКТОВ

К широкополосным усилителям (ШУ) относятся такие усилители, в которых коэффициент усиления остается практически постоянным в широкой частотной области. Трудности по обеспечению этого постоянства возникают как в области низких (НЧ), так и высоких (ВЧ) частот, в результате чего АЧХ (рис. 10.1) реаль-

[1] Методы и устройства обработки сигналов в радиотехнических системах. Межвуз. сб./ Горьков. политехн. ин-т. — Горький, 1987. — С. 95—100.

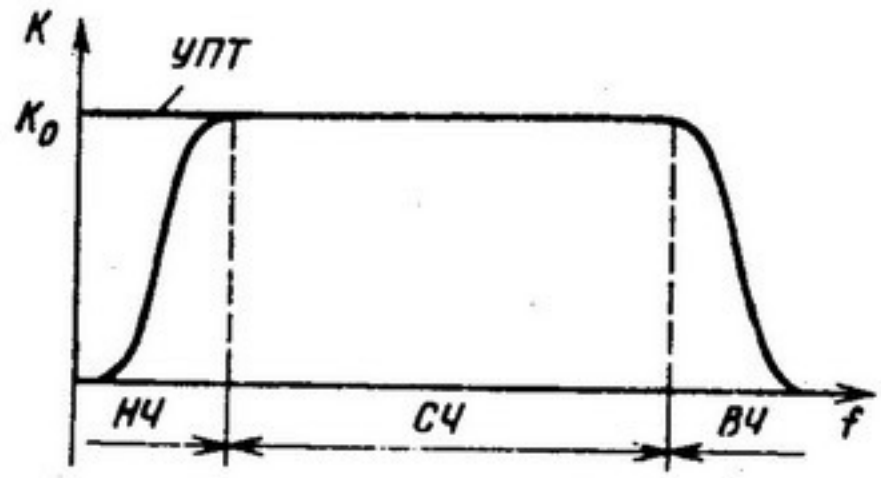


Рис. 10.1

ного ШУ имеет заниженные и стремящиеся к нулю значения в этих частотных областях. Исключение составляют лишь усилители постоянного тока (УПТ), которые не обладают спадом АЧХ в области НЧ. Они способны передавать и усиливать сколь угодно медленные сигнальные изменения, в том числе и импульсные сигналы сколь угодно большой длительности, в то время как прохождения этих сигналов через усилитель, не являющийся УПТ, сопровождается спадом вершины импульса. Уровень частотных и переходных искажений, возникающих в усилительных трактах, не являющихся усилителями постоянного тока, определяют соотношения (4.12), (4.14а) и (4.15).

Усилительные тракты, не способные передавать и усиливать медленно изменяющиеся сигнальные напряжения (см. § 4.6), называются усилителями переменных сигналов. К достоинствам этих усилителей относится тот факт, что на их работу в малой степени влияют дестабилизирующие факторы, воздействующие на режимы их работы на постоянном токе.

Наибольшие трудности по обеспечению постоянства коэффициента усиления наблюдаются в области ВЧ. Основные цепи, определяющие возникновение спада АЧХ в каскаде в этой частотной области, расположены как внутри самого транзистора, так и во внешних по отношению к транзистору цепях.

10.2. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

Транзисторы вносят искажения лишь в ВЧ области, поэтому понятие «частотные свойства транзистора» подразумевает их рассмотрение только на ВЧ.

На рис. 10.2 приведены так называемые линейные эквивалентные схемы биполярного и полевого транзисторов. На этих схемах приведены цепи, оказывающие основное влияние на формирование хода АЧХ и передаточных свойств транзисторов в области высоких частот.

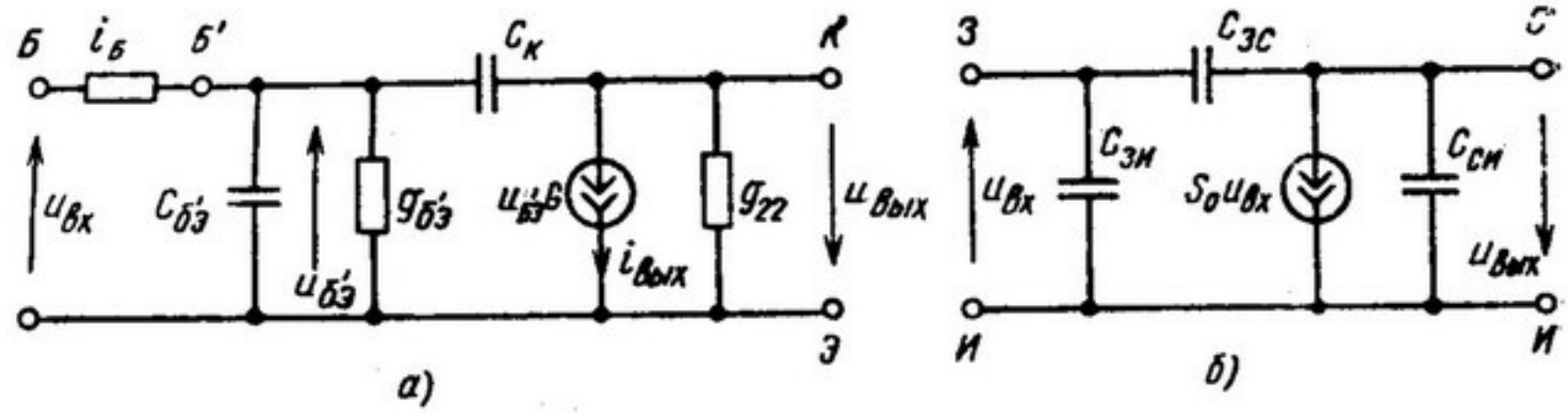


Рис. 10.2

В биполярном транзисторе рис. 10.2, *а* к таким цепям прежде всего следует отнести паразитную емкость $C_{бэ}$ прямосмещенного перехода база—эмиттер. Эта емкость совместно с сопротивлением базовой области $r_б$ и проводимостью $g_{бэ}$ образуют фильтр нижних частот (ФНЧ). При работе транзистора от источника напряжения постоянная времени этого фильтра $\tau \approx r_б C_{бэ}/(1+r_б g_{бэ}) \approx \approx r_б C_{бэ}$, а при работе от источника тока $\tau_{h21э} \approx C_{бэ}/g_{бэ}$. Приближенность приведенных для τ и $\tau_{h21э}$ соотношений обусловлена тем, что они составлены без учета влияния паразитной емкости $C_к$ на инерционные свойства рассматриваемого ФНЧ.

В паспортных данных на транзисторы, предназначенные к использованию в широкополосных усилителях, обычно приводятся данные о так называемых частотах среза f_S и $f_{h21э}$. Постоянные времени τ и $\tau_{h21э}$ связаны с этими частотами соотношениями $\tau = 1/2\pi f_S$, $\tau_{h21э} = 1/2\pi f_{h21э}$. Очевидно, что в первую очередь следует ориентироваться на применение в ШУ таких транзисторов, которые имеют малые значения параметров τ и $\tau_{h21э}$.

Существенную роль в формировании АЧХ в области ВЧ может также играть паразитная емкость $C_к$ обратносмещенного перехода коллектор—база. Эта емкость совместно с проводимостью $Y_{б'}$ перехода база—эмиттер и сопротивлением $r_б + R_с$, где $R_с$ — сопротивление источника сигнала, образуют цепь ООС. Из-за действия ОС через эту цепь может существенно увеличиваться не только входная емкость транзистора (вследствие проявления эффекта Миллера), но и его выходная емкость.

При включении транзистора по схеме ОЭ или ОБ передача в рассматриваемой петле возрастает с увеличением общего сопротивления $r_б + R_с$ базовой цепи. Учитывая, что с ростом этой передачи происходит увеличение указанных паразитных емкостей, желательно при организации схемы ШУ обеспечивать малые значения общего сопротивления $r_б + R_с$, при этом использовать транзисторы по возможности с малыми значениями емкости $C_к$ и сопротивления $r_б$.

Расчет основных свойств каскадов в области ВЧ можно осуществлять с помощью соотношений (4.6) и (4.7), заменив в них

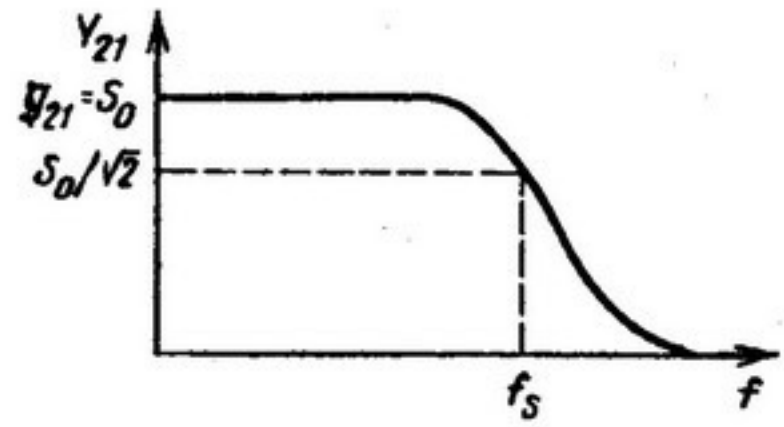


Рис. 10.3

вещественные g-параметры на комплексные Y-параметры. Кроме того, при рассмотрении свойств транзисторных каскадов на высоких частотах нельзя пренебрегать проводимостью обратной связи Y_{12}, так как эта проводимость имеет емкостной характер, вследствие чего на высоких частотах ее значение оказывается большим. Для транзистора, включенного по схеме ОЭ, в частотной области его основного применения (когда $f<f_S$) приближенно значения Y-параметров можно вычислить по формулам

$$S=Y_{21}=g_{21}\sqrt{1+(f/f_S)^2}; \qquad (10.1а)$$

$$\underline{Y}_{11}=g_{11}+j\omega[\tau(1+g_{6э}r_6)/r_6+C_к]\approx g_{11}+j\omega(\tau/r_6); \qquad (10.1\,б)$$

$$\underline{Y}_{22}\approx g_{22}+j\omega C_к(1+g_{6э}r_6); \qquad (10.1\,в)$$

$$\underline{Y}_{12}\approx -j\omega C_к. \qquad (10.1\,г)$$

где g_{21}, g_{11}, g_{22} — низкочастотные Y-параметры, значение которых может быть вычислено с помощью соотношений (4.3) и (4.4).

Из (10.1а) следует, что модуль крутизны S биполярного транзистора на высоких частотах меньше своего низкочастотного значения $g_{21}=S_0$ (рис. 10.3). Таким образом, в области ВЧ транзистор обладает пониженной эффективностью преобразования входных сигнальных потенциалов в выходные сигнальные токи. На частоте $f=f_S$ уменьшение составляет $\sqrt{2}$ раз, поэтому частоту f_S называют граничной частотой транзистора по крутизне. Нормированная частотная характеристика модуля крутизны

$$M_S(f)=S_0/Y_{21}=1/\sqrt{1+(f/f_S)^2}, \qquad (10.2а)$$

где $S_0=g_{21}$ — крутизна транзистора в низкочастотной и среднечастотной областях. Приближенно (без учета возможного проявления эффекта Миллера) можно считать, что в схеме рис. 10.2, *а* частотную зависимость преобразования входного напряжения $u_{вх}$ в напряжение $u_{бэ}$ определяет функция $M_S(f)$. При этом спад нормированной АЧХ (10.2а) из-за частотной зависимости крутизны может быть охарактеризован значением

$$\varepsilon_S(f)=1-M_S(f)=1-1/\sqrt{1+(f/f_S)^2}\approx(f/f_S)^2/2. \qquad (10.2б)$$

В справочной литературе данные о f_s приводятся редко. Обычно частотные свойства транзистора характеризуют значением частоты, на которой он в схеме ОЭ теряет усилительные свойства по току, т. е. где модуль $h_{21э}(f)$ коэффициента усиления по току в схеме ОЭ становится равным единице. Эта граничная частота называется частотой единичного усиления и обозначается как f_1. В ряде случаев частотные свойства транзистора характеризуются граничной частотой $f_{h21э}$ — частотой, на которой модуль $h_{21э}(f)$ коэффициента усиления $h_{21э}(f)$ меньше своего низкочастотного значения $h_{21э}$ в $\sqrt{2}$ раз.

Определим взаимосвязь рассмотренных граничных частот, а также пути вычисления граничной частоты f_s на основании данных, приводимых в справочной литературе.

Как уже было отмечено выше,

$$f_s = 1/2\pi\tau = (1 + r_б g_{бэ})/2\pi r_б C_{бэ} \approx 1/2\pi r_б C_{бэ}. \qquad (10.3)$$

Инерционные свойства преобразования базового сигнального тока в соответствующий коллекторный ток задает инерционное звено, постоянная времени которого $\tau_{h21э} = C_{бэ}/g_{бэ}$, при этом частотная зависимость модуля $h_{21э}(f)$ коэффициента передачи $h_{21э}(f)$ определяется соотношением

$$h_{21э}(f) = h_{21э}/\sqrt{1 + (f/f_{h21э})^2}. \qquad (10.4)$$

При работе транзистора в усилительной области ВАХ постоянная времени $\tau_{h21э} = C_{бэ}/g_{бэ}$ в малой степени зависит от положения исходной РТ. Связано это с тем, что при изменениях тока коллектора $I_к$ происходят одновременные изменения как емкости $C_{бэ}$, так и проводимости $g_{бэ}$. Поэтому считается, что характеристика (10.4) и связанные с ней частоты $f_{h21э}$ и f_1 являются наиболее общими и полными характеристиками частотных свойств транзистора, так как они лишь в малой степени зависят от режимов работы транзистора.

Из (10.4) следует, что на частотах $f \gg f_{h21э}$ $h_{21э}(f) \approx h_{21э} f_{h21э}/f$, т. е. модуль коэффициента усиления обратно пропорционален частоте, вследствие чего $h_{21э}(f) = f_1/f$. Последнее соотношение позволяет вычислить частоту f_1 на основании обычно приводимых в справочниках данных о том, какое значение имеет модуль $h_{21э}(f')$ на оговоренной в справочнике частоте f'. При использовании этих данных вычисление частоты f_1 осуществляют по формуле $f_1 = f' h_{21э}(f')$. Из этого, а также из (10.3) и (10.4) и соотношения $f_{h21э} = 1/2\pi\tau_{h21э} = g_{бэ}/2\pi C_{бэ}$ следует

$$f_s = f_{h21э}/r_б g_{бэ} = f_1/r_б g_{бэ} h_{21э} = f' h_{21э}(f')/r_б g_{бэ} h_{21э}.$$

Вычисление проводимости $g_{бэ}$, входящей в последнюю формулу,

можно осуществить с помощью (4.3), считая, что $m=1$. При этом $g_{6э}=I_к/U_т h_{21э}\approx I_к/0{,}026h_{21э}$, а

$$f_S = 0{,}026 f' h_{21э}(f')/r_6 I_к. \qquad (10.5)$$

Соотношение (10.5) является основным, с помощью которого вычисляют значение граничной частоты f_S на основании данных о частотных свойствах транзистора, приводимых в справочниках.

Пример 10.1. Оценить значение граничной частоты f_S транзистора, у которого модуль коэффициента передачи $h_{21э}(f')$ на частоте $f'=200$ МГц равен трем. Транзистор обладает номинальным коэффициентом усиления по току $h_{21э}=100$ и сопротивлением $r_6=40$ Ом. Транзистор работает при токе $I_к=5$ мА.

Решение. В соответствии с (10.5) вычисляем $f_S=0{,}026\cdot 200\cdot 10^6\cdot 3/40\cdot 5\cdot 10^{-3}\approx$ ≈ 78 МГц.

Включение в эмиттерную цепь транзистора дополнительного резистора R_f, т. е. переход от схемы включения ОЭ к схеме ОЭ$_f$, снижает влияние инерционности τ транзистора как на частотную зависимость его крутизны, так и на реактивные составляющие его входной и выходной проводимостей. В соответствии с (4.12) крутизна эквивалентного транзистора

$$\underline{S}_f = \underline{Y}_{21f} = \frac{\underline{Y}_{21}}{\underline{F}_{0э}} = \frac{g_{21}/(1+j\omega\tau)}{1+g_{21}/(1+j\omega\tau)} =$$

$$= \frac{g_{21}}{1+g_{21}R_f}\,\frac{1}{1+j\omega\tau/(1+g_{21}R_f)}\,g_{21f}/(1+j\omega\tau_f); \qquad (10.6\text{ а})$$

$$M_{Sf}(f) = S_{0f}/Y_{21f} = 1/\sqrt{1+(f/f_{Sf})^2}, \qquad (10.6\text{ б})$$

где $g_{21f}=g_{21}/(1+g_{21}R_f)$ — крутизна эквивалентного транзистора в НЧ области; $\tau_f=\tau/(1+g_{21}R_f)$ — постоянная времени эквивалентного транзистора; $f_{Sf}=1/2\pi\tau_f=f_S(1+g_{21}R_f)$ — граничная частота по крутизне эквивалентного транзистора.

Сравнение параметров f_{Sf}, g_{21f} и τ_f с соответствующими им f_S, g_{21} и τ_f с соответствующими им f_S, g_{21} и τ показывает, что включение в состав транзистора дополнительного резистора R_f вызывает снижение крутизны транзистора в $(1+g_{21}R_f)$ раз, при этом улучшает частотные свойства транзистора в такое же число раз, т. е. при введении в состав транзистора указанного сопротивления происходит обмен передаточных свойств транзистора на частотные. В результате этого обмена граничная частота транзистора по крутизне увеличивается в $E_{0э}$ раз, где $E_{0э}=1+g_{21}R_f$. Аналогичные изменения происходят и с резистивной и емкостной составляющими проводимостей $\underline{Y}_{11}$ и $\underline{Y}_{22}$.

Пример 10.2. Какое значение граничной частоты f_{sf} имеет эквивалентный транзистор, если он образован из рассмотренного в примере 10.1 транзистора, в эмиттерную цепь которого включен резистор $R_f=5$ Ом?

Решение. 1. В соответствии с (4.3)

$$g_{21}=5\cdot10^{-3}/(0{,}026+40\cdot5\cdot10^{-3}/100)\approx0{,}18\text{ См}.$$

2. Искомое значение частоты

$$f_{sf}=f_s(1+g_{21}R_f)=78\cdot10^6(1+0{,}18\cdot5)\approx150\text{ МГц}.$$

Значение спада $\varepsilon_S(f_d)$ зависит не только от типа транзистора (от его граничной частоты f_S), но и от схемы его включения, и в первую очередь от того, какое сопротивление R_f присутствует в цепи его эмиттера. Каскад ОК обычно работает в условиях, когда в роли сопротивления R_f выступает относительно большое сопротивление нагрузки. В связи с этим при рассмотрении в соответствии с (10.14) общего спада нормированной АЧХ влиянием инерционности транзисторов в каскадах ОК обычно пренебрегают, принимая $\varepsilon_S(f_d)$ в этих каскадах нулевыми. Таким образом, считают, что ненулевые значения $\varepsilon_S(f_d)$ могут иметь только каскады, в которых транзисторы включены по схеме ОЭ или ОБ.

В отличие от биполярного внутренняя структура полевого транзистора не содержит явно выраженного инерционного звена, поэтому можно считать, что полевой транзистор не имеет частотных ограничений по параметру крутизны ($\tau=0, f_S=\infty$), т. е. можно принять, что он обладает практически безынерционным преобразованием изменений входного напряжения в изменения выходного тока. Но в то же время, обладая невысоким значением крутизны S_0, полевой транзистор не способен на ВЧ создать заметного усиления даже в условиях нулевого значения проводимости нагрузки, т. е. когда в схеме рис. 10.2, *б* в качестве цепи, преобразующей выходной ток $i_{вых}=u_{вх}S_0$ в выходное напряжение $u_{вых}$, выступает параллельное соединение емкостей $C_{сэ}$ и $C_{си}$. Коэффициент усиления $K(f)=u_{вых}/u_{вх}$ в этих условиях становится равным единице на частоте $f=S_0/2\pi(C_{сэ}+C_{си})$. Значение вычисленной по последней формуле частоты обычно и принимается за граничную частоту полевого транзистора $f_{гр}$.

В соответствии со сказанным и эквивалентной схемой рис. 10.2 Y-параметры полевого транзистора для основной схемы его включения (схемы ОИ) можно представить в следующем виде:

$$\underline{Y}_{21}=S=g_{21};\quad \underline{Y}_{11}=g_{11}+j\omega(C_{зи}+C_{зс});$$

$$\underline{Y}_{22}\approx g_{22}+j\omega C_{зс};\quad \underline{Y}_{12}\approx-j\omega C_{зс}.$$

10.3. ВЛИЯНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ЕМКОСТЕЙ НА ФОРМИРОВАНИЕ АЧХ В ОБЛАСТИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Любая электрическая цепь обладает паразитными емкостями $C_п$, шунтирующими пути прохождения сигналов. Проводимости этих емкостей на высоких частотах становятся большими, соизмеримыми с резистивными составляющими $g_{экв}$ шунтируемых цепей. В результате на этих частотах эффективность преобразования выходных токов транзисторов в выходные сигнальные напряжения оказывается заниженной и частотно-зависимой. Частотная характеристика полной проводимости $Y_н$ цепи, состоящей из двух параллельно включенных ветвей, одна из которых является резистивной проводимостью $g_{экв}$, а другая — конденсатором с емкостью $C_п$, определяется соотношениями

$$\underline{Y}_н = g_{экв} + j\omega C_п = g_{экв}(1 + j\omega\tau_н); \qquad (10.7\text{ а})$$

$$Y_н = g_{экв}\sqrt{1 + (\omega\tau_н)^2} = g_{экв}\sqrt{1 + (f/f_{ср})^2}, \qquad (10.7\text{ б})$$

где $\tau_н = C_п/g_{экв}$ — постоянная времени цепи, преобразующей сигнальные токи в напряжения; $f_{ср} = 1/2\pi\tau_н$ — частота среза эквивалентного фильтра. Преобразование ток—напряжение, осуществляемое с помощью проводимости $Y_н$, эквивалентно прохождению сигнала через фильтр нижних частот с нормированной АЧХ вида

$$M_н(f) = Y_н/g_{экв} = 1/\sqrt{1 + (f/f_{ср})^2}. \qquad (10.8\text{ а})$$

Спад нормированной АЧХ (10.8а) вследствие частотной зависимости импеданса нагрузки может быть охарактеризован значением

$$\varepsilon_н(f) = 1 - M_н(f) = 1 - 1/\sqrt{1 + (f/f_{ср})^2} \approx (f/f_{ср})^2/2. \qquad (10.8\text{ б})$$

Полная паразитная емкость, шунтирующая выход N-го каскада или участка цепи,

$$C_{пN} = C_{вых\,N} + C_{вх\,N+1} + C_м, \qquad (10.9)$$

где $C_{вых\,N}$ — выходная емкость N-го каскада или участка цепи; $C_{вх\,N+1}$ — входная емкость каскада или цепи, непосредственно следующих за N-м каскадом или участком цепи; $C_м$ — паразитная емкость монтажа. Проводимость $g_{экв}$ N-го каскада или участка цепи

$$g_{экв\,N} = g_{вых\,N} + g_{вх\,N+1} + g_н, \qquad (10.10)$$

где $g_{вых\,N}$ — выходная активная проводимость N-го каскада или участка цепи; $g_{вх\,N+1}$ — входная активная проводимость каскада или цепи, непосредственно следующих за N-м каскадом или участком цепи.

На рис. 10.4 приведены эквивалентные схемы каскадов, отвечающие типовым способам включения в них транзистора. Для

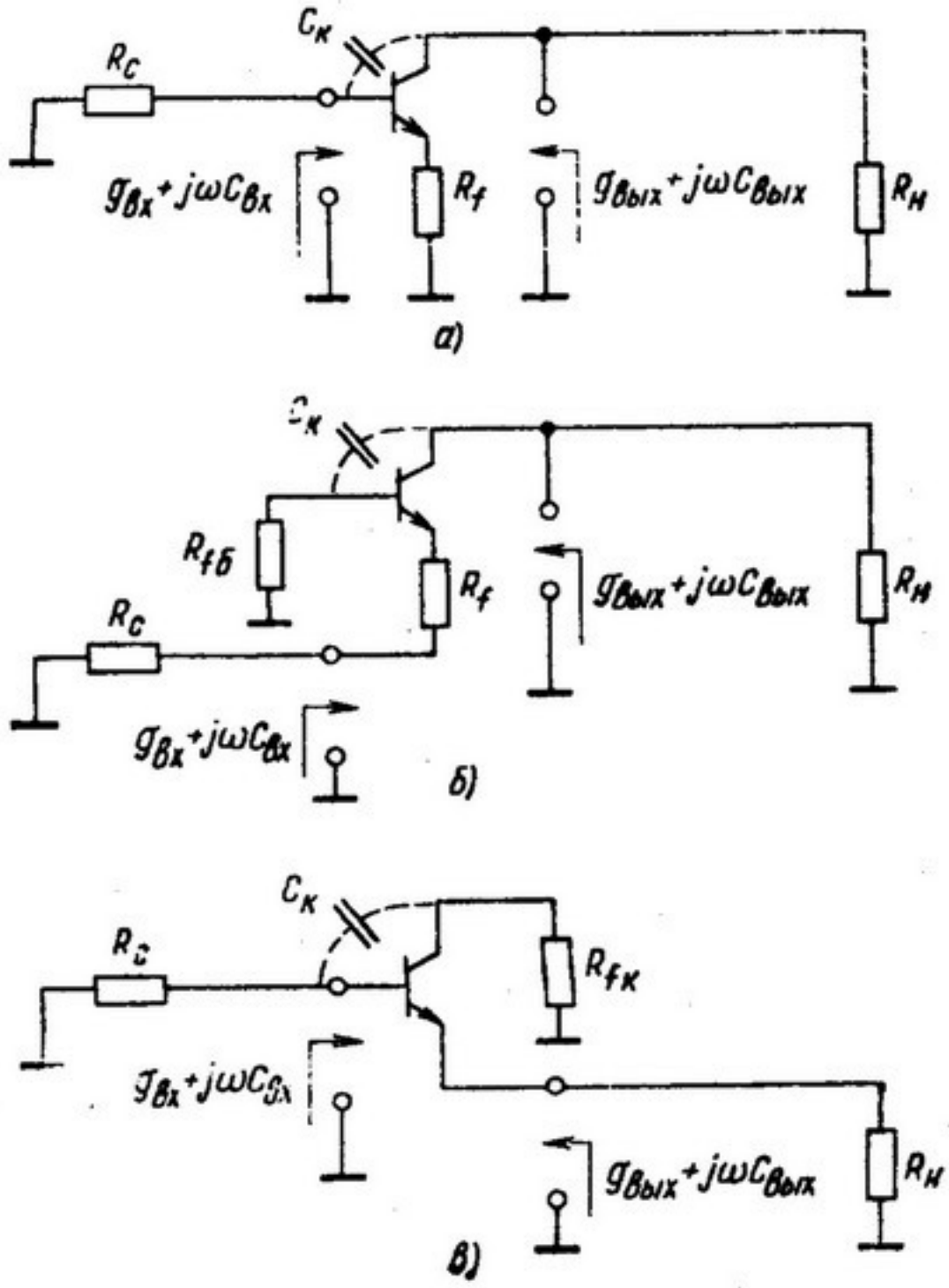


Рис. 10.4

этих схем включения значение входной и выходной емкостей транзистора может быть оценено с помощью формул:

для схемы ОЭ$_f$ (рис. 10.4, *а*)

$$C_{вх} \approx [1/2\pi f_s r_б + C_к(1 + g_{21}R_н)]/(1 + g_{21}R_f); \quad (10.11\text{ а})$$

$$C_{вых} \approx C_к[1 + (r_б + R_c)\, g_{21}]/(1 + g_{21}R_f); \quad (10.11\text{ б})$$

для схемы ОК$_f$ (рис. 10.4, *б*)

$$C_{вх} \approx 1/2\pi f_s r_б (1 + g_{21}R_н) + C_к[(1 + g_{21}R_{fк})/(1 + g_{21}R_н)]; \quad (10.11\text{ в})$$

для схемы ОБ$_f$ (рис. 10.4, *в*)

$$C_{вых} \approx C_к[1 + (r_б + R_{fб})\, g_{21}/(1 + g_{21}R_f)]. \quad (10.11\text{ г})$$

Пример 10.3. Для каскада с резистивной нагрузкой $R_н = 200$ Ом ($g_н = 1/R_н = 5 \cdot 10^{-3}$ См), организованном на рассмотренном в примере 10.2 транзисторе с $R_f = 5$ Ом и $C_к = 1$ пФ, определить значение входной и выходной емкости каскада при $R_c = 0$.

Решение. В соответствии с (10.11а) и (10.11б) вычисляем искомые значения емкостей:

$$C_{вх} = [1/2\pi \cdot 78 \cdot 10^6 \cdot 40 + 10^{-12}(1+0,18 \cdot 200)]/(1+0,18 \cdot 5) \approx 25 \text{ пФ};$$

$$C_{вых} = 10^{-12}(1+40 \cdot 0,18)/(1+0,18 \cdot 5) \approx 4,3 \text{ пФ}.$$

Соотношения (10.11) получены в соответствии с эквивалентной схемой рис. 10.2, *а* для частотного диапазона $f < f_S$ с учетом проявления эффекта Миллера, при этом пренебрегалось комплексным характером коэффициентов передачи. Кроме того, считалось, что $r_б \ll 1/g_{бэ}$.

Для полевого транзистора:

для схемы $ОИ_f$ (рис. 10.4, *г*)

$$C_{вх} \approx C_{зи}/(1 + g_{21}R_f) + C_{сз}[1 + g_{21}R_н/(1 + g_{21}R_f)]; \quad (10.11\text{ д})$$

$$C_{вых} \approx C_{сз}; \quad (10.11\text{ е})$$

для схемы $ОС_f$ (рис. 10.4, *д*)

$$C_{вх} \approx C_{зи}/(1 + g_{21}R_н) + C_{сз}[1 + g_{21}R_{fc}/(1 + g_{21}R_н)]; \quad (10.11\text{ ж})$$

для схемы ОЗ

$$C_{вых} \approx C_{сз}. \quad (10.11\text{ з})$$

Обычно анализ передаточных свойств многокаскадных трактов осуществляют в последовательности от выходного каскада к входному. В этом случае значение входящей в (10.9) емкости $C_{вых}$ каждого усилительного каскада с ОС должно вычисляться в условиях накоротко замкнутых входных зажимов ($R_c = 0$) рассматриваемого N-го каскада, а $C_{вх}$ — с учетом проявления эффекта Миллера в следующем $N+1$-м каскаде. Такой подход соответствует тому, что определение коэффициента передачи каждого каскада предполагает подключение к его входу источника напряжения, т. е. цепь с нулевым выходным сопротивлением R_c. Такой источник нейтрализует воздействие ОС на коэффициент усиления через проходную емкость транзистора, обусловливая нулевое значение петлевой передачи $T_{вх}(0)$.

В перечень (10.11) не включены данные о выходной емкости схемы ОК, так как при этом включении транзистора активная составляющая $g_{вых}$ его выходной проводимости настолько большая, что паразитная выходная емкость $C_{вых}$ транзистора не может оказать какого-либо заметного шунтирующего влияния на $g_{вых}$ даже в области высоких частот. По аналогичным соображениям в указанный перечень не включены данные о входной емкости схемы ОБ, у которой входная проводимость такая же, как и выходная проводимость у схемы ОК.

10.4. СУММАРНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В РЕЗИСТИВНОМ КАСКАДЕ В ОБЛАСТИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Проведенный в § 10.2 и 10.3 анализ показал, что спад АЧХ резистивного каскада на биполярном транзисторе в области ВЧ вызван наличием в структуре каскада двух инерционных звеньев, одно из которых находится внутри самого транзистора, а второе — вне его. Постоянная времени τ_f первого инерционного звена определяет частотную зависимость крутизны транзистора. Нормированная АЧХ этой зависимости определяет соотношение (10.7б). Постоянная времени $\tau_н$ второго инерционного звена характеризует согласно (10.8) степень шунтирующего влияния паразитной емкости $C_п$ на выходную цепь каскада.

Оба инерционных звена выступают практически как независимые цепи, в результате чего нормированную АЧХ $M(f)$ каскада в целом можно представить в виде произведения частотных функций (10.7б) и (10.8), а именно

$$\underline{M}(f) = \underline{M}_{Sf}(f)\,\underline{M}_н(f) = \frac{1}{1+j\omega\tau_f}\,\frac{1}{1+j\omega\tau_н}; \qquad (10.12\text{ а})$$

$$M(f) = M_{Sf}(f)\,M_н(f) = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau_f)^2}}\,\frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau_н)^2}}. \qquad (10.12\text{ б})$$

На граничной частоте f_d усилительного тракта, где d — уровень отсчета верхней границы полосы пропускания этого тракта, наблюдается спад $\varepsilon(f_d)$ АЧХ, значение которого для схем ОЭ и ОБ при $f \ll f_S$ можно оценить с помощью следующего вытекающего из (10.12б) соотношения:

$$\varepsilon(f_d) = 1 - M(f) = 1 - M_{Sf}(f)\,M_н(f) \approx \varepsilon_S(f_d) + \varepsilon_н(f_d), \qquad (10.13\text{ а})$$

где $\varepsilon_S(f_d)$, $\varepsilon_н(f_d)$ — спад нормированной АЧХ каскада на частоте f_d вследствие инерционности транзистора и шунтирующего влияния емкости $C_п$ на проводимость $g_{экв}$.

Шунтирующее влияние паразитной емкости $C_п$ на выходную цепь каскада накладывает ограничения на выбор значения проводимости $g_{экв}$. Из (10.7б) следует, что для того, чтобы в резистивном каскаде спад АЧХ не превышал значения $\varepsilon_н(f_d)$, необходимо, чтобы общая резистивная составляющая этой проводимости $g_{экв}$ была бы не менее чем

$$g_{экв} \geqslant 2\pi f_d C_п / \sqrt{2\varepsilon_н(f_d)}, \qquad (10.13\text{ б})$$

а для того, чтобы спад АЧХ в каскадах ОЭ и ОБ в области ВЧ из-за инерционности транзистора не превышал $\varepsilon_S(f_d)$, необходимо, чтобы транзистор обладал граничной частотой

$$f_S \geqslant f_d / (1 + g_{21}R_f)\sqrt{2\varepsilon_S(f_d)}, \qquad (10.13\text{ в})$$

где R_f — дополнительное сопротивление, включаемое в эмиттерную цепь эквивалентного транзистора.

Пример 10.4. Оценить значения спадов $\varepsilon_S(f_d)$, $\varepsilon_н(f_d)$ и $\varepsilon(f_d)$ АЧХ, возникающих на частоте $f_d=50$ МГц в резистивном каскаде, рассмотренном в примере 10.3.

Решение. 1. Производим с помощью (10.10) оценку проводимости $g_{экв}$, считая, что выходная проводимость транзистора g_{22} не вносит заметного вклада в общую проводимость $g_{экв}$, а также, что рассматриваемый каскад работает на высокоомную резистивную нагрузку ($g_{вхN+1}=0$). В этом случае

$$g_{экв}=g_н=1/200\approx 5\cdot 10^{-3}\text{ См}.$$

2. Вычисляем значение паразитной емкости $C_п$, предполагая, что емкость монтажа $C_м=3$ пФ. В этом случае согласно (10.9) и проведенным в примере 10.3 вычислениям

$$C_п=4{,}3\cdot 10^{-12}+3{,}0\cdot 10^{-12}=7{,}3\text{ пФ}.$$

3. Вычисляем постоянную времени $\tau_н$ нагрузки и соответствующую ей частоту среза $f_{ср}$:

$$\tau_н=C_п/g_{экв}=7{,}3\cdot 10^{-12}/5\cdot 10^{-3}\approx 1{,}5\cdot 10^{-9}\text{ с};$$
$$f_{ср}=1/2\pi\tau_н=1/2\pi\cdot 1{,}5\cdot 10^{-9}\approx 100\text{ МГц}.$$

4. В соответствии с (11.2б), (10.8б) и (10.13а)

$$\varepsilon_S(f_d)=(50\cdot 10^6/150\ 10^6)^2/2\approx 0{,}02;$$
$$\varepsilon_н(f_d)=(50\cdot 10^6/100\cdot 10^6)^2/2\approx 0{,}13;$$
$$\varepsilon(f_d)=0{,}02+0{,}13=0{,}15.$$

В каскадах на полевых транзисторах, а также при их организации на биполярном транзисторе по схеме ОК частотные ограничения, характеризуемые соотношением (10.13в), не проявляются. Связано это с тем, что во внутренней структуре (рис. 10.2) полевого транзистора отсутствуют инерционные звенья. При включениях ОК в роли сопротивления R_f выступает обычно большое сопротивление нагрузки эмиттерного повторителя, что согласно (10.6б) существенно повышает граничную частоту f_S эквивалентного транзистора.

10.5. СУММАРНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В МНОГОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЬНОМ ТРАКТЕ В ОБЛАСТИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

В многокаскадном (в M каскадном) усилительном тракте согласно (6.12)

$$\varepsilon(f_d)=\varepsilon_{вх}(f_d)+\sum_{m=1}^{M}\varepsilon_{Sm}(f_d)+\sum_{m=1}^{M}\varepsilon_{н\,m}(f_d), \qquad (10.14)$$

где $\varepsilon_{вх}(f_d)$ — спад нормированной АЧХ входной цепи на частоте f_d.

Не все инерционные звенья усилительного тракта вносят заметный спад в его нормированную АЧХ. Так, частотные искажения во входной цепи и соответственно заметный спад $\varepsilon_{вх}(f_d)$ наблюдаются только при работе усилительного тракта от источника сигнала с ненулевым выходным сопротивлением R_c. Нормированная АЧХ $M_{вх}(f)$ входной цепи и ее спад $\varepsilon_{вх}(f_d)$ при этом имеют вид

$$M_{вх}(f) = 1/\sqrt{1+(\omega\tau_{вх})^2};$$

$$\varepsilon_{вх}(f_d) = 1 - M_{вх}(f_d) = 1 - 1/\sqrt{1+(f_d/f_{вх})^2} \approx (f_d/f_{вх})^2/2, \quad (10.15)$$

где $\tau_{вх}$ — постоянная времени входной цепи; $f_{вх} = 1/2\pi\tau_{вх}$ — частота среза ФНЧ, образованного входной емкостью $C_{вх}$ усилительного тракта и шунтирующей ее резистивной проводимостью $g_{экв}$. Следует отметить, что проводимость $g_{экв}$ должна включать не только входную проводимость собственно транзистора (см. табл. 4.1), но и всех ветвей схемы, подключенных ко входному зажиму транзистора. Так, при питании базовой цепи от делителя напряжения $R1R2$ по схеме рис. 3.2 от источника сигнала с сопротивлением R_c $g_{экв} = g_{вх} + 1/R1 + 1/R2 + 1/R_c$.

Пример 10.5. Для каскада, рассмотренного в примере 10.4, определить спад $\varepsilon_{вх}(f_d)$ нормированной АЧХ входной цепи на частоте $f_d = 50$ МГц при работе каскада от источника сигнала $R_c = 200$ Ом. Базовая цепь транзистора питается по схеме рис. 3.2 от делителя напряжения, у которого $R1 = 7$ кОм, $R2 = 3$ кОм.

Решение. 1. Вычислим проводимость $g_{вх}$. При этом воспользуемся соотношениями (4.3) и (4.10), а также результатом вычисления в примере 10.2 проводимости g_{21} ($g_{21} = 0{,}18$ А/В). При вычислениях учтем, что в эмиттерной цепи транзистора включено сопротивление $R_f = 5$ Ом ($F_{оэ} \neq 1$):

$$g_{вх} \approx g_{11} = g_{21}/h_{21э} F_{оэ} = 0{,}18/100(1+0{,}18\cdot 5) \approx 0{,}9\cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

2. Полная проводимость входной цепи

$$g_{экв} = 0{,}9\cdot 19^{-3} + 1/7\cdot 10^3 + 1/3\cdot 10^3 + 1/200 \approx 7{,}3\cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

3. Используя результаты вычисления емкости $C_{вх}$ в примере 10.3 ($C_{вх} = 25$ пФ) и полагая емкость монтажа равной 3 пФ, определяем в соответствии с (10.9) значение паразитной емкости $C_п$:

$$C_п = 25\cdot 10^{-12} + 3\cdot 10^{-12} = 28 \text{ пФ}.$$

4. Частота среза во входной цепи

$$f_{вх} = 1/2\pi\tau_{вх} = 7{,}3\cdot 10^{-3}/2\pi\cdot 28\cdot 10^{-12} \approx 40 \text{ МГц}.$$

5. Искомое значение спада $\varepsilon_{вх}(f_d)$ определим с помощью (10.15):

$$\varepsilon_{вх}(f_d) = 1 - 1/\sqrt{1+(50\cdot 10^6/40\cdot 10^6)^2} \approx 0{,}38.$$

Найденное в примере 10.5 значение спада нормированной АЧХ является недопустимо большим для широкополосного усилителя,

что указывает на невозможность использования рассмотренного схемного построения ОЭ$_f$ в качестве усилительного звена широкополосного тракта с верхней границей полосы пропускания $f_d \geqslant$ $\geqslant$50 МГц.

Существует ряд путей улучшения частотных свойств ШУ и увеличения площади его усиления, не связанных с привлечением в состав схемы каскада транзистора с лучшими частотными свойствами (с меньшей емкостью $C_к$ и большей граничной частотой f_s). Такие транзисторы обычно имеют повышенную стоимость, обладают худшими параметрами, например предельно допустимым выходным током или напряжением.

Поэтому в первую очередь проблему организации широкополосных усилителей стараются решать за счет рационального построения тракта в целом. При этом в ШУ переходят на использование усилительных звеньев и каскадов, включающих два и более транзистора, например на применение каскодных схем рис. 6.1 или схем каскадов, организованных на эмиттерно-связанных транзисторах типа рис. 6.7. Эти схемы обладают пониженными входными емкостями, так как в них практически не проявляется эффект Миллера, даже при относительно большом общем усилении, приходящимся на схему в целом.

При выборе общей структуры ШУ учитывают, что шунтирующее влияние паразитных емкостей $C_п$ на тот или иной каскад во многом зависит от значения проводимостей $g_{экв}$, которые они шунтируют. Поэтому в состав усилительных трактов часто включают каскады типа ОК и ОБ. Первый из них обладает большой выходной проводимостью, второй — входной. Например, в пятикаскадном усилительном тракте с приведенной на рис. 10.5 структурой ОЭ—ОБ—ОК—ОЭ—ОК только емкости $C_{вх}$, $C_{п2}$ и $C_{п4}$ могут оказать заметное влияние на спад нормированной АЧХ. Остальные паразитные емкости $C_{п1}$, $C_{п3}$ и $C_{п5}$ при рассматриваемой структуре усилительного тракта оказываются подключенными параллельно большим проводимостям $g_{экв}$ (емкость $C_{п1}$ включена параллельно большой входной проводимости каскада ОБ, $C_{п3}$ и $C_{п5}$ — параллельно большим выходным проводимостям каскадов ОК).

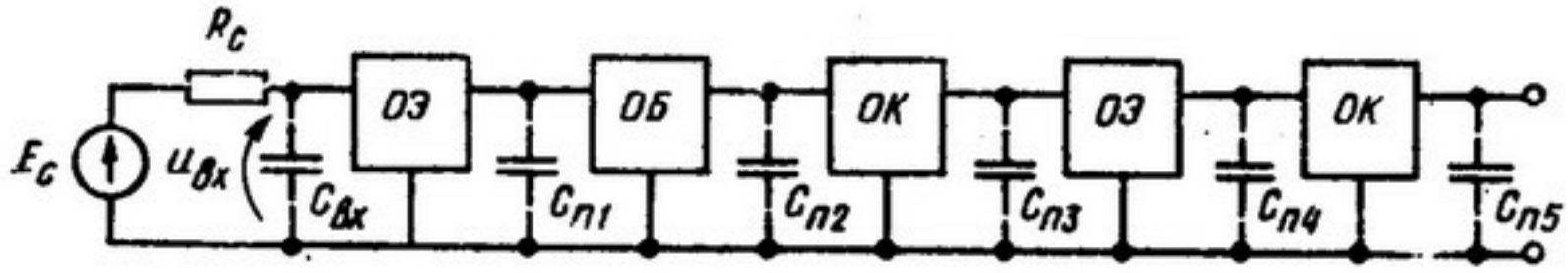


Рис. 10.5

10.6. ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЕЕ ОРГАНИЗАЦИИ

Частотная коррекция применяется при построении широкополосных усилительных трактов, т. е. таких, в которых коэффициент усиления должен быть постоянным в широком диапазоне частот. Основной задачей частотной коррекции является расширение области частот, в которой это постоянство сохраняется.

Различают низкочастотную и высокочастотную коррекцию. Первая из них способствует компенсации возможного спада АЧХ в области низких частот, вторая — в области высоких. В зависимости от способа осуществления указанной компенсации коррекцию можно подразделить на коррекцию с использованием частотно-зависимых нагрузок и коррекцию с помощью частотно-зависимых внутрикаскадных обратных связей.

Первый метод коррекции применяют при схемах включения транзистора, когда он выступает в роли генератора сигнального тока, например при его включениях по схеме ОЭ или ОБ. Коррекция достигается благодаря тому, что в качестве нагрузки каскада используют цепи с таким частотно-зависимым характером преобразования ток—напряжение, который частично или полностью компенсирует спады АЧХ. Следует отметить, что закон суммирования (6.12) искажений применим как в отношении спадов, так и в отношении подъемов АЧХ. При этом с помощью одной корректирующей цепи можно осуществить компенсацию частотных искажений не только того каскада, где схема коррекции применена, но и тракта в целом.

На рис. 10.6 приведены примеры схемных построений, реализующих коррекцию, основанную на использовании частотно-зависимых нагрузок. Схема рис. 10.6, *а* относится к схемам низкочастотной коррекции, а схемы рис. 10.6, *б*, *в* — высокочастотной.

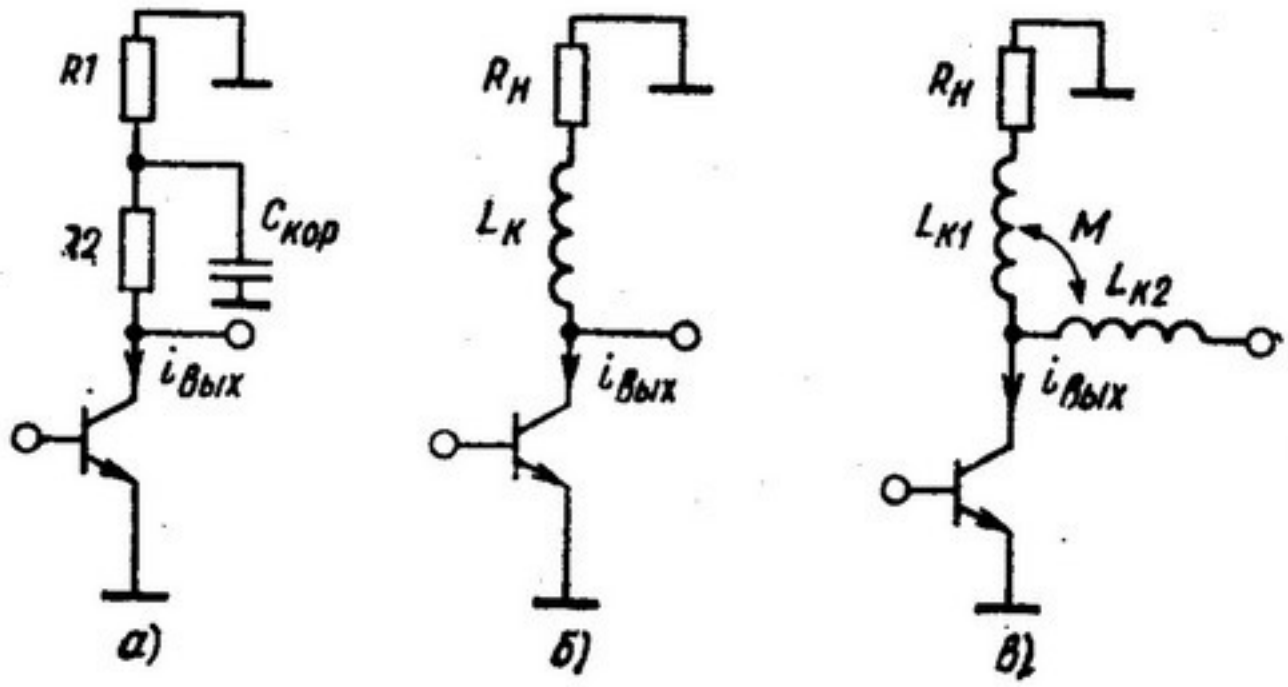


Рис. 10.6

В схеме рис. 10.6, *а* емкость конденсатора $C_{кор}$ выбирается такой, чтобы ее импеданс в основной частотной области (области средних частот) был пренебрежимо малым по сравнению с сопротивлением $R2$. В результате в этой частотной области в качестве цепи, преобразующей выходной ток $i_{вых}$ транзистора в выходное напряжение $u_{вых}$, выступает лишь резистор $R2$. В области НЧ сопротивление конденсатора $C_{кор}$ соизмеримо с сопротивлением резистора $R2$. В результате этого общий импеданс коллекторной цепи имеет по сравнению с областью средних частот увеличенное значение, стремясь на нулевых частотах к своему предельному значению, равному сумме сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$. Частотная характеристика рассматриваемого преобразования ток—напряжение приведена на рис. 10.7 (рис. 10.7, *а*). На этом же рисунке приведена характеристика корректируемого тракта (рис. 10.7, *б*), а также его скорректированная АЧХ (рис. 10.7, *в*), отвечающая ряду значений емкости конденсатора $C_{кор}$.

Следует отметить, что критерии выбора значений емкостей конденсаторов $C_{кор}$ и конденсаторов $C_б$ фильтрующих и блоки-

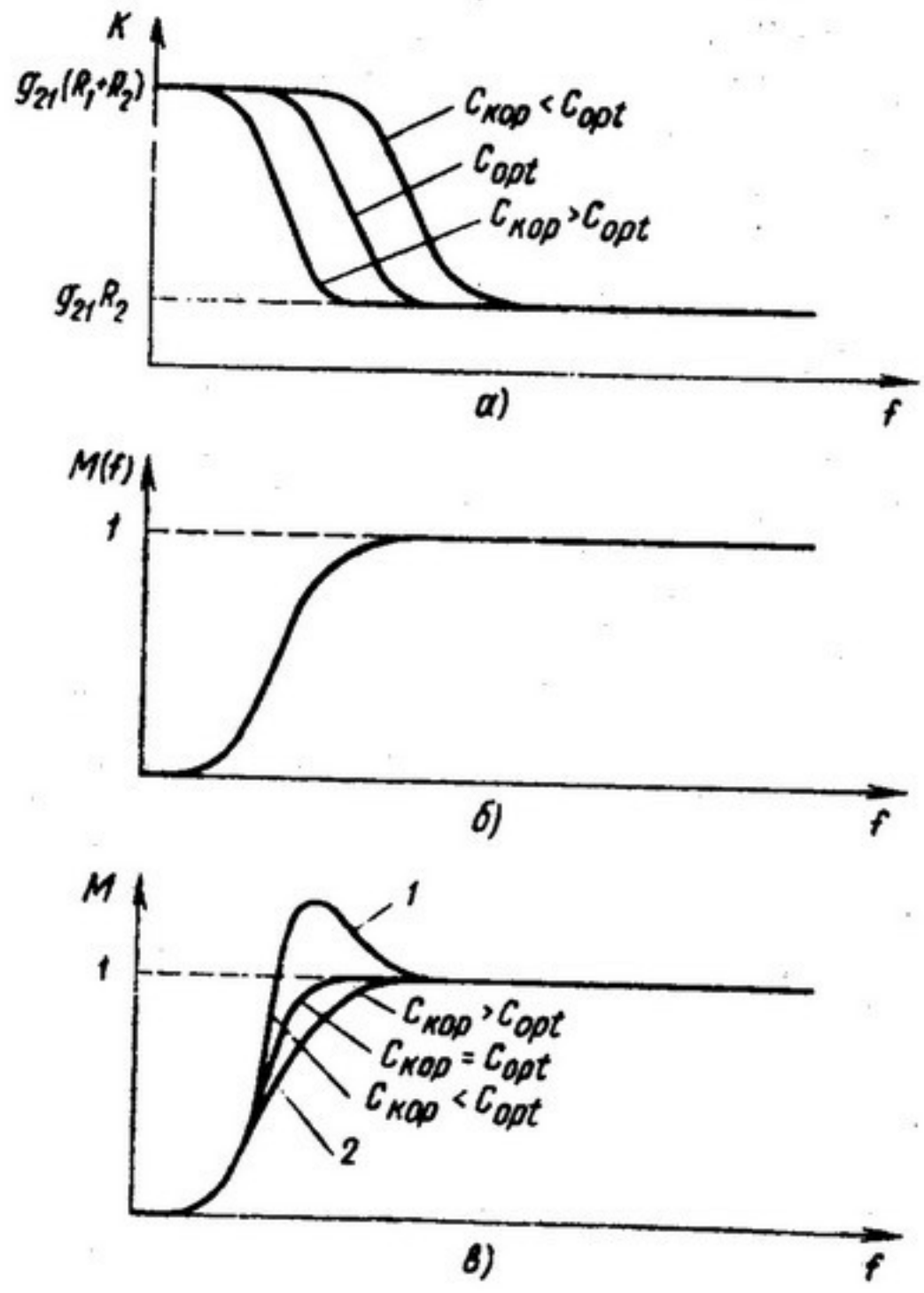


Рис. 10.7

рующих цепей существенно различаются. Если конденсаторы $C_б$ выполняют возложенные на них функции тем лучше, чем больше значение их емкости, то конденсатор $C_{кор}$ должен иметь строго определенное оптимальное значение C_{opt}, в противном случае АЧХ может иметь недопустимо большую неравномерность (эпюра *1* на рис. 10.7, *в*) или потенциальные свойства коррекции будут недоиспользованы (эпюра *2* на рис. 10.7, *в*).

В настоящее время схемы низкочастотной коррекции находят ограниченное применение, что связано с широким использованием в аналоговой технике трактов типа УПТ, т. е. таких, которые вообще не имеют спада АЧХ в области низких частот. При их применении часто даже возникает задача, обратная по отношению к той, которая решается в ходе создания схем коррекции. Это, например, задача обеспечения низкочастотной фильтрации сигналов за счет создания спада АЧХ в области НЧ.

Схемное построение рис. 10.6, *б* называется схемой простой высокочастотной коррекции. В этой схеме сопротивление нагрузки имеет повышенное значение на высоких частотах, благодаря чему в этой области частот уменьшается общий спад АЧХ. Схема рис. 10.6, *в* называется схемой сложной или четырехполюсной коррекции. Ее применение позволяет получать существенные (порядка трехкратного) выигрыши в площади усиления, хотя и требует точной настройки схемы для полной реализации этого выигрыша. Теоретически схема четырехполюсной коррекции может в пределе обеспечить выигрыш, равный $\pi^2/2$.

Обычно выигрыш в площади усиления, получаемый в результате применения схем высокочастотной коррекции, используют не столько для расширения полосы пропускания тракта, сколько для увеличения номинального коэффициента усиления. Этого увеличения достигают за счет использования в усилительных каскадах бóльших сопротивлений в нагрузке при тех же значениях частотных искажений.

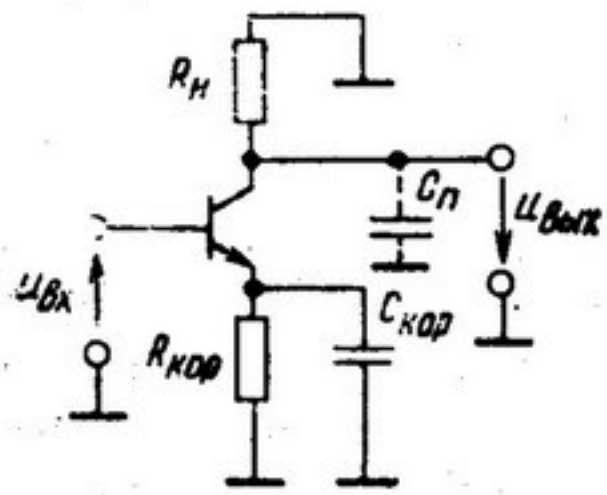


Рис. 10.8

Частотная коррекция с помощью внутрикаскадной ОС создается на базе схемного построения ОЭ$_f$, в котором роль двухполюсника Z_f (см. рис. 4.6, *а*), включаемого в эмиттерную цепь транзистора, играет частотно-зависимая цепь. По такой методике организуется схема высокочастотной эмиттерной коррекции рис. 10.8, в которой в качестве Z_f используют параллельное соединение резистора $R_{кор}$ и конденсатора $C_{кор}$.

10.7. АНАЛИЗ СВОЙСТВ СХЕМЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ С ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассмотрим частотные свойства комплексного сопротивления $Z_н$, включаемого в стоковую или коллекторную цепь транзистора (см. рис. 10.6, *а*).

Комплексное сопротивление $Z_н$ состоит из двух параллельно включенных ветвей, сопротивление одной из которых равно $R_н + j\omega L_к$, а второй $1/j\omega C_п$, в результате чего

$$\underline{Z}_н(f) = \frac{(R_н + j\omega L_к)/j\omega C_п}{R_н + j\omega L_к + 1/j\omega C_п} = R_н \frac{1 + j\omega L_к/R_н}{1 - \omega^2 L_к C_п + j\omega L_к/R_н};$$

$$Z_н^2(f) = R_н^2 \frac{1 + (\omega L_к/R_п)^2}{1 - \omega^2 [(R_н C_п)^2 - 2L_к C_п] + \omega^4 L^2 C^2}. \qquad (10.16)$$

Последнюю частотную функцию целесообразно представить в нормированном виде $M_Z(x) = Z_н(f)/R_н$ с использованием в качестве аргумента нормированной частоты $X = \omega R_н C_п$, а в качестве параметра — коэффициента высокочастотной коррекции $m = L/CR_н^2$. При таком подходе соотношение (10.16) приобретает вид

$$M_Z(X)^2 = Z_п^2(f)/R_п^2 = \frac{1 + m^2 X^2}{1 + (1 - 2m) X^2 + m^2 X^4}. \qquad (10.17)$$

Определим условия, при которых относительные изменения $M_Z(X)$ модуля сопротивления нагрузки $Z_н(f)$ претерпевают наименьшие частотные изменения, т. е. условия получения так называемой оптимально плоской частотной характеристики. Очевидно, что функции $M_Z(X)$ и соответственно $Z_н(f)$ претерпевают наименьшие частотные изменения тогда, когда стоящий в числителе (10.17) полином функции аргумента X в наибольшей степени подобен соответствующему полиному, стоящему в знаменателе. Этому наибольшему подобию в случае функциональной зависимости (10.17) отвечает значение параметра $m = m_{opt}$, при котором $m^2 = 1 - 2m$. Следовательно, оптимальное значение параметра m_{opt} может быть найдено как решение уравнения $m_{opt}^2 + 2m_{opt} - 1 = 0$. В результате решения этого уравнения получаем $m_{opt} = -1 + \sqrt{2} \approx 0{,}414$.

Найденное в соответствии с рассмотренной методикой оптимальное значение параметра m соответствует так называемому принципу Брауде получения оптимально плоских частотных характеристик. Применение этого принципа основано на том, что частотные характеристики физически реализуемых электронных цепей могут быть представлены в виде отношения двух полиномов, являющихся функциями четных степеней аргумента (частоты). Согласно принципу Брауде частотная зависимость $K^2(\omega)$ имеет наиболее равномерный ход при таких значениях параметров,

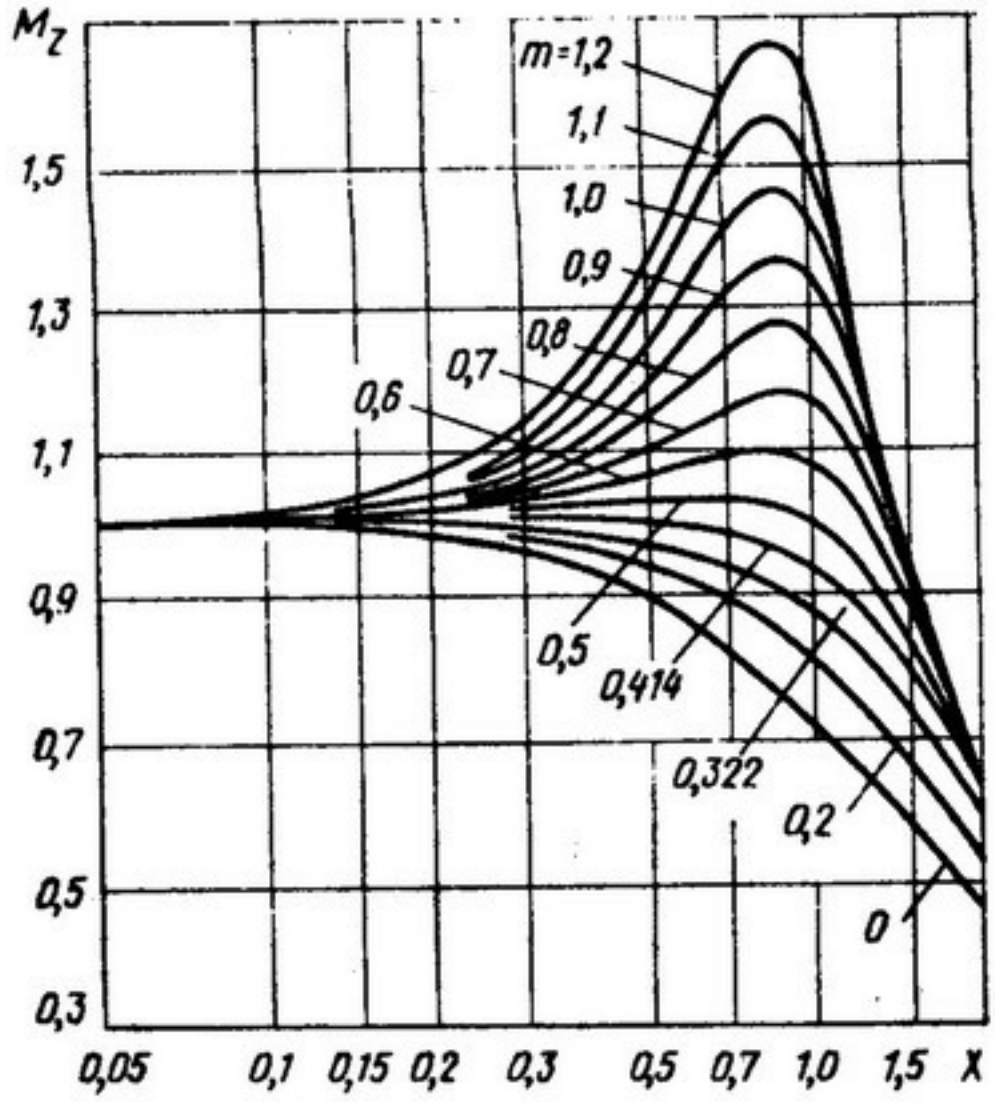


Рис. 10.9

когда коэффициенты при одинаковых степенях аргумента (частоты) в числителе и знаменателе функции $K^2(\omega)$ оказываются одинаковыми.

На рис. 10.9 приведены графики зависимостей, отражаемых соотношением (10.17). Графики отвечают различным значениям коэффициента высокочастотной коррекции m, в том числе и $m=m_{opt}$. С помощью этих графиков удобно проводить анализ хода АЧХ, не прибегая к проведению относительно сложных вычислений с помощью (10.17). При этом возможно осуществлять анализ как для случая применения высокочастотной коррекции ($m\neq0$), так и для случая, когда таковая не применяется ($m=0$).

Пример 10.6. Определить значение спада $\varepsilon_н(f_d)$ в каскаде, если при рассмотренных в примерах 10.3 и 10.4 условиях в каскад ввести корректирующую индуктивность, обеспечивающую $m=0{,}414$. Решение выполнить с помощью графиков рис. 10.9. Вычислить также индуктивность L, соответствующую $m=0{,}414$.

Решение. 1. Определяем значение нормированной частоты X, отвечающее граничной частоте $f_d=50$ МГц, сопротивлению нагрузки $R_н=200$ Ом и паразитной емкости $C_п=7{,}3$ пФ, вычисленной при проведении расчетов в примере 10.5.

$$X=2\pi f_d R_н C_п=2\pi\cdot 50\cdot 10^6\cdot 200\cdot 7{,}3\cdot 10^{-12}\approx 0{,}46.$$

2. По графику рис. 10.9 для $m=0{,}414$ находим искомое значение $\varepsilon_н(f_d)\approx 0{,}01$ ($M_Z=0{,}99$).

3. Индуктивность

$$L=mC_п R_н^2=0{,}414\cdot 7{,}3\cdot 10^{-12}\cdot 200^2\approx 0{,}13 \text{ мкГн}.$$

Сравнение хода характеристик некорректированного и корректированного каскадов показывает, что последний обладает повышенной площадью усиления (относительное увеличение этой площади при $m=m_{opt}$ приблизительно равно 1,7). Указанный выигрыш обычно используют для увеличения сопротивления нагрузки $R_н$ и соответствующего повышения номинального коэффициента усиления K_0.

Пример 10.7. Определить, до какого значения можно увеличить сопротивление нагрузки $R_н$, если в рассмотренный в примерах 10.3 и 10.4 каскад ввести корректирующую индуктивность, обеспечивающую $m=0{,}414$, а спад частотной характеристики $\varepsilon_н(f_d)$ оставить прежним, равным 0,1 ($M_Z=0{,}9$).

Решение. 1. По графикам рис. 10.9 для $M_Z=0{,}9$ определяем значения нормированной частоты $X_1=0{,}5$ для $m=0$ и $X_2=1{,}2$ для $m=0{,}414$.

2. Искомое относительное увеличение сопротивления нагрузки найдем как отношение $X_2/X_1=1{,}2/0{,}5=2{,}4$, т. е. в 2,4 раза можно увеличить коэффициент усиления рассматриваемого резистивного каскада за счет применения в нем простой индуктивной коррекции.

Следует отметить, что применение частотно-зависимой нагрузки как элемента коррекции оказывается эффективным только при таких схемах включения транзистора, когда он выступает в роли генератора тока, т. е. обладает большим выходным сопротивлением $R_{вых}$ (при $R_{вых}\gg R_н$). По указанным обстоятельствам этот метод коррекции не применяется в эмиттерных (ОК) и истоковых (ОИ) повторителях. Он также не применим в условиях, когда каскад, следующий за корректируемым, имеет малое входное сопротивление $R_{вх}$. Например, когда в роли последующего каскада выступает каскад ОБ или ОЭ. Очевидно, что коррекция оказывается эффективной только в тех условиях, когда выполняется соотношение $R_{вх}\gg R_н$. По указанным причинам расширению сферы возможного применения рассмотренного метода коррекции может способствовать включение в состав усилительного тракта дополнительного каскада ОК или ОИ (каскадов, обладающих большим входным сопротивлением и малой входной емкостью).

10.8. АНАЛИЗ СВОЙСТВ СХЕМ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ С ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Метод коррекции с помощью частотно-зависимой обратной связи типа рис. 10.8 обычно применяется при основной схеме включения транзистора, т. е. в каскадах типа ОЭ или ОИ. Только при этих включениях незаземленность общего провода может оказать заметное влияние на свойства каскада и соответственно только при этих способах организации схемы можно получить эффективное корректирующее воздействие обратной связи на ход его АЧХ.

Рассмотрим свойства каскада с коррекцией типа рис. 10.8 для случая, когда в нем использован транзистор с хорошими частотными свойствами. При этом во всем частотном диапазоне выполняется условие $f_S \gg f$ и крутизна транзистора имеет вещественное значение S_0, а $M_S(f)=1$. Схемное построение рис. 10.8 является каскадом $ОЭ_f$ (при использовании полевого транзистора — каскадом $ОИ_f$), в котором в качестве цепи Z_f использовано параллельное соединение $R_{кор}$ и конденсатора $C_{кор}$, т. е. $\underline{Z}_f = R_{кор}/(1+j\omega\tau_{кор})$, где $\tau_{кор}=R_{кор}C_{кор}$ — постоянная времени корректирующей цепи. В каскадах $ОЭ_f$ и $ОИ_f$ коэффициент усиления согласно (4.6), (4.10) и (4.11)

$$\underline{K}(f)=\frac{S_0R_н}{1+j\omega\tau_н}\,\frac{1}{1+S_0R_{кор}/(1+j\omega\tau_{кор})}=K_0\,\frac{1+j\omega\tau_{кор}}{(1+j\omega\tau_н)(1+j\omega\tau_{кор}/F_0)}, \quad (10.18)$$

где $K_0=S_0R_н/(1+S_0R_{кор})$ — номинальный коэффициент усиления; $F_0=1+S_0R_{кор}$ — параметр, характеризующий относительное уменьшение номинального коэффициента усиления, вызванное введением в общий (заземляющий) провод транзистора сопротивления $R_{кор}$.

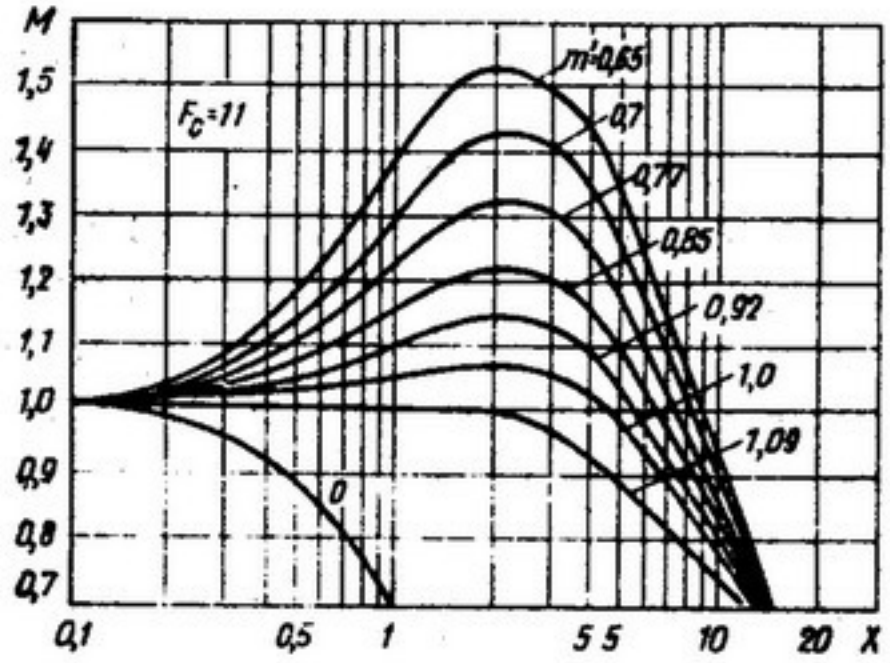
Нормированная АЧХ, соответствующая соотношению (10.18),

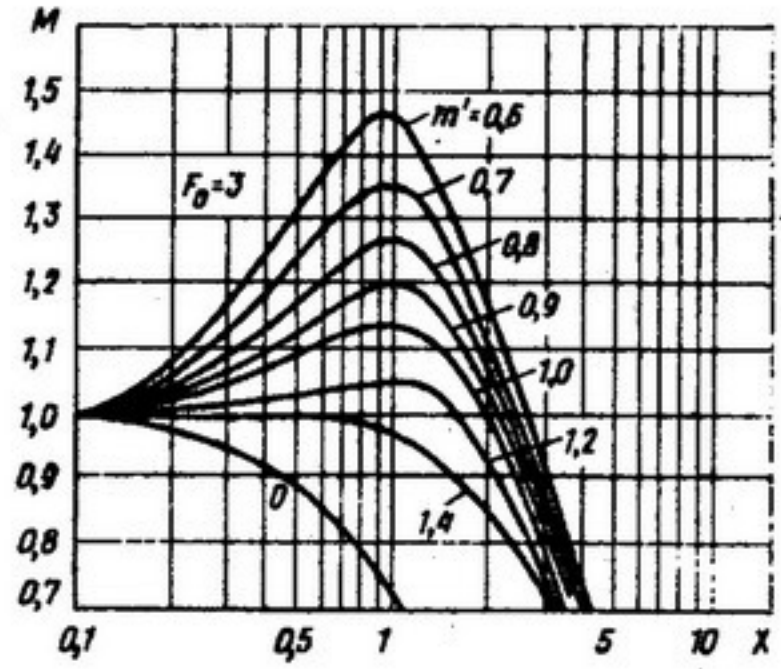
$$M^2(f)=\frac{K^2(f)}{K_0^2}=\frac{1+\tau_{кор}^2\omega^2}{1+[(\tau_н+\tau_{кор}/F_0)^2-2\tau_н\tau_{кор}/F_0)^2\,\omega^2+(\tau_н\tau_{кор}/F_0)^2\,\omega^4]}=$$

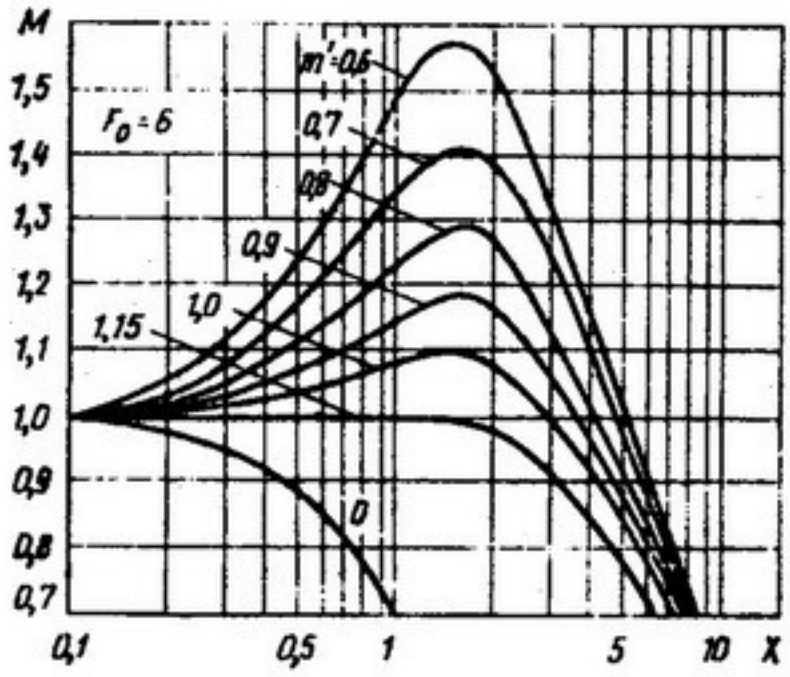
$$=\frac{1+(mF_0)^2X^2}{1+(1+m^2)X^2+m^2X^4}, \quad (10.19)$$

где $m=\tau_{кор}/\tau_н F_0$ — параметр коррекции; $X=\omega C_п R_н$ — нормированная частота. Согласно (10.19) и принципу Брауде оптимально плоской частотной характеристике отвечает значение параметра коррекции m_{opt}, являющееся решением уравнения $m_{opt}^2F_0^2=1+m_{opt}^2$, т. е. $m_{opt}=1/\sqrt{F_0^2-1}$. Этому значению m_{opt} соответствует постоянная времени $\tau_{кор\,opt}=\tau_н/\sqrt{1-1/F_0^2}$.

При излишне большой постоянной времени корректирующей цепи, когда $\tau_{кор}>\tau_{кор\,opt}$, нормированная АЧХ каскада имеет подъем. При малых значениях этой постоянной времени, когда $\tau_{кор}<\tau_{кор\,opt}$, площадь усиления меньше исходной, соответствующей $R_{кор}=0$. Применение эмиттерной коррекции в условиях $\tau_{кор}=\tau_{кор\,opt}$ (при $m=m_{opt}$) не приводит к изменению площади усиления, так как в этих условиях введение в схему каскада цепи, состоящей из $R_{кор}$ и $C_{кор}$, сопровождается уменьшением номинального коэффициента усиления K_0 в $(1+g_{21}R_{кор})$ раз и одновременным увеличением в такое же число раз верхней границы полосы пропускания $f_{0,7}$. Семейство графиков нормированной АЧХ для случая применения высокочастотной коррекции, осуществляемой







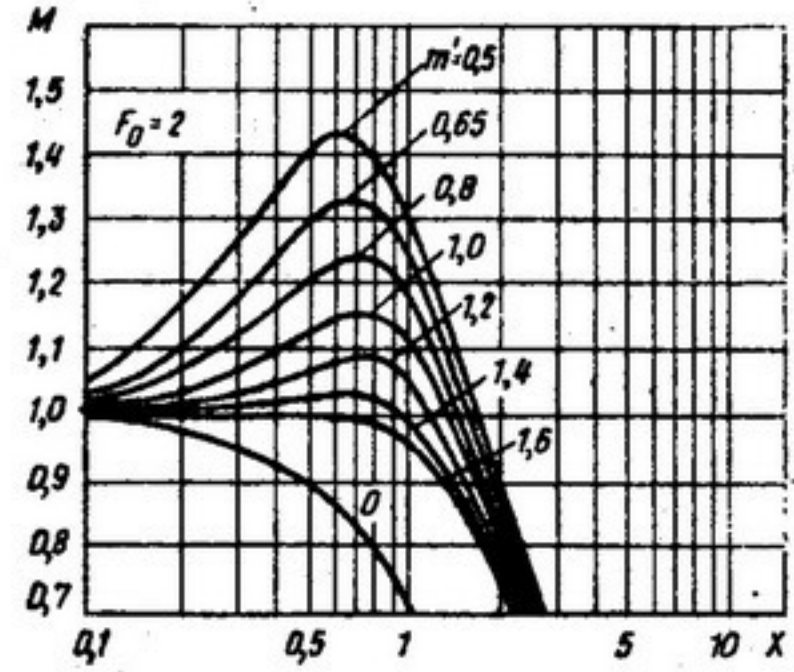


Рис. 10.10

за счет обратной связи, приведено на рис. 10.10. Построение графиков выполнено при различных значениях параметров F_0 и m', где $m'=\tau_и F_0/\tau_{кор}(F_0-1)=1/m(F_0-1)$.

Включение в состав каскада рис. 10.8 только резистора $R_{кор}$ при отсутствии конденсатора $C_{кор}$ приводит к сокращению площади усиления примерно в $(1+g_{21}R_{кор})$ раз, так как в этом случае создаваемая с помощью резистора R_f обратная связь (в условиях $f_S \gg f_{0,7}$) имеет частотно-независимый характер. Но несмотря на указанную потерю в площади усиления, такое схемное построение каскада ($R_{кор}\neq 0$ и $C_{кор}=0$) часто используется. При нем эквивалентный транзистор обладает согласно (10.11) и (10.6) пониженными паразитными емкостями $C_{вх}$ и $C_{вых}$ и повышенным значением граничной частоты f_S. Кроме того, в условиях $R_{кор}\neq 0$ g-параметры обладают большей определенностью и стабильностью по отношению к воздействию дестабилизирующих факторов. Включение дополнительного резистора последовательно с эмиттерным выводом биполярного транзистора также снижает вредное влияние паразитной индуктивности эмиттерного вывода транзистора на склонность усилительного каскада к самовозбуждению на ВЧ.

10.9. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДОВ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТАХ

Основной особенностью условий работы оконечных (выходных) каскадов ШУ являются высокие значения сигнальных токов, необходимых для создания требуемых, обычно существенных, выходных сигнальных напряжений $u_{вых}$. Указанная особенность вытекает из того, что в ШУ проводимость $g_{экв}$ нагрузки по соображениям обеспечения допустимых частотных искажений $\varepsilon_н(f_d)$ должна иметь значение, не выходящее за пределы, определяемые соотношением (10.13б). Из этого слдует, что для получения требуемого сигнального напряжения $u_{вых}$ необходимо в оконечном каскаде использовать транзистор, у которого протяженность усилительного участка сквозной ВАХ в области значений выходных токов $i_{вых}$ удовлетворяла бы неравенству

$$i_{вых} > u_{вых\,max} g_{экв} = u_{вых\,max} [2\pi f_d C_п / \sqrt{2\varepsilon_н (f_d)}], \qquad (10.20)$$

где $u_{вых\,max}$ — требуемое предельное значение напряжения $u_{вых}$. При усилении однополярных импульсных сигналов напряжение $u_{вых\,max}$ должно соответствовать наибольшей амплитуде импульса $U_{m\,max}$ ($u_{вых\,max} = U_{m\,max}$), а в случае усиления двуполярных сигналов, например, синусоидальной формы — удвоенному значению их наибольшей амплитуды $U_{m\,max}$ ($u_{вых\,max} = 2U_{m\,max}$). Необходимо, чтобы транзистор обладал предельно допустимым током $I_{вых\,max}$, не меньшим, чем найденное в соответствии с (10.20) значение тока $i_{вых}$.

Вследствие того что в оконечном каскаде ШУ напряжение $u_{вых\,max}$ и проводимость $g_{экв}$ имеют повышенные значения, при построении этого каскада следует ориентироваться на применение в нем сильноточного транзистора повышенной мощности, особенно если усилению подвергаются двуполярные сигналы, например синусоидальные. При усилении таких сигналов положение ИРТ согласно проведенному в § 2.3 рассмотрению должно соответствовать большим начальным токам $I_{вых\,0}$ ($I_{вых\,0} \approx I_{вых\,max}/2$) и, следовательно, большим выделяемым в виде тепла мощностям $P_t = I_{вых\,0} U_{КЭ0} \geqslant I_{вых\,0} (u_{вых\,max} + U_{нач})$, где $U_{нач}$ — протяженность начального участка выходных характеристик транзистора.

Трудности организации оконечных каскадов ШУ усугубляются также тем, что используемые в них биполярные транзисторы помимо сильноточности и способности рассеивать повышенные тепловые мощности P_t должны обладать и хорошими частотными свойствами, а также малыми паразитными емкостями, в том числе и коллекторной емкостью $C_к$. Необходимо, чтобы значение граничной частоты этих транзисторов при их включениях по схеме ОЭ или ОБ удовлетворяло условию (10.13).

10.10. ДИНАМИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ В СХЕМАХ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

Важной проблемой, с которой приходится сталкиваться в оконечных и других звеньях ШУ, работающих при сигналах повышенной интенсивности, является борьба с искажающим влиянием на сигналы нелинейности передаточных и ВАХ транзисторов. Одним из направлений этой борьбы является использование в каскадах, работающих при сигналах повышенной интенсивности, включений транзистора с дополнительным резистором R_f в эмиттерной цепи. Одним из привлекательных на первый взгляд направлений этой борьбы является использование в этих каскадах глубоких ООС, например, путем применения включений транзистора по схеме ОК или ОЗ. Но простейшее однотранзисторное по типу рис. 10.11 построение каскада ОК не обеспечивает достижения желаемого результата. Обусловлено это тем, что при работе таких и подобных им схем с глубокими ОС могут возникнуть так называемые *динамические нелинейные искажения.*

На примере простейшего (рис. 10.11) каскада ОК рассмотрим механизм возникновения этих искажений, при этом будем учитывать, что вольт-амперные и передаточные характеристики транзистора не зависят от способа его включения в схему каскада. Способ включения в первую очередь определяет характер преобразования входного напряжения $u_{вх}$ в управляющую током коллектора разность потенциалов $u_{бэ}$. Так, в рассматриваемой схеме ОК эта разность потенциалов $u_{бэ}=u_{вх}-u_{вых}=u_{вх}(1-K)$. В основной частотной области коэффициент передачи вещественен и имеет лишь незначительно отличающееся от единицы значение, в результате чего разность потенциалов $u_{бэ}\approx 0$ даже при относительно больших значениях напряжения $u_{вх}$. Из-за наличия в схеме емкости $C_п$ напряжение $u_{вых}$ при быстрых изменениях сигнала $u_{вх}$ не успевает следить за изменениями $u_{вх}$. В результате разность потенциалов $u_{бэ}$ в некоторые моменты времени может приобретать значения, вызывающие выход РТ за пределы усилительной области ВАХ транзистора и, соответственно появление искажений сигнальных изменений.

На рис. 10.12 приведены эпюры сигнальных напряжений, наблюдаемых в различных точках схемы рис. 10.11 в случае, когда на ее вход воздействует импульсный сигнал положительной полярности амплитудой в один вольт. Рассмотрим отдельно реакцию этой схемы на фронт и срез импульса. В качестве одной из основных характеристик протекающих при этом процессов используем эпюру временны́х изменений (рис. 10.12, *б*) разности потенциалов $u_{бэ}(t)=u_{вх}(t)-u_{вых}(t)$.

Во время установления фронта выходного импульсного сигнала $u_{вых}(t)$ разность потенциалов $u_{бэ}(t)$ приобретает значения, су-

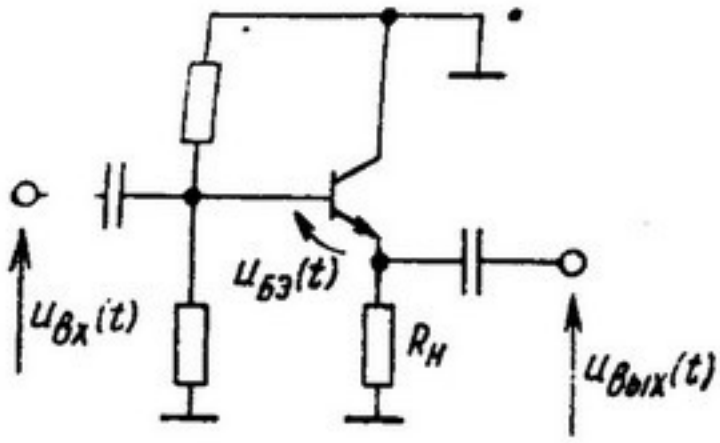


Рис. 10.11

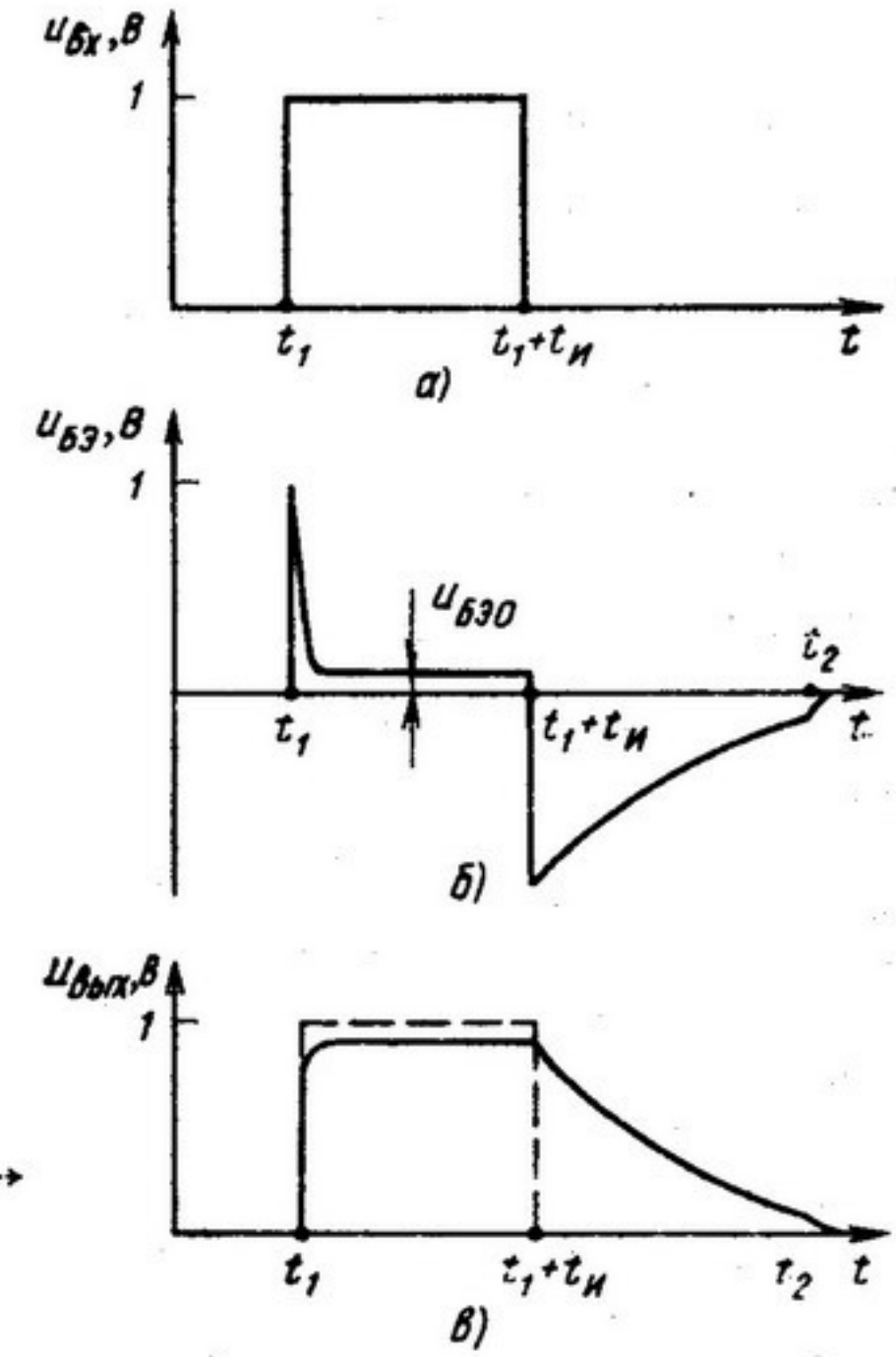


Рис. 10.12 →

ществeнно большие, чем установившееся $u_{бэ0}$, отвечающие усилительному режиму работы транзистора. Полярность разности потенциалов $u_{бэ}(t)$ такова, что она вызывает увеличение токов в транзисторе по сравнению с их исходными значениями. При этом в результате того, что напряжение $u_{бэ}(t)$ имеет в начальные моменты времени большие значения, транзистор входит в режим насыщения (режим замкнутого ключа). В этом режиме сопротивление участка цепи коллектор-эмиттер имеет очень малое значение. Вследствие этого происходит быстрый перезаряд паразитной емкости $C_п$ до его установившегося значения $u_{вых\ m}$.

Во время установления среза импульса (рис. 10.12, *а*) значение и полярность разности потенциалов $u_{бэ}(t)$ таковы (рис. 10.12, *б*), что в течение некоторого времени протекание тока через транзистор полностью прекращается (транзистор закрывается). В результате этого перезаряд паразитной емкости $C_п$ до исходного нулевого значения происходит только через обычно высокоомный резистор нагрузки $R_н$. В результате процесс перезаряда медленно протекает до момента t_1, когда «закрывающее» напряжение $u_{бэ}$ не снизится до значений, при которых в транзисторе начинает протекать ток. С этого момента скорость процесса пере-

заряда начинает быстро возрастать, в результате чего он быстро заканчивается.

Проведенное рассмотрение показывает, что схема рис. 10.11 способна быстро реагировать на изменяющиеся с большой скоростью перепады сигнальных напряжений при условии, что эти перепады имеют полярность, соответствующую увеличению токов в транзисторе. При этом в силу нелинейного характера протекающих в транзисторе процессов длительность фронта импульсного сигнала на выходе схемы рис. 10.11 может быть даже меньше, чем соответствующая длительность входного импульсного сигнала.

Схема рис. 10.11 не способна адекватно реагировать на быстрые сигнальные изменения, если они направлены на уменьшение транзисторных токов и имеют повышенную интенсивность. Она при положительных импульсных сигналах с искажениями передает срезы импульсов (рис. 10.12, *в*), а при сигналах отрицательной полярности — фронты (рис. 10.12, *г*). Рассмотренные искажения называются динамическими. Они могут возникнуть в любой системе с запаздывающей ОС, организованной как ООС. Условием возникновения этих искажений является наличие не только указанной ООС, но и быстрых изменений сигнального напряжения на величину, превышающую линейный участок ВАХ транзистора в направлении, соответствующем уменьшению токов в транзисторе.

Динамические искажения в схеме рис. 10.11 могут наблюдаться при воздействии не только импульсных сигналов, но и сигналов другой формы, например синусоидальной (рис. 10.11). При таком сигнале на участках быстрого его уменьшения происходит «закрывание» транзистора, в результате чего выходное напряжение независимо от характера входного сигнала изменяется по экспоненциальному закону, стремясь при этом к своему установившемуся нулевому значению. Указанные изменения протекают до тех пор, пока входной сигнал не вызовет «открывание» транзистора и не обеспечит работу транзистора в линейном режиме — режиме, при котором выходное напряжение по форме повторяет входное.

Одним из путей снижения уровня динамических искажений является устранение излишней широкополосности участков тракта, предшествующих каскадам с запаздывающей ООС. Указанные мероприятия снижают предельные значения скорости изменения усиливаемых сигналов. Следует иметь в виду, что уровень динамических искажений возрастает при увеличенных значениях паразитной емкости $C_п$, поэтому не рекомендуется использовать простейшие схемы каскадов ОК и ОИ в оконечных каскадах при высоких значениях этой емкости. По указанным обстоятельствам с определенной осторожностью следует применять в оконечных каскадах схему эмиттерной ВЧ коррекции, так как по характеру фор-

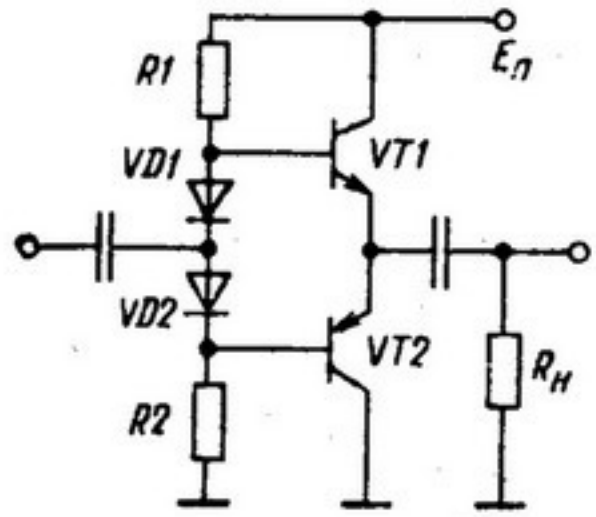


Рис. 10.13

мирования в ней напряжения $u_{бэ}(t)$ она во многом подобна каскаду рис. 10.11. Одним из радикальных путей борьбы с динамическими искажениями в схемах типа ОК является переход на их построение с использованием комплементарной пары транзисторов рис. 10.13.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие усилители можно отнести к широкополосным?
2. Почему анализ частотных свойств транзисторного каскада осуществляют как в области ВЧ, так и НЧ, а самого транзистора только в области ВЧ?
3. Чем обусловлен спад нормированной АЧХ в области НЧ?
4. Какими физическими процессами обусловлена инерционность транзистора и соответственно неравенство нулю параметра τ?
5. Какова сущность граничных частот f_s, $f_{h21э}$ и f_1 биполярного транзистора?
6. Чем ограничены возможности получения усиления по напряжению в каскаде на полевом транзисторе в области ВЧ?
7. Какова сущность постоянных времени τ и $\tau_н$?
8. Почему даже в случаях, когда в качестве нагрузки в широкополосном усилителе использован резистор, общее сопротивление нагрузки имеет частотно-зависимый характер?
9. Почему при рассмотрении частотной зависимости коэффициента усиления каскада паразитную выходную емкость его транзистора следует вычислять при $R_с = 0$?
10. Почему с шунтирующим влиянием паразитной емкости не считаются, если она включена параллельно выходу каскада ОК или входу ОБ?
11. Какие ограничения накладываются на область возможного применения соотношения (10.13а)?
12. Почему в каскадах ОК и ОЗ коррекция с помощью частотно-зависимой нагрузки оказывается неэффективной?
13. Почему в схеме коррекции рис. 10.6,*а* к значению емкости конденсатора $C_{кор}$ предъявляются повышенные требования?
14. В чем состоит сущность применения метода Брауде по оптимизации параметров схем коррекции и каково его конкретное применение при выборе оптимального значения параметра *m* для схемы простой высокочастотной коррекции?

15. Каковы принципы организации и работы схемы рис. 10.8?
16. В чем состоят основные особенности построения оконечных каскадов ШУ?
17. Перечислите основные условия, при которых возникают динамические искажения.

ГЛАВА 11

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

11.1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ СВОЙСТВА

Операционные усилители (ОУ) являются одним из широко используемых элементов схемотехнических построений электронных цепей усиления сигналов, их суммирования, частотной фильтрации, создания устройств согласования трактов с различающимися входными и выходными сопротивлениями и ряда других функциональных звеньев для линейного и нелинейного преобразования аналоговых сигналов.

В современной электронике под операционными усилителями понимают особый класс микроэлектронных устройств, обладающих высоким (порядка $10^5 ... 10^6$) собственным усилением, в том числе и на постоянном токе, очень большим входным сопротивлением и очень малым выходным. По своему схемному построению ОУ являются усилителями постоянного тока, выполненными по дифференциальной схеме рис. 7.1.

Качество ОУ во многом определяется тем, насколько перечисленные и ряд других свойств приближаются к предельно достижимым. Так, у идеального ОУ дифференциальный коэффициент передачи $K_д$ имеет неограниченно большое значение, отсутствует реакция на выходе на воздействие синфазной составляющей сигналов ($K_с=0$). Он обладает бесконечно большим входным сопротивлением относительно дифференциальной $R_{вх\,д}$ и синфазной $R_{вх\,с}$ составляющих сигналов. Идеальный ОУ является безынерционной по передаточным свойствам схемой, т. е. схемой с высоким значением верхней границы полосы пропускания. У него нет ограничений на уровни создаваемых с его помощью токов и напряжений.

Свойства реальных ОУ отличаются от идеальных. Вся номенклатура ОУ подразделяется на классы. При этом в зависимости от того, какие параметры в пределах той или иной группы в наибольшей степени приближаются к свойствам идеального ОУ. Например, класс быстродействующих ОУ объединяет операционные усилители, обладающие пониженной инерционностью (повышенной широкополосностью). Большую номенклатуру охватывает

класс так называемых прецизионных ОУ — усилителей, которые по своим свойствам в наибольшей степени приближаются к идеальным УПТ. В особый класс выделяются сильноточные ОУ (ОУ, способные создавать на своем выходе повышенные значения токов и соответственно работать на низкоомную нагрузку), микромощные ОУ (ОУ с малым токопотреблением) и т. д.

Отклонения свойств реальных ОУ накладывают ряд ограничений на область возможного использования операционных усилителей в схемах обработки аналоговых сигналов, вызывают отличие результатов преобразования от ожидаемых.

Операционные усилители по своему схемному построению являются усилителями постоянного тока (УПТ). На работу таких схем, в том числе и ОУ, могут оказывать влияние внутренние паразитные источники постоянного напряжения и тока, вызывающие появление постоянного напряжения на выходе ОУ в условиях отсутствия постоянных сигналов на его входах. Эти источники называют источниками статической погрешности, а сами отклонения постоянного напряжения от номинального значения — напряжением статической погрешности или статической ошибки. Действие источников статической ошибки характеризуют с помощью одного эквивалентного генератора ЭДС $U_{\text{ош вх}}$, включенного последовательно с неивертирующим входом (рис. 11.1).

На рис. 11.2 изображена схема, на которой основные источники, обусловливающие напряжение $U_{\text{ош вх}}$, представлены эквивалентными генераторами постоянных токов $I_{\text{вх}+}$ и $I_{\text{вх}-}$ и генератором постоянного напряжения $U_{\text{см0}}$. Токи $I_{\text{вх}+}$ и $I_{\text{вх}}$, протекая по внешним по отношению к входным клеммам ОУ цепям, создают постоянные напряжения U_{Rc+} и U_{Rc-}. Генератор $U_{\text{см0}}$ характеризует сдвиг относительно начала координат графика амплитудной характеристики ОУ по оси напряжений $U_{\text{д}}$ (рис. 11.3). Напряжение $U_{\text{см0}}$ называется *напряжением смещения нуля.*

В наихудшем случае, когда все факторы, порождающие эквивалентное напряжение $U_{\text{ош вх}}$, не создают взаимно компенсирующего воздействия, оценка значения напряжения $U_{\text{ош вх}}$ может быть осуществлена по формуле

$$U_{\text{ош вх}} \approx | U_{\text{см0}} | + | \alpha_t \Delta t | + | \alpha_{E_\text{п}} \Delta E_\text{п} | + | I_{\text{вх}+} R_{\text{с}+} - I_{\text{вх}-} R_{\text{с}-} |, \quad (11.1)$$

где $R_{\text{с}+}, R_{\text{с}-}$ — полное сопротивление на постоянном токе цепей, внешних по отношению к неинвертирующему и инвертирующему входам ОУ; α_t — температурный коэффициент напряжения смещения нуля, В/град.; $\alpha_{E_\text{п}}$ — коэффициент влияния изменений напряжения источника питания $E_\text{п}$ на напряжение смещения нуля; Δt, $\Delta E_\text{п}$ — отклонения температуры и напряжения источника питания от их номинальных значений.

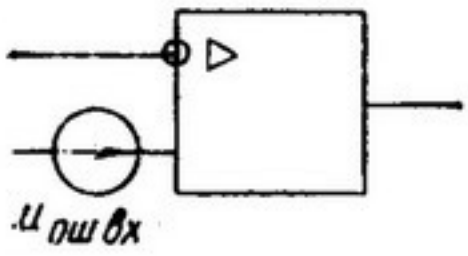


Рис. 11.1

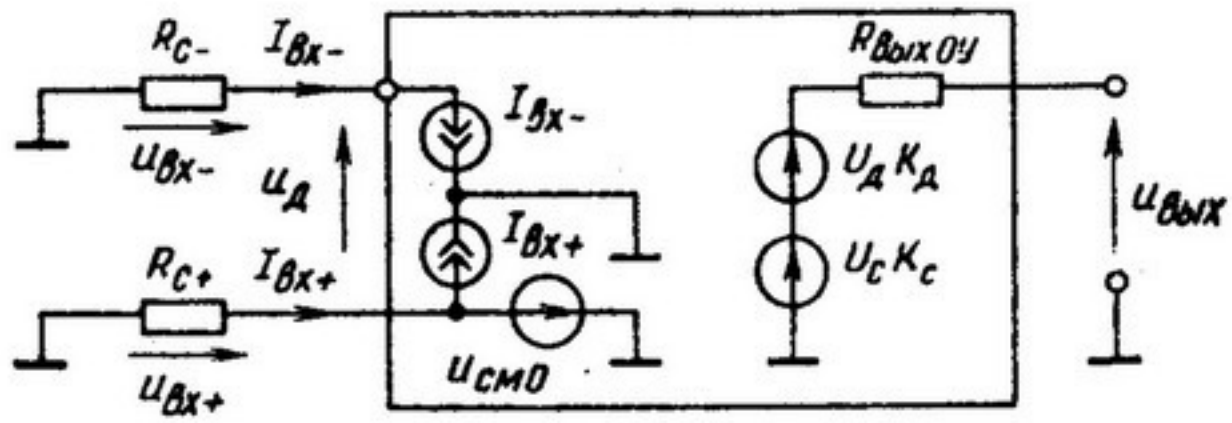


Рис. 11.2

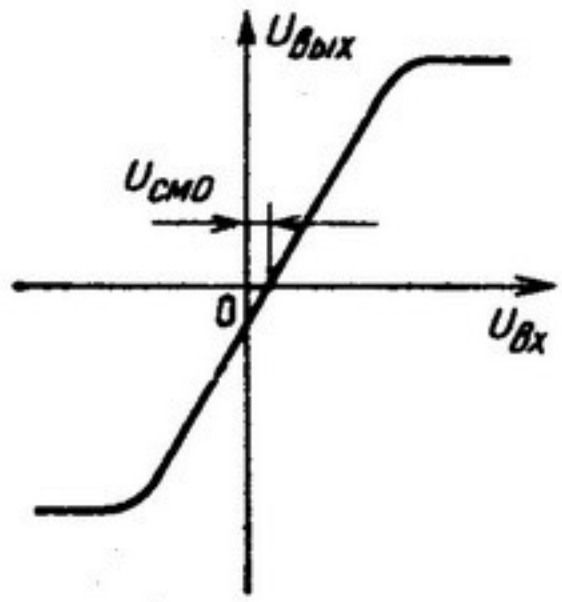


Рис. 11.3

Приближенный характер соотношения (11.1) обусловлен тем, что оно не учитывает воздействие на ОУ синфазной составляющей паразитных постоянных напряжений. Обычно при типовом построении схемы влияние этой составляющей имеет пренебрежимо малое значение.

Токи $I_{вх+}$ и $I_{вх-}$ наиболее существенны в схемах, организованных на ОУ, в которых входной каскад выполнен на биполярных транзисторах. В таких ОУ в качестве этих токов выступают базовые токи транзисторов входного дифференциального каскада, в результате чего токи $I_{вх+}$ и $I_{вх-}$ имеют приблизительно одинаковые значения. В этих условиях согласно (11.1) для уменьшения напряжения $U_{ош\,вх}$ желательно по возможности обеспечить равенство сопротивлений $R_{с+}$ и $R_{с-}$, например, за счет включения последовательно с одним из входов ОУ дополнительного сопротивления. При равенстве сопротивлений $R_{с+}$ и $R_{с-}$ последнее слагаемое в (11.1) имеет наименьшее значение, а соотношение (11.1) можно представить в следующем виде:

$$U_{ош\,вх} \approx |U_{см0}| + |\alpha_t \Delta t| + |\alpha_{E_п} \Delta E_п| + |\Delta I_{вх} R_с|, \quad (11.2)$$

где $\Delta I_{вх} = I_{вх+} - I_{вх-}$ — разность входных токов $I_{вх+}$ и $I_{вх-}$ в условиях, когда $R_{с+} = R_{с-} = R_с$.

Для существующей номенклатуры ОУ значения напряжения $U_{ош\,вх}$ лежат в пределах от единиц микровольт до десятков милливольт. Первые из указанных значений относятся к высококачественным прецизионным ОУ, вторые — к ОУ с полевыми транзисторами на входе.

Пример 11.1. Оценить ожидаемое предельное значение статической ошибки $U_{ош\,вх}$, приведенной ко входу ОУ типа КР544УД1, для случая, когда он применен в схеме с $R_c = R_c = 1$ МОм. Схема работает при номинальном питании ($\Delta E_п = 0$). В процессе работы возможны отклонения температуры от номинального значения $\Delta t = \pm 30°$.

Решение. 1. ОУ КР544УД1 имеет следующие параметры: $U_{см\,0} = 5$ мВ, $\alpha_t = 20$ мкВ/град, $\Delta I_{вх} = 0{,}15$ нА.

2. В соответствии с этими данными по (11.2) вычисляем

$$U_{ош\,вх} = 5 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-6} \cdot 30 + 0{,}15 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{6} \approx 5{,}8 \text{ мВ}.$$

Типовые значения $U_{ош\,вх}$ для ОУ общего применения, выполненного на биполярных транзисторах, составляют 1 ... 5 мВ. Напряжения на выходе ОУ $U_{ош\,вых}$, вычисленные по формуле $U_{ош\,вых} = U_{ош\,вх} K_д$ в соответствии с приведенными данными о $U_{ош\,вх} = 1$ ... ... 3 мВ и типовыми величинами $K_д = 10^5 \ldots 10^6$, существенно превышают предельно достигаемые для ОУ значения выходного напряжения, которые не превышают напряжений источников питания (обычно $E_п \ll 10 \ldots 15$ В). Данное обстоятельство указывает на то, что в условиях отсутствия ООС, действующей на постоянном токе, ОУ, как правило, находится в перегруженном состоянии (состоянии, при котором он теряет как способность неискаженного воспроизведения сигналов на своем выходе, так и способность выполнять функцию усиления вообще). По указанным обстоятельствам линейные схемы преобразования аналоговых сигналов организуются как схемы с глубокими ООС, действующими на постоянном токе.

Область применения ОУ в схемах обработки в ряде случаев также оказывается ограничена тем, что ОУ не обладают достаточной широкополосностью (имеют невысокое быстродействие). Указанные частотно-временные ограничения обусловлены наличием в структуре ОУ ряда инерционных звеньев. Следствием этого является то, что АЧХ ОУ имеет частотно-независимый характер лишь в низкочастотной области.

Существенная инерционность ОУ, особенно ОУ с так называемой встроенной схемой частотно-фазовой коррекции, ограничивает быстродействие устройств обработки аналоговых сигналов, затрудняет организацию широкополосных усилительных трактов на ОУ.

Следствием инерционности ОУ также является невозможность создания на выходе ОУ высокоскоростных сигнальных изменений.

Для каждого типа ОУ существует предельная скорость изменения выходного напряжения v_{max}, значения которой не могут быть превышены ни при каких условиях. Для синусоидального сигнала наибольшее значение этой скорости определяется произведением амплитуды U_m на частоту $\omega = 2\pi f$, т. е. $v_{max} = U_m 2\pi f$. Из сказанного выше и приведенных соотношений следует, что невозможно получить на выходе ОУ на частоте f синусоидальный сигнал амплитудой U_m, превышающей значение

$$U_{m\,max}(f) = v_{max}/2\pi f, \qquad (11.3)$$

где v_{max}, В/с — предельно достижимое для данного ОУ значение скорости изменения выходного сигнала. Приводимые в справочниках данные о v_{max} обычно соответствуют номинальным значениям напряжений питания. Считается, что при отклонениях питающих напряжений от номинальных скорость v_{max} изменяется пропорционально относительным отклонениям напряжений питания от номинальных значений.

Следует также иметь в виду, что амплитуда сигнала на выходе ОУ не может превышать некоторого предельно достижимого значения амплитуды $U_{m\,max}(0)$ на низких частотах. Для большинства ОУ значение амплитуды $U_{m\,max}(0)$ практически не отличается от напряжения источника питания $E_п$. С учетом этого и (11.3) рассматриваемые ограничения, накладываемые на предельно достижимые значения амплитуд синусоидальных сигналов, могут быть охарактеризованы с помощью следующих приближенных соотношений:

$$U_{m\,max}(f) \approx U_{m\,max}(0)/\sqrt{1+(f/f_{гр})^2} \approx E_п/\sqrt{1+(f/2\pi v_{max\,н}E_{п\,н})^2}, \qquad (11.4)$$

где $f_{гр} = v_{max}/2\pi U_{m\,max}(0) \approx v_{max\,н}/E_{пн}$ — частота, на которой предельно достижимое значение амплитуды синусоидального сигнала меньше, чем $U_{m\,max}(0)$, в $\sqrt{2}$ раз; $v_{max\,н}$ — значение v_{max}, соответствующее номинальному напряжению питания $E_{пн}$. На рис. 11.4 приведен график зависимости, построенный в соответствии с (11.4).

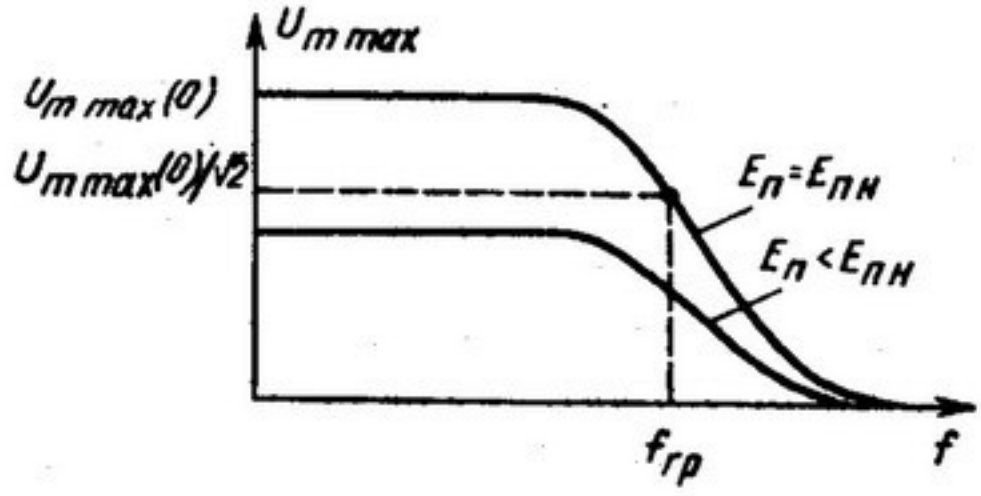


Рис. 11.4

Операционные усилители относительно невысокого быстродействия имеют значения скорости $v_{max\,н}$, лежащие в пределах от единиц до нескольких десятков вольт за микросекунду при питающих напряжениях $E_{пн}$ порядка десяти вольт. Следовательно, согласно (11.4) заметное снижение предельно достижимых значений амплитуд синусоидальных сигналов в этих ОУ можно ожидать на частотах, лежащих в пределах от нескольких десятков до нескольких сотен килогерц. Следует отметить, что соотношение (11.4) является весьма приближенным, так как оно не учитывает в полной мере ряда нелинейных процессов, сопровождающих работу усилительных трактов при сигналах предельной и повышенной интенсивности.

11.2. ПРИНЦИПЫ И ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СХЕМАХ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Все устройства с ОУ можно условно разделить на три разновидности. К первой относятся схемы с глубокими ООС, ко второй — устройства, в которых ОУ используются без ОС, к третьей — схемы на ОУ с ПОС.

Наибольшее распространение получили устройства первой разновидности. Они строятся по схеме однопетлевой ОС (см. рис. 5.1), основным усилительным звеном $K_{3.4}$ которой является ОУ с большим коэффициентом усиления $K_д$. Благодаря этому выполняется условие большой глубины ООС $T \gg 1$, что обеспечивает согласно (5.5) и проведенному в § 5.4 рассмотрению практическую независимость свойств устройств обработки на ОУ от обычно весьма неопределенных характеристик самого ОУ.

Следствием организации устройств обработки сигналов в виде схем с глубокими ОС является также то, что в них характер преобразования аналоговых сигналов формируется и задается согласно (5.5) цепью β, внешней по отношению к ОУ, и в первую очередь — основным звеном цепи β — звеном $K_{5.6}$. Передаточные свойства β цепи обратной связи и ее звена $K_{5.6}$ могут быть заданы и сформированы с большой определенностью, что обусловливает в условиях глубокой ОС ($T \gg 1$) высокую стабильность и определенность характеристик схем на ОУ и, как следствие этого, широкое использование ОУ в устройствах усиления и преобразования аналоговых сигналов.

Передаточные свойства цепи ОС могут носить как частотно-независимый, так и частотно-зависимый характер.

Вольт-амперные характеристики этой цепи могут быть нелинейными, а в ряде случаев — изменяться под воздействием дополнительных управляющих сигналов. В соответствии с этим из со-

вокупности схем обработки на ОУ с глубокими ООС могут быть выделены отдельные группы.

Большую группу составляют так называемые *масштабные усилители.* В них цепи ОС организуются на основе частотно-независимых (резистивных) двухполюсников, в результате чего коэффициент усиления (коэффициент масштабирования) оказывается постоянным в широкой частотной области. По существу масштабные усилители являются широкополосными усилителями, выполненными с применением ОУ.

Отдельную группу составляют схемы на ОУ, в которых передаточные свойства цепи ОС имеют частотно-зависимый характер. В первую очередь к ним относятся усилители переменных сигналов, усилители, при построении которых использованы разделительные и блокирующие конденсаторы. К этой же группе относятся схемы на ОУ, выполняющие функции дифференцирования текущих значений сигналов, а также их интегрирования.

Нелинейные преобразования сигналов выполняют схемы с нелинейными по ВАХ элементами в цепи обратной связи. К схемам этого типа, например, относятся устройства логарифмирования, возведения в степень и др.

Устройства на ОУ, в которых передаточные свойства цепи ОС и соответственно тракта в целом изменяются (управляются) с помощью дополнительного сигнала, называются *устройствами параметрического типа.* К ним могут быть отнесены, например, схема деления двух сигналов и ряд других устройств.

Что же касается схем на ОУ без обратных связей, а также схем, в которых ОУ охвачен петлей ПОС, то они в первую очередь используются как схемы сравнения двух сигналов. Такие схемы называются *компараторами.*

11.3. ТИПОВЫЕ СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОУ В СХЕМУ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В устройствах с ООС различают три основных способа включения ОУ в схему. Это инвертирующее включение (рис. 11.5, *а*), неинвертирующее включение (рис. 11.5, *б*) и комбинированное включение (рис. 11.5, *в*). При всех трех способах включения петля ООС замыкается через инвертирующий тракт ОУ, при этом в целях обеспечения определенности передаточных свойств выполнено основное условие глубокой ОС $T \gg 1$.

Рассмотрим передаточные и другие свойства схем рис. 11.5, предварительно считая, что в них использованы идеализированные по ряду параметров ОУ — безынерционные с пренебрежимо малым выходным сопротивлением $R_{вых}$ и бесконечно большими входными $R_{вх\,с}$ и $R_{вх\,д}$ (см. рис. 7.2). При выполнении этих усло-

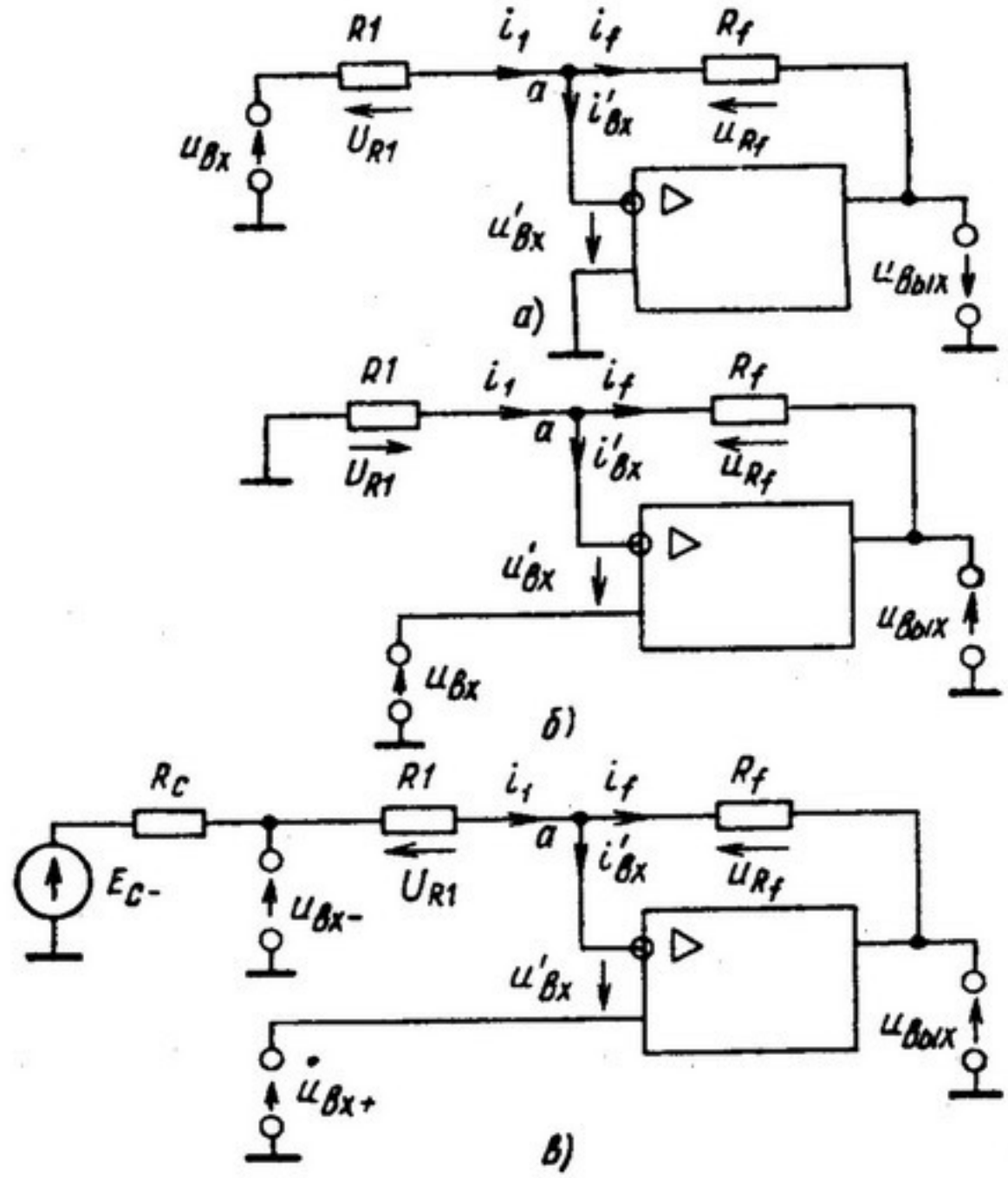


Рис. 11.5

вий во всех схемах рис. 11.5 значение входящего в (5.2а) коэффициента передачи $k_{1.2}$ равно нулю, а петлевая передача определяется соотношением

$$T=[R1/(R1+R_f)]K_-. \qquad (11.5)$$

Подстановка (11.5) в (5.2а) с учетом того, что в условиях отсутствия действия ОС в схеме рис. 11.5, *а* исходный коэффициент усиления $K_{1.2}=[R_f/(R1+R_f)]K_-$, а в схеме рис. 11.5, *б* $K_{1.2}=K_+$, дает следующие результаты:

для инвертирующего включения (рис. 11.5, *а*)

$$K_{1.2f}=[R_f/R1]\alpha_-; \qquad (11.6\,а)$$

для неинвертирующего включения (рис. 11.5, *б*)

$$K_{1.2f}=[1+R_f/R1]\alpha_+; \qquad (11.6\,б)$$

для комбинированного включения (рис. 11.5, *в*)

$$u_{вых}=u_{вх+}(1+R_f/R1)\alpha_+ - u_{вх-}(R_f/R1)\alpha_-, \qquad (11.6\,в)$$

где $\alpha_-=K_-/[(1+K_-)][1+(R_f/R1)/(1+K_-)]^{-1}$; $\alpha_+=K_+/[(1+K_-)]\times$ $\times[1+(R_f/R1)/(1+K_-)]^{-1}$.

Так как коэффициенты усиления K_- и K_+ в ОУ существенно превышают единичные значения, то с учетом (7.4б) в условиях, когда $R_f/R1 \ll K_-$,

$$\alpha_- = 1/(1+R_f/R1K_-) \approx 1;\ \ \alpha_+ = (K_+/K_-)/(1+R_f/R1K_-) \approx 1+2/\mu_c.$$

В ОУ коэффициент ослабления синфазного сигнала μ_c существенно меньше единицы, поэтому с приемлемой для практики точностью можно считать, что $\alpha_- = \alpha_+ = 1$. На основании этого и соотношения (11.6) можно утверждать, что передаточные свойства приведенных на рис. 11.5 схемных конфигураций в условиях $T \gg 1$ не зависят от усилительных свойств самого ОУ и определяются только передаточными свойствами цепей ОС.

Проведенный в настоящем параграфе анализ и его результаты остаются в силе при комплексном характере двухполюсников $R1$ и R_f, т. е. когда в качестве них выступают частотно-зависимые двухполюсники Z_1 и Z_f.

11.4. МЕТОДИКА ПРИБЛИЖЕННОГО АНАЛИЗА ПЕРЕДАТОЧНЫХ И ДРУГИХ СВОЙСТВ СХЕМ НА ОУ

Работа схем рис. 11.5 становится особенно наглядной, если ее анализ осуществлять на основе двух следующих приближенных соотношений, а именно — в условиях действия глубокой ООС ($T \gg 1$) можно пренебречь сигнальными значениями напряжения $u'_{вх}$ и тока $i'_{вх}$, считая $u'_{вх} = 0$ и $i'_{вх} = 0$.

Соотношение $u_{вх} = 0$ вытекает из того, что напряжение $u'_{вх}$ в схемах рис. 11.5 выступает в качестве входной разности потенциалов $u_д$ дифференциального усилителя с очень большим коэффициентом усиления $K_д$, т. е. $u'_{вх} = u_д = u_{вых}/K_д$, где $K_д \to \infty$ при $u_{вых} \neq 0$. Так, при $u_{вых} = 10$ В и $K_д = 10^6$ $u'_{вх} = u_д = u_{вых}/K_д = 10$ мкВ. Следовательно, можно принять, что в условиях действия глубокой ООС в схемах рис. 11.5 потенциал точки a следит за потенциалом $u_{вх+}$, в результате чего в схемах неинвертирующего (рис. 11.5, *б*) и комбинированного (рис. 11.5, *в*) включения $u_a = u_{вх+}$, а в схеме инвертирующего включения $u_a = 0$. По указанной причине точку a при последнем варианте включения ОУ называют *нулевой точкой или точкой мнимого нуля*. Потенциал этой точки (потенциал узла a) в схеме инвертирующего включения независимо от втекающих и вытекающих в точку a токов практически имеет нулевое значение.

К причинам, позволяющим принять значение тока $i'_{вх}$ равным нулю, относятся высокоомность по входу самого ОУ и практическое отсутствие в условиях глубокой ООС на входном сопротивле-

нии $R_{вх\,с}$ сигнальной разности потенциалов $u_д$ ($u_д = u'_{вх} \approx 0$). Следствием того, что $i'_{вх} = 0$, является равенство

$$i_1 = i_f, \tag{11.7}$$

которое совместно с выше рассмотренным соотношением

$$u'_{вх} = 0 \tag{11.8}$$

составляет основу приближенного метода анализа свойств схем на ОУ с глубокими ОС.

Так, для схемы инвертирующего включения (рис. 11.5, *а*) в соответствии с (11.7) и (11.8) можно составить следующую цепочку равенств, приводящих к результату, аналогичному (11.6а):

$$i_1 = i_f; \quad u_{R1}/R1 = u_{Rf}/R_f; \quad u_{вх}/R1 = u_{вых}/R_f;$$

$$K_f = u_{вых}/u_{вх} = R_f/R1.$$

Аналогично дл ясхемы неинвертирующего включения (рис. 11.5, *б*)

$$i_1 = i_f; \quad u_{R1}/R1 = u_{Rf}/R_f; \quad u_{вх}/R1 = u_{вых})/R_f;$$

$$K_f = u_{вых}/u_{вх} = R_f/R1.$$

Применение рассмотренных принципов приближенного анализа позволяет выделить ряд особенностей в свойствах схем рис. 11.5. К таким особенностям необходимо отнести следующие:

— при инвертирующем включении (рис. 11.5, *а*) входное сопротивление схемы равно сопротивлению $R1$ (в связи с псевдозаземленностью точки *а*);

— при неинвертирующем включении (рис. 11.5, *б*) входное сопротивление схемы велико (равно $2R_{вх\,с}$), так как на двухполюснике $R_{вх\,д}$ в схеме рис. 7.2 практически отсутствует сигнальная разность потенциалов;

— при комбинированном включении (рис. 11.5, *в*) входное сопротивление по инвертирующему входу равно сопротивлению $R1$, а по неинвертирующему $2R_{вх\,с}$;

— при комбинированном включении значение тока i_1, потребляемого от источника сигнала $u_{вх-}$, зависит от потенциала $u_{вх+}$ (так как $i_1 = (u_{вх} - u_a)/R1$, где $u_a = u_{вх+}$), т. е. источник сигнала $u_{вх+}$ может оказать влияние на работу устройств, подключаемых к неинвертирующему входу схемы рис. 11.5, *в*;

— при неинвертирующей и комбинированной схемах включения на входах ОУ может присутствовать существенное синфазное напряжение, равное напряжению $u_{вх+}$, тогда как при неинвертирующей это напряжение практически всегда отсутствует;

— при комбинированной схеме включения коэффициент усиления $K_{f+} = u_{вых}/u_{вх+}$ относительно неинвертирующего входа зависит не

только от сопротивлений $R1$ и R_f, но и от внутреннего сопротивления R_{c-} источника сигнала $u_{вх-}$.

Рассмотренная методика приближенного анализа оказывается весьма эффективной при анализе нелинейных по передаточным свойствам устройств, когда в схемах рис. 11.5 в цепи ОС в качестве двухполюсников $R1$ и R_f использованы элементы с нелинейными ВАХ.

11.5. СХЕМЫ ОБРАБОТКИ С ТРЕХПОЛЮСНИКОМ В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Расширению области возможных видов функционального преобразования с помощью ОУ способствует переход на использование в схемах рис. 11.5 в цепи ООС вместо двухполюсника R_f трехполюсника (рис. 11.6). Осуществим анализ свойств этих схем на основе изложенных в § 11.4 принципов и вытекающих из них соотношений (11.7) и (11.8).

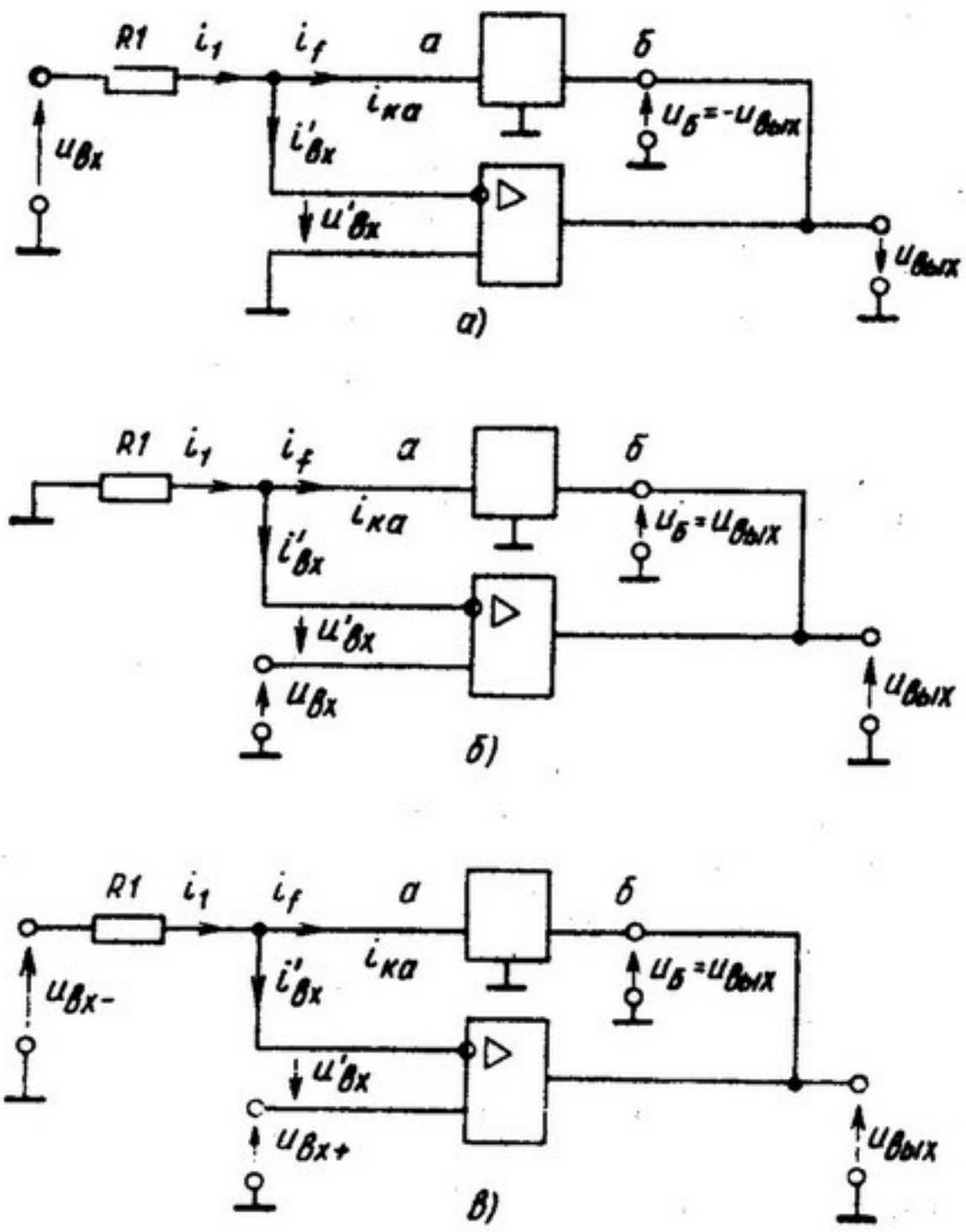


Рис. 11.6

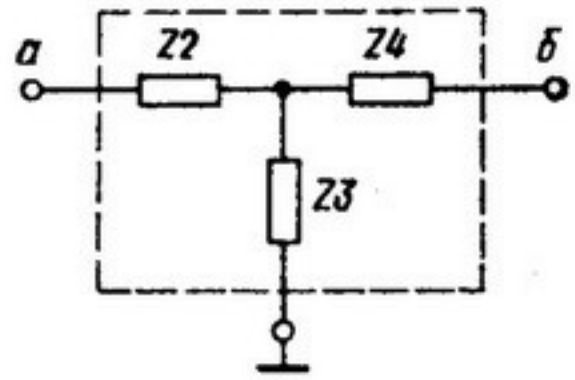


Рис. 11.7

В схеме рис. 11.6, *а* трехполюсник работает в режиме короткого замыкания его выходного зажима *а* на точку нулевого потенциала, так как благодаря действию в схеме глубокой ООС значение потенциала u_a этого зажима независимо от выходного тока трехполюсника практически равно нулю. Передаточные свойства трехполюсника при таком режиме его работы целесообразно охарактеризовать передаточным (взаимным) сопротивлением $Z_{аб}$, имеющим место в режиме короткого замыкания зажима *а* на точку нулевого потенциала (при $u_a=0$). Значение этого сопротивления определяется соотношением $Z_{аб}=u_б/i_{кз}$, где $i_{кз}$ — выходной ток трехполюсника в режиме короткого замыкания при воздействии на его вход сигнального напряжения $u_б$. В соответствии с принципами приближенного анализа можно составить следующую цепочку вытекающих друг из друга и (11.7) и (11.8) соотношений:

$$u_a=0;\ u_б=-u_{вых};\ i_1=u_{вх}/R1;\ i_1=u_{вх}/Z_1;$$
$$i_1=i_f=-i_{кз};\quad i_{кз}=u_б/Z_{кз};\quad u_{вх}/Z_{1вых}=u_{вых}/Z_{кз};$$
$$K_f=u_{вых}/u_{вх}=Z_{кз}/Z_1. \qquad (11.9)$$

Частным случаем трехполюсника является его выполнение по Т-образной схеме (рис. 11.7). При этом $Z_{кз}=(Z_2Z_3+Z_2Z_4+Z_3Z_4)/Z_3$, а значение коэффициента передачи в схеме рис. 11.6, *а* согласно (11.9) определяется соотношением

$$K_f=Z_{кз}/Z_1=(Z_2Z_3+Z_2Z_4+Z_3Z_4)Z_3Z_1. \qquad (11.10)$$

Обычно трехполюсное соединение в схеме рис. 11.6, *а* используется в варианте, при котором $Z_1=Z_2=Z_4=R$, а $Z_3=R_3$. В этом случае при достаточно высокоомных сопротивлениях R схема 11.6, *а* может выступать в роли масштабного усилителя, который в отличие от схемы рис. 11.5, *а* может одновременно обладать как повышенным входным сопротивлением $R_{вх}=R$, так и большим усилением

$$K_f=2+R/R_3. \qquad (11.11)$$

Для схемы неинвертирующего включения ОУ с трехполюсником в цепи ОС (рис. 11.6, *б*) аналогичным способом могут быть

получены соотношения, аналогичные соотношениям (11.10а) и (11.10б), а именно

$$K_f = 1 + (Z_2Z_3 + Z_4Z_1 + Z_2Z_4 + Z_4Z_3)/Z_1Z_3;$$

$$K_f = 3 + 2R/R3. \qquad (11.12)$$

Для комбинированной схемы включения (рис. 11.6, *в*), как следует из (11.10)—(11.12),

$$u_{вых} = [1 + (Z_2Z_3 + Z_4Z_1 + Z_2Z_4 + Z_4Z_3)/Z_1Z_3]\, u_{вх+} - [(Z_2Z_3 + Z_2Z_4 + Z_3Z_4)/Z_3Z_1]\, u_{вх-};$$

$$u_{вых} = 2(2 + R/R3)\, u_{вх+} - (2 + R/R3)\, u_{вх-}. \qquad (11.13)$$

11.6. ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ СХЕМНЫХ ПОСТРОЕНИЙ НА ОУ С ГЛУБОКОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Достоинством схем обработки, организованных в виде типовых схемных построений на ОУ с глубокой ООС, является малое значение их выходного сопротивления $R_{вых\,f}$ даже в условиях использования ОУ с относительно большим собственным выходным сопротивлением $R_{вых\,ОУ}$. Указанная низкоомность по выходу обусловлена тем, что в этих схемах структура цепи ОС на выходе ОУ, организована по типу параллельного соединения (рис. 5.2). При такой структуре цепи обратной связи $T_{вых}(0) = 0$, что при $T_{вых}(\infty) \neq 0$ приводит согласно (5.2г) к снижению выходного сопротивления схемы в $1 + T_{вых}(\infty)$, где $T_{вых}(0)$, $T_{вых}(\infty)$ — значение петлевой передачи в условиях накоротко замкнутых выходных зажимов и при отсоединенной от этих зажимов внешней цепи (цепи нагрузки). Таким образом,

$$R_{вых\,f} = R_{вых}/[1 + T_{вых}(\infty)], \qquad (11.14)$$

где $R_{вых} = R_{вых\,ОУ} \| Z''$.

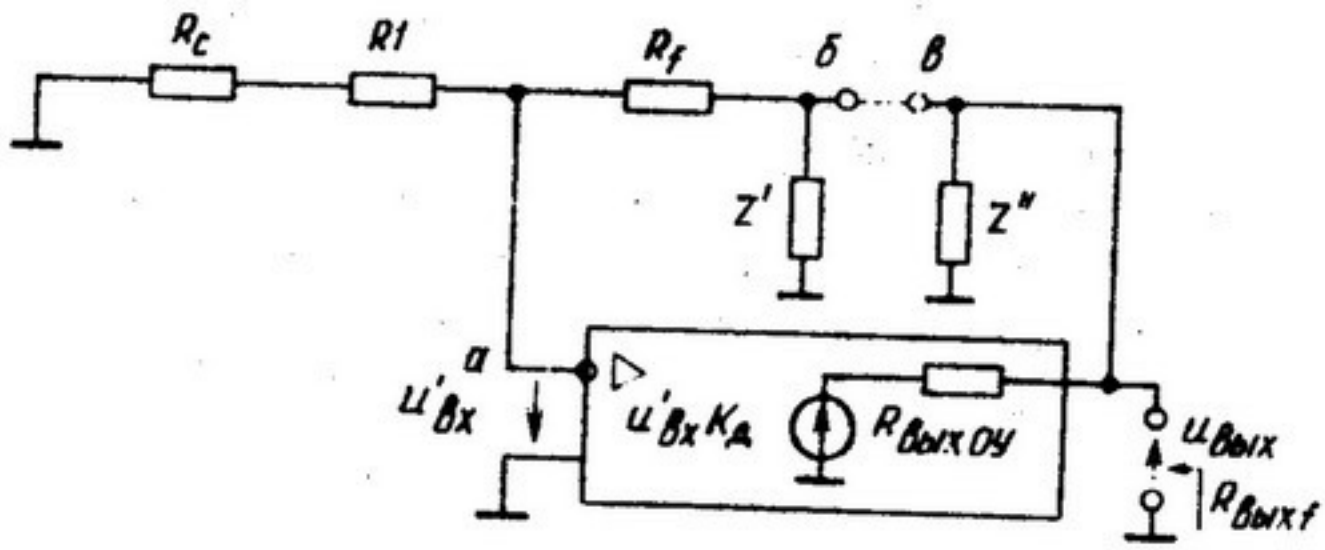


Рис. 11.8

В условиях, когда в схеме рис. 11.8 можно пренебречь влиянием на прохождение сигнала по цепи обратной связи собственных входных сопротивлений $R_{вх\,д}$ и $R_{вх\,с}$ ввиду их высокоомности по сравнению с сопротивлениями $R_с$, $R1$ и R_f, значение петлевой передачи можно вычислить по формуле

$$T_{вых}(\infty) = K_{ба}K_{аг}K_{гв} =$$
$$= |(R_с+R1)/(R_с+R1+R_f)|\,|K_д|\,|Z''/(Z''+R_{вых\,оу})|, \quad (11.15)$$

где $Z''=R_с+R1+R_f$.

После подстановки (11.15) в (11.14) получаем

$$R_{вых\,f} = R_{вых\,оу}\,|1 + R_f/(R_с + R1)|/K_д.$$

Выражение, стоящее в квадратных скобках, обычно существенно не отличается от коэффициента усиления K_f схемы, который меньше номинального значения коэффициента усиления ОУ в F раз, где F — глубина ОС, т. е.

$$R_{вых\,f} = R_{вых\,оу}/F.$$

Таким образом, в условиях глубокой ОС ($F \gg 1$) выходное сопротивление схемы на ОУ существенно меньше номинального выходного сопротивления самого ОУ.

11.7. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ОУ

Операционные усилители по своему схемному построению являются дифференциальными. Но их непосредственное использование в качестве ДУ обычно оказывается невозможным как из-за неприемлемо большого их усиления, так и существенной нестабильности и неопределенности этого усиления. В связи с этим построение дифференциальных усилителей с использованием ОУ осуществляется по типу устройств с глубокими ООС при комбинированном включении ОУ в схему обработки (рис. 11.5, *в*).

Простейшая схема ДУ этого типа приведена на рис. 11.9. В этой схеме требуемое для ДУ равенство полных коэффициентов передачи относительно неинвертирующего K_{f+} и инвертирующего K_{f-} входов достигается с помощью дополнительного делителя $R2$, $R3$, включенного в цепь неинвертирующего входа усилителя. Выполнению условия $K_{f+}=K_{f-}$ и соответственно равенству нулю коэффициента $K_с$, согласно (11.13) отвечают соотношения между значениями сопротивлений, удовлетворяющие уравнению $(1+R_f/R1)\alpha+R2/(R2+R3)=(R_f/R1)\alpha_-$. В обычно выполняемых на практике условиях $\mu_с \gg 1$ ($\alpha_+=\alpha_-$) последнему соотношению эквивалентно равенство $R_f/R1=R3/R2$. В этих условиях $K_с \approx 0$, а $K_д = R_f/R1$.

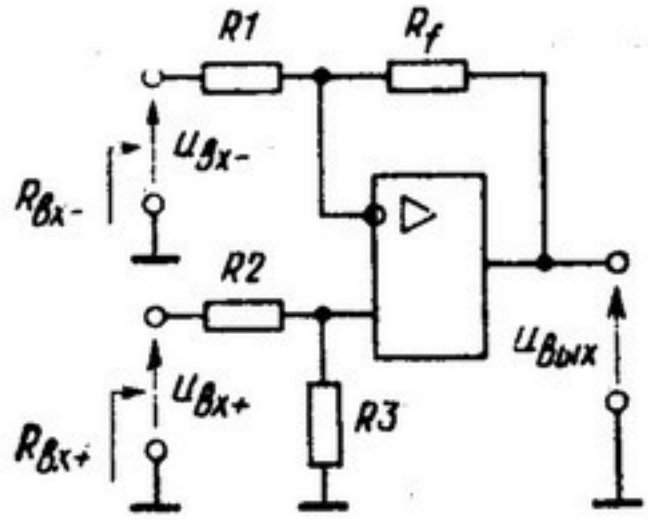


Рис. 11.9

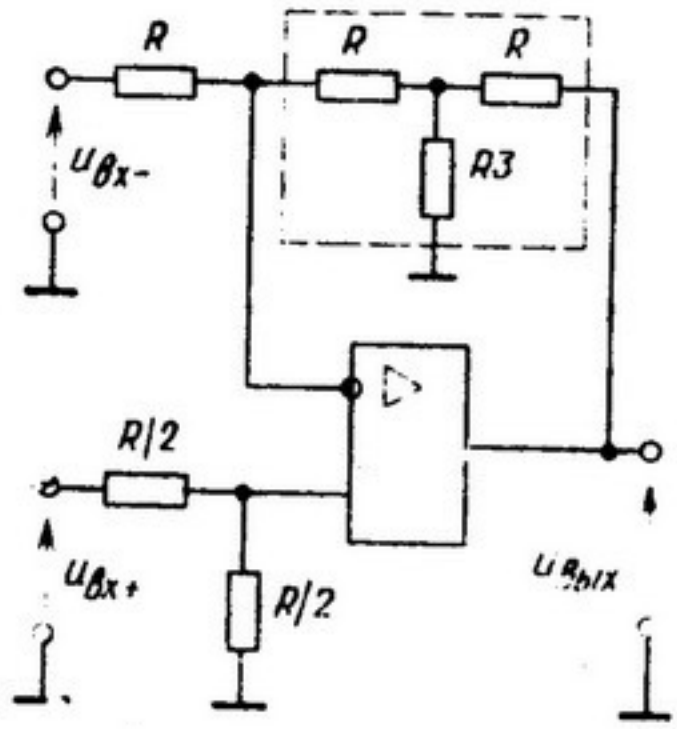


Рис. 11.10

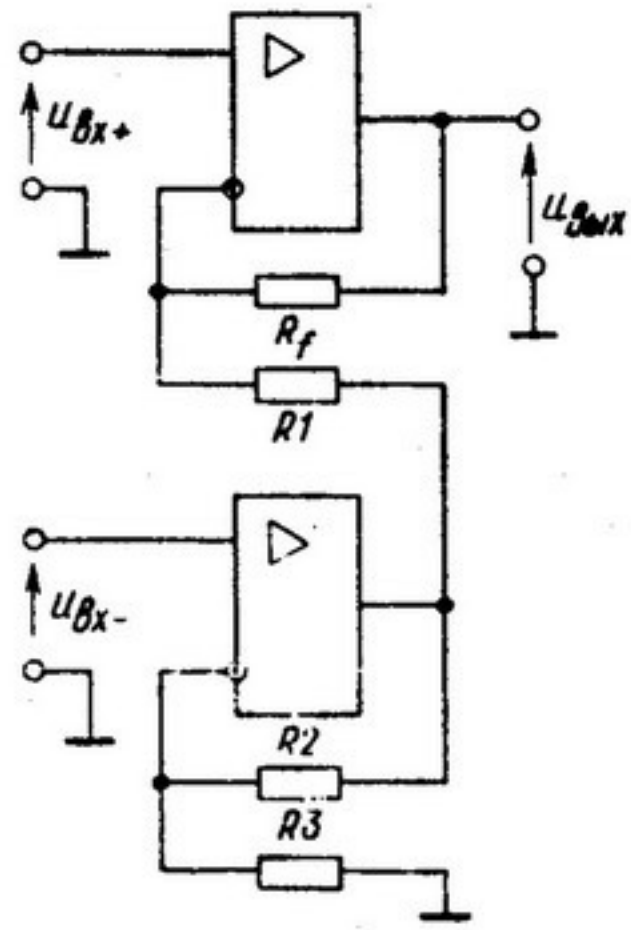


Рис. 11.11

Недостатком рассматриваемой схемы ДУ является относительно невысокое значение ее входных сопротивлений, особенно в случаях, когда от схемы ДУ требуется получить высокое значение усиления $K_д$. В этой схеме согласно данным § 11.4 $R_{вх-}=R1$, а $R_{вх}=R2+R3$.

Существенно лучшими свойствами в отношении входного сопротивления обладает схема рис. 11.10, организованная на основе схемной конфигурации рис. 11.6, *в*. В этой схемной конфигурации, в условиях $R1+R2=R$, где $R1$ — верхнее плечо делителя, включенного в цепь неинвертирующего входа схемы рис. 11.10, а $R2$ — нижнее плечо делителя $R_{вх-}=R_{вх+}=R$. При этом резисторы R могут быть относительно высокоомными даже при больших значениях коэффициента $K_д$. Выполнению условия $K_+=K_-$ и соответственно равенству нулю коэффициента K_c согласно (11.6в) отвечают соот-

ношения между значениями сопротивлений $R1$ и $R2$, удовлетворяющие уравнению

$$2(2+R/R3)R2/(R1+R2)=(2+R/R3).$$

Очевидно, что последнее соотношение выполняется при $R2/(R1+R2)=1/2$, при этом в схеме рис. 11.10 $K_c=0$, а $K_д=2+R/R3$.

Еще большими значениями входных сопротивлений обладает схема рис. 11.11, организованная на двух ОУ.

В ней входные сопротивления $R_{вх-}$ и $R_{вх+}$ имеют предельно достижимые значения, равные $2R_{вх\,с}$. При выполнении условия $R_f/R1=R2/R3$ схема обладает нулевым коэффициентом передачи $K_c=0$ и дифференциальным коэффициентом усиления $K_д=R_f/R1$.

11.8. СХЕМЫ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛЬНЫХ ТОКОВ В СИГНАЛЬНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ ОУ

К основным параметрам, определяющим качество схемы преобразования ток—напряжение, относится сопротивление Z_0 этого преобразования, а также значения входного $R_{вх}$ и выходного $R_{вых}$ сопротивлений схемы, с помощью которой осуществляется это преобразование. Считается, что эффективность работы схемы преобразования тем выше, чем большим сопротивлением Z_0 она обладает и чем меньше у нее входное сопротивление.

Критерием того, что входное сопротивление мало, является степень выполнения неравенства $R_{вх}<R_c$. При $R_{вх}\ll R_c$ весь ток источника практически без потерь с коэффициентом передачи по току, равным единице ($K_i=1$), поступает в схему преобразования, в результате чего напряжение на ее выходе независимо от сопротивления R_c и определяется соотношением

$$u_{вых}=i_cZ_0. \qquad (11.16)$$

При значениях $R_{вх}$, соизмеримых с сопротивлением R_c и его превышающих, происходит ответвление тока i_c в это сопротивление.

Преобразованием, близким к идеальному, обладает схема рис. 11.12. Ее входное сопротивление благодаря проявлению эффекта Миллера и высоким усилительным свойствам ОУ даже при

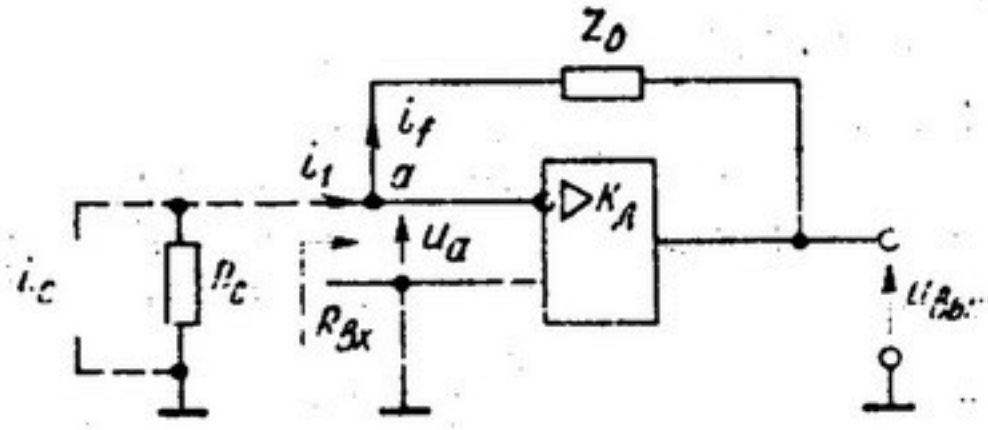


Рис. 11.12

относительно больших значениях сопротивления Z_0 может быть пренебрежимо малым. В соответствии с (5.12) и (6.17) значение этого сопротивления, а также коэффициента передачи K_i тока на входе схемы определяются соотношениями

$$R_{вх}=1/g_{вх}=Z_0/(1+K_д);$$
$$K_i=g_{вх}/(g_{вх}+1/R_c)\approx 1-Z_0/(R_cK_д). \qquad (11.17)$$

Согласно (11.17) при значениях Z_0, соизмеримых и больших величины произведения $R_cK_д$, результат преобразования тока в напряжение в схеме рис. 11.12 зависит от сопротивления R_c. В этом случае в отличие от (11.15) выходное напряжение определяется соотношением $u_{вых}=i_cZ_0K_i$.

Аналогичные явления наблюдаются при малых значениях сопротивления R_c, когда оно оказывается меньшим и соизмеримым с величиной сопротивления $Z_c/K_д$.

Схема рис. 11.12 благодаря своей низкоомности по входу способна воспринимать (собирать) токи ряда источников независимо от их выходных сопротивлений, т. е. выступать в качестве идеального сумматора токов. В этой схеме в условиях действия глубокой ОС, когда $i'_{вх}=0$ и $u'_{вх}=0$, $i_f=i_1+i_2+\ldots+i_n$, а $u_{вых}=i_fR_f$,

$$u_{вых}=(i_1+i_2+\ldots+i_n)R_f. \qquad (11.18)$$

11.9. СУММАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЙ НА БАЗЕ ОУ

На рис. 11.13 приведена схема устройства для взвешенного и взаимонезависимого суммирования сигналов от ряда источников напряжения. Она получается из схемы рис. 11.12 при преобразовании в ней источников тока в источники напряжения. При этом

$$u_{вых}=\sum_{k=1}^{n}\alpha_k u_{вх\,k}=(R_f/R1)\,u_{вх1}+(R_f/R2)\,u_{вх2}+(R_f/R_n)\,u_{вх\,n}, \qquad (11.19)$$

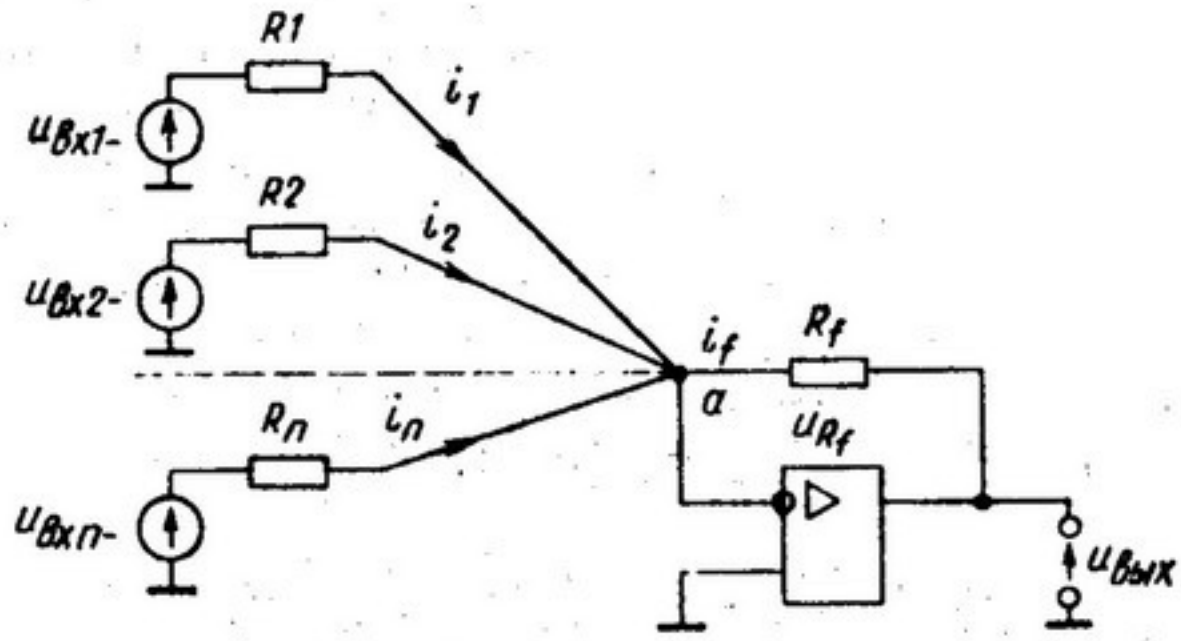


Рис. 11.13

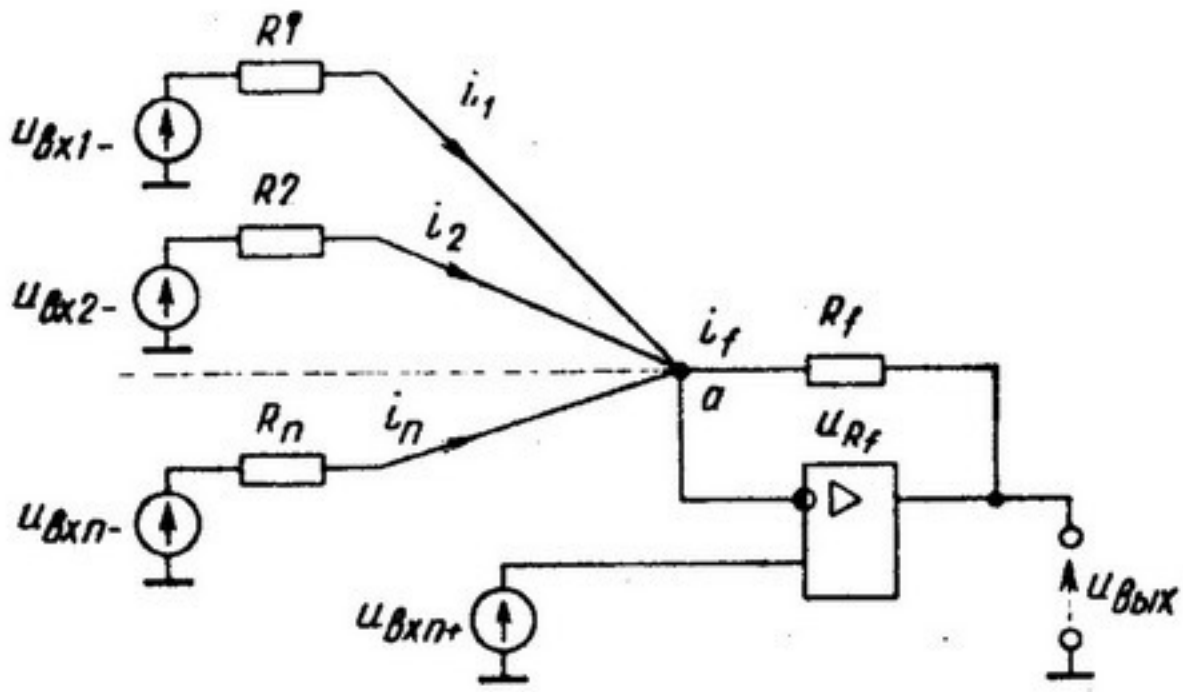


Рис. 11.14

где $\alpha_k = R_f/R_k$ — весовой множитель, с которым входит суммарный сигнал $u_{вых}$ напряжение $u_{вх\,k}$ от k-го источника; n — число суммируемых сигналов.

Ценным свойством рассмотренных схем является то, что в них подключение к точке a практически любого количества дополнительных источников тока или других цепей с нешулевым выходным сопротивлением не приводит к изменениям характера передачи напряжения от остальных источников. Свойство взаимонезависимого суммирования токов от ряда источников широко используется при построении устройств аналого-цифрового преобразования и ряда других.

Следует отметить, что свойством взаимонезависимого суммирования не обладает так называемый вычитающий сумматор (рис. 11.14), организованный на основе комбинированного включения (рис. 11.5, *в*). В нем точка a не является нулевой суммирующей точкой, так как ее потенциал в условиях действия глубокой ООС фактически повторяет потенциал $u_{вх+}$. В результате этого значения токов $i_1 — i_n$ зависят не только от соответствующих входных напряжений $u_1 — u_{вх\,n}$, но и от напряжения $u_{вх+}$. В этой схеме нарушению принципа взаимонезависимого суммирования способствует также то, что передаточные свойства сигнального напряжения $u_{вх+}$ зависят от общего выходного сопротивления $R_{вых-}$ источников сигналов $u_{вх-}$, подключенных к точке a, а именно

$$u_{вых} = (1 + R_f/R_{вых-})\, u_{вх-} - \sum_{k=1}^{n} \alpha_k u_{вх\,k-},$$

где $1/R_{вых-} = 1/R_1 + 1/R_2 + \ldots + 1/R_n$. По указанным причинам схема рис. 11.5, *в* находит ограниченное практическое применение.

11.10. ПРОСТЕЙШИЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ НА БАЗЕ ОУ

Часто функциональное построение схем обработки аналоговых сигналов требует создания устройств с частотно-зависимым характером коэффициента усиления, наблюдаемым в определенной частотной области, начиная с некоторой частоты, называемой частотой среза ($f_{ср}$). На этой частоте коэффициент усиления меньше своего номинального K_0 значения в $\sqrt{2}$ раз (спад нормированной АЧХ составляет 3 дБ). На рис. 11.15 приведены логарифмические АЧХ простейших устройств этого типа. Устройства с АЧХ такого вида называются фильтрующими цепями или звеньями первого порядка. В этих цепях в области их фильтрующего воздействия коэффициент усиления пропорционален частоте. При этом в фильтре нижних частот (ФНЧ) на частотах $f \gg f_{ср}$ происходит пропорциональное частоте его уменьшение, а в фильтре верхних частот (ФВЧ) на частотах $f \ll f_{ср}$ — пропорциональное частоте его возрастание, т. е. графики АЧХ в этих частотных областях имеют наклон 20 дБ на декаду частотных изменений.

Частотные свойства звеньев первого порядка определяются следующими соотношениями:

для ФНЧ

$$\underline{K}(jf) = K_0/(1 + jf/f_{ср}); \qquad (11.20\text{ а})$$

$$K(f) = K_0/\sqrt{1+(f/f_{ср})^2};$$

для ФВЧ

$$\underline{K}(jf) = K_0/(1 + f_{ср}/jf); \qquad (11.20\text{ б})$$

$$K(f) = K_0/\sqrt{1+(f_{ср}/f)^2}.$$

Ход графиков АЧХ (11.20) с приемлемой для практики точностью может быть аппроксимирован с помощью ломаной линии,

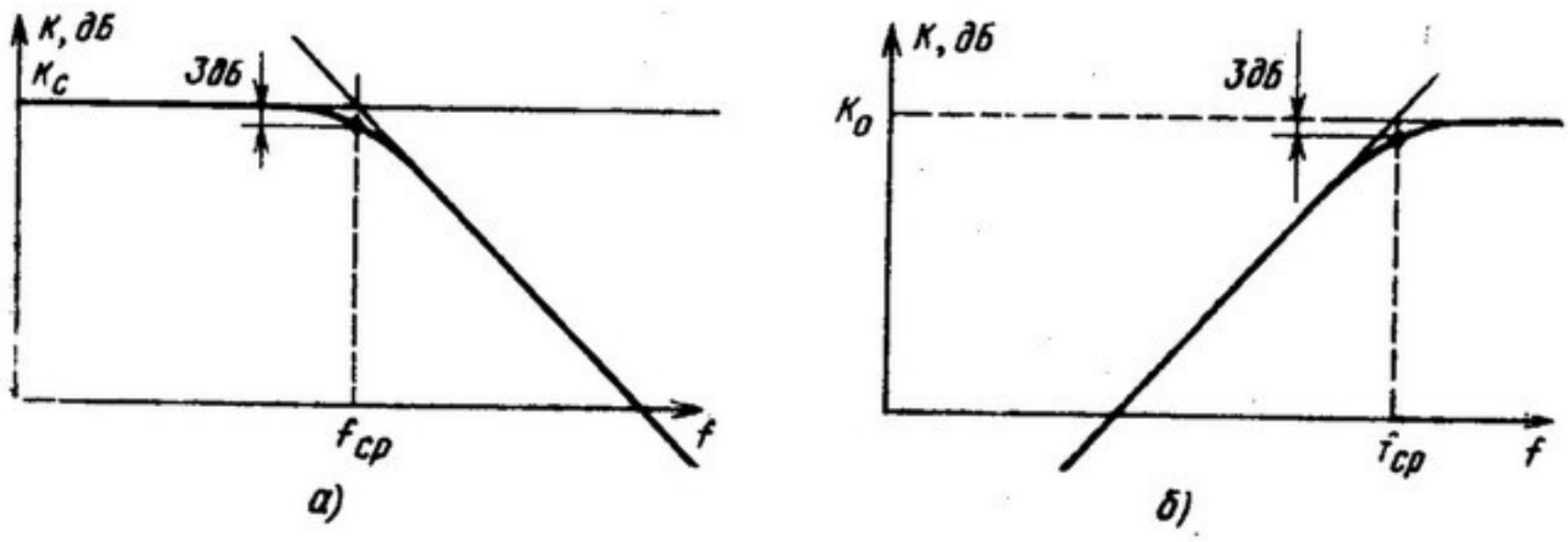


Рис. 11.15

которая состоит из двух пересекающихся прямых. Наибольшее расхождение таким образом аппроксимированных функций (11.20) относительно их истинных значений приходится на частоту $f_{ср}$ и составляет 3 дБ, в то время как на частотах, отличных от нее в два раза, эта ошибка не превышает +0,1 дБ (рис. 11.15).

В ряде случаев устройство с АЧХ (11.20а) называют интегрирующим, а с АЧХ (11.20) — дифференцирующим. Названия такого типа обусловлены тем, что в области существенных частотных изменений коэффициента усиления (при $f \gg f_{ср}$ для ФВЧ и $f \ll f_{ср}$ для ФНЧ) частотные свойства указанных устройств совпадают со свойствами идеального соответственно интегрирующего и дифференцирующего устройств, частотные характеристики которых определяются соотношениями:

для идеального интегрирующего устройства

$$\underline{K}(jf) = K_0(f_{ср}/jf);$$
$$K(f) = K_0(f_{ср}/f); \qquad (11.21а)$$

для идеального дифференцирующего устройства

$$\underline{K}(jf) = K_0(jf/f_{ср});$$
$$K(f) = K_0(f/f_{ср}). \qquad (11.21б)$$

Часто устройства с АЧХ рис. 11.15, *а* называют инерционным звеном, а с АЧХ рис. 11.15, *б* — ускоряющим, так как первое из них создает фазовые сдвиги запаздывающего характера (групповое время запаздывания в нем положительно), а второе — опережающего (групповое время запаздывания — отрицательно).

На рис. 11.16 приведены схемные построения на ОУ, обладающие рассмотренными частотными свойствами фильтрующих цепей первого порядка, при этом схема рис. 11.16, *а* является инерционным звеном, частотную характеристику которого задает (11.20а), а схема рис. 11.16, *б* — ускоряющим с частотной характеристикой, определяемой соотношением (11.20б). При этом согласно проведенным с помощью (5.2а) вычислениям для случая, когда $R_{вых\ оу} = 0$, а $R_{вх\ оу} = \infty$, значения входящих в (11.20) параметров K_0 и $f_{ср}$ определяются формулами

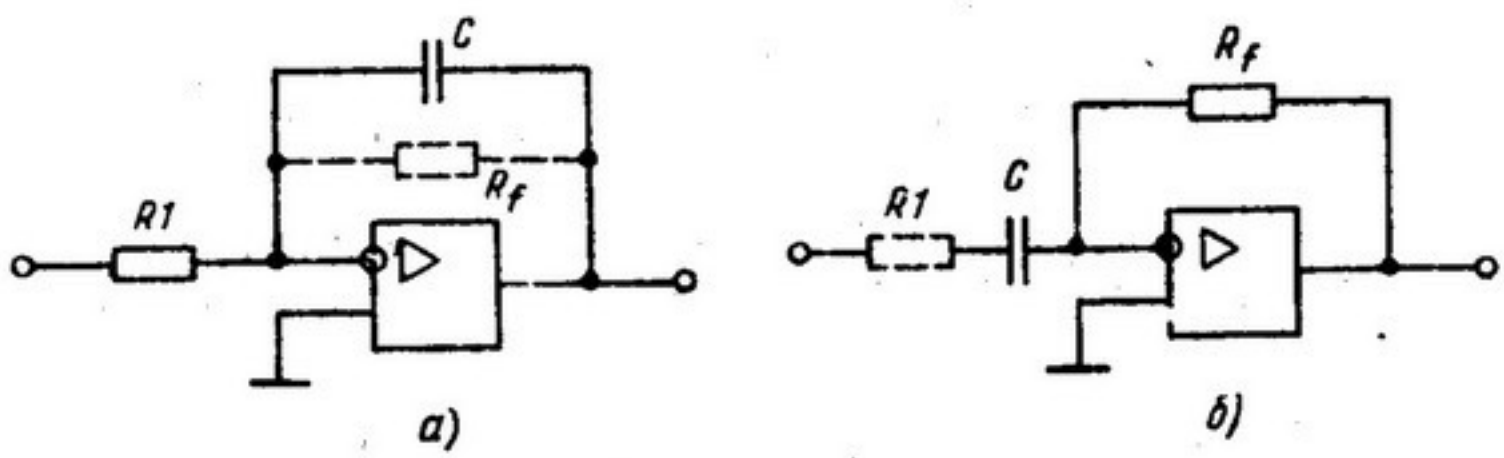


Рис. 11.16

$K_0 = K_д R_f/(R1 + R1K_д + R_f)$ — для схем рис. 11.16, *а, б*;

$f_{ср} = [1 + R_f/R1(1 + K_д)]/2\pi CR_f$ — для схемы рис. 11.16, *а*;

$f_{ср} = (1 + K_д)/2\pi C(R1 + R1K_д + R_f)$ — для схемы рис. 11.16, *б*.

В условиях действия глубокой ОС

$K_0 = R_f/R1$ — для схем рис. 11.16, *а, б*;

$f_{ср} = 1/2\pi CR_f$ — для схемы рис. 11.16, *а*;

$f_{ср} = 1/2\pi CR1$ — для схемы рис. 11.16, *б*.

11.11. НЕЛИНЕЙНЫЕ УСТРОЙСТВА НА БАЗЕ ОУ С НЕЛИНЕЙНОЙ ЦЕПЬЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Работа устройств нелинейного преобразования аналоговых сигналов основана на использовании в схеме рис. 11.6, *а* нелинейных двухполюсников и цепей. Наиболее полно представление о свойстве нелинейного элемента (НЭ) дают его ВАХ. При этом различают прямую ВАХ, в которой в качестве аргумента выступает напряжение $U_н$, а в качестве функции — ток $I_н$, порождаемый этим напряжением, и обратную ВАХ, представляющую зависимость напряжения от тока. Таким образом, прямой ВАХ является функция $I_н = f_1(U_н)$, а обратной $U_н = f_2(I_н)$. Так, в случае, когда в качестве НЭ используется диод,

$$I_н = f_1(U_н) = I_0[\exp(U_н/U_т) - 1]; \qquad (11.22\text{ а})$$

$$U_н = f_2(I_н) = U_т \ln(I_н/I_0 + 1), \qquad (11.22\text{ б})$$

где $f_1(U_н)$, $f_2(I_н)$ — прямая и обратная ВАХ нелинейного элемента соответственно; I_0 — ток насыщения обратносмещенного *p-n* перехода. В условиях, когда $\exp(U_н/U_т) \gg 1$ и $I_н \gg I_0$.

$$I_н = f_1(U_н) \approx I_0 \exp(U_н/U_т); \qquad (11.23\text{ а})$$

$$U_н = f_2(I_н) \approx U_т \ln(I_н/I_0). \qquad (11.23\text{ б})$$

Анализ передаточных свойств ОУ с нелинейными элементами в цепи ОС показывает, что при построении устройства по схеме рис. 11.17, *а*, когда НЭ находится на входе устройства, а линейный

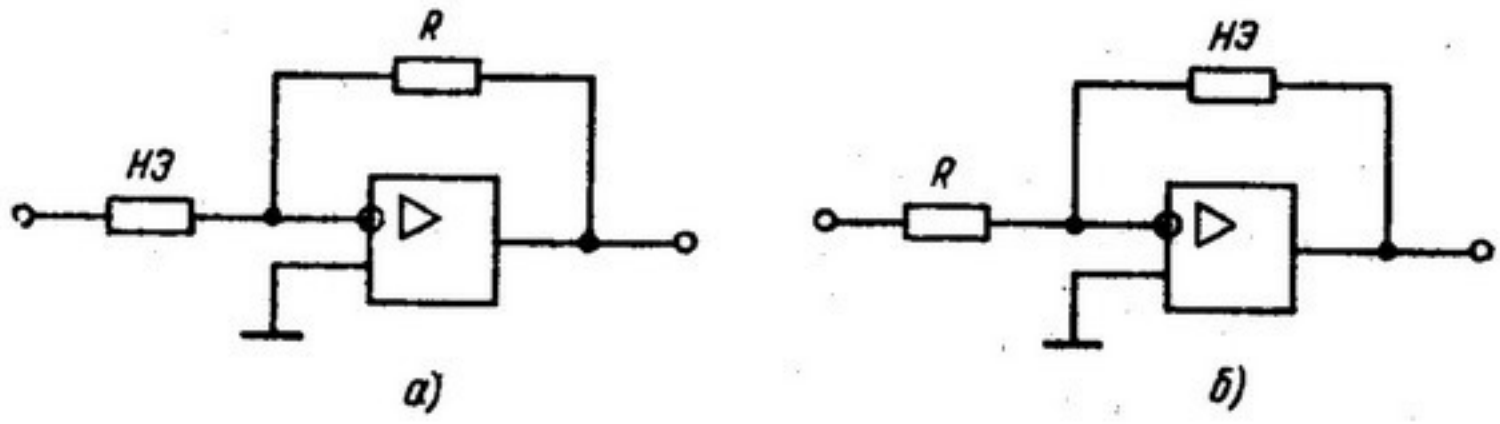


Рис. 11.17

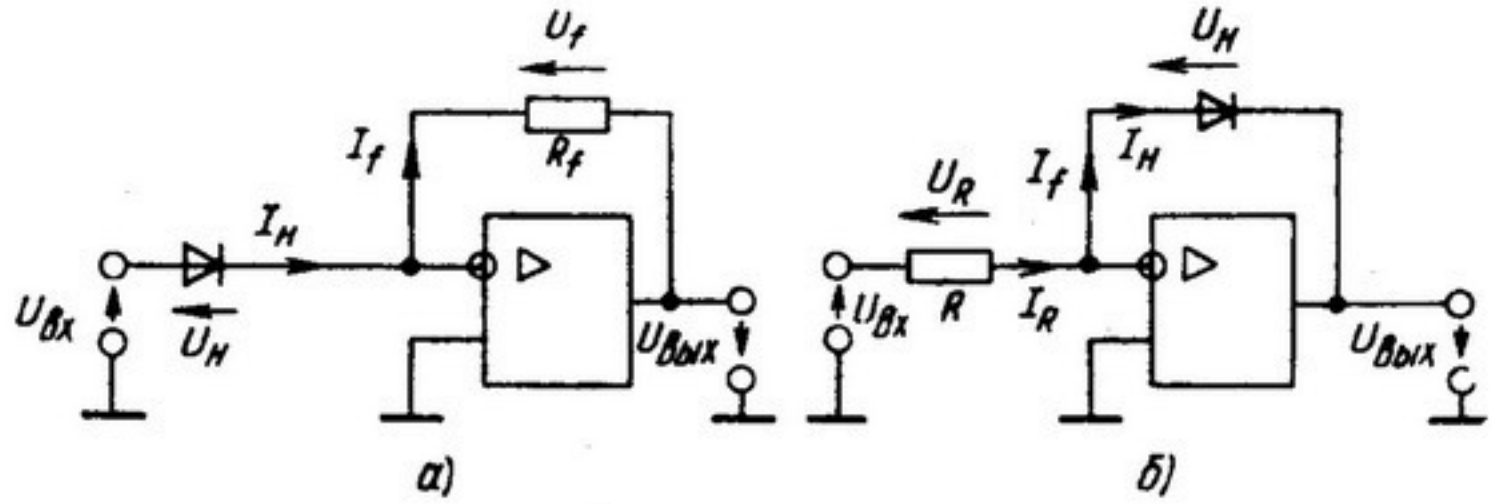


Рис. 11.18

резистор — в цепи ОС, зависимость $U_{вых}$ от $U_{вх}$ совпадает по своему характеру с прямой ВАХ нелинейного элемента, т. е. имеет вид $U_{вых}=\alpha f_1(U_{вх})$. В схеме рис. 11.17, *б* передаточные свойства определяются обратной ВАХ нелинейного элемента, т. е. имеют вид $U_{вых}=\alpha f_2(U_{вх})$, где α, β — постоянные множители. В соответствии с изложенным устройства типа рис. 11.17, *а* будем называть устройствами прямого функционального преобразования, а устройства типа рис. 11.17, *б* — обратного.

На рис. 11.18 приведены схемы прямого (рис. 11.18, *а*) и обратного (рис. 11.18, *б*) функционального преобразования для случая, когда в качестве НЭ используется открытый диод.

В схеме рис. 11.18, *а* согласно (11.7) и (11.8) $I_н=I_f$; $U_н=U_{вх}$; $U_{Rf}=U_{вых}=I_fR_f$. В результате этого и с учетом соотношения (11.23а)

$$U_{вых}=\alpha \exp(U_{вх}/U_т), \qquad (11.24)$$

где α — постоянное число. Из (11.24) следует, что выходной сигнал пропорционален антилогарифму величины $U_{вх}/U_т$, поэтому схему рис. 11.18, *а* называют схемой антилогарифмирования или схемой потенциирования.

В схеме рис. 11.18, *б* согласно (11.7) и (11.8)

$$I_н=I_f;\ U_н=U_{вых};\ U_R=U_{вх}. \qquad (11.25а)$$

Учитывая это и соотношение (11.23б),

$$U_{вых}=U_т \ln(U_{вх}/RI_0)=U_т \ln x, \qquad (11.25б)$$

где $x=U_{вх}/RI_0=I_н/I_0$ — нормированное значение входного напряжения. Соотношение (11.25б) показывает, что схема рис. 11.18, *б* может выполнять операцию логарифмирования сигналов, поэтому ее часто называют схемой логарифмирования.

Диапазон приемлемого по точности логарифмирования ограничен тем, что как при малых, так и больших значениях токов диод теряет нелинейные свойства, в результате чего его ВАХ становится отличной от логарифмической. Рассмотрим погрешности лога-

рифмирования, возникающие в области как малых, так и больших значений входных напряжений. Точность логарифмирования при данном напряжении $U_{\text{вых р}}$ на выходе рассматриваемой (реальной) схемы по сравнению с выходным напряжением $U_{\text{вых и}}$ идеально логарифмирующей схемы будем оценивать относительной погрешностью $\delta = (U_{\text{вых р}} - U_{\text{вых и}})/U_{\text{вых и}}$. При этом погрешность δ будем рассматривать как функцию нормированного значения x входного напряжения $U_{\text{вх}}$, где $x = U_{\text{вх}}/RI_0$. Использование нормированных значений напряжений вместо фактических обеспечивает достаточную общность полученных при рассмотрении результатов, расширяет сферу их возможного применения.

При малых уровнях напряжения $U_{\text{вх}}$, когда его нормированное значение x становится малым или соизмеримым с единицей и условие $I_{\text{н}} \gg I_0$ не выполняется, передаточная характеристика схемы рис. 11.18, *б* становится в соответствии с (11.22б) и (11.25а) отличной от идеально логарифмирующей (11.23б), а именно

$$U_{\text{вых р}} = U_{\text{т}} \ln (U_{\text{вх}}/RI_0 + 1) = U_{\text{т}} \ln (x + 1), \qquad (11.26)$$

т. е. логарифмированию согласно (11.26) подвергается не само входное нормированное напряжение x, а на единицу большее его значение. Относительная погрешность $\delta_1(x)$ такого преобразования по сравнению с преобразованием в схеме с идеальной логарифмирующей передаточной функцией (11.23б) при малых значениях x определяется соотношением

$$\delta_1(x) = |\ln (x + 1) - \ln x|/\ln x \approx 1/\ln x. \qquad (11.27)$$

В области больших сигналов потери нелинейных свойств диодной цепи ОС связана с ненулевой величиной линейного по ВАХ сопротивления базовой области r_6. Это сопротивление включено последовательно с нелинейным p-n переходом. Ток I_f, протекая через сопротивление r_6, создает в цепи ОС дополнительное падение напряжения $U_{r6} = I_f r_6 = U_{\text{вх}} r_6/R$. В результате этого и учитывая (11.23б) при больших значениях x в схеме рис. 11.18, *б* выходное напряжение $U_{\text{вых р}} = U_{\text{т}} \ln x + U_{\text{вх}} r_6/R \neq U_{\text{т}} \ln x = U_{\text{вых и}}$. В результате погрешность $\delta_2(x)$ в области значений сигналов $x \gg 1$

$$\delta_2(x) = |U_{\text{т}} \ln x + U_{\text{вх}} r_6/R - U_{\text{т}} \ln x|/U_{\text{т}} \ln x = \\ = (r_6 I_0/U_{\text{т}})/(x/\ln x). \qquad (11.28)$$

Оценка возможного диапазона D логарифмирования сигналов, в пределах которого ошибка логарифмирования не превышает заданных значений $\delta_1(x)$ и $\delta_2(x)$, определяется соотношением $D = x_{\max}/x_{\min}$, где $x_{\max}, x_{\min}$ — значения x, удовлетворяющие равенствам (11.28) и (11.27) при заданных $\delta_1(x)$ и $\delta_2(x)$.

Точность осуществляемых с помощью схем рис. 11.18 нелинейных преобразований во многом зависит от уровня статической по-

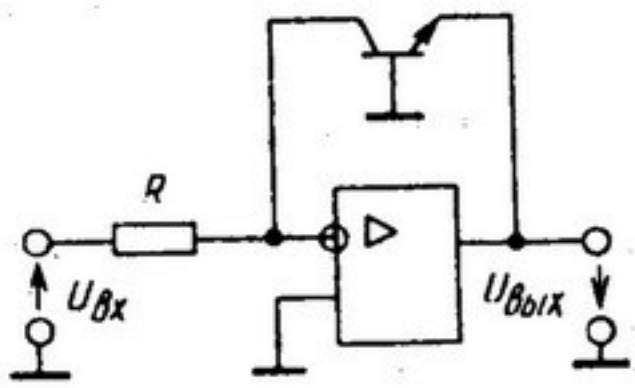


Рис. 11.19

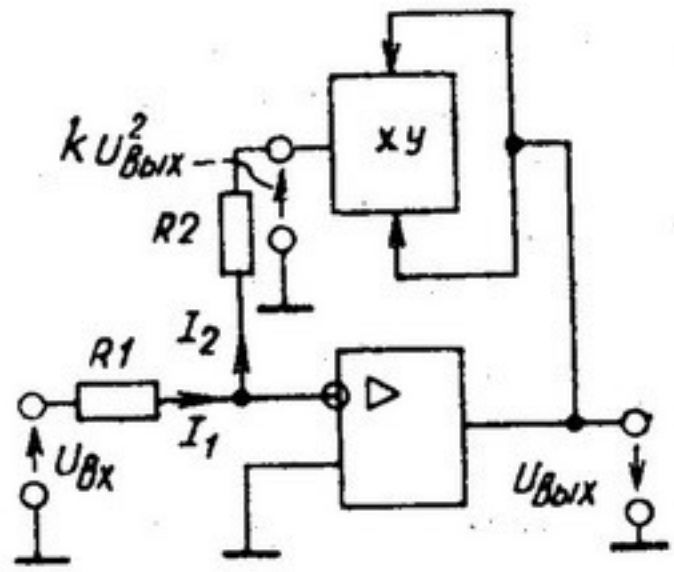


Рис. 11.20

грешности в ОУ, а также от уровня преобразуемых сигналов. Использование в схемах логарифмирования ОУ с малыми уровнями напряжения $U_{ош\,вх}$ и входного тока, проведение мероприятий по компенсации влияния источников статической погрешности позволяют создавать схемы, обеспечивающие выполнение операции логарифмирования входных сигналов при их относительных изменениях в пределах 5 ... 8 декад.

На рис. 11.19 приведена схема логарифмирующего устройства, в которой в роли нелинейного элемента с ВАХ, требуемой для выполнения логарифмирования, выступает транзистор. При включении транзистора, указанном на схеме, он фактически работает в диодном включении, так как разность потенциалов между его базой и коллектором в условиях действия в схеме глубокой ООС фактически равна нулю. Требуемый же нелинейный (логарифмический) характер обратной ВАХ задает прямосмещенный переход база—эмиттер. Использование в качестве НЭ в схемах логарифмирования транзисторов вместо диодов обеспечивает расширение диапазона логарифмирования D на один—два порядка. Следует отметить, что схемы рис. 11.18 и 11.19 предназначены для преобразования сигналов $U_{э}$, только положительной полярности. При нелинейных преобразованиях отрицательных входных напряжений необходимо поменять на обратную полярность включения диодов в этих схемах, а в случаях, когда требуемому логарифмическому преобразованию должны подвергаться как отрицательные, так и положительные входные сигналы, в качестве НЭ в схемах рис. 11.18 и 11.19 в цепи ОС следует включать не один, а два встречновключенных нелинейных элемента.

Устройства нелинейного и параметрического преобразования сигналов могут быть получены в схемах на ОУ за счет использования в них перемножителей. В этих схемах $U_{вых} = \alpha U_{вх1} U_{вх2}$, где α — коэффициент пропорциональности. При объединении входов перемножителя получается устройство, в котором $U_{вых} = \alpha U^2_{вх}$,

т. е. схема перемножения выступает в роли схемы возведения в квадрат. Включение последнего устройства в цепь ОС устройства рис. 11.18, *б* обеспечивает создание нелинейного преобразователя (рис. 11.20), в котором напряжение на выходе пропорционально корню квадратному из значения входного сигнала, т. е. $U_{вых}\sqrt{U_{вх}/\beta}$, где β — нормирующий параметр, имеющий размерность напряжения.

11.12. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА БАЗЕ ОУ

Одним из основных требований, предъявляемых к тракту широкополосного усиления, является постоянство его коэффициента усиления в широкой частотной области. Выполнение указанных требований в схемах на ОУ рис. 11.6 и 11.7 достигается за счет применения в них частотно-независимых (резистивных) двухполюсников в цепи ОС, т. е. широкополосные усилители (ШУ) на базе ОУ можно рассматривать как усилители с частотно-независимыми цепями ОС. Несмотря на частотно-независимый характер обратной связи в схемах рис. 11.5 и 11.6, в области высоких частот наблюдается неравномерность хода их АЧХ. Эта неравномерность обусловлена наличием в структуре ОУ ряда принципиально неустранимых инерционных звеньев, вследствие чего АЧХ ОУ имеет частотно-независимый характер лишь в ограниченной частотной области.

Обычно схемы ОУ организуются таким образом, что в основной частотной области АЧХ, т. е. области, в пределах которой коэффициент усиления не ниже единицы, на ход этой характеристики оказывают влияние не более двух инерционных звеньев, в результате чего график логарифмической АЧХ ОУ с приемлемой для практики точностью можно представить в виде ломаной линии (рис. 11.17). Частоты $f_{ср1}$ и $f_{ср2}$ называются частотами среза ОУ. Они связаны с постоянными времени τ_1 и τ_2 соответствующих инерционных звеньев соотношениями $f_{ср1}=1/2\pi\tau_1$; $f_{ср2}=1/2\pi\tau_2$.

Асимптотическое представление графика логарифмической АЧХ в виде ломаной линии предполагает, что в интервале частот от нулевых значений до частоты $f_{ср1}$ модуль $K_д(f)$ коэффициента усиления неизменен и равен $K_{д0}$. В интервале частот от $f_{ср1}$ до $f_{ср2}$ этот коэффициент уменьшается пропорционально относительным изменениям частоты, т. е. $K_д(f)=K_{д0}(f_{ср1}/f)$, а на участках $f\geqslant f_{р2}$ — пропорционально квадрату этих частотных изменений, в результате чего в этом частотном интервале $K_д(f)=K_{д0}f_{ср1}f_{ср2}/f^2$.

На частоте $f=f_1$ модуль коэффициента усиления принимает единичное значение, поэтому частоту f_1 называют частотой единичного усиления ОУ. При этом $f_1=f_{ср1}K_{д0}$, если $f_{ср1}/K_{д0}\ll 1$, и $f_1=K_{д0}\sqrt{f_{ср1}f_{ср2}}$, если $f_{ср1}/K_{д0}\geqslant 1$.

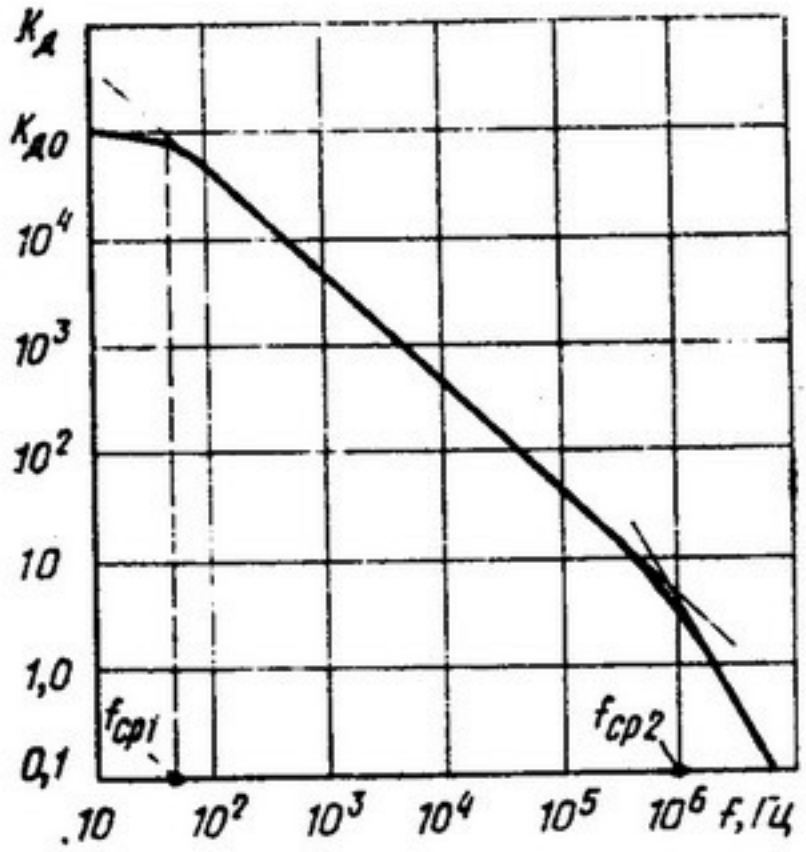


Рис. 11.21

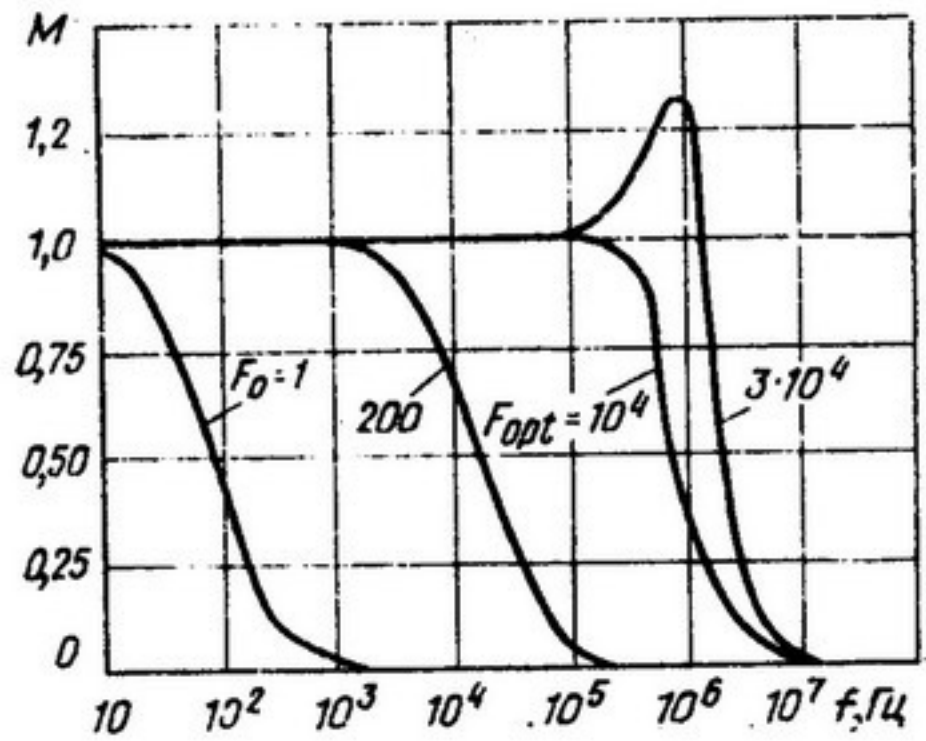


Рис. 11.22

Рассмотрим ход АЧХ в ШУ на ОУ, т. е. для случая, когда ОС в нем осуществляется частотно-независимой по передаточным свойствам цепью, а АЧХ самого ОУ соответствует рис. 11.21. В указанных условиях инерционные звенья входят как в состав основного усилительного тракта, так и в петлю ОС. При этом согласно (5.2а) амплитудная характеристика ШУ в целом определяется соотношением

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{K_0'(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)}{1+T_0(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)},$$

где K_0, T_0 — коэффициент усиления и петлевая передача на номинальной частоте. Из последнего соотношения следует

$$K^2(X) = \frac{(K_0 F_0)^2}{1+(X, F_0)^2[(1+b)^2 - 2bF_0] + (X^2 b' F_0)^2}, \qquad (11.29)$$

где $X = \omega\tau_1 = f/f_{ср1}$ — нормированное значение частоты; $b = \tau_2/\tau_1 = f_{ср1}/f_{ср2}$; $F_0 = 1 + T_0$ — значение глубины ОС на номинальной частоте (номинальная глубина ОС). Для всех приведенных на рис. 11.5 схем

$$F_0 = 1 + K_{д0}R1(R1+R2) \approx K_{д0}R1(R1+R2). \qquad (11.30)$$

Для инвертирующего включения (рис. 11.5, *а*)

$$K_0 = K_{д0}R2/R1 = K_{д0}/F_0 - 1. \qquad (11.31)$$

Для неинвертирующего включения (рис. 11.5, *б*)

$$K_0 = K_{д0}(1 + R2/R1) = K_{д0}/F_0. \qquad (11.32)$$

Согласно принципу Брауде наибольшее постоянство функции $K^2(X)$ аргумента X имеет место в условиях, когда коэффициенты

при одинаковых степенях аргумента X в числителе и знаменателе функции $K^2(X)$ одинаковы. В нашем случае, когда ход АЧХ определяет соотношение (11.29), выполнению этого условия соответствуют параметры, удовлетворяющие уравнению

$$(1+b)^2-2bF_{0m}=0, \qquad (11.33)$$

где F_{0m} — значение номинальной глубины ОС F_0, оптимальное с точки зрения постоянства функции $K^2(X)$. Из (11.33) следует,

$$F_{0m}=\frac{(1+b)^2}{2b}\approx f_{ср2}/2f_{ср1}. \qquad (11.34)$$

При оптимизированной по принципу Брауде АЧХ ее ход согласно (11.29) и (11.33), а также при $K_0=K_{д0}/F_0$ определяется соотношением

$$K^2(X)=\frac{(K_0/F_0)^2}{1+(X^2b/F_{0m})^2}=\frac{(K_0/F_0)^2}{1+(X/\sqrt{2}F_{0m})^4}.$$

Из последнего соотношения следует, что в оптимизированном по принципу Брауде ШУ площадь усиления $\Pi_m=K_0f_{ср2}\sqrt{2}\approx K_0f_{ср1}\sqrt{2}$, т. е. она в $\sqrt{2}$ раз может превышать значения, отвечающие усилителям, в которых $F_0<F_{0m}$ и эта оптимизация не осуществлена. Таким образом, в этих усилителях значения площади усиления Π лежат в пределах от $\Pi_m\sqrt{2}$ (при $F_0\approx F_{0m}$) до Π_m (при $F_0\ll F_{0m}$).

Интересно отметить, что, как следует из последних соотношений, влияние второго инерционного звена сказывается не на уменьшении, а на увеличении полосы пропускания усилительного тракта. Данное обстоятельство объясняется тем, что, как уже было отмечено, на ход АЧХ усилительного тракта с ОС влияет частотная зависимость не только модуля петлевой передачи, но и ее фазовая характеристика, которая в рассматриваемом случае при наличии второго инерционного звена вызывает в области ВЧ переход ООС в положительную.

Значение F_{0m}, определяемое соотношением (11.34), является предельным, при превышении которого нормированая АЧХ $M(\omega)$ имеет подъем, т. е. относительное усиление $M(\omega)$ при глубине ОС $F_0>F_{0m}$ в некоторой частотной области превышает единицу. Наибольшего значения $M(\omega)$, равного M_m, достигает на частоте $f=\sqrt{f_{ср1}f_{ср2}}(F_0-F_{0m})$, при этом

$$M_m=1/\sqrt{1-(1-F_{0m}/F_0)^2}. \qquad (11.35)$$

На рис. 11.22 приведены графики логарифмической АЧХ схем на ОУ с резистивной ОС, отвечающие ряду значений глубины обратной связи F_0. Анализ зависимостей (11.29)—(11.35) и хода отражающих их графиков позволяет сделать следующие выводы от-

носительно влияния на частотные свойства рассматриваемых схем глубины ОС F_0:

в условиях, когда частоты среза $f_{ср1}$ и $f_{ср2}$ существенно различаются ($b \ll 1$), а $f_{0,7} \ll f_{ср2}$, введение в схему на ОУ обратной связи глубиной F_0 увеличивает полосу пропускания $F_{0,7}$ в F_0 раз, где $f_{0,7}$ — верхняя граница полосы пропускания, оцениваемая по уровню $d \approx 0{,}7$ (—3 дБ). В указанных условиях ОС практически не влияет на площади усиления;

наибольшее увеличение площади усиления при введении в схему ОС глубиной F_0 имеет место в условиях, когда в схеме широкополосного усилителя выполняется условие (11.34). Это увеличение равно $\sqrt{2}$ раз и соответствует $F_0 = F_{0m}$;

наибольшие трудности обеспечения равномерного хода нормированной АЧХ возникают в условиях, когда в схеме на ОУ требуется обеспечить малые значения коэффициента усиления K_0 (малым K_0 соответствуют большие значения параметра F_0, что согласно (11.35) может привести в условиях $F_0 > F_{0m}$ к возникновению недопустимой неравномерности хода нормированной АЧХ, а в условиях $F_0 \gg F_{0m}$ — склонности к неустойчивой работе и самовозбуждению);

наибольшая склонность к неустойчивой работе и самовозбуждению при данной глубине ООС F_0 имеет место в условиях, когда частоты среза $f_{ср2}$ и $f_{ср1}$ имеют близкие значения. При этом параметр F_{0m} имеет наименьшее из возможных значение, равное двум, в случае, когда $f_{ср2} = f_{ср1}$.

Пример 11.2. Какие наименьшие значения $K_{0\,min}$ коэффициентов усиления K_0 можно получить в масштабных усилителях рис. 11.5,*а* и *б* в условиях, когда нормированная АЧХ не имеет подъема. В схемах усилителей использован операционный усилитель с коэффициентами усиления $K_{д\,0} = 10^5$ и частотами среза $f_{ср\,1} = 50$ Гц и $f_{ср\,2} = 10^6$ Гц?

Решение. 1. В соответствии с (11.34) вычисляем предельное значение номинальной глубины ОС:

$$F_{0\,m} = f_{ср\,2}/2f_{ср\,1} = 10^5/2 \cdot 50 = 10^4.$$

2. Для схемы рис. 11.5,*а* в соответствии с (11.31)

$$K_{0\,min} = K_{д\,0}/F_{0\,m} - 1 = 10^5/10^4 - 1 = 9.$$

3. Для схемы рис. 11.5,*б* в соответствии с (11.32)

$$K_{0\,min} = K_{д\,0}/F_{0\,m} = 10^5/10^4 = 10.$$

Пример 11.3. Определить наибольшие значения M_m, которыми обладает нормированная АЧХ повторителя напряжения ($K_0 = 1$), организованного на ОУ, рассмотренном в примере 11.2.

Решение. 1. Из (11.31) и (11.32) следует, что при $K_0 = 1$ и параметрах ОУ, рассмотренных в примере 11.2, глубина ОС для инвертирующего включения $F_0 = K_{д0}/2 = 10^5/2 = 5 \cdot 10^4$, а для неинвертирующего включения $F_0 = K_{д0} = 10^5$.

2. В соответствии с (11.35) и вычисленным в примере 11.2 значением $F_{0\,m}=10$ находим:

при инвертирующем включении

$$M_m = 1/\sqrt{1-(1-10^4\cdot 5\cdot 10^4)^2} \approx 1{,}7;$$

при неинвертирующем включении

$$M_m = 1/\sqrt{1-(1-10^4/10^5)^2} \approx 2{,}3.$$

В качестве одного из частных *критериев устойчивой работы схемы* широкополосного усилителя целесообразно принять отсутствие подъема в его АЧХ или когда значение этого подъема $\varepsilon_m = 1-M_m$ не превышает заранее оговоренного значения.

11.13. ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ И ПРЕДЕЛЬНОЙ ШИРОКОПОЛОСНОСТИ В УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТАХ НА ОУ

Существуют несколько подходов к оценке устойчивости (неустойчивости) и соответственно к формулировке ее критериев. Эти подходы и критерии можно подразделить на две группы. Первая из них объединяет подходы, при которых возможная неустойчивость работы схем на ОУ оценивается по степени близости усилительного тракта к состоянию самовозбуждения, т. е. к одновременному выполнению на какой-либо частоте в петле ОС баланса фаз и баланса амплитуд. К подходам этого типа в первую очередь следует отнести методы анализа устойчивости, основанные на использовании годографа петлевой передачи, понятий запаса по фазе и запаса по усилению. Такие подходы часто применяются при рассмотрении свойств устройств автоматического регулирования и активных фильтрующих цепей.

Ко второй группе оценки устойчивости относятся подходы, при которых в качестве критерия устойчивой работы схемы с ОС принимается отсутствие подъема в ее АЧХ или же когда значение этого подъема $\varepsilon_m = 1-M_m$ не превышает заранее оговоренного значения. Критерии этого типа обычно используются при оценках устойчивости широкополосных усилительных трактов, в том числе и широкополосных усилителей, рассматриваемых в настоящем параграфе.

Для обеспечения устойчивой работы ОУ в схемах с глубокими ОС в состав схем или же самого ОУ вводят цепи частотно-фазовой (ЧФК) коррекции. Эти цепи должны быть выполнены таким образом, чтобы в схеме широкополосного усиления на ОУ (в схеме с частотно-независимой цепью ОС) не только отсутствовало самовозбуждение, но и подъем ее АЧХ не превышал заданного значения ε_m. Следует отметить, что выполнить это условие труднее в ситуациях, когда от схемы ШУ необходимо получить малые зна-

чения коэффициента усиления, так как меньшим значениям этого коэффициента соответствуют ОС большей глубины. Таким образом, наибольшее внимание к обеспечению устойчивости и соответственно к цепям ЧФК в усилителях на ОУ следует уделять в случаях, когда эти усилители имеют коэффициенты усиления, приближающиеся к единице.

Обычно схемно-конструктивное построение ОУ таково, что в них выполняется условие $f_{ср1} \ll f_{ср2} (\tau_1 \gg \tau_2)$, т. е. входящий в (11.29) параметр $b = \tau_2/\tau_1$ имеет значение, существенно меньшее, чем единица. Указанное соотношение между частотами $f_{ср1}$ и $f_{ср2}$ обеспечивает возможность получения в схемах на ОУ относительно малых значений коэффициентов усиления и соответственно построения схем с верхней границей полосы пропускания, приближающейся к своему пределу $f_{0,7m}$, где $f_{0,7m}$ — верхняя граница полосы пропускания по уровню —3 дБ в условиях, когда подъем в нормированной АЧХ равен предельно допустимому значению ε_m.

Из (11.34) и (11.35) следует, что для того, чтобы во всей частотной области нормированной АЧХ значения $M(\omega)$ не превышали M_m, необходимо иметь значение глубины ОС F_0, удовлетворяющее соотношению

$$F_0 \leqslant F_{0m}/(1 - \sqrt{1-(1/M_m)^2}) \approx f_{ср2}/2f_{ср1}\,(1 - \sqrt{1-(1/M_m)^2}). \quad (11.36)$$

Из рассмотренного выше следует, что при организации широкополосного усиления могут возникать определенные трудности в получении как большой широкополосности, так и малых значений номинального коэффициента усиления K_0. С помощью цепей ЧФК удается частично преодолеть эти трудности.

Коррекцию АЧХ осуществляют с помощью RC-цепей, подключаемых к специальным выводам микросхемы ОУ, называемым доступными точками. В ряде случаев в схемах ШУ используются ОУ со встроенными цепями ЧФК. Такие усилители при своем использовании в схемах с глубокими ОС не требуют подключения дополнительных внешних элементов коррекции, даже при значениях K_0, приближающихся к единице, но они, как правило, обладают малой площадью усиления П.

Основные мероприятия по ЧФК направлены на обеспечение возможности получения равномерно плоских АЧХ, т. е. АЧХ без подъема ($\varepsilon_m = 0$), при любых значениях номинального K_0 коэффициента усиления ШУ (в том числе и при $K_0 = 1$). Дальнейшее рассмотрение свойств ШУ выполним применительно к случаям, когда указанное требование по равномерности хода АЧХ выполняется. Частотно-фазовая коррекция направлена на увеличение относительного различия частот среза $f_{ср1}$ и $f_{ср2}$, которого достигают как путем искусственного изменения (уменьшения) частоты $f_{ср1}$, так

и за счет полной или частичной компенсации инерционных свойств звена, определяющего частоту $f_{ср2}$.

Применение последнего способа коррекции является наиболее желательным, так как при его реализации улучшаются частотные свойства как самого ОУ, так и схемы в целом. Но практическое использование такого способа возможно лишь в ограниченном числе случаев.

Коррекция этого вида может осуществляться с помощью так называемого обходного конденсатора C_0. Этот конденсатор вводится параллельно резистору R_0, включенному последовательно на пути прохождения сигнала в петле ООС. В первую очередь он включается на участках петли, относящихся к самому ОУ, например, параллельно потенциалосдвигающему резистору R_0 в схеме сдвига уровня. Такой способ ЧФК может обеспечить частотно-независимый характер коэффициента передачи в делителе напряжения, образованном резистором R_0 и входным сопротивлением $R_{вх\,N+1}$ цепи, следующей за R_0. Частотно-независимый характер этого коэффициента передачи обеспечивает включение параллельно резистору R_0 конденсатора C_0, значение емкости которого удовлетворяет условию $C_0R_0=R_{вх\,N+1}C_{вх\,N+1}$, где $C_{вх\,N+1}$ — входная емкость участка цепи, следующего за R_0.

Коррекцией с помощью обходного конденсатора обычно удается уменьшить и даже полностью исключить влияние второго инерционного звена, определяющего частоту среза $f_{ср2}$. Но практическая реализация этого способа коррекции требует наличия у микросхемы ОУ внешних зажимов, к которым подключены выводы резистора R_0, а также выполнения условия, чтобы рассматриваемая последовательная цепь из $R_0=R_{вх\,N+1}$ питалась от низкоомного сигнального источника.

Наиболее просто коррекция с помощью обходного конденсатора реализуется на участках петли, внешних по отношению к самому ОУ (рис. 11.23). Следует отметить, что применение коррекции этого типа приводит к некоторому снижению площади усиления П по сравнению с ее предельно достижимым значением $П_m$, но обеспечивает отсутствие подъема АЧХ при любом реализуемом значении глубины ОС F_0, в том числе при $F_0=K_{д0}$. Обычно значение емкости C_0 корректирующего конденсатора выбирают из условия $C_0<1/2\pi f_{ср2}R_f$, где R_f — общее сопротивление цепи, которую шунтирует конденсатор C_0.

Оптимально скорректированными (предельно устойчивыми) считаются такие ОУ, которые в схемах ШУ при максимально достижимом значении петлевой передачи $T_0=K_{д0}(F_0=1+K_{д0})$ обеспечивают максимально плоскую АЧХ, т. е. характеристику с $M_m=1$ ($\varepsilon_m=0$). На основании (11.34) можно утверждать, что АЧХ широкополосного усилителя на ОУ не имеет подъема при

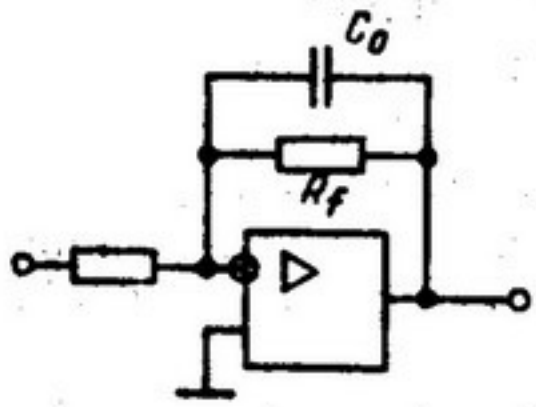


Рис. 11.23

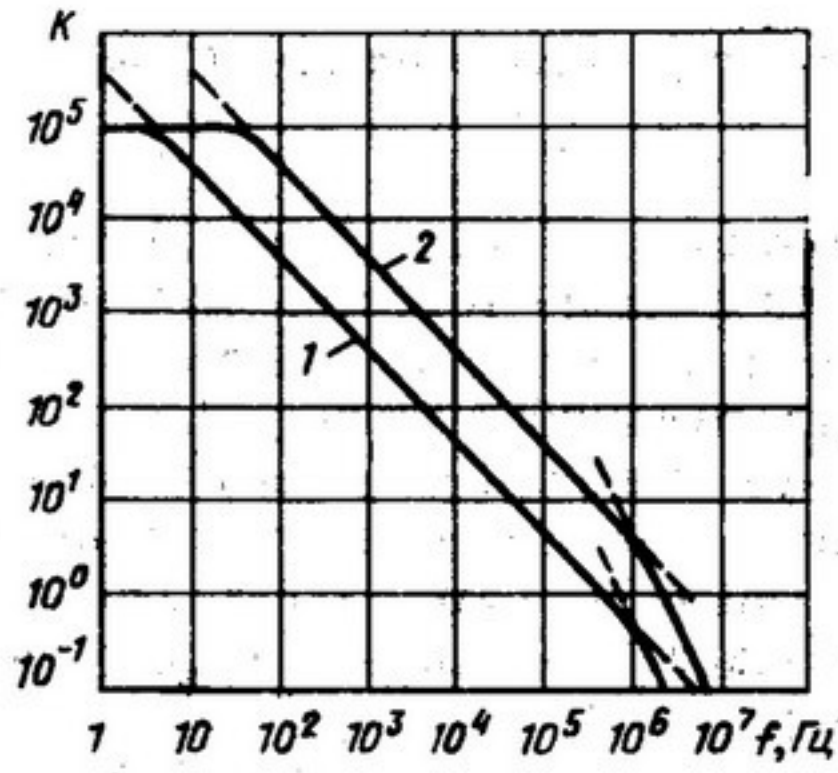


Рис. 11.24

единичном усилении, если в нем используется ОУ, у которого соотношение между частотами $f_{ср1}$ и $f_{рс2}$ отвечает условию

$$f_{ср2} \geqslant 2f_{ср1}(1+K_{д0}) \approx 2f_{ср1}K_{д0}. \qquad (11.37)$$

В предельно устойчивом ОУ наклон логарифмической АЧХ в области значений коэффициента усиления $K(f) \geqslant 0{,}5$ равен 20 дБ/декаду. График логарифмической АЧХ такого усилителя приведен на рис. 11.24 (кривая *1*). Построение графика выполнено для случая, когда корректируется логарифмическая АЧХ, соответствующая кривой *2* на рис. 11.24. При этом предполагается, что коррекция достигается путем понижения частоты среза $f_{ср1}$. Такой способ коррекции получил широкое распространение. Он основан на искусственном увеличении постоянной времени τ_1 основного инерционного звена ОУ (на понижении частоты среза $f_{ср1}$). Коррекция этого вида обычно реализуется с помощью дополнительного конденсатора $C_{кор}$, включаемого параллельно паразитной емкости, определяющей постоянную времени τ_1. Этим обеспечивают значение $f_{ср1}$, отвечающее вытекающему из (11.37) соотношению

$$f_{ср1} \leqslant f_{ср2}/2(1+K_{д0}) \approx f_{ср2}/2K_{д0}. \qquad (11.38)$$

Следует отметить, что использование коррекции, основанной на искусственном понижении частоты среза $f_{ср1}$, ведет к сокращению площади усиления, которое определяется относительным уменьшением $f_{ср1}/f_{ср1\,к}$ частоты среза $f_{ср1}$, где $f_{ср1\,к}$ — новое значение частоты среза $f_{ср1}$, наблюдаемое после введения в схему конденсатора $C_{кор}$.

Пример 11.4. Определить, до какого значения необходимо понизить частоту среза $f_{ср1}$ для того, чтобы указанные в примерах 11.1 и 11.2 ОУ оказались оптимально скорректированными?

*Решение.*1. В соответствии с (11.38) вычисляем

$$f_{ср\,1} < f_{ср\,2}/2K_{д\,0} = 10^6/2 \cdot 10^5 = 5 \text{ Гц}.$$

Соотношения (11.37) и (11.38) соответствуют неинвертирующему повторителю (см. рис. 11.5, *б*), так как именно в нем петлевая передача T_0 достигает своего наибольшего значения, равного $K_{д0}$. Инвертирующий повторитель (см. рис. 11.5, *а*) имеет в два раза меньшее значение петлевой передачи, так как в нем $R1 = R2$. В результате для него условие равномерного хода нормированной АЧХ ($M_m < 1$) допускает в два раза меньшее относительное различие частот среза, чем оговариваемое соотношениями (11.37) и (11.38).

В ряде случаев при разработке схемного построения ОУ от выполнения условия полной коррекции (11.37) сознательно отказываются. Это позволяет реализовывать ОУ с повышенными значениями частоты среза $f_{ср1}$ и соответственно получать большие значения площади усиления. В первую очередь по такому принципу изготавливаются так называемые быстродействующие ОУ. Следует отметить, что организация широкополосных схем на таких ОУ требует тщательной проработки структуры и номиналов цепи ЧФК, особенно в случаях, когда от схемы ШУ требуется получение малых значений коэффициента усиления. Рекомендуемое построение цепей коррекции для таких усилителей обычно приводится в справочниках.

11.14. ВЛИЯНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ СТАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ НА РАБОТУ УПТ И УСИЛИТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО СИГНАЛА

Как уже было отмечено в § 11.1, на работу схем, организованных на основе ОУ, могут оказывать влияние паразитные факторы, вызывающие появление постоянного напряжения $U_{ош\,вых}$ на выходе, даже в условиях отсутствия какого-либо сигнала на входе ОУ. Воздействие этих паразитных факторов удобно представлять с помощью эквивалентного генератора постоянного напряжения $U_{ош\,вх}$, воздействующего на неинвертирующий вход ОУ, как это показано на рис. 11.1. В условиях линейного режима работы схемы на ОУ значение напряжения $U_{ош\,вых}$ определяется соотношением

$$U_{ош\,вых} = U_{ош\,вх} K_{ош}. \qquad (11.39)$$

где $K_{ош}$ — коэффициент усиления постоянного напряжения, воздействующего на неинвертирующий вход ОУ.

Вычисленное в соответствии с (11.39) напряжение $U_{ош\,вых}$ не должно превышать предельно допустимого для ОУ значения $U_{m\,max}$, в противном случае ОУ теряет усилительные свойства, а работа схемы сопровождается нелинейными искажениями. Обыч-

но схему на ОУ стремятся выполнить таким образом, чтобы напряжение $U_{ош\,вых}$ было меньше некоторого допустимого значения $U_{ош\,доп}$, вытекающего из особенностей применения схемы на ОУ или же оговоренного в ТУ. Указанные обстоятельства накладывают ограничения сверху на возможные значения коэффициента усиления $K_{ош}$, а именно

$$K_{ош} \leqslant U_{ош\,доп}/U_{ош\,вх}, \qquad (11.40)$$

где $U_{ош\,вх}$ — напряжение статической погрешности, вычисленное в соответствии с (11.1). По указанным причинам недопустима работа схемы УПТ на ОУ при коэффициенте усиления большем, чем вытекающий из соотношения (11.40).

Пример 11.5. Какое предельное значение номинального коэффициента усиления K_0 можно получить в схеме рис. 11.5,*а*, если она организована на ОУ с $U_{ош\,вх}=5$ мВ, а напряжение $U_{ош\,доп}=0{,}1$ В?

Решение. 1. В соответствии с (11.40) необходимо, чтобы

$$K_{ош} < U_{ош\,доп}/U_{ош\,вх}=0{,}1/5\cdot 10^{-3}=20.$$

2. Напряжение $U_{ош\,вх}$ передается на выход в соответствии с неинвертирующей схемой включения, а сигнала — с инвертирующей, коэффициент передачи которой меньше первой на единицу. С учетом этого получаем $K_0=K_{ош}-1=20-1=19$.

Существенно бо́льшие значения коэффициентов усиления сигнальных напряжений K_0, без превышения напряжения $U_{ош\,доп}$, могут обеспечить схемы усиления переменных сигналов. В этих схемах допускается применение разделительных и блокирующих конденсаторов, вследствие чего в них можно создать большую глубину ООС на постоянном токе и тем самым существенно снизить коэффициент усиления $K_{ош}$. В усилителях переменного сигнала обычно выполняется соотношение $K_{ош} \ll K_0$. Примеры таких построений приведены на рис. 11.25.

Для переменного сигнала схема рис. 11.25, *а* эквивалентна инвертирующему масштабному усилителю рис. 11.5, *а*, схема рис. 11.25, *б* — неинвертирующему рис. 11.5, *б*, рис. 11.25, *в* — усилителю с трехполюсным элементом в цепи ОС рис. 11.7. Эквивалентность выполняется во всем частотном диапазоне, за исключением области низких частот. В этой области возможно возникновение искажений вследствие того, что на низких частотах сопротивление конденсатора $C_р$ не имеет пренебрежимо малого значения.

Пример 11.6. Какое предельное значение номинального коэффициента усиления K_0 можно получить в схеме рис. 11.5,*а*, если преобразовать ее в схему рис. 11.25,*а*?

Решение. 1. Включение в схему конденсатора $C_р$ снижает коэффициент $K_{ош}$ до единицы, так как в этом случае двухполюсник $Z_1=R1+1/j\omega C_р$, включающий

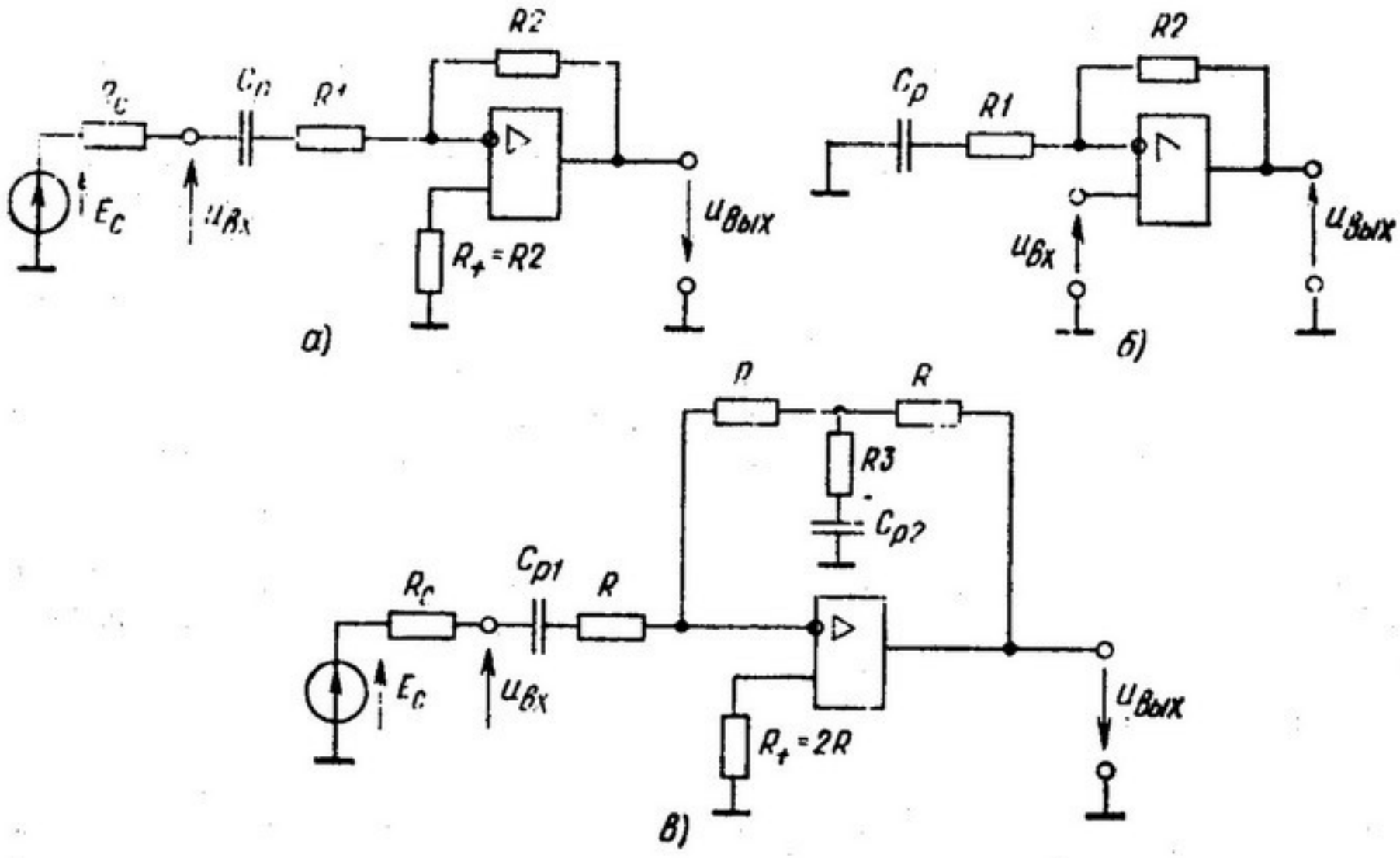


Рис. 11.25

конденсатор C_p на постоянном токе представляет разомкнутую цепь, в результате чего $Z_1 = \infty$.

$$K_{ош} = 1 + R_1/Z_1 = 1;\ U_{ош\ вых} = U_{ош\ вх} = 5\ мВ < U_{ош\ доп}.$$

2. Для переменного тока $Z_1 = R1$, в результате чего ограничений на диапазон возможных значений коэффициента усиления сигнала со стороны напряжения $U_{ош\ вх}$ не наблюдается.

Уровень низкочастотных $\varepsilon(f_н)$ или переходных Δ искажений может быть оценен по приводимым ранее соотношениям с подстановкой в них постоянных времени $\tau_р$ соответствующих разделительных цепей. При рассмотрении этих искажений в схеме рис. 11.25, *а* возможно применение двух подходов, один из которых связан с усилением сигнала $u_{вх}$, а другой — сигнала E_c. Уровень частотных искажений при первом преобразовании определяет постоянная времени $\tau_{р1} = C_р R1$, а второго — $\tau_{р2} = C_р(R_c + R1)$. В схеме рис. 11.25, *б* уровень низкочастотных и переходных искажений определяет одна постоянная времени $\tau_р = C_р R1$, а в схеме рис. 11.25, *в* — две. В роли одной из них выступает постоянная времени $\tau_{р1}$ или $\tau_{р2}$, а в роли второй — постоянная времени $\tau_{р3} \approx \approx C_{р2} R3$.

При вычислении коэффициентов передачи $K_{ош}$ для различных, в том числе и приведенных на рис. 11.25, схем необходимо учитывать следующее:

напряжение $U_{ош\,вх}$ является постоянным, поэтому при анализе его влияния на работу схемы все ее ветви, содержащие разделительные конденсаторы, могут рассматриваться как цепи с бесконечно большим сопротивлением и из рассмотрения исключаться; считается, что напряжение $U_{ош\,вх}$ приложено к неинвертирующему входу ОУ (см. рис. 11.1). Поэтому коэффициент передачи $K_{ош}$ для всех схемных построений на ОУ следует рассматривать как коэффициент передачи относительно неинвертирующего входа даже в случаях, когда передача сигнального напряжения осуществляется по схеме инвертирующего включения.

Из сказанного следует, что для всех приведенных на рис. 11.25 схем коэффициент передачи $K_{ош}=1$, т. е. независимо от значения коэффициента усиления K_0 сигнального напряжения $U_{ош\,вых}=U_{ош\,вх}$. В схеме усилителя постоянного тока практически всегда коэффициент усиления K_0 не ниже коэффициента передачи $K_{ош}$. Так, для схемы рис. 11.5, *а* $K_0=u_{вых}/u_{вх}=R_f/R_1$, а $K_{ош}=1+R_f/(R1+R_c)$, где R_c — сопротивление источника сигнала.

В схемах рис. 11.25, *а* и *б* неинвертирующие входы ОУ подсоединены к точке нулевого потенциала через резисторы R_+. Значение сопротивления этого резистора выбрано из условия $R_+=R_-$, выполнение которого согласно приведенному в § 11.1 рассмотрению способствует снижению величины $U_{ош\,вх}$ и соответственно напряжения $U_{ош\,вых}$.

11.15. АКТИВНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ И АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ НА БАЗЕ ОУ

Под выпрямлением аналогового сигнала понимается нелинейная операция над ним, при которой все его текущие значения на выходе схемы выпрямления при одной из его полярностей воспроизводятся неискаженно, а при другой — не воспроизводятся вообще, т. е. отсекаются. Передаточная характеристика идеальной схемы выпрямления приведена на рис. 11.26, *а*. В этой схеме при любых положительных входных $u_{вх}(t)$ потенциалах дифференциальный коэффициент передачи K' имеет ненулевое и постоянное значения и равен нулю — при отрицательных (рис. 11.26, *б*). В идеальной схеме выпрямления область перехода от состояния передачи сигнала ($K'=0$) имеет бесконечно малую протяженность и приходится на начало координат СПХ (рис. 11.26, *а*). В результате этого с помощью такой схемы можно осуществлять операцию эффективного и неискаженного выпрямления сигналов любого уровня, в том числе и сигналов очень малой интенсивности.

Реальные схемы выпрямления указанными свойствами не обладают. Они способны эффективно выпрямлять лишь сигналы относительно большого уровня. Связано это с тем, что в реальных

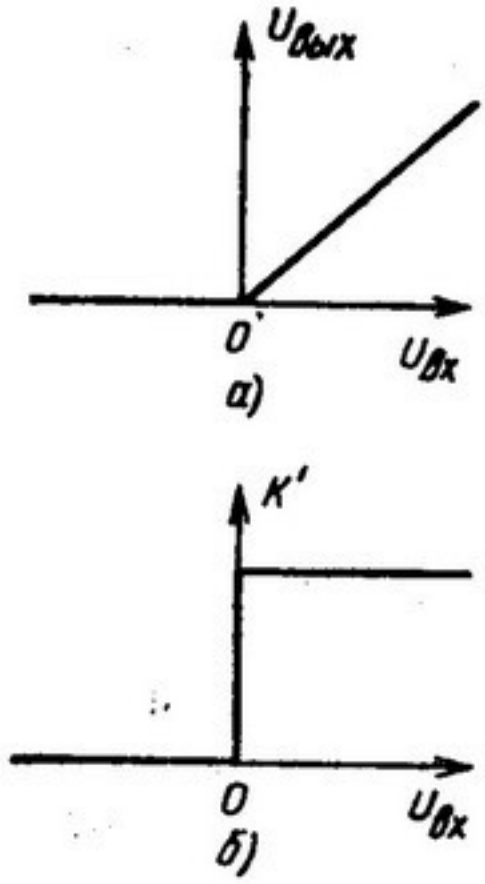


Рис. 11.26

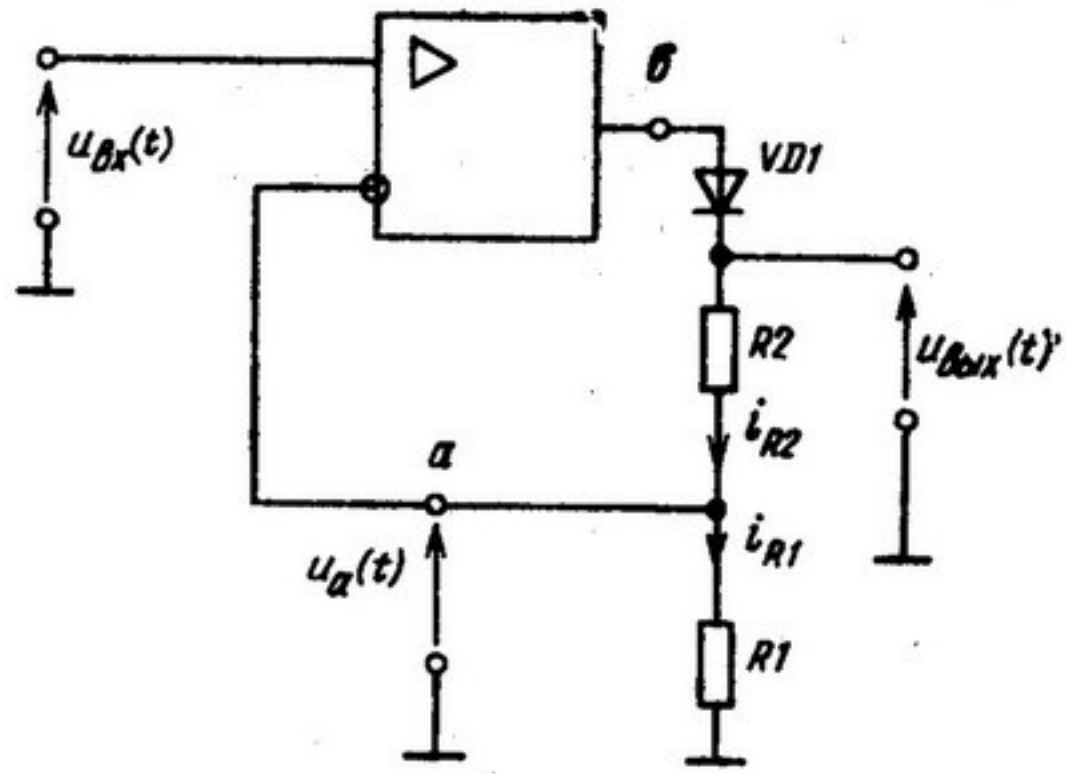


Рис. 11.27

схемах выпрямления область перехода от состояния $K'=0$ к состоянию $K'\neq 0$ имеет вид плавно изменяющейся функции. Так, для диодных структур, организованных на базе кремния или германия, даже в условиях создания в них дополнительных начальных токов протяженность переходной области по оси входных сигналов составляет десятки и даже сотни милливольт. Только при значениях сигнальных напряжений, существенно больших протяженности этой переходной области, можно пренебречь плавностью перехода, представив передаточную функцию в виде рис. 11.26, *а*.

Свойствами эффективного выпрямления сигналов малого уровня обладают схемы, организованные на основе ОУ. Такие схемы можно назвать активными выпрямителями. Схема простейшего активного выпрямителя приведена на рис. 11.27. Рассмотрим ее работу.

При положительных значениях входного сигнала, т. е. когда $u_{вх}(t)>0$, напряжение на выходе ОУ (в точке *б* схемы) также положительно, в результате чего диод $VD1$ открыт, его динамическое сопротивление $R'_{д+}$ относительно мало, поэтому в схеме действует глубокая ООС. В этих условиях потенциал точки *а* следит за входным сигналом. При этом выполняются соотношения $u_а(t)=u_{вх}(t)$, $i_{R1}=i_{R2}$. Из этого следует, что $u_{вых}(t)=i_{R1}(R1+R2)=u_{вх}(t)(1+R2/R1)$, т. е. коэффициент передачи K' рассматриваемой схемы для положительных значений входного сигнала в условиях действия глубокой ООС не зависит от уровня сигнала. При этом $K'=1+R2/R1$.

При отрицательных значениях входного сигнала, т. е. когда $u_{вх}(t)<0$, напряжение на выходе схемы $u_{вых}(t)$ практически равно нулю. Объясняется это тем, что в этих условиях диод $VD1$ за-

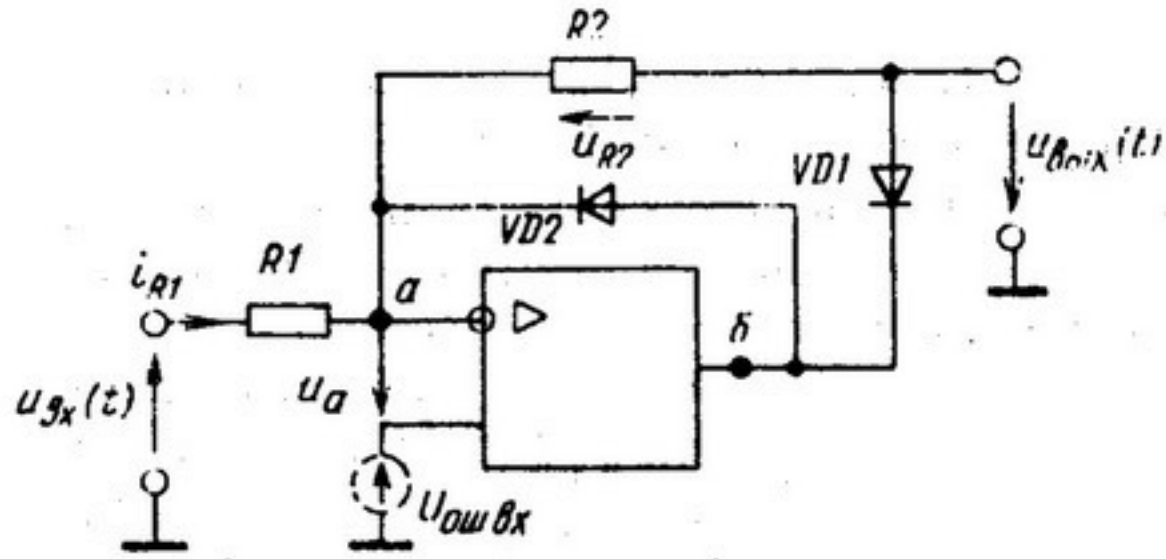


Рис. 11.28

крыт отрицательным потенциалом, поступающим с выхода ОУ. Динамическое сопротивление закрытого диода велико, в результате чего ОС и эффект слежения в схеме отсутствуют так же, как и прямое прохождение сигнала с выхода ОУ на выход схемы в целом. Последнее объясняется тем, что при закрытом диоде выполняется условие $R'_д \gg (R1+R2)$, где $R'_д = U_т/I_0$ — динамическое сопротивление обратносмещенного p-n перехода; I_0 — ток насыщения обратносмещенного p-n перехода. К достоинствам рассматриваемой схемы следует отнести ее высокое входное сопротивление. К недостаткам — наличие состояния насыщения, в котором обычно находится ОУ при отрицательных значениях входного сигнала. Выход из состояния насыщения инерционен. Вследствие этого быстродействие (широкополосность) схемы оказывается заниженным.

На рис. 11.28 приведена схема активного выпрямителя, лишенная указанного недостатка. Схема организована на базе инвертирующего включения ОУ (см. рис. 11.5, *а*). В ней ООС действует как при положительных, так и при отрицательных значениях входного сигнала $u_{вх}(t)$.

При положительных значениях этого сигнала, т. е. когда $u_{вх}(t) > 0$, цепь ОС замыкается через прямосмещенный диод $VD1$. При этом входной ток $i_{R1} = u_{вх}(t)/R1$ протекает через резистор $R2$. В условиях действия глубокой ООС потенциал $u_a(t) \approx 0$, в результате этого $u_{вых}(t) = u_{R2} = i_{R1}R2 = u_{вх}(t)R2/R1$. Из последнего следует, что в рассматриваемых условиях коэффициент передачи схемы не зависит от уровня сигнала и равен $R2/R1$.

При отрицательных значениях входного сигнала, т. е. когда $u_{вх}(t) < 0$, напряжение на выходе схемы $u_{вых}(t)$ практически равно нулю. Объясняется это тем, что левый по схеме рис. 11.28 вывод резистора $R2$ подсоединен к точке нулевого потенциала, а диод $VD1$ закрыт отрицательным потенциалом, поступающим с выхода ОУ. Динамическое сопротивление закрытого диода вели-

ко, в результате чего прямое прохождение сигнала с выхода ОУ на выход схемы в целом практически отсутствует.

Проведенное выше рассмотрение процесса работы схем активных выпрямителей показывает, что они обеспечивают работу схемы, близкую к идеальной в условиях, когда в схеме при положительных значениях входного сигнала выполняется условие действия глубокой ООС, т. е. условие $T \gg 1$, где T — петлевая передача в цепи ОС. Обычно для хорошей работы схемы активного выпрямителя достаточно обеспечить значения $T \geqslant 100$. В рассматриваемых схемах

$$T = K_0 R1/(R1 + R2 + R'_{д+}), \qquad (11.41)$$

где $R'_д \approx U_т/i_д \approx U_т R1/u_{вх}$; $i_д = u_{вх}/R1$ — ток, протекающий через диод; K_0 — дифференциальный коэффициент передачи ОУ.

При малых значениях входного сигнала $u_{вх}$ ток $i_д$ становится малым, в результате чего сопротивление диода начинает играть главную роль в общем последовательном сопротивлении ($R1+R2+R'_{д+}$), а само значение T приобретает существенную зависимость от уровня сигнала $u_{вх}$. При этом, когда $R'_д \gg R1+R2$, выполняется условие $T \approx K_0 R1/R'_д = K_0 u_{вх}/U_т$. Из последнего соотношения следует, что в рассматриваемых схемах активного выпрямления одно из основных условий их идеальной работы ($T \geqslant 100$) выполняется при значениях входного сигнала, удовлетворяющих условию $u_{вх} \leqslant 100 U_т/K_0 \approx 2{,}6/K_0$, где $u_{вх}$ измеряется в вольтах.

Коэффициенты усиления K_0 типовых ОУ имеют значения, превышающие $10^4 \ldots 10^5$. Следовательно, при отсутствии воздействия каких-либо дополнительных мешающих факторов рассмотренные схемы выпрямления способны обеспечить выпрямление сигналов, близкое к идеальному, при их значениях, приближающихся к сотням микровольт.

Коэффициенты усиления K_0 типовых ОУ имеют значения, превышающие $10^4 \ldots 10^5$. Следовательно, при отсутствии воздействия каких-либо дополнительных мешающих факторов рассмотренные схемы выпрямления способны обеспечить выпрямление сигналов, близкое к идеальному, при их значениях, приближающихся к сотням микровольт.

К основному фактору, мешающему успешному выпрямлению сигналов столь низкого уровня, следует отнести возможное ненулевое значение напряжения $U_{ош\,вх}$ статической ошибки. При $U_{ош\,вх} \neq 0$ происходит сдвиг нулевой точки графика рис. 11.26, *а* по оси напряжений на значение $U_{ош\,вх}$. При этом в схеме рис. 11.28 даже при отсутствии сигнала на ее входе через резисторы $R1, R2$ протекает постоянный начальный ток $i_{R1} = U_{ош\,вх}/R1$, а на

выходе схемы присутствует паразитное постоянное напряжение $U_{\text{ош вых}} = U_{\text{ош вх}}(1 + R2/R1)$.

Рассмотренные активные выпрямители могут быть преобразованы в высокочувствительные схемы детектирования амплитудно-модулированных радиочастотных сигналов за счет включения в них дополнительных фильтрующих цепей и конденсаторов. С помощью этих цепей и конденсаторов осуществляют как фильтрацию, так и усреднение выпрямленного напряжения за период несущей детектируемого колебания. Таким образом организованная схема (схема амплитудного детектора) вырабатывает на своем выходе медленно изменяющиеся сигналы, пропорциональные текущим значениям средневыпрямленного радиочастотного напряжения.

Но возможности широкого применения таких схем детектирования ограничены вследствие относительной узкополосности существующих ОУ. По указанным причинам активные амплитудные детекторы рассмотренного вида находят применение лишь при детектировании радиочастотных сигналов с относительно невысокими значениями несущей частоты.

Указанного недостатка лишена схема высокочувствительного амплитудного детектора, изображенная на рис. 11.29. Схема включает два функциональных звена, в качестве одного из которых выступает типовой однополупериодный диодный детектор, собранный на диоде *VD*1, а в качестве второго — нелинейное корректирующее звено, организованное как неинвертирующий масштабный усилитель с нелинейной ОС. В основной рабочей области корректирующего звена (при $U_{\text{вых}} > 0$) его корректирующие свойства определяет нелинейная ООС, осуществляемая через диод *VD*2. Диод *VD*2 предотвращает возможность появления на выходе ОУ большого положительного напряжения. Анализ передаточных свойств детектора (хода его детекторной характеристики) и корректирующего звена показывает, что эти свойства выражаются взаимообратными функциями, в результате чего передаточные схемы в целом остаются неизменными в широком диапазоне значений детек-

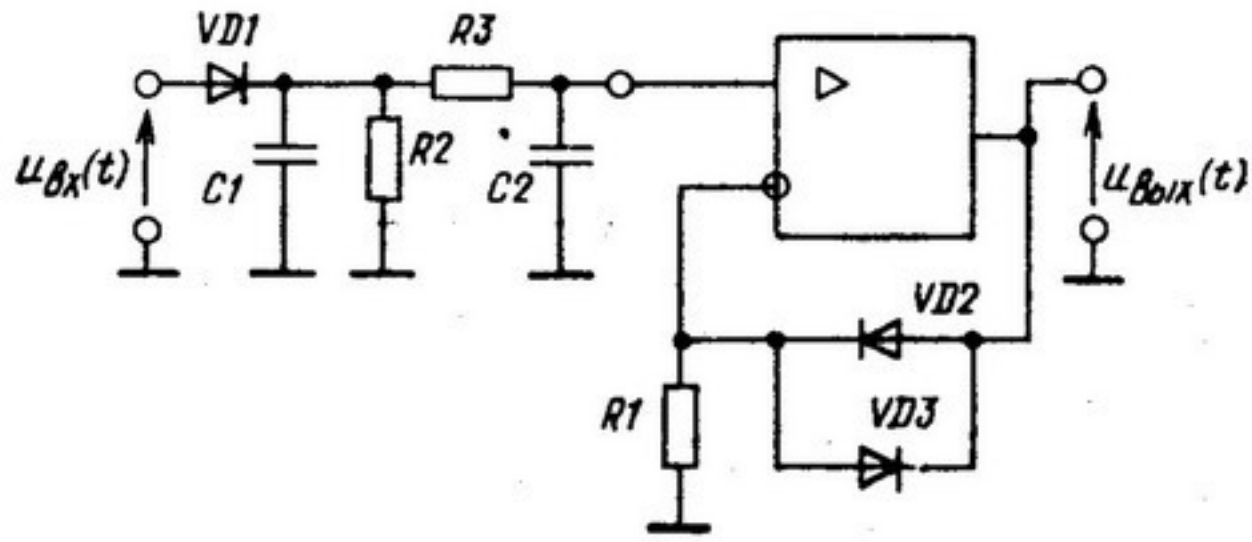


Рис. 11.29

тируемых сигналов, при этом общий коэффициент передачи (коэффициент преобразования амплитудного значения входного сигнала в напряжение $U_{вых\,2}$) приблизительно равен единице при использовании на входе последовательного диодного детектора и 0,3 — параллельного.

11.16. КОМПАРАТОРЫ СИГНАЛОВ

Компараторами (от английского слова comparison — сравнение) называют устройства, выполняющие функцию сравнения двух сигналов. С их помощью фиксируются моменты равенства сравниваемых сигналов. Компараторы находят широкое применение в системах преобразования аналоговых сигналов в цифровые, в ключевых регуляторах и стабилизаторах напряжения, в пороговых устройствах и в ряде других схем, где требуется определять моменты равенства двух сигналов. В идеальном компараторе его выходное напряжение $U_{вых}$ может принимать только два значения, одно из которых соответствует уровню лог. 1 $U_{(1)}$, а другое — лог. 0 $U_{(0)}$, при этом работа компаратора осуществляется в соответствии со следующими правилами:

если $u_1(t) > u_2(t)$, т. е. $u_1(t) - u_2(t) > 0$, то $U_{вых} = U_{(1)}$;

если $u_1(t) < u_2(t)$, т. е. $u_1(t) - u_2(t) < 0$, то $U_{вых} = U_{(0)}$;

если $u_1(t) = u_2(t) \neq 0$, т. е. $u_1(t) - u_2(t) = 0$, то компаратор находится в так называемом состоянии переключения, где $u_1(t)$, $u_2(t)$ — сравниваемые сигналы.

Сквозная передаточная характеристика устройства, работа которого отвечает указанным правилам, приведена на рис. 11.30 (эпюра *1*).

Наиболее часто в схемах компараторов в качестве их основного функционального звена используют ОУ без цепи ООС. При таком построении схемы он обладает высоким значением коэффициента усиления $K_0 = K_д$ относительно напряжения $u_д = u_1 - u_2$. Вследствие этого его СПХ подобна характеристике идеального компаратора, за исключением области, относящейся к малым значениям напряжения $u_д$ (эпюра *2* на рис. 11.30), когда $|u_д| \ll E_п/K_д$.

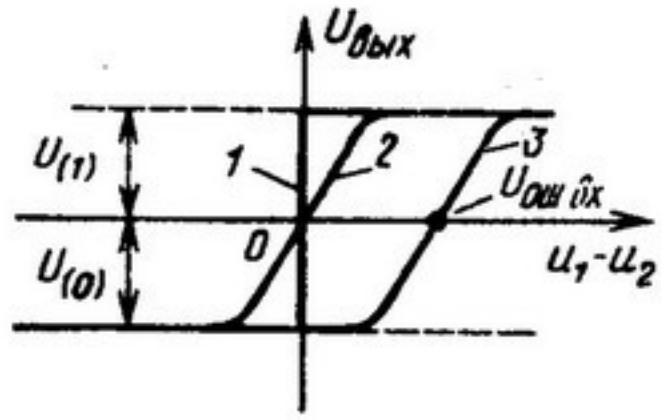


Рис. 11.30

В этой области компаратор работает в линейном (усилительном) режиме, в результате чего состоянию переключения компаратора на ОУ соответствует целая область значений разностного напряжения протяженностью $2E_п/K_д$. Учитывая, что реальные ОУ обладают очень высоким значением $K_д$, рассмотренным отличием СПХ компаратора на ОУ от СПХ идеального компаратора обычно пренебрегают. Более существенным источником отличия работы схемы компаратора на ОУ от желаемой является ненулевое значение напряжения $U_{ош\,вх}$, сдвигающее точку переключения компаратора относительно нуля на величину этого напряжения ошибки (эпюра *3* на рис. 11.30).

На рис. 11.31 приведены схемы так называемых одновходовых компараторов на ОУ, при этом схема рис. 11.31, *а* соответствует неинвертирующему варианту, а схема рис. 11.31, *б* — инвертирующему. В этих схемах переключение в компараторах (состояние $u_д=0$) будет при условии, когда $u_2(t)=-u_1(t)R2/R1$, а при $R1=R2$ — когда $u_2(t)=-u_1(t)$ (если сравниваемые напряжения равны по величине и противоположны по знаку). Из приведенных для схем рис. 11.31 соотношений следует, что они способны осуществлять сравнение лишь разнополярных сигналов. Для защиты ОУ от возможного непосредственного воздействия сигналов большого уровня параллельно его входным зажимам иногда включа-

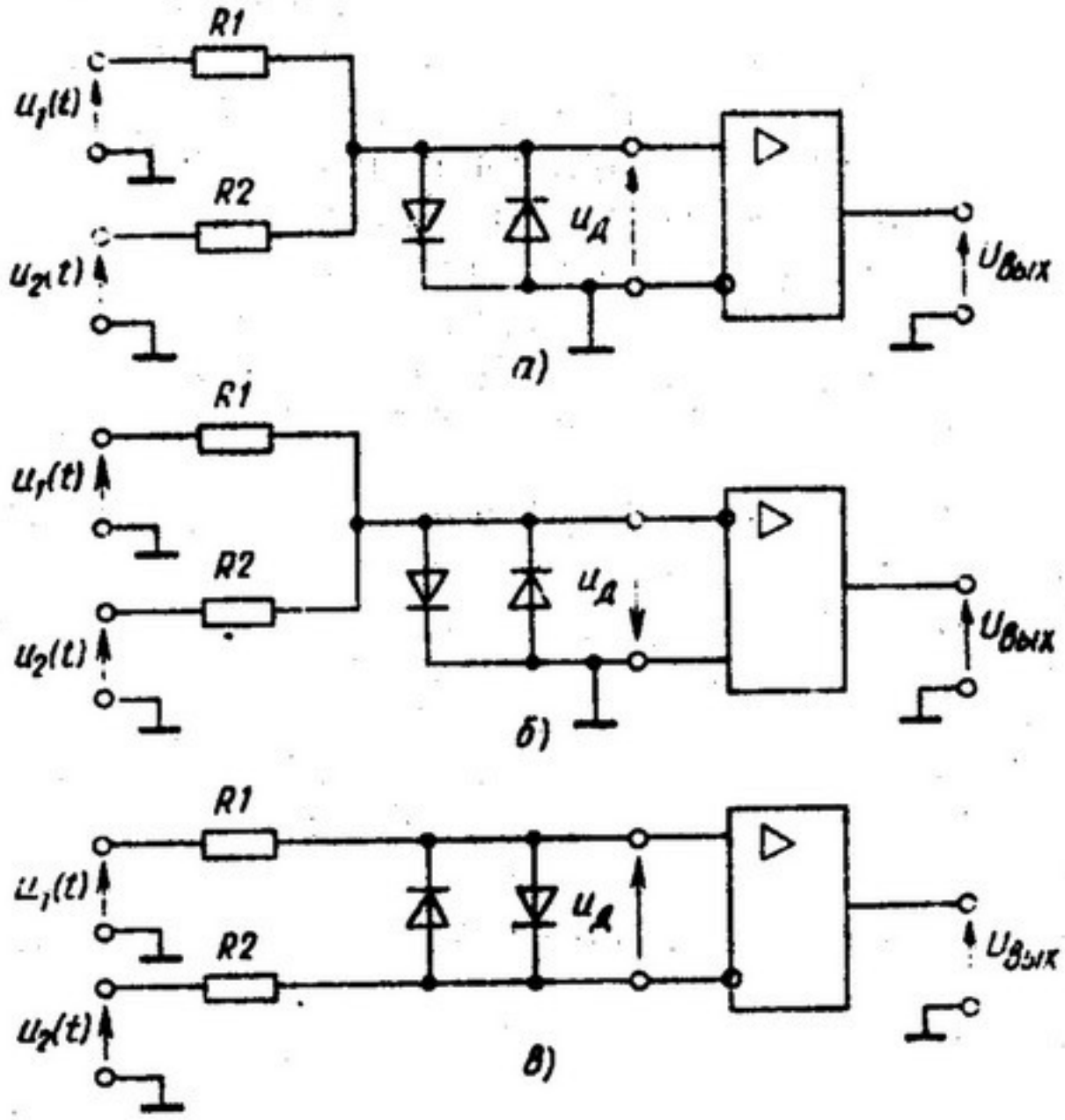


Рис. 11.31

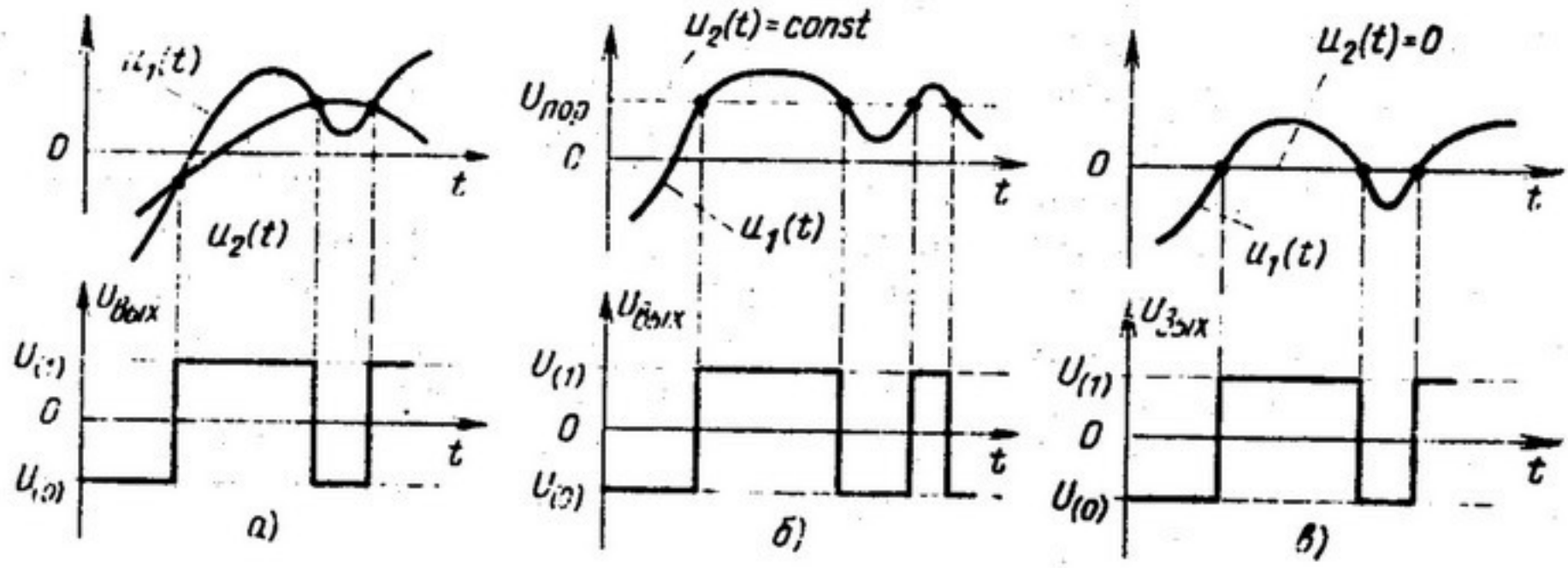


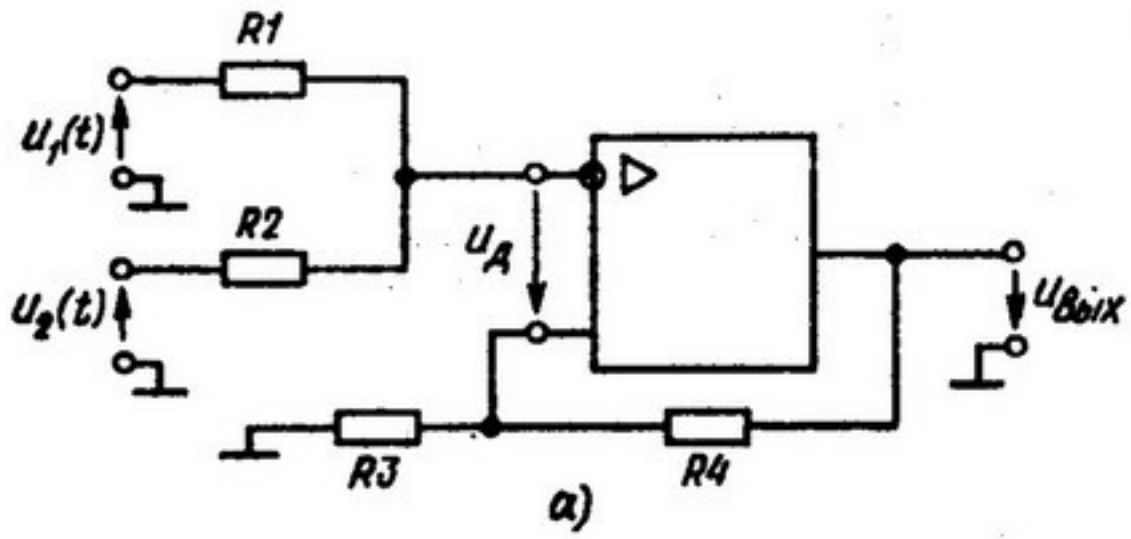
Рис. 11.32

ют два диода, которые совместно с резисторами $R1, R2$ образуют простейший амплитудный ограничитель.

Свойством сравнения сигналов любой полярности обладает схема компаратора рис. 11.31, *в*, в которой сравниваемые сигналы поступают на разные входы ОУ. На рис. 11.32 приведены эпюры, отвечающие частным случаям применения этой схемы в некоторых типовых устройствах принятия решения, а именно: в устройстве сравнения двух переменных сигналов (рис. 11.32, *а*), в пороговом устройстве (рис. 11.32, *б*) и в нуль-органе или детекторе нулевого уровня (рис. 11.32, *в*).

В ряде случаев в схему компаратора на ОУ вводят цепь ПОС. Пример схемы такого типа приведен на рис. 11.33, *а*. Она организована на основе одновходового инвертирующего компаратора (рис. 11.31, *б*), используемого в качестве нуль-органа. Введение в схему компаратора ПОС способствует ускорению процесса переключения, повышает помехоустойчивость компаратора, под которой понимается его нечувствительность к внешним помехам и случайным воздействиям (в том числе и к воздействию собственного шумового напряжения). Но такая ОС смещает на СПХ положение точки переключения на величину $\pm\Delta U = U_{вых}R3/(R3+R4)$, делает зависимым положения этой точки от предшествующего состояния компаратора. Вследствие последних обстоятельств компараторы с ПОС иногда называют компараторами с защелкиванием или компараторами с регенерацией. В компараторе-защелке для его возвращения после переключения в исходное состояние требуется дополнительное различие в сравниваемых сигналах, равное $2\Delta U$, что делает СПХ компаратора подобной петле гистерезиса (рис. 11.33, *б*). Эпюры сигнальных напряжений для компаратора такого типа приведены на рис. 11.33, *в*.

Для характеристики свойств компараторов помимо типовых для ОУ параметров используется ряд специфических. К таким



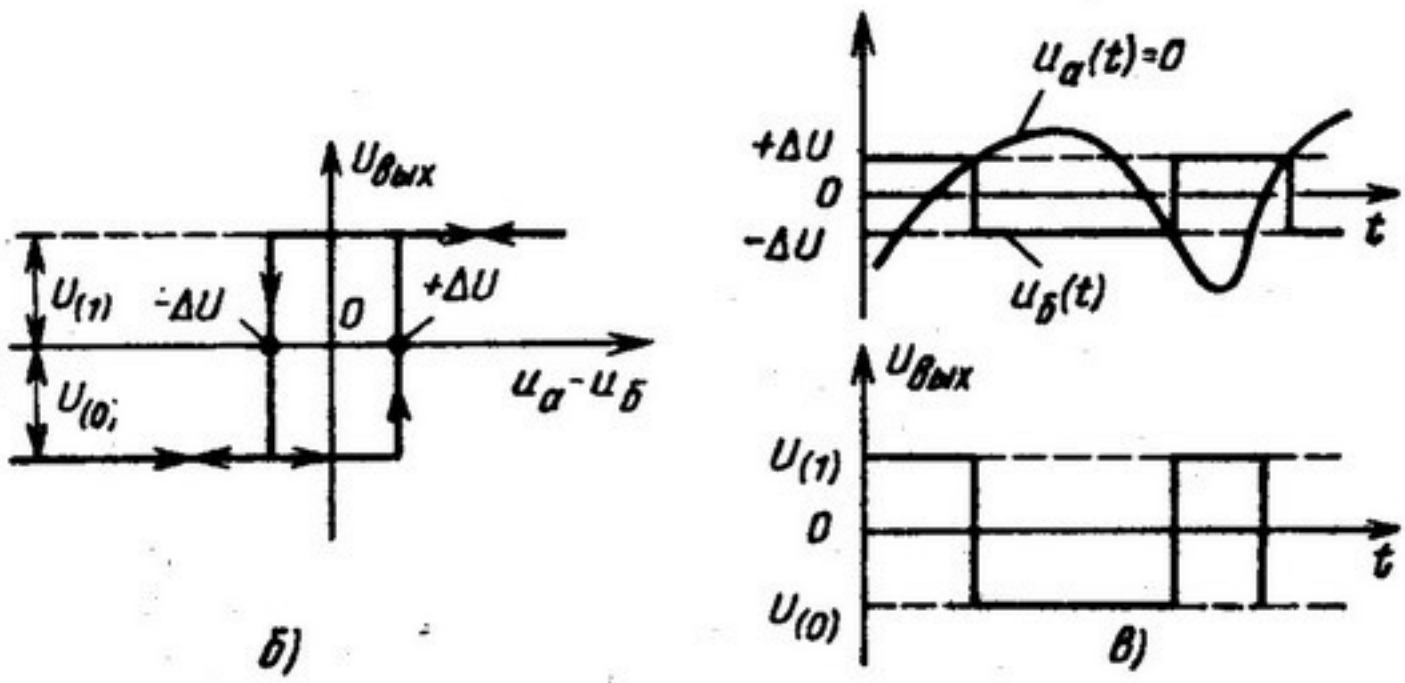


Рис. 11.33

специфическим параметрам прежде всего относится время задержки переключения $t_{зад}$ — время от момента подачи на вход компаратора испытательного перепада напряжения до момента, когда выходное напряжение компаратора в процессе своего установления достигнет определенного уровня (обычно 50%) по отношению к своему установившемуся значению.

В компараторах могут быть использованы как типовые ОУ, так и ОУ специальной разработки. Последние имеют по сравнению с первыми ряд особенностей в схемном построении. Для повышения быстродействия в специализированных ОУ-компараторах реализованы мероприятия по предотвращению глубокого насыщения транзисторов, ускоренному их выходу из состояния насыщения. Обычно реализация этих мер достигается за счет шунтирования переходов коллектор—база обратносмещенными (при отсутствии насыщения) диодами Шотки. Эти диоды имеют напряжение открывания (порядка 0,3 В) существенно меньшее, чем напряжение открывания (порядка 0,7 В) в типовом кремниевом транзисторе. В результате этого базоколлекторный переход транзистора оказывается практически закрытым даже при относительно больших сигнальных напряжениях.

Особую группу составляют так называемые стробируемые компараторы. Это компараторы, которые осуществляют сравнение сигналов в моменты прихода фронта специального управляющего (стробирующего) импульса. При этом результат сравнения остается неизменным (запоминается) до момента прихода фронта следующего стробирующего импульса.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какое устройство называют операционным усилителем и какими свойствами он должен обладать в идеальном случае?

2. Какова сущность параметра $U_{ош}$ и почему для снижения его значения стараются выполнить условие $R_{с+}=R_{с-}$?

3. Почему операционный усилитель в устройствах усиления применяется только в условиях действия глубокой ООС на постоянном токе?

4. Какие принципы закладываются при организации схем обработки сигналов на ОУ?

5. Почему и при выполнении какого условия в схеме масштабного усилителя передаточные свойства практически не зависят от коэффициента усиления самого операционного усилителя?

6. Назовите три основных способа включения ОУ в схему обработки.

7. В чем состоит сущность двух основных положений методики приближенного анализа свойств схем на ОУ? Каковы границы применимости этой методики?

8. Объясните, почему соотношение $i_{вх}=0$ в условиях $T\gg1$ выполняется даже тогда, когда входное сопротивление ОУ имеет небольшое значение?

9. Почему в схеме рис. 11.5,*в* значение входного тока $i_{вх-}$ зависит от напряжения $u_{вх+}$?

10. Почему при организации схем дифференциальных усилителей на ОУ предъявляют повышенные требования к определенности значений сопротивлений резисторов?

11. Почему в схемах преобразования ток—напряжение особое внимание обращают на обеспечение малого значения входного сопротивления?

12. Почему в сумматоре напряжения (см. рис. 11.13) отсутствует влияние источников друг на друга, а значения весовых коэффициентов α не зависят от значения входного сопротивления ОУ?

13. Почему схемное построение рис. 11.17,*а* называется схемой прямого функционального преобразования, а рис. 11.17,*б* — обратного, а не наоборот?

14. Почему как при малых, так и при больших значениях сигнального напряжения схема рис. 11.18,*б* не только не выполняет функцию линейного преобразования, но и теряет нелинейные свойства?

15. Почему, несмотря на частотно-независимый характер ОС, схема масштабного усилителя имеет спад АЧХ в области частот?

16. Почему масштабный усилитель имеет большую склонность к самовозбуждению и неустойчивой работе при меньших значениях номинального коэффициента усиления, чем при больших?

17. Какой критерий используется при оценках устойчивости широкополосных усилительных трактов на ОУ?

18. С какой целью осуществляется частотно-фазовая коррекция ОУ и каким образом она реализуется?

19. Какими достоинствами и недостатками обладают методы коррекции, основанные на уменьшении частоты $f_{ср1}$?

20. Какое обстоятельство накладывает ограничения на возможности создания УПТ с большими коэффициентами усиления?

21. С какой целью в состав усилительных схем рис. 11.25 введены разделительные конденсаторы?

22. Какой вид имеет СПХ устройства, называемого идеальным выпрямителем?

23. Как работает схема активного выпрямителя и какие ограничения имеет область его возможного применения?

24. Каковы назначения и принципы построения и работы устройства, называемого компаратором?

ГЛАВА 12

УСТРОЙСТВА РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ, ПЕРЕМНОЖЕНИЯ И ДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ

12.1. РЕГУЛЯТОРЫ УСИЛЕНИЯ

12.1.1. НАЗНАЧЕНИЕ И МЕСТО ВКЛЮЧЕНИЯ

Регулировку усиления применяют почти во всех усилителях. Она служит для изменения уровня выходного сигнала при постоянном входном или поддержания постоянного уровня выходного сигнала при изменении входного, в частности предотвращения перегрузки усилителя большим сигналом, а также для точной подгонки усиления. Простейшим примером назначения регулировки усиления является регулировка громкости звука в бытовой радиоаппаратуре.

Регулировка может быть ручной или автоматической, плавной или ступенчатой. Ступенчатая сложнее плавной, так как требует применения переключателя и как минимум нескольких резисторов. Обычно ее применяют в измерительных приборах для точного изменения коэффициента усиления скачками в несколько раз. Плавную регулировку осуществляют с помощью переменного резистора и применяют наиболее часто. Отношение коэффициентов усиления, соответствующих двум крайним положениям регулятора, называется *глубиной регулировки* $D_р$, которую нередко выражают в децибелах. Регулятор усиления должен обеспечивать не-

обходимую глубину регулировки, но не должен заметно изменять другие показатели усилителя.

Размещение регулятора на входе оконечного каскада усилителя нежелательно, так как тогда в процессе регулирования изменяется сопротивление эквивалентного генератора входного сигнала, а значит, и уровень нелинейных искажений каскада. Кроме того, появляется опасность перегрузки предыдущих каскадов и возникновения больших нелинейных искажений.

При размещении регулятора на входе усилителя, где уровень сигнала сравнительно мал, возникает опасность его сильного ослабления, в результате чего он может стать соизмеримым с уровнем наводок и даже с уровнем собственных шумов. Поэтому в усилителях с высокой чувствительностью (большим усилением) регулятор размещают после первого или даже второго каскада, где уровень сигнала составляет уже единицы или десятки милливольт. Если некоторое число каскадов охвачено петлей общей ООС, то включение регулятора в эти каскады обычно неприемлемо, так как эффективность регулировки была бы пониженной. Применяется также включение регулятора в цепь ООС, охватывающей усилитель, что изменяет ее глубину, а значит, и коэффициент усиления.

12.1.2. ПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕСКИЕ И РЕЖИМНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Чаще всего применяется так называемая потенциометрическая схема регулировки усиления (рис. 12.1, *а*), осуществляемая включением регулирующего переменного резистора $R_р$, имеющего три вывода, по схеме потенциометра, который изменяет коэффициент деления поданного на него напряжения. При этом потенциометр может быть включен, например, непосредственно в качестве резистора $R_э$ в эмиттерном повторителе (рис. 12.1, *а*). Но лучше всего регулятор полностью изолировать от постоянного напряже-

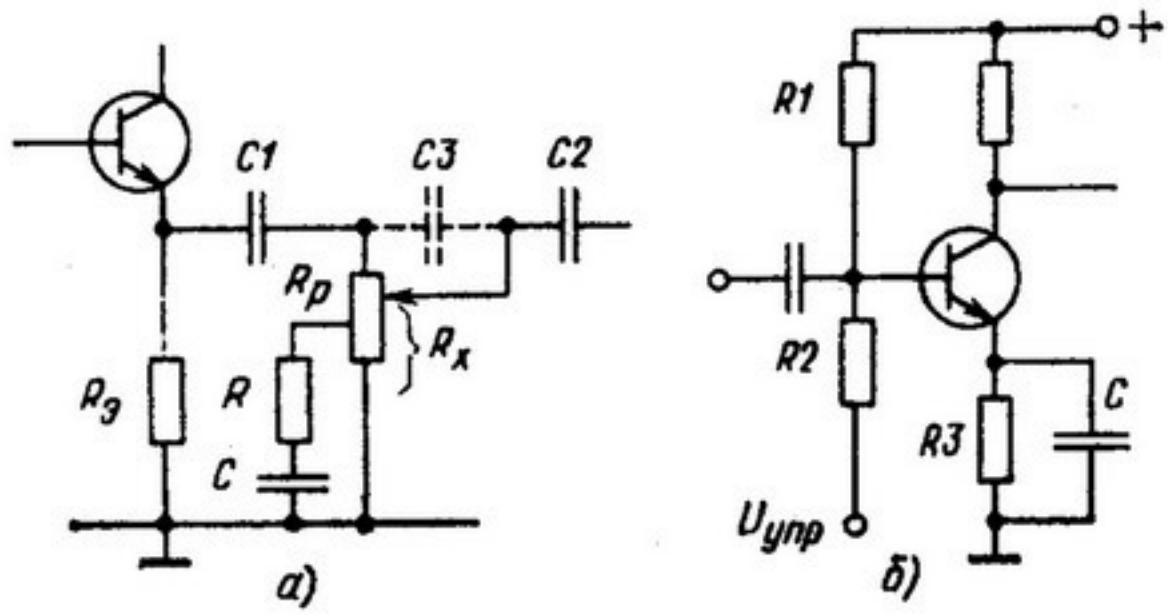


Рис. 12.1

ния разделительными конденсаторами ($C1$ и $C2$ на схеме), чтобы при перемещении движка потенциометра не возникало дополнительных помех из-за непостоянства переходного сопротивления подвижного контакта, а также для предотвращения перезаряда разделительных конденсаторов. Последнее приводило бы к кратковременным изменениям положения РТ транзисторов после каждого поворота ручки регулятора.

Чтобы добавление потенциометра $R_р$ мало изменяло напряжение в точке его подключения, сопротивление $R_р$ должно хотя бы в несколько раз превышать выходное сопротивление предыдущей части схемы. Если регулятор включается после эмиттерного или истокового повторителя, то благодаря низкому выходному сопротивлению последнего сопротивление $R_р$ может быть взято небольшим, что позволяет выносить регулятор на некоторое расстояние, например размещать на передней панели устройства, без опасения влияния емкости подсоединительных проводников.

Если потенциометрическая схема применяется в усилителе звуковой частоты для регулировки громкости, то переменный резистор $R_р$ желательно брать типа B, т. е. с показательным законом зависимости сопротивления R_x от угла поворота φ или длины перемещения l ручки регулятора. Это связано с тем, что ощущение громкости звука пропорционально логарифму уровня сигнала. Показательный закон как раз дает линейную зависимость логарифма выходного напряжения от φ или l и поэтому иногда называется линейно-логарифмическим. Однако на практике такая зависимость обеспечивается лишь приблизительно, так как входное сопротивление следующего каскада обычно недостаточно велико (соизмеримо с $R_р$).

При малых громкостях человеческое ухо хуже воспринимает звуки низких и высоких частот. Поэтому нередко применяется так называемый *тонкокомпенсированный регулятор* громкости в виде потенциометра с фиксированным дополнительным промежуточным выводом, который шунтируется на землю конденсатором или последовательной RC-цепью (рис. 12.1, a). Благодаря этому при малых громкостях происходит уменьшение уровня составляющих на высоких и средних частотах, т. е. относительный подъем уровня на низких частотах. Одновременно вывод подвижного контакта через конденсатор небольшой емкости $C3$ соединяется с верхним выводом потенциометра, что обеспечивает подъем уровня сигнала на высоких частотах при малых громкостях.

Потенциометрический регулятор обеспечивает глубину плавной регулировки до 40 дБ. Если требуется больше, то могут быть включены два таких регулятора каскадно один за другим.

Для регулировки усиления переменный резистор можно включить также последовательно в цепь межкаскадной связи. Однако

такая схема не позволяет ослаблять сигнал вплоть до нуля. Поэтому ее применяют редко, в основном для подгонки усиления в небольших пределах.

Плавная регулировка усиления в ограниченных пределах (до 25 дБ) осуществляется также включением переменного резистора $R_р$ в цепь эмиттера или истока транзистора (в каскадах с ОЭ и ОИ) последовательно с добавочным постоянным резистором. Она регулирует режим транзистора по постоянному току. Увеличение сопротивления $R_р$ уменьшает ток транзистора в РТ, а значит, понижает его крутизну и, кроме того, увеличивает глубину местной ООС по току. То и другое уменьшает усиление. Однако значительное увеличение сопротивления ОС при такой регулировке может привести к образованию подъема на АЧХ каскада в области верхних частот и выброса на ПХ, обусловленных действием паразитной емкости, шунтирующей резистор $R_р$. Во избежание этого сопротивление резистора $R_р$ ограничивают или его блокируют конденсатором большой емкости. В последнем случае местная ОС исключается и глубина регулировки уменьшается.

Распространены и схемы регулировки изменением тока в РТ транзистора, осуществляемой путем подачи управляющего напряжения ($U_{упр}$ на рис. 12.1, *б*) на базу (или затвор) транзистора через резистор $R2$ делителя смещения. Такие схемы применяются в основном для автоматической регулировки усиления. Для повышения чувствительности регулировки резистор $R3$ может быть исключен.

Ступенчатые регуляторы обычно строятся по потенциометрической схеме и представляют собой делители напряжения, состоящие из резисторов. Они могут выполняться либо по схеме последовательного соединения нескольких резисторов (рис. 12.2, *а*), либо в виде набора нескольких независимых делителей (рис. 12.2, б). Второй вариант хотя и сложнее, но применяется чаще, так как в нем проще подгонка элементов и выше надежность: выход из строя любого элемента нарушает работу только одного из делителей.

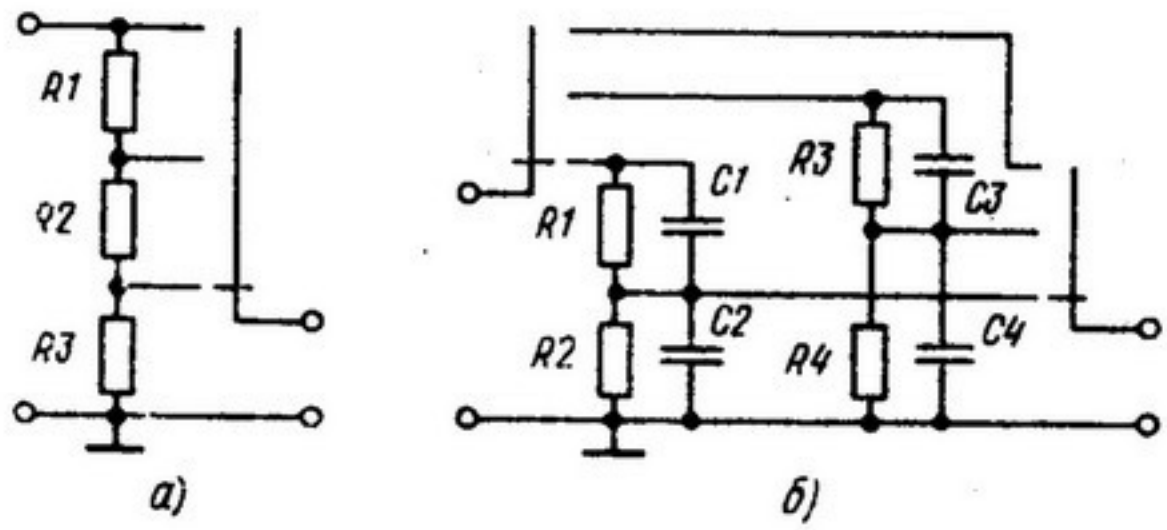


Рис. 12.2

Из-за входной емкости следующего каскада резисторный делитель создает искажения формы импульсов и заваливает частотную характеристику на высоких частотах, так как соотношение полных сопротивлений плеч делителя становится зависящим от частоты. Это неприемлемо для широкополосных и импульсных усилителей, применяемых в милливольтметрах, осциллографах и других измерительных приборах. Для устранения указанного недостатка применяются так называемые *компенсированные* делители. В них все резисторы шунтируются подстроечными конденсаторами, емкости которых подгоняются так, чтобы постоянные времени плеч делителя были одинаковы, например $R1C1 = R2C2$ (рис. 12.2, *б*), причем в $C2$ должна входить (учитываться) и входная емкость следующего каскада.

12.1.3. РЕГУЛЯТОРЫ В СХЕМАХ НА ОУ

В схемах на ОУ потенциометрический регулятор усиления можно включить непосредственно перед инвертирующим или неинвертирующим усилителем. Во избежание нарушения закона регулирования сопротивления, присущего потенциометру, R_p должно выбираться малым по сравнению с входным сопротивлением усилителя.

Кроме потенциометрических в таких усилителях широко применяют также схемы регулировки, основанные *на изменении глубины ОС*, так как здесь она обычно очень велика. Для такой регулировки в простейшем случае в качестве одного из резисторов цепи ОС инвертирующего или неинвертирующего усилителя включают переменный резистор. Однако в инвертирующем усилителе в случае переменного $R1$ при регулировке сильно изменяется входное сопротивление, что может оказаться неприемлемым. В качестве $R2$ можно включить потенциометр по схеме рис. 12.3, *а*. Здесь перемещение движка изменяет одновременно оба сопротивления цепи ОС, но в разные стороны. Это делает закон регулировки усиления близким к показательному (линейно-логарифмическому).

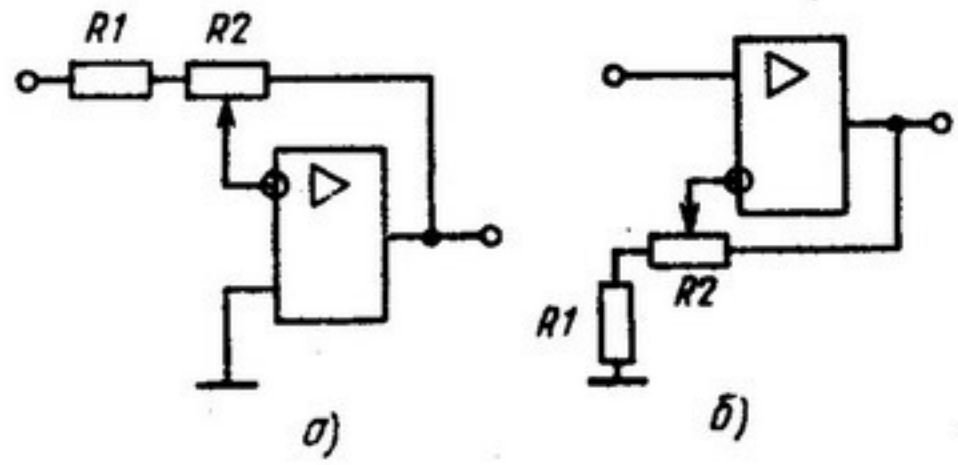


Рис. 12.3

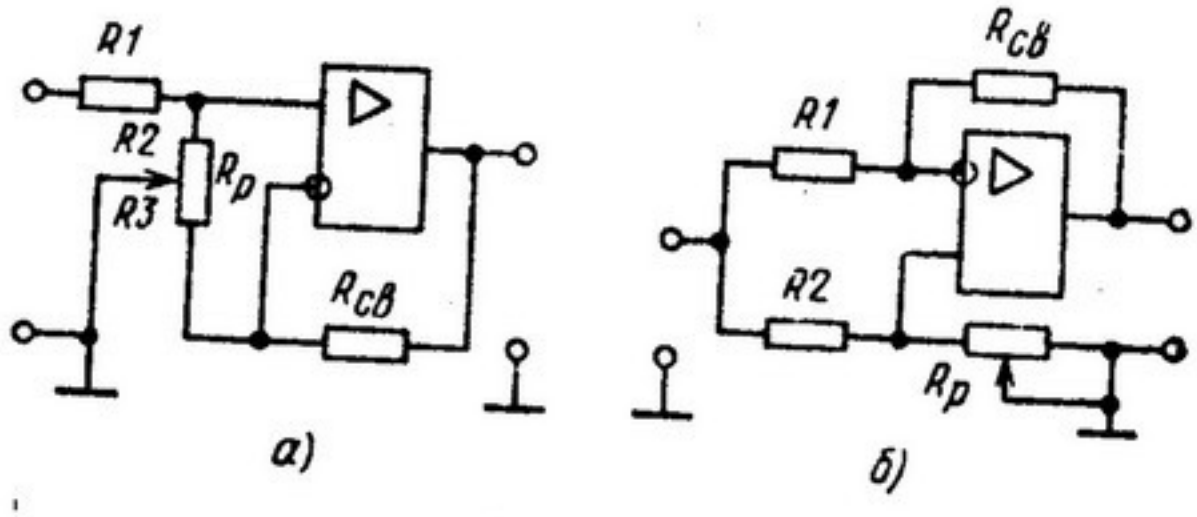


Рис. 12.4

Такое включение потенциометра применимо и для неинвертирующего усилителя (рис. 12.3, *б*). Он обеспечивает более высокое входное сопротивление. Однако коэффициент усиления здесь не может быть сделан меньше единицы.

В неинвертирующем усилителе по схеме рис. 12.4, *а* потенциометр $R_Р$ осуществляет двойную регулировку. При перемещении движка вверх уменьшается $R2$. а значит, и коэффициент передачи резистивного делителя $R1R2$, включенного на входе усилителя. Одновременно увеличиваются $R3$ и глубина ОС, что уменьшает усиление. В результате закон регулирования оказывается близким к показательному, а глубина регулирования — очень большой, что и требуется для регуляторов громкости.

Находят применение также схемы регулировки усиления, действие которых основано *на взаимной компенсации* напряжений, подаваемых на инвертирующий и неинвертирующий входы ОУ. Например, в схеме рис. 12.4, *б* обычно берут $R1=R2$ и $R_Р=R_{СВ}$. Тогда K регулируется от нуля (движок в правом положении) до $-R_{СВ}/R1$. При регулировке сдвиг нуля выходного напряжения изменяется слабо, так как $R_Р$ не затрагивает цепи ОС. Входное сопротивление в схемах рис. 12.4 при перемещении движка потенциометра, к сожалению, изменяется.

12.1.4. РЕГУЛЯТОРЫ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Переменные резисторы создают заметные шумы и помехи из-за нестабильности сопротивления подвижного контакта, особенно во время регулировки, а необходимость перемещения движка затрудняет автоматизацию регулирования. Поэтому взамен переменных резисторов применяют также электрически управляемые сопротивления, в качестве которых в настоящее время используют в основном полевые транзисторы и оптроны.

Сопротивление полевого транзистора $R_{СИ}$ между его стоком и истоком при напряжениях любой полярности, не превышающих

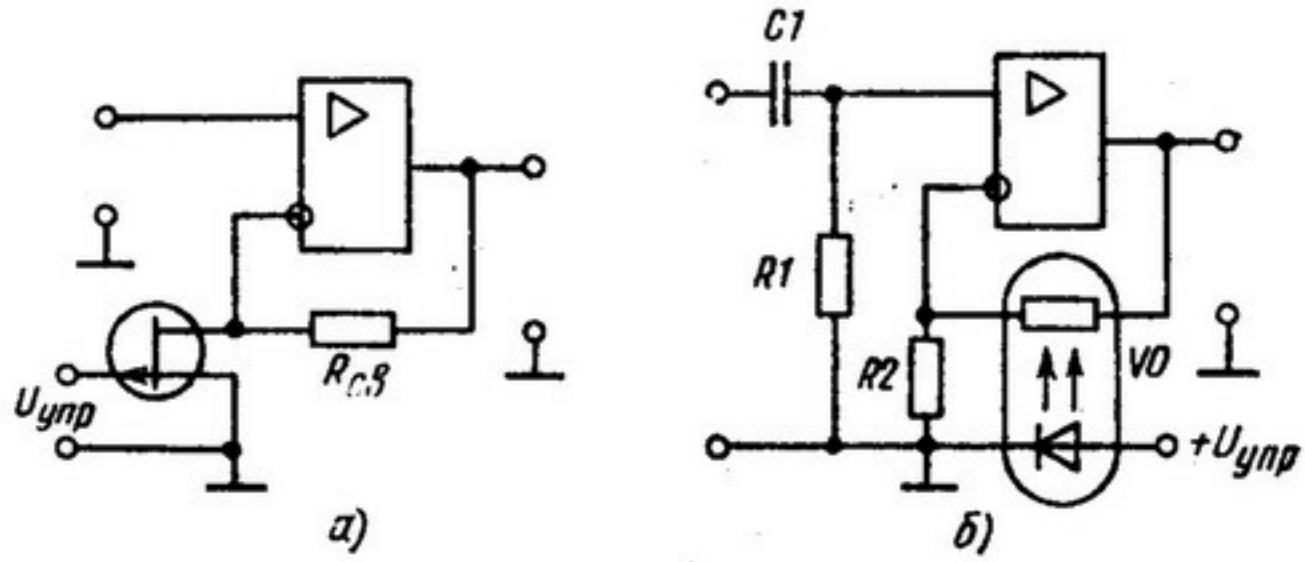


Рис. 12.5

50 мВ, почти линейно и зависит от напряжения смещения затвор—исток. Поэтому управляющее напряжение $U_{упр}$ (рис. 12.5, *а*) используется в качестве напряжения смещения транзистора. В рассматриваемой схеме увеличение его увеличивает сопротивление $R_{си}$ и глубину ООС, охватывающей ОУ, что уменьшает усиление. Так как напряжение на транзисторе должно быть небольшим, то включать его вместо $R_{св}$ нежелательно во избежание больших нелинейных искажений. Можно применить и транзистор с изолированным затвором. Глубина регулировки около 30 дБ. Если нужно больше, то можно применить две ступени регулирования, включенные одна за другой. Такой регулятор необязательно включать в цепь ОС, можно включить во входную цепь усилителя.

Аналогичен принцип регулировки с помощью оптрона. Сопротивление резисторного оптрона *VO* (рис. 12.5, *б*) при увеличении управляющего напряжения уменьшается, что увеличивает глубину ОС в усилителе и уменьшает усиление. Такой регулятор не вносит нелинейных искажений, так как сопротивление оптрона линейное. Однако оно сильно зависит от температуры. Недостаток оптрона — значительная мощность, необходимая для управления (примерно 1,5 В × 10 мА).

Применение электрически управляемых сопротивлений позволяет осуществлять дистанционное управление, так как длина проводов для подачи управляющего постоянного напряжения $U_{упр}$ может быть любой. Если $U_{упр}$ формировать на основе выходного напряжения усилителя, то можно осуществить автоматическую регулировку усиления, обеспечивающую почти постоянную амплитуду выходного напряжения, несмотря на изменение входного.

12.2. ОСНОВНЫЕ НАЗНАЧЕНИЯ И СПЕЦИФИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ

В устройствах обработки сигналов важное место занимают аналоговые перемножители. Они применяются при реализации

различных математических операций над сигналами, при построении модуляторов, демодуляторов, преобразователей частоты, автоматических регуляторов усиления, измерительных устройств. Выходное напряжение перемножителя пропорционально произведению двух входных напряжений, обозначения которых принято снабжать индексами x и y: $U_{вых}=kU_xU_y$. Здесь k — так называемый *масштабный коэффициент* перемножителя, характеризующий его усиление и имеющий размерность 1/В. Для неинвертирующего перемножителя $k>0$. Чтобы перемножитель согласовать по напряжению с выходами современных ОУ, большинство из которых развивает максимальное выходное напряжение ± 10 В, максимальные выходное и входные напряжения серийных перемножителей обычно составляют 10 В. Тогда $k=0{,}1$ 1/В.

Перемножаемые напряжения в общем случае могут быть как положительными, так и отрицательными. В зависимости от того, допустимо ли изменение полярности входных напряжений и одного или обоих, перемножитель может работать в одном, двух или четырех *квадрантах* плоскости входных напряжений. Перемножитель, способный работать в любом из четырех квадрантов, называется четырехквадрантным. Он пригоден для входных напряжений любого знака (любой полярности). Перемножитель, допускающий изменение знака лишь у одного из сомножителей, называется двухквадрантным. В одноквадрантном перемножителе ни один из сомножителей не должен менять знака.

Если у перемножителя использовать только один из входов, то он ведет себя как усилитель. Поэтому большинство параметров перемножителей идентично параметрам ОУ. Однако есть и ряд специфических параметров. Основным из них является *относительная погрешность* перемножения ε — это отношение максимальной разности между фактическим и теоретическим значениями выходного напряжения к его предельному значению (обычно к 10 В). Она определяется при входных напряжениях постоянного тока.

Нелинейностью перемножения N_x по входу x называется максимальное относительное отклонение синусоидального напряжения максимальной амплитуды при прохождении его со входа x при максимальном постоянном напряжении 10 В на входе y. Измеряется как половина максимального размаха осциллограммы разности $U_{вых}-U_x$, отнесенная к $U_{вых\,max}$, т. е. к 10 В, и выражается в процентах. Аналогично определяется нелинейность по входу y. Нелинейность по одному (любому) из входов по существу характеризует степень нелинейных искажений при прохождении переменного напряжения с данного входа.

Важными параметрами перемножителя являются также *остаточные напряжения* по входам x и y. Иногда их называют напря-

жениями просачивания со входов. Это — напряжения на выходе перемножителя при полном размахе переменного напряжения на данном входе и равенстве нулю напряжения на другом входе. У серийных перемножителей они не превышают 150 мВ (при $U_{вых\ max}$ = = 10 В). Для уменьшения погрешностей производится ручная настройка перемножителя регулировкой потенциометров подачи небольших постоянных напряжений на входы (с целью получения нуля на выходе).

12.3. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ НА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДАХ С УПРАВЛЯЕМЫМ УСИЛЕНИЕМ

Наибольшее распространение в радиоэлектронике получили перемножители, работа которых основана на электронном управлении коэффициентом усиления дифференциального каскада. Они выпускаются также в виде серийных микросхем. Основой такого управления является зависимость крутизны транзистора от его выходного тока (тока в ИРТ). Для биполярного транзистора эта зависимость определяется соотношением (4.3).

Четырехквадрантный перемножитель такого типа (рис. 12.6) содержит три дифференциальных транзисторных пары или диффе-

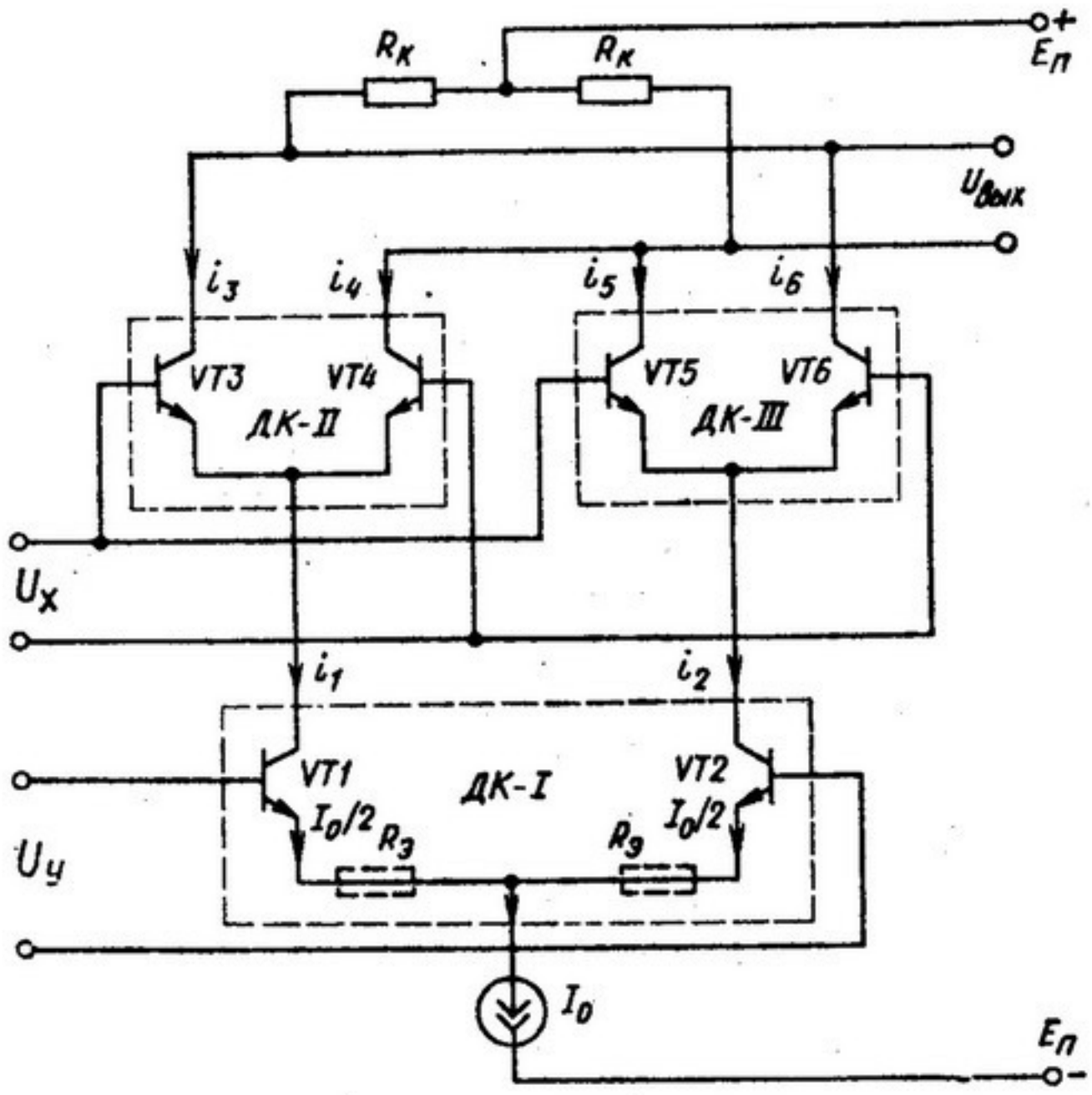


Рис. 12.6

ренциальных каскада. Один из них (ДК-I) выступает в роли генератора двух одинаковых, но противофазных сигнальных токов, а два других (ДК-II и ДК-III) — в роли ДК с управляемыми (с помощью ДК-I) коэффициентами передачи входного напряжения U_x.

При нулевых значениях входных напряжений ($U_x=U_y=0$) исходные коллекторные токи в плечах любой дифференциальной пары взаимно одинаковы ($i_1=i_2=I_0/2$, $i_3=i_4=i_5=i_6=I_0/4$) и выходное напряжение $U_{вых}=0$. Появление входных напряжений U_x и U_y перераспределят суммарный ток внутри каждой дифференциальной пары, что приводит к неравенству токов, протекающих через резисторы $R_к$, и появлению выходного напряжения.

Если $U_y>0$, то ток i_1 транзистора $VT1$ получит приращение $\Delta i=g_1U_y$, а ток i_2 транзистора $VT2$ на столько же уменьшится:

$$i_1=I_0/2+g_1U_y;\ i_2=I_0/2-g_1U_y. \qquad (12.1)$$

Здесь через g_1 обозначена крутизна преобразования напряжения U_y в приращение тока Δi.

Через любой из транзисторов $VT3$—$VT6$ в ИРТ протекает половина тока i_1 или i_2. Поэтому для малых значений U_x коэффициенты усиления дифференциальных каскадов ДК-II и ДК-III по отдельности с учетом (4.3) и (12.1) запишутся:

$$K_2=R_к i_1/2mU_т=R_к(I_0/2+g_1U_y)/2mU_т;$$

$$K_3=R_к i_2/2mU_т=R_к(I_0/2-g_1U_y)/2mU_т.$$

Входы этих ДК соединены параллельно, а выходы — параллельно перекрестно. Благодаря последнему их выходные напряжения при одновременной работе вычитаются (по принципу суперпозиции):

$$U_{вых}=(K_2-K_3)U_x=g_1R_кU_xU_y/mU_т. \qquad (12.2)$$

Так как в (12.2) оба входных напряжения входят в качестве сомножителей, перемножитель является четырехквадрантным.

Учитывая, что $g_1=\Delta i/U_y\approx 1/(r_{э1}+r_{э2})\approx 1/2r_э$, где сопротивление эмиттерного перехода $r_э=mU_т/I_э=2mU_т/I_0$, выражение (12.2) запишется:

$$U_{вых}=I_0R_к\frac{U_x}{2mU_т}\frac{U_y}{2mU_т}.$$

Последнее равенство является точным только при малых значениях U_x и U_y, не превышающих примерно 20 мВ. При бóльших входных напряжениях проявляется нелинейность входных характеристик транзисторов для этих напряжений. Можно показать, что с учетом нелинейностей

$$U_{вых}=I_0R_к\,\mathrm{th}\frac{U_x}{2mU_т}\,\mathrm{th}\frac{U_y}{2mU_т}.$$

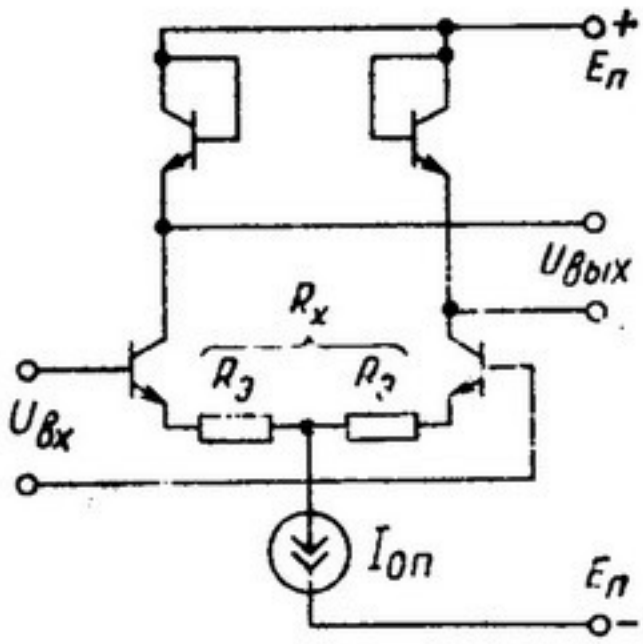


Рис. 12.7

Такой перемножитель находит применение, например, для преобразования частоты в радиоприемных устройствах и называется двойным балансным смесителем. При этом вместо резисторов $R_к$ включают колебательный контур со средней точкой.

Однако для точного перемножения нужна линеаризация по обоим входам. По входу y для этого достаточно в выводы эмиттеров $VT1$ и $VT2$ включить добавочные резисторы $R_э$ (на рис. 12.6 показаны штриховыми линиями). Если $R_э \gg r_э$, то нелинейность входных характеристик $VT1$ и $VT2$ не проявляется. Тогда в (12.2) $g_1 \approx 1/2R_э$.

По входу x добавочные резисторы, имеющие $R_э \gg r_э$, в выводы эмиттеров транзисторов $VT3$—$VT6$ включать нельзя, так как это сделало бы их эквивалентную крутизну, не зависящей от токов эмиттеров, что устранило бы эффект перемножения. Поэтому для линеаризации здесь применяется метод создания предварительных нелинейных искажений (предыскажений) входного напряжения, компенсирующих последующие искажения, вносимые транзисторами $VT3$—$VT6$. Для этого на входе x добавляется дополнительный ДК (рис. 12.7) с резисторами $R_э$, линеаризующими зависимость тока, и нелинейными коллекторными нагрузками в виде транзисторов в диодном включении. Передаточная характеристика такого каскада по отношению к передаточной характеристике напряжения U_x в схеме рис. 12.6 является обратной функцией. В результате общая передаточная характеристика соединения схем рис. 12.7 и 12.6 оказывается линейной относительно напряжения U_x в широком диапазоне его значений.

Для линеаризованного перемножителя масштабный коэффициент (приводим без вывода) $k = 4R_к/R_x R_y I_{0п}$ не зависит от температуры, так как в него не входит $U_т$. Здесь $R_y = 2R_э$ в ДК-I, $I_{0п}$ — ток питания каскада предыскажений (рис. 12.7).

В типовых схемах включения перемножителей в случае широкополосных сигналов используются несимметричные входы: каждое входное напряжение подается на базу только одного из транзисторов соответствующей входной дифференциальной пары. На базу второго транзистора подается постоянное напряжение подстройки нуля на выходе. Это позволяет минимизировать остаточные напряжения.

12.4. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ И ДЕЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ УПРАВЛЯЕМЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Они наиболее просты. Их действие основано на законе Ома: $U=RI$. Так, если с помощью одного входного сигнала управлять током, а с помощью второго — сопротивлением, то можно получить перемножитель. В настоящее время самым доступным управляемым сопротивлением является сопротивление сток — исток полевого транзистора (рис. 12.8, *а*). Начальные участки его выходных характеристик (рис. 12.8, *б*) проходят точно через начало координат. Применяют транзисторы с управляющим *p-n* переходом и МДП-транзисторы с встроенным каналом. Наклон характеристик, определяющий сопротивление $R_{си}$ промежутка сток — исток, зависит от напряжения на затворе и может изменяться от $1/S$ до сопротивления запертого *p-n* перехода, т. е. от сотен ом до многих мегаом. Однако эти характеристики достаточно линейны лишь при малых $U_{си}$, не превышающих $\pm 0{,}1$ В.

Для линеаризации начальных участков выходных характеристик полевого транзистора его включают по схеме рис. 12.8, *в* совместно с резисторами $R1$ и $R2$, имеющими одинаковые сопротивления (обычно сотни килоом). Если напряжение $U_{си}$ получает приращение $\Delta U_{си}$, то половина приращения поступает через делитель $R1R2$ на затвор и дополнительно увеличивает ток стока,

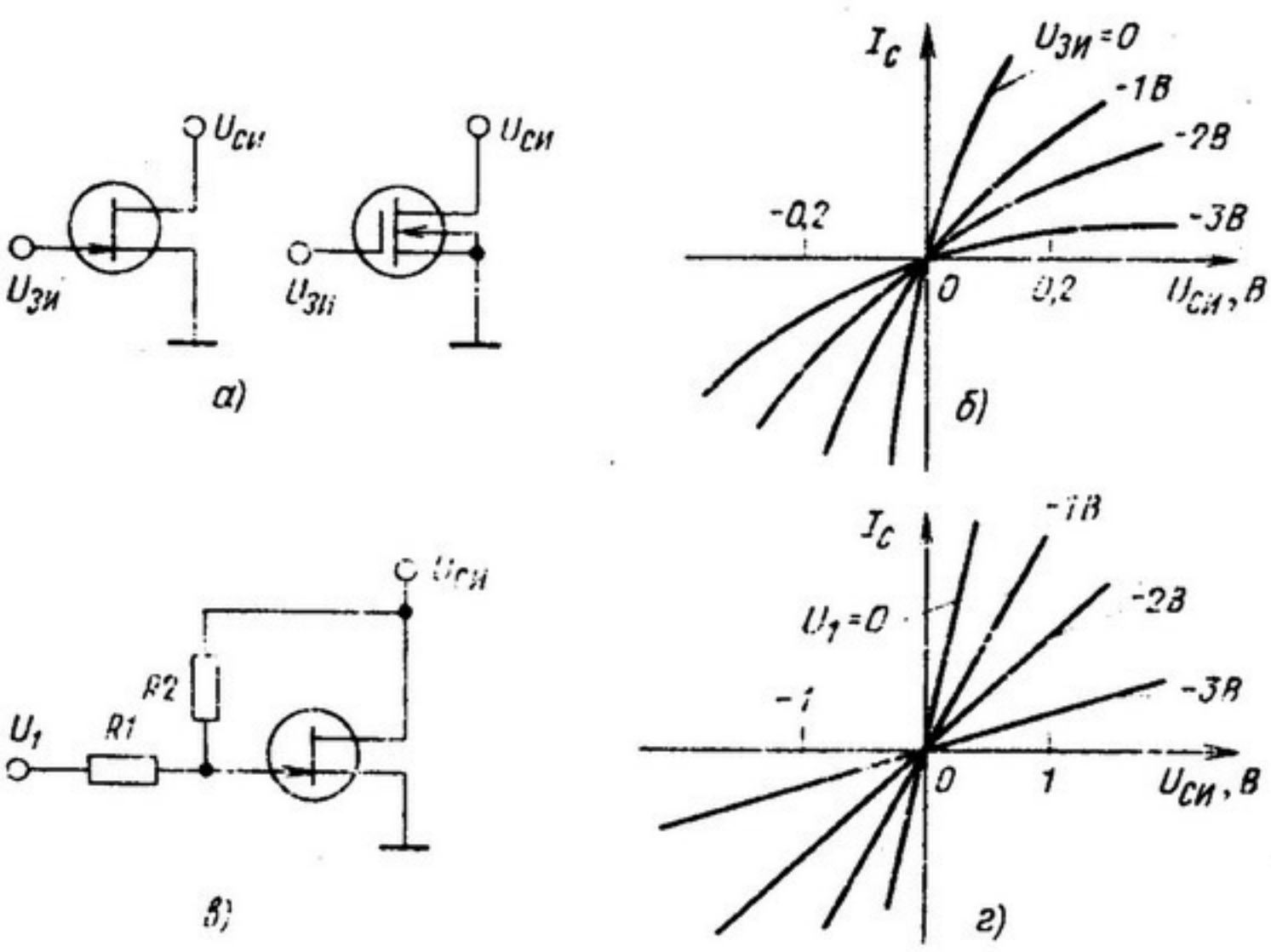


Рис. 12.8

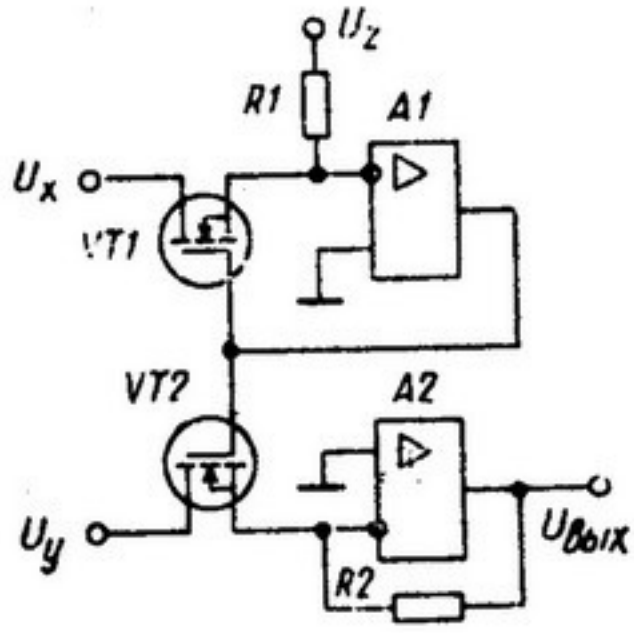


Рис. 12.9

что и выпрямляет кривые. Резисторы расширяют диапазон линейности по напряжению $U_{си}$ не менее чем в 10 раз.

Для деления одного напряжения на другое может быть применена схема рис. 12.9. Здесь входные напряжения U_x и U_y подаются на инвертирующие входы ОУ через сопротивления $R_{си}$ полевых транисторов. При этом $VT1$ включен как истоковый повторитель в цепь ОС операционного усилителя $A1$. Чтобы ОС была отрицательной, выход повторителя (исток $VT1$) подключен к инвертирующему входу ОУ. На ОУ $A2$ выполнен инвертирующий усилитель, выходное напряжение которого $U_{вых}=U_yR2/R_{си2}$. Затворы транзисторов соединены между собой, а напряжения на истоках равны нулю (точнее, $U_{вх\,д}$). Поэтому $R_{си2}=R_{си1}U_x/I_{11}=U_xR1/U_z$, а выходное напряжение $U_{вых}=AU_yU_z/U_x$, где $A=R2/R1$.

Следовательно, устройство является одновременно перемножителем и делителем напряжений, причем $U_{вых}$ противоположно по знаку напряжению U_y, которое может быть переменным. Так как в случае идеального ОУ $A1$ $U_{вх\,д}=0$ и входной ток отсутствует, то через $VT1$ и $R1$ протекает один и тот же ток, а U_x и U_z должны подаваться взаимно противоположных полярностей.

Здесь тоже наблюдается частичное прохождение сигнала U_y на выход даже при $U_z=0$, так как $R_{си2}$ не может увеличиваться до бесконечности. Полоса пропускания перемножителей определяется применяемыми ОУ. Для устранения погрешности, обусловленной нелинейностью сопротивлений $R_{си}$, транзисторы включают с линеаризующими резисторами (см. рис. 12.8, *в*).

12.5. ДРУГИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ

Широким динамическим диапазоном входных сигналов (60 дБ и более) и малой погрешностью (0,25%) обладают *логарифмические* перемножители. Их действие основано на получении логарифма произведения по формуле $\ln(xy)=\ln x+\ln y$ и последующем антилогарифмировании. Такой перемножитель содержит два логарифматора, сумматор и экспоненциальный преобразователь (антилогарифматор). Если учесть результаты анализа логарифматора, то на выходе сумматора

$$u_x=K_1U_т\ln(xy),$$

где $x=U_x/R1I_0$, $y=U_y/R1I_0$ — нормированные входные напряже-

ния. Подбирая коэффициент передачи сумматора таким, чтобы $K_1=1$, на выходе антилогарифматора получаем $U_{вых}=kU_xU_y$, где k — масштабный коэффициент.

Логарифмический перемножитель является сравнительно узкополосным (из-за необходимости сильной коррекции ОУ в логарифматорах) и одноквадрантным. Однако путем усложнения схемы любой одноквадрантный перемножитель можно преобразовать в двух- и даже четырехквадрантный, если реализовать компенсацию побочных составляющих в выходном сигнале. Аналогично перемножителю можно построить логарифмический делитель напряжений, если вместо сумматора применить вычитатель.

Известны и другие, но менее распространенные принципы построения перемножителей аналоговых сигналов. Среди них метод, основанный на применении *амплитудно-широтно-импульсной модуляции*. Здесь одно из перемножаемых напряжений задает амплитуду прямоугольных импульсов, а другое — их длительность. В результате при постоянной частоте повторения импульсов усредненное (сглаженное) напряжение импульсной последовательности дает величину, пропорциональную произведению. Этот метод обеспечивает самую высокую точность (погрешность менее 0,1%), но дает узкую полосу пропускания (десятки герц).

Среди прочих методов можно указать на так называемые *параболические* перемножители, реализующие, например, формулу $xy=[(x+y)^2-(x-y)^2]/4$. Квадраторы могут быть построены диодные на основе кусочно-линейной аппроксимации. Но такие перемножители сравнительно сложны и дают большую погрешность при малых входных сигналах, так как в соответствии с формулой результат получается как разность двух больших величин.

12.6. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ

На основе аналогового перемножителя можно выполнять различные преобразователи сигналов. Простейший из них — *квадратор*. Для его реализации достаточно запараллелить оба входа перемножителя (рис. 12.10, *а*). Квадратор широко применяется при измерении среднеквадратического значения напряжений сложной формы и весьма просто может быть реализован на микросхеме перемножителя 525ПС2.

Если квадратор включить в цепь ООС инвертирующего усилителя (рис. 12.10, *б*), то получим устройство *извлечения квадратного корня*. При идеальном ОУ токи I через $R2$ и $R1$ равны между собой:

$$\frac{kU_{вых}^2}{R2}=\frac{U_{вх}}{R1},\ \text{откуда}\ U_{вых}=\sqrt{\frac{R2}{kR1}}\sqrt{U_{вх}},$$

где k — масштабный коэффициент квадратора.

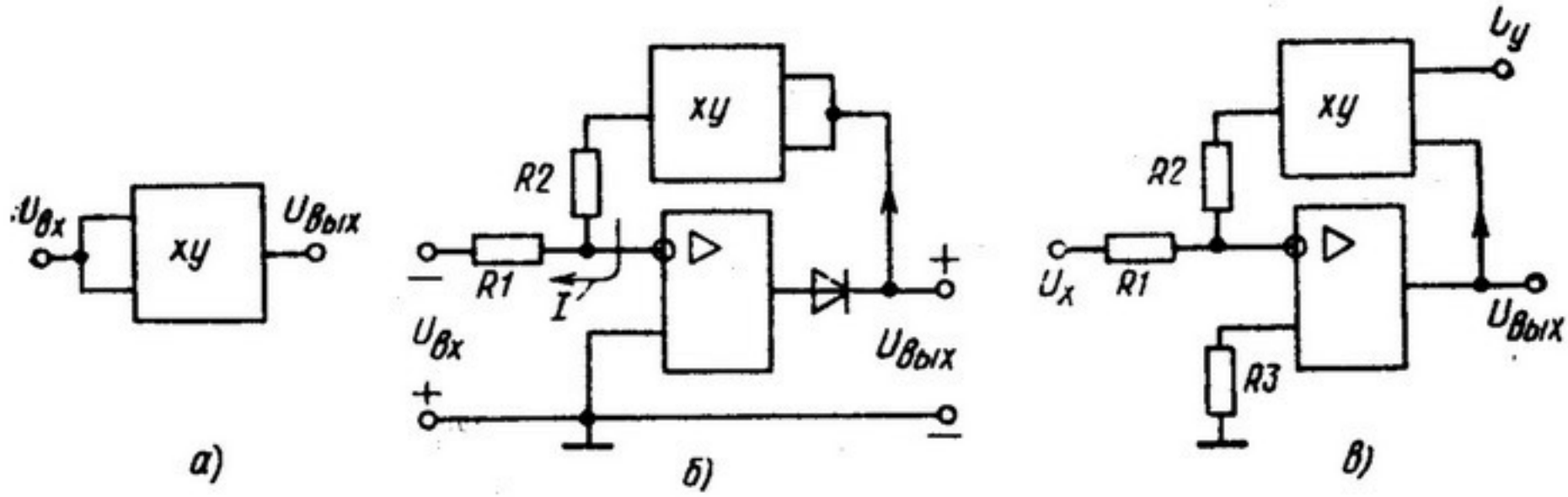


Рис. 12.10

Выходное напряжение квадратора положительно. Поэтому для обеспечения в ОУ ничтожно малого $U_{вх\,д}$ напряжение $U_{вх}$ должно быть отрицательной полярности, что следует также из направления протекания тока I через $R2$ и $R1$. Если $U_{вх}\geqslant 0$, то ОС в ОУ становится положительной из-за нечувствительности квадратора к полярности его входного напряжения. Это превращает устройство в триггер, который сразу же «защелкивается», т. е. переключается в состояние насыщения. Чтобы после этого вернуть устройство в рабочее состояние, недостаточно сделать $U_{вх}<0$. Надо еще временно разорвать петлю ОС, что непрактично. Для предотвращения защелкивания в выходной провод ОУ включают диод, который не пропускает на выход напряжение $U_{вх\,д}>0$, т. е. автоматически разрывает петлю ОС при $U_{вх}\geqslant 0$. Если квадратор инвертирует полярность напряжения, то $U_{вх}$ должно быть положительным и направление диода следует изменить.

Для получения *делителя* одного напряжения на другое достаточно в цепь ОС инвертирующего усилителя включить перемножитель (рис. 12.10, *в*). Чтобы эта ОС была отрицательной, коэффициент обратной передачи через перемножитель, а значит, и напряжение U_y должны быть положительными. Если же перемножитель инвертирующий, то должно быть $U_y<0$. Напряжение U_x может быть любой полярности, например переменным. При идеальном ОУ равенство токов через $R1$ и $R2$ запишется как

$$\frac{U_x}{R1}=\frac{kU_yU_{вых}}{R2},\ \text{откуда}\ U_{вых}=\frac{R2}{kR1}\frac{U_x}{U_y},$$

где k — масштабный коэффициент перемножителя. Для компенсации сдвига нуля выходного напряжения ОУ, обусловленного его входным током, включают $R3=R1\|R2$. Некоторые серийные микросхемы перемножителей (например, 525ПС2) уже имеют внутри встроенный выходной ОУ. Тогда для реализации делителя или устройства извлечения корня достаточно лишь соответствующего

взаимного соединения выводов микросхемы и подключения к ней потенциометров настройки.

Аналоговый перемножитель можно применять также *в регуляторах усиления*. При этом регулируемое переменное напряжение подается на один вход перемножителя, а постоянное регулирующее — на другой вход. Для получения малых нелинейных искажений и большого динамического диапазона регулирования переменное напряжение нужно подавать на более линейный вход. Управление путем изменения постоянного напряжения делает такой регулятор удобным для автоматической регулировки усиления (АРУ).

Если перемножитель дополнить последующим ФНЧ, получим *фазовый детектор*. Пусть $u_x = U_{mx} \sin \omega t$, $u_y = U_{my} \sin(\omega t + \varphi)$. Тогда $u_x u_y = 0{,}5 U_{mx} U_{my} \cos \varphi - 0{,}5 U_{mx} U_{my} \cos(2\omega t + \varphi)$. После ФНЧ получим $0{,}5 U_{mx} U_{my} \cos \varphi$. Такие детекторы применяются в измерительной технике и иногда называются фазочувствительными. Они реагируют не только на разность фаз, но и на амплитуды исходных сигналов.

Область применения перемножителей аналоговых сигналов довольно широка и далеко не исчерпывается рассмотренными случаями.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В каких случаях нужны регуляторы усиления?
2. После какого каскада усилителя целесообразно их размещать?
3. Изобразите схему потенциометрического регулятора и укажите его преимущества.
4. Каковы возможные особенности реализации регуляторов усиления в схемах на ОУ?
5. Назовите основные показатели аналоговых перемножителей и разъясните их.
6. На чем основано перемножение по схеме рис. 12.6?
7. Как достигается линеаризация перемножителя рис. 12.6 по разным входам?
8. Выведите формулу для $U_{вых}$ в схеме рис. 12.9.
9. Для чего нужен диод в схеме рис. 12.10,*б*?
10. Найдите $U_{вых}$ для схемы рис. 12.10,*в*.

ГЛАВА 13

УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

13.1. МЕТОДЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ И АНАЛИЗ ШУМОВЫХ СВОЙСТВ АНАЛОГОВЫХ ТРАКТОВ

В настоящей главе рассматривается мешающее действие собственных шумов усилительных тактов. При этом под собственными шумами понимаются дополнительные паразитные источники переменного напряжения или тока, действующие в самом усилительном тракте, аддитивно накладывающиеся на информационный сигнал и препятствующие качественному его воспроизведению на выходе. Здесь не анализируется проявление таких мешающих факторов, как помехи, обусловленные недостаточной фильтрацией питающих напряжений, наводок, вызванных воздействием внешних электрических и магнитных полей. Паразитные воздействия такого типа не являются принципиально неустранимыми и поэтому при рассмотрении шумовых свойств усилителей предельной чувствительности не принимаются во внимание. В то же время при разработке конструкций высокочувствительных трактов и питающих их устройств на устранение воздействия этих факторов должно быть обращено особое внимание.

Таким образом, к усилителям высокой (предельной) чувствительности будем относить усилительные тракты с большим коэффициентом усиления, таким, при котором на качество выходных сигналов начинают оказывать влияние собственные шумовые токи и напряжения. Эти токи и напряжения порождают пассивные элементы схемы и транзисторы. Именно собственные шумы определяют максимально достижимые значения сигнал/шум и соответственно чувствительность усилительного тракта.

В устройствах рассматриваемого типа под чувствительностью понимается минимальное значение сигнала, при котором отношение сигнал-шум на выходе аналогового тракта имеет заранее оговоренное значение. Таким образом, чувствительность усилительного тракта выражается в вольтах (если источник сигнала задан как источник сигнальной ЭДС) и в амперах (если этот источник сигнала представлен в виде источника сигнального тока). При этом одновременно указывается отношение сигнал-шум, которому соответствует это напряжение или ток.

Основными причинами, порождающими собственные шумовые токи в усилительных схемах, являются дискретная структура токов, протекающих в транзисторах (их электронно-дырочный характер), и тепловое движение свободных электронов в резистивных элементах электронных цепей, в том числе и в резистивных

элементах транзисторов. Следует отметить, что идеальные (без потерь и неизменные во времени) емкостные и индуктивные сопротивления не являются источниками шумов.

Уровень шумов на выходе усилителя зависит не только от его коэффициента усиления, но и от схемного построения тракта, режимов работы транзисторов. Формы частотной характеристики, а также от значения и характера выходного сопротивления источника сигнала.

Основными задачами, с которыми приходится сталкиваться при проектировании и применении усилителей высокой чувствительности, являются: вычисление общего уровня шумов на выходе, определение отношения сигнал-шум, нахождение условий, при которых указанное отношение достигает наибольшего значения. К техническим задачам, решаемым при анализе предельных и достижимых чувствительностей, относятся также задачи согласования по шумам путем введения в схему дополнительных согласующих элементов.

В настоящее время получили распространение ряд методик анализа и описания шумовых свойств усилительных трактов. Первая методика основана на использовании понятия коэффициента шума $F_ш$. Коэффициент шума является параметром, показывающим, во сколько раз общая мощность шумов на выходе реального усилителя, работающего от заданного источника сигнала, больше по сравнению с мощностью шумов на выходе идеального «нешумящего усилителя», а именно

$$F_ш = (P_{ш\,вых\,Σ} + P_{ш\,вых\,с})/P_{ш\,вых\,с},$$

где $P_{ш\,вых\,с}$ — мощность шума на выходе, порождаемая источником сигнала; $P_{ш\,вых\,Σ}$ — мощность шумов на выходе, порождаемая собственными источниками шума. Коэффициент шума показывает относительный вклад по мощности собственных шумов реального усилителя в общий шумовой сигнал на выходе.

Возможная область применения коэффициента шума ограничена узкополосными трактами, случаями, когда в пределах полосы пропускания рассматриваемого устройства энергетическая спектральная плотность источников шума может быть рассматриваема как постоянная, а источник сигнала имеет заданные структуру и свойства. В частности, этот параметр широко привлекается при анализе шумовых свойств устройств радиоприема, нахождения условий получения в них наилучших шумовых свойств.

По указанным причинам параметр $F_ш$ малоприменим при оценке шумовых свойств устройств широкополосного усиления, в том числе и большинства аналоговых трактов аудио- и видеотехники. Коэффициент шума также мало используется в качестве характеристики шумовых свойств транзисторов безотносительно к

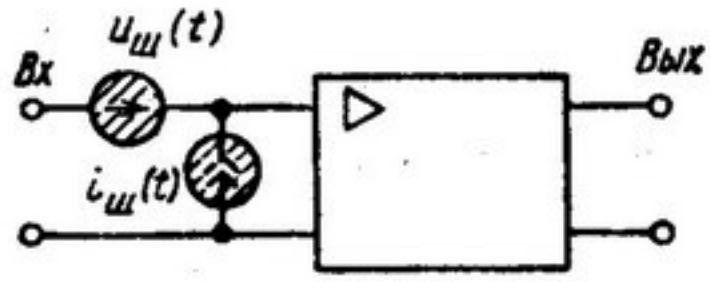


Рис. 13.1

конкретной области их использования и условиям проведения шумовых измерений.

Широкое применение имеет метод анализа шумовых свойств линейных электронных цепей, основанный на представлении шумящих цепей в виде шумящего четырехполюсника. Согласно этому методу шумовые свойства любого усилительного звена, содержащего внутренние источники шумов, характеризуются с помощью двух эквивалентных шумовых источников, обычно включаемых на его входе (рис. 13.1). Один из источников — источник шумового напряжения $u_ш(t)$, другой — источник шумового тока $i_ш(t)$. Об уровне и характере шумового процесса $u_ш(t)$ обычно судят по выходному напряжению четырехполюсника при его работе в условиях накоротко замкнутых входных зажимов, а об $i_ш(t)$ — в условиях разомкнутости этих зажимов.

На рис. 13.1 и эквивалентных схемах, приводимых в дальнейшем, источники шумов $u_ш(t)$ и $i_ш(t)$ выделены штриховкой, так как интенсивности этих источников тока и напряжения выражаются не в амперах и вольтах, а характеризуются энергетическими спектральными плотностями $S_u(f)$ и $S_i(f)$, имеющими соответственно размерности [$В^2$/Гц] и [$А^2$/Гц].

В общем случае источники $u_ш(t)$ и $i_ш(t)$ коррелированы между собой. Поэтому для полного описания шумовых свойств аналогового тракта по методу шумящего четырехполюсника помимо указанных параметров $S_u(f)$ и $S_i(f)$ требуется еще два дополнительных, характеризующих взаимосвязь источников $u_ш(t)$ и $i_ш(t)$ на каждой частоте. Параметры, определяющие эту взаимосвязь, называются взаимными спектральными плотностями $S_{ui}(f)$ и $S_{iu}(f)$.

К достоинству метода шумящего четырехполюсника следует отнести тот факт, что при его применении дается достаточно общая характеристика шумовых свойств схем и транзисторов, безотносительная к конкретному их применению. При этом на основании этого метода могут быть подвергнуты анализу шумовые свойства при любом конкретном построении тракта на базе данного «шумящего» элемента или схемного звена.

Но возможности практического применения этого метода весьма ограничены, так как требует знания обычно трудноопределяемых значений спектральных плотностей и их взаимосвязей. Кроме

того, указанные значения спектральных плотностей и параметров, характеризующих их взаимосвязь, могут иметь частотную зависимость даже в случаях, когда внутренние собственные источники шума таковой не обладают. Сложности представления шумовых свойств схем с помощью параметров $S_u(f)$ и $S_i(f)$ усугубляются также тем, что значения этих параметров являются функциями режимов работы транзисторов и температурных изменений. По этим причинам при инженерных расчетах метод шумящего четырехполюсника используется относительно редко. Обычно к использованию этого метода прибегают при рассмотрении шумовых свойств микросхем, ОУ и т. д.

При анализе шумовых свойств широкополосных трактов наиболее широкое применение находит метод, основанный на использовании физических эквивалентных схем. В них собственные шумы электронных цепей представляются в виде ряда источников токов и напряжений, интенсивность и точки подключения которых определяются физическими процессами, протекающими в реальных электронных цепях. При рассмотрении шумовых свойств результаты воздействия этих источников пересчитываются на вход или выход устройства в соответствии с коэффициентами передачи или преобразования, определяющими передаточные свойства схемы от места действия каждого источника шума до выхода тракта в целом.

Обычно все основные внутренние физические источники шума в усилительных схемах являются некоррелированными, в результате чего общая мощность шума на выходе $P_{\text{ш вых }\Sigma}$ является суммой мощностей, порождаемых отдельными источниками:

$$P_{\text{ш вых }\Sigma} = P_{\text{ш вых1}} + P_{\text{ш вых2}} + \ldots + P_{\text{ш вых }j} = \sum_{n=1}^{j} P_{\text{ш вых }n}; \quad (13.1)$$

$$\sigma^2_{\text{вых }\Sigma} = \sigma^2_{\text{вых1}} + \sigma^2_{\text{вых2}} + \ldots + \sigma^2_{\text{вых }j} = \sum_{n=1}^{j} \sigma^2_{\text{вых }n}, \quad (13.2)$$

где $P_{\text{ш вых }n}$ — мощность шума на выходе, порождаемая n-м источником шума; $\sigma_{\text{вых }\Sigma}$ — действующее значение шумового напряжения на выходе, обусловленного n-м источником шума; j — общее число шумовых источников, оказывающих заметное влияние на общий уровень шума на выходе.

Эффективность практического применения рассматриваемого метода обусловлена также тем, что в этом случае без существенных ограничений может быть принят ряд допущений, облегчающих выполнение процедуры вычисления шумовых характеристик усилительных трактов. При этом помимо уже использовавшегося

при обосновании соотношений (13.1) и (13.2) допущения об отсутствии взаимосвязи между источниками шумов могут быть привлечены следующие:

число j источников шумов, вносящих существенный вклад в общий шумовой процесс, наблюдаемый на выходе, мало;

наиболее «заметные» по своему воздействию источники шума находятся на входе усилительного тракта и в его первом усилительном каскаде;

шумовые же источники, действующие во втором и последующих каскадах тракта, вносят в наблюдаемый на выходе шумовой процесс пренебрежимо малый вклад, так как относительно этих источников шума передаточные свойства тракта по мощности обычно существенно меньше, чем относительно источников, действующих во входных звеньях усилительного тракта.

Следует также отметить, что при проведении инженерных расчетов, ориентированных на использование физических эквивалентных схем, не вызывает существенных трудностей реализация учета функциональной зависимости параметров $S_u(f)$ и $S_i(f)$ от режимов работы и температурных изменений.

Простота анализа шумовых свойств с использованием метода физических шумовых эквивалентных схем также обусловлена тем, что в большинстве случаев реально существующие шумовые источники не только не коррелированы, но и частотно-независимы (имеют спектральные плотности шумов $S_u(f)$ и $S_i(f)$, не зависимые от частоты).

В дальнейшем в соответствии с указанными причинами основной анализ шумовых свойств усилительных трактов будет выполнен на базе использования этого метода, который широко применяется при схемотехническом проектировании, в том числе при проектировании аналоговых схем с помощью ЭВМ, например, при проведении расчетов с помощью программы PSpice.

13.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСТОЧНИКОВ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРАКТОВ

Как уже было отмечено выше, наиболее общим описанием свойств шумовых источников являются описания, основанные на использовании энергетических спектральных плотностей S_u и S_i. В общем случае параметры S_u и S_i могут быть функциями частоты f и уровня протекающего в схеме тока I. С учетом этого все рассматриваемые шумовые процессы подразделяются на три разновидности: частотно-независимые шумы с токонезависимыми спектральными плотностями S_u и S_i, частотно-независимые шумы с токозависимыми спектральными плотностями $S_u(I)$ и $S_i(I)$ и

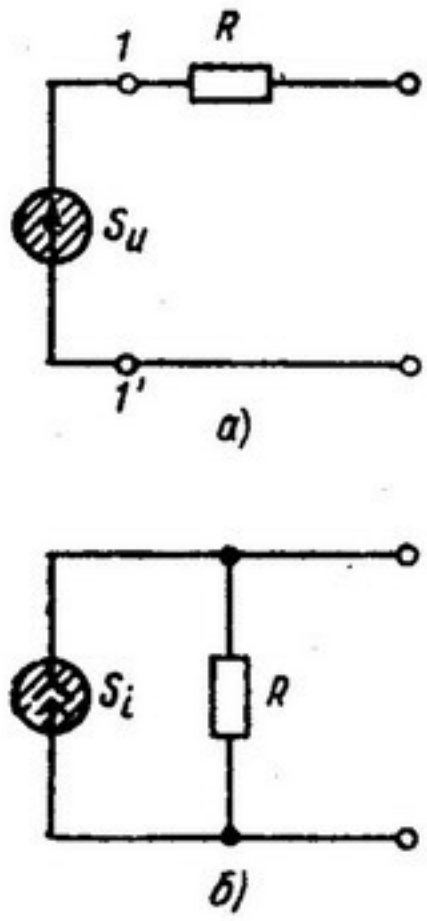


Рис. 13.2

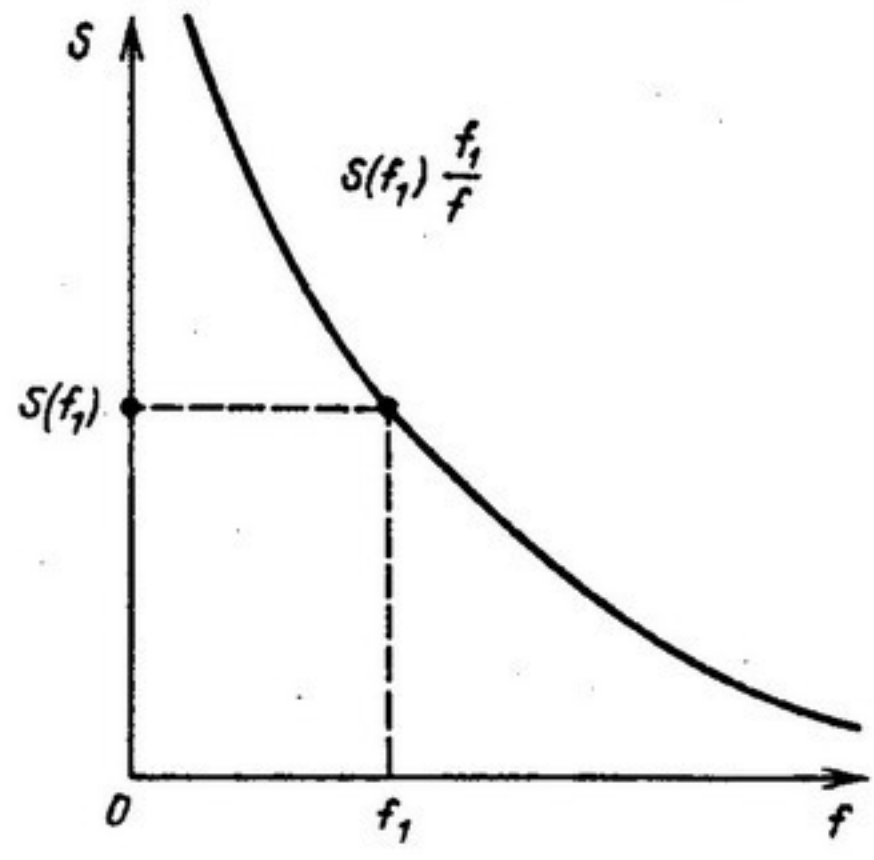


Рис. 13.3

частотно-зависимые шумы с токозависимой спектральной плотностью $S_u(f, I)$ и $S_i(f, I)$.

К шумам первой разновидности (частотно-независимые шумы с токонезависимыми спектральными плотностями) в первую очередь относят тепловые шумы или шумы Найквиста. Они порождаются хаотическим движением электронов, вызываемым тепловым воздействием окружающей среды и самой схемы на резистивные ее элементы. Указанное движение электронов обусловливает появление на зажимах резистивного двухполюсника шумовой ЭДС, способной создать во внешней цепи шумовой ток. Проведенный Найквистом анализ показал, что сопротивления R, находящиеся в термодинамическом равновесии с окружающей средой, при температуре T с точки зрения электрических представлений шумовых процессов можно рассматривать в виде эквивалентных генераторов напряжения (рис. 13.2, *а*) или тока (рис. 13.2, *б*), порождающих шумовые процессы со спектральными плотностями S_u и S_i, которые во всем радиочастотном диапазоне частотно-независимы и имеют следующие значения:

$$S_u = 4kTR,\ \text{В}^2/\text{Гц};\quad S_i = 4kT/R,\ \text{А}^2/\text{Гц}, \qquad (13.3\,\text{а})$$

где S_u измеряется в $\text{В}^2/\text{Гц}$; S_i — в $\text{А}^2/\text{Гц}$; $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура, при которой находится сопротивление R.

Соотношения (13.3а) являются следствием теоремы о взаимном пересчете энергетических спектров двухполюсных цепей. Согласно этой теореме шумы любой двухполюсной цепи могут быть представлены как в виде генератора шумового напряжения со

спектральной плотностью $S_u(f)$, так и в виде генератора шумового тока со спектральной плотностью $S_i(f)$. При этом

$$S_i(f) = S_u(f)/Z_c^2(f);$$
$$S_u(f) = S_i(f)/Y_c^2(f), \qquad (13.3\text{ б})$$

где $Z_c(f) = 1/Y_c(f)$ — модуль полного сопротивления этой двухполюсной цепи.

Только на частотах инфракрасного диапазона и более высоких частотах спектральные плотности S_u и S_i резистора R имеют заметную частотную зависимость, которую можно учесть в (13.3а) с помощью множителя $\vartheta(f)$:

$$\vartheta(f) = \frac{hf/kT}{\exp(hf/kT-1)},$$

где $h = 6{,}6 \cdot 10^{-34}$ — постоянная Планка. Таким образом, на частоте $f = 6 \cdot 10^{12}$ Гц при нормальных температурных условиях ($T = 300°$ С) начинает проявляться частотно-зависимый характер шума ($\vartheta(f) = 0{,}9$)).

Ко второй разновидности шума (частотно-независимый шум с токозависимой спектральной плотностью) относится так называемый дробовый шум. Дробовый шум образуется при протекании токов через p-n переходы, в том числе и через p-n переходы транзисторов. Возникновение этого шума, с одной стороны, обусловлено дискретностью носителей тока (электронно-дырочной его структурой), а с другой — флюктуациями числа этих носителей, способных за данный отрезок времени преодолеть потенциальный барьер в p-n переходе. Шумовой ток, порождаемый указанными процессами, имеет частотно-независимый (равномерный) энергетический спектр со спектральной плотностью, пропорциональной среднему значению тока, протекающего через p-n переход, а именно

$$S_i = 2qI, \qquad (13.4)$$

где I — среднее значение тока, протекающего через p-n переход; $q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ К — заряд электрона. Из сказанного выше следует, что понятие «постоянный ток транзистора» с точки зрения шумовых процессов является понятием условным, не учитывающим, что протекание тока в транзисторах может сопровождаться образованием шумового тока.

К третьей разновидности шума (частотно-зависимый шум с токозависимой спектральной плотностью) относится так называемый избыточный низкочастотный шум. Этот шум играет существенную роль на низких частотах, имея спектр, пропорциональный

$1/f^a$, вплоть до частот порядка 10^{-2} Гц и менее, где a — параметр, значение которого близко к единице. На рис. 13.3 приведен график типовой (при $a=1$) частотной зависимости интенсивности избыточного шума со спектральной плотностью

$$S(f)=S(f_1)\,(f_1/f)^a; \qquad (13.5\text{ а})$$

$$M(f)=S(f)/S(f_1)=(f_1/f)^a, \qquad (13.5\text{ б})$$

где $S(f_1)$ — значение спектральной плотности избыточного шума на конкретной частоте f_1; $M_S(f)$ — нормированная спектральная характеристика шума. Обычно в качестве частоты f_1 принимается частота, на которой избыточный шум имеет такую же спектральную плотность, как и спектральная плотность от какого-либо источника частотно-независимого шума, например дробового, обусловленного током базы I_{60}.

Представление спектра в виде степенных функций (13.5) может быть использовано не только при частотно-убывающем шуме, но и в случаях, когда шумовой процесс имеет повышающуюся с частотой спектральную плотность. В этих случаях параметр a в (13.5) имеет отрицательное значение.

Дополнительной причиной возникновения избыточного шума может явиться недостаточное фильтрующее действие конденсаторов, включенных в цепях формирования опорных и питающих напряжений, например в схемах на стабилитронах, повторителях напряжений и др. Порождаемые этими факторами шумы в низкочастотной области имеют спектральные плотности, пропорциональные $1/f^2$.

Избыточный шум может возникать в результате прохождения токов через флюктуирующие (изменяющиеся во времени по случайному закону) сопротивления, каковыми фактически являются все физически реализуемые резисторы, сопротивления утечки в транзисторах и полупроводниковых структурах. Интенсивности флюктуаций $S_u(f, I)$ и $S_i(f, I)$, порождаемые этими процессами, пропорциональны квадрату разности потенциалов U, приложенной к флюктуирующему сопротивлению, и имеют частотную зависимость, подчиняющуюся закону $1/f$. О степени возможного проявления этих флюктуаций в резисторах того или иного типа можно судить по значениям приводимого в справочниках параметра, называемого интегральным шумом. Под этим параметром понимают действующее значение шумового напряжения σ_u или тока σ_i, наблюдаемого при разности потенциалов на резисторе в один вольт, приходящееся на определенную полосу пропускания Δf с определенным, заранее оговоренным значением отношения граничных частот этой полосы $f_в/f_н$, где $f_в, f_н$ — верхняя и нижняя границы полосы пропускания Δf.

При шумах со спектром типа $1/f$ значение параметров σ_u и σ_i независимо от полосы пропускания Δf определяется отношением $f_в/f_н$, так как для шумового процесса со спектром (13.5)

$$\sigma_u^2 = \int_{f_н}^{f_в} S_u(f_1)\ \frac{1}{f}\,df = S_u(f_1)\, f_1 \ln(f_в/f_н). \qquad (13.6)$$

Использование σ_u и σ_i вместо S_u и S_i в качестве характеристик интенсивности шумов делает процедуру анализа шумовых свойств более наглядной, так как в этом случае интенсивности источников напряжения и тока выражены в общепринятых для этих источников единицах измерения — в вольтах и амперах.

Из соотношения (13.6) следует, что для флюктуационного процесса со спектром вида $1/f$ значения σ_u и σ_i равны для любых идеальных полосно-пропускающих фильтров при одинаковых отношениях частот $f_в/f_н$. Сказанное иллюстрирует рис. 13.4, на котором выделены два участка спектрального диапазона с одним и тем же отношением $f_в/f_н=2$. Очевидно, что в соответствии с рассмотренными принципами представления интенсивности шума с помощью параметра σ_u площади заштрихованных участков *А* и *Б* равны. В результате этого, несмотря на различие полос пропускания Δf_A и $\Delta f_Б$, интенсивность шумового процесса, оцениваемая параметром σ_u, в обоих случаях одинакова.

Несмотря на низкочастотность избыточного шума, в ряде случаев он может внести дополнительные шумы и в высокочастотные сигналы, например, за счет параметрического (модуляционного) воздействия на сигнальные токи, протекающие по флюктуирую-

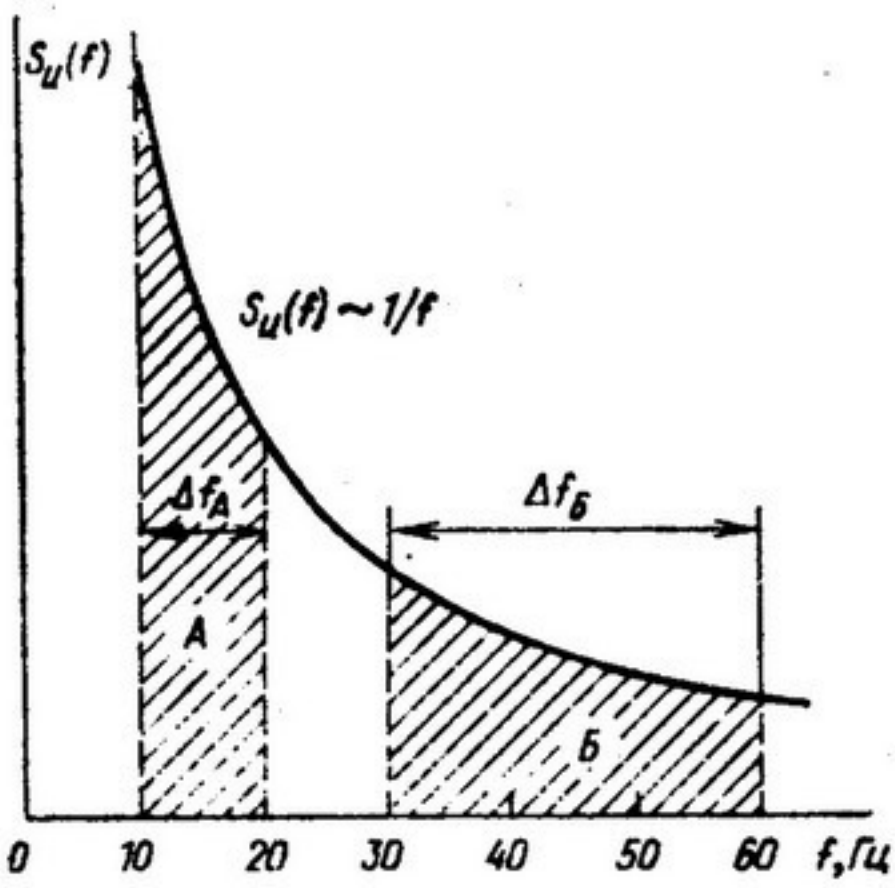


Рис. 13.4

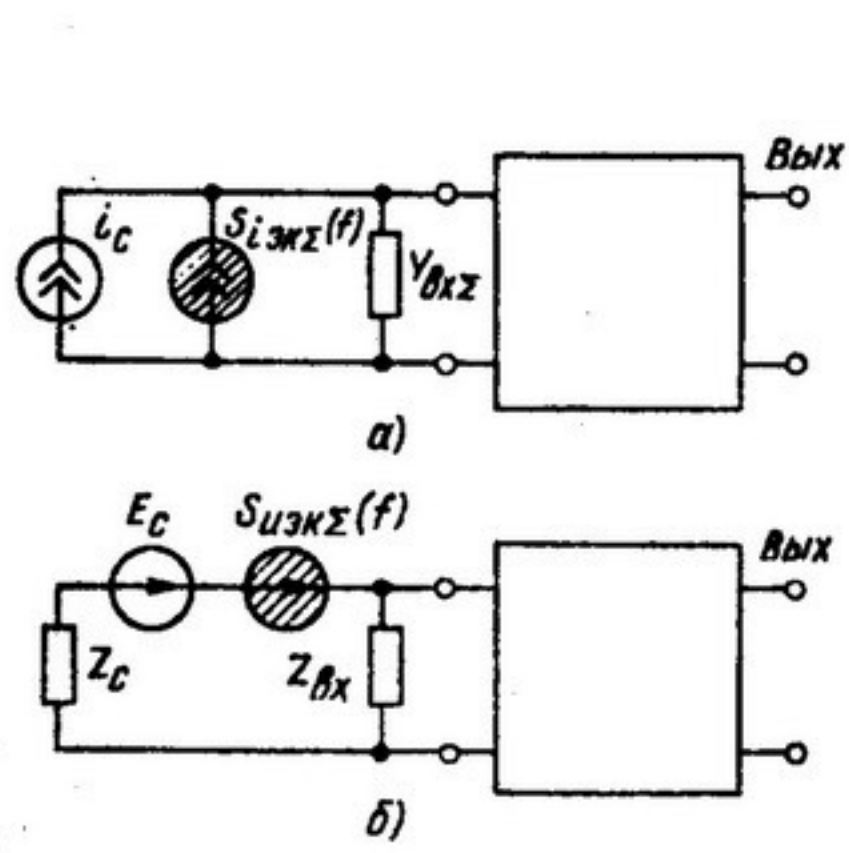


Рис. 13.5

щим резисторам и нелинейным элементам схем. Указанное воздействие может оказаться существенным не только в приемных, но и в передающих трактах, где сигнальные токовые составляющие имеют большие значения.

Часто результаты воздействия на усилительный тракт всех источников шума в схеме удобно представить как следствие влияния на нескольких, а одного эквивалентного источника тока или напряжения, подключенного ко входу или выходу первого усилительного каскада и имеющего спектральную плотность $S_{u\,эк\,\Sigma}$ или $S_{i\,эк\,\Sigma}$. Критерием эквивалентности приведенного ко входу источника его исходному прототипу является равенство действующих значений шумовых напряжений от этих двух источников на выходе усилителя.

В соответствии с (13.3б) представление шумов на выходе как результата воздействия одного эквивалентного источника может быть выполнено в условиях, когда известно значение модуля Z_c полного сопротивления источника сигнала Z_c.

Входную цепь ШУ можно представить в изображенном на рис. 13.5 виде, где $\underline{Y}_{вх\,\Sigma}$ — полная эквивалентная проводимость цепи, *шунтирующей входные зажимы усилителя;* i_c — *источник сигнального тока. При этом* $\underline{Y}_{вх\,\Sigma}=\underline{Y}_c+\underline{Y}_{вх}$, *где* $\underline{Y}_{вх}$ — *входная проводимость* первого усилительного каскада.

В ШУ обычно проводимость $\underline{Y}_{вх\,\Sigma}$ состоит из резистивной $g_{вх\,\Sigma}$ и емкостной составляющих, определяемых паразитной входной емкостью C_Σ, в результате чего

$$\underline{Y}_{вх\,\Sigma}=g_{вх\,\Sigma}(1+j\omega\tau_{вх\,\Sigma})=g_{вх\,\Sigma}(1+jf/f_{вх});$$

$$Y_{вх\,\Sigma}=g_{вх\,\Sigma}\sqrt{1+(f/f_{вх})^2}, \qquad (13.7)$$

где $\tau_{вх\,\Sigma}=C_\Sigma/g_{вх\,\Sigma}$ — эквивалентная постоянная времени входной цепи; $f_{вх}$ — частота, на которой модуль $Y_{вх\,\Sigma}$ проводимости $\underline{Y}_{вх\,\Sigma}$ увеличивается на 3 дБ по отношению к значению проводимости $g_{вх\,\Sigma}$; $g_{вх\,\Sigma}$ — резистивная составляющая проводимости $\underline{Y}_{вх\,\Sigma}$, шунтирующая входные зажимы усилителя: $g_{вх\,\Sigma}=g_c+g_{вх}$, где g_c — резистивная составляющая источника сигнала, представленного в виде генератора тока; $g_{вх}$ — резистивная составляющая входной проводимости усилителя.

Преобразование источников шума со спектрами $S(f)$ в им эквивалентные $S_{эк\,\Sigma}$ не нарушает исходной взаимонезависимости спектров, в результате чего общий энергетический спектр

$$S_{эк\,\Sigma}(f)=\sum_{n=1}^{l} S_{эк\,n}(f), \qquad (13.8)$$

где $S_{эк\,n}$ — спектральная плотность шума от n-го эквивалентного

источника; j — общее число шумовых источников, вносящих заметный вклад в общий шумовой процесс.

В общий шумовой процесс (13.8) спектральная плотность тепловых шумов проводимости $\underline{Y}_c$ входит без каких-либо пересчетных коэффициентов, так как источник указанного шума, так же как источник сигнала i_c, непосредственно подключен ко входу усилителя. Следует также отметить, что тепловые шумы порождает только резистивная составляющая проводимости $\underline{Y}_c$, т. е. составляющая $\mathrm{Re}\underline{Y}_c = g_c$.

Аналитические преобразования источников внутренних шумов в эквивалентные, действующие на входе усилителя, целесообразно осуществлять с использованием коэффициентов передачи по напряжению, так как именно эти коэффициенты передачи используются в первую очередь при рассмотрении процессов прохождения сигналов по усилительному тракту. При этом возможны четыре типа процедуры преобразования внутреннего источника шума в его подключенный ко входу эквивалент. Это преобразование внутреннего источника шумового напряжения со спектром $S_u(f)$ в эквивалентный источник тока (рис. 13.5, *а*) со спектром $S_{i\,эк}(f)$, преобразование этого же источника в эквивалентный источник напряжения (рис. 13.5, *б*) со спектром $S_{u\,эк}(f)$, преобразование внутреннего источника шумового тока в источник напряжения и источника тока в источник тока.

Из четырех перечисленных вариантов преобразования (пересчета) внутренних шумовых источников в их эквиваленты, действующие на входе, наибольшее распространение получил вариант, при котором шумовые процессы представлены в виде эквивалентного генератора тока (рис. 13.5, *а*). Аналитическая интерпретация процесса — преобразование спектра $S_{un}(f)$ или $S_{in}(f)$ n-го источника-прототипа в ему эквивалентный спектр $S_{i\,эк\,n}(f)$. При этом варианте преобразование имеет вид

$$S_{i\,эк\,n}(f) = \underline{S}_{un}(f)\,[K_n(f)/K_\Sigma(f)]^2\,Y^2_{вх\,\Sigma}(f); \qquad (13.9)$$

$$S_{i\,эк\,n}(f) = S_{in}(f)\,[K_n(f)/K_\Sigma(f)]^2\,[Y_{вх\,\Sigma}(f)/Y_n(f)]^2, \qquad (13.10)$$

где $K_n(f)$ — модуль коэффициента передачи по напряжению от зажимов, к которым подключен рассматриваемый n-й источник шума, до выхода усилителя; $K_\Sigma(f)$ — модуль коэффициента передачи по напряжению усилителя от его входных зажимов до выходных; $Y_n(f)$ — модуль полной проводимости цепи, шунтирующей зажимы, к которым подключен рассматриваемый n-й источник шума; $Y_{вх\,\Sigma}(f)$ — модуль полной проводимости цепи, шунтирующей входные зажимы усилителя.

Предпочтительность представления шума в виде эквивалентного генератора тока (рис. 13.5, *а*), а не напряжения (рис. 13.5, *б*)

обусловлена тем, что токовый источник-эквивалент непосредственно подключен ко входным зажимам усилительного тракта, тогда как эквивалентный генератор напряжения воздействует на усилительный тракт через сопротивление источника сигнала $\underline{Z}_c = 1/\underline{Y}_c$. Последнее обстоятельство делает невозможным при пересчетах непосредственное использование коэффициента передачи $K_\Sigma(f)$ без учета коэффициента передачи входной цепи $\underline{K}_{вх} = \underline{Z}_{вх}/(\underline{Z}_{вх} + \underline{Z}_c)$.

Следует отметить, что согласно (13.9) и (13.10) спектры $\overline{S}_{эк\,\Sigma}$ источников эквивалентов по отношению к спектрам $S(f)$ источников прототипов могут иметь дополнительную «частотную окраску» (дополнительную частотную зависимость), обусловленную непостоянством коэффициентов передачи $K_n(f)$ и $K_\Sigma(f)$ в частотной области, а также непостоянством в этой области значений модулей проводимостей $Y_{вх\,\Sigma}(f)$ и $Y_n(f)$.

Эквивалентная шумовая схема каскада на биполярном транзисторе. Действие внутренних шумов в транзисторном каскаде удобно представить с помощью линейной модели транзистора, введя в нее эквиваленты наиболее существенных источников шумовых токов и напряжений в соответствии с местами их возникновения и изложенными ранее физическими и количественными (13.3а), (13.4) и (13.5) аспектами проявления. При этом в каскаде на биполярном транзисторе, работающем от источника сигнального тока с выходной проводимостью $\underline{Y}_c$, в качестве основных источников шума выступают следующие:

тепловые шумы от резистивной составляющей источника сигнала со спектральной плотностью $S_1 = 4kT\,\mathrm{Re}\,\underline{Y}_c$, где $\mathrm{Re}\underline{Y}_c = g_c$ — резистивная составляющая проводимости $\underline{Y}_c$;

тепловые шумы проводимости $g_н$ нагрузки со спектральной плотностью $S_2 = 4kTg_н$;

тепловые шумы сопротивления $r_б$ толщины базы со спектральной плотностью $S_3 = 4kTr_б$;

дробовые шумы, порождаемые протеканием тока $I_{б0}$ базы через переход база — эмиттер со спектральной плотностью $S_4 = 2qI_{б0}$;

низкочастотные избыточные шумы со спектральной плотностью $S_5(f) = S(r_1)f_1/f$, где f_1 — частота, на которой избыточные шумы по своей спектральной плотности эквивалентны шумам от тока базы;

дробовые шумы, порождаемые коллекторным током $I_{к0}$ со спектральной плотностью $S_6 = 2qI_{к0}$.

На рис. 13.6 приведена эквивалентная схема каскада ОЭ, на которой отображены перечисленные шумовые источники в соответствии с местами их действия в схеме каскада.

Следует отметить, что схема рис. 13.6 применима и при других схемных построениях каскада, за исключением того, что ис-

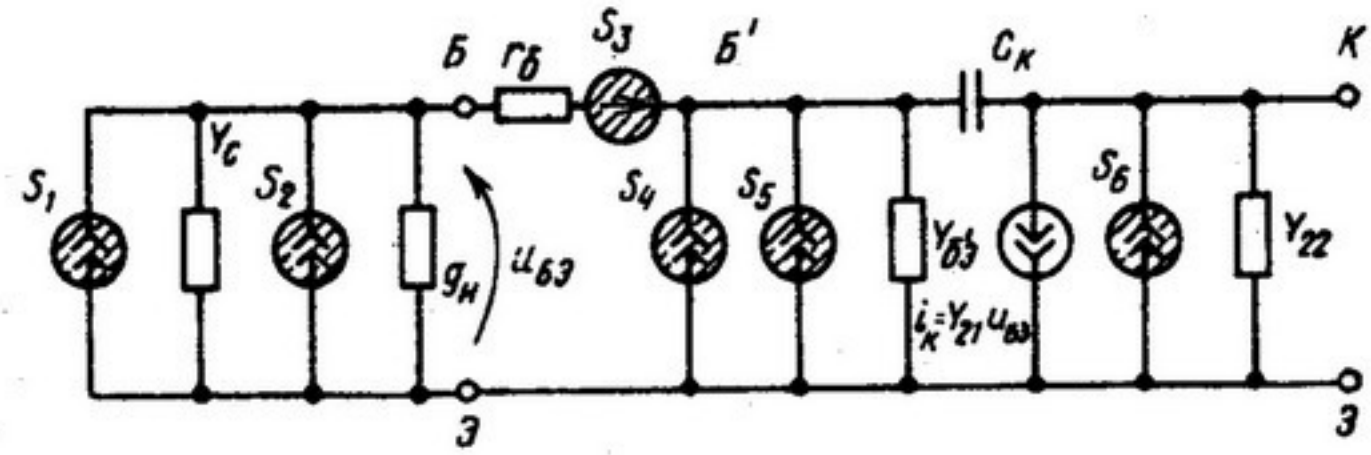


Рис. 13.6

точники шума S_1 и S_2 при этих включениях должны быть подключены не к цепи база—эмиттер, а ко входным зажимам соответствующих схем. В процессе пересчета источников шума в их эквиваленты, входящие в (13.8), следует учитывать, что источники S_1 и S_2 воздействуют непосредственно на вход усилителя. Поэтому спектральные плотности S_1 и S_2 входят в (13.8) непосредственно, т. е. $S_{i\,эк1} = 4kTg_с$ и $S_{i\,эк2} = 4kTg_н$. Интенсивности остальных же источников претерпевают изменения, которые для схемы ОЭ определяются формулами

$$S_{i\,эк3} = S_3 Y_с^2; \quad S_{i\,эк4} = S_4 (1 + r_б Y_{б'э})^2;$$
$$S_{i\,эк5} = S_5 (1 + r_б Y_{б'э})^2; \quad S_{i\,эк6} = S_6 (Y_{вх\,\Sigma}/Y_{21})^2. \tag{13.11}$$

Все составляющие шумового процесса (13.11) можно рассматривать как независимые источники шума. Поэтому в соответствии с (13.8) их совместное воздействие на усилительный тракт при известной проводимости $\underline{Y}_{вх\,\Sigma}$ может быть представлено согласно (13.3б) с помощью одного эквивалентного источника шумового тока со спектральной плотностью

$$S_{i\,эк\,\Sigma} = \sum_{j=1}^{6} S_{эк\,j} = 4kTg_с + 4kTg_н + 4kTr_б Y_с^2 + 2qI_{Б0}(1 + r_б Y_{б'э})^2 + 2qI_{Б0}(1 + r_б Y_{б'э})^2 f_1/f + 2qI_{К0}(Y_{вх\,\Sigma}/Y_{21})^2 \tag{13.12}$$

или с помощью одного источника шумового напряжения, имеющего спектральную плотность

$$S_{u\,эк\,\Sigma} = S_{i\,эк\,\Sigma}/Y_{вх\,\Sigma}^2. \tag{13.13}$$

При этом предполагается, что как источник шумового тока (13.12), так и источник шумового напряжения (13.13) непосредственно подключены ко входным клеммам усилителя.

Соотношения (13.12) и (13.13) являются основными, используемыми при анализе шумовых свойств каскадов на биполярных транзисторах.

Пример 13.1. Представить в численном виде спектр (13.12) для транзисторного каскада в случае, когда $Y_c=g_c=10^{-4}$ См, $g_н=10^{-4}$ См, $I_{Б0}=20$ мкА, $r_б=30$ Ом, $Y_{бэ}=g_{бэ}=10^{-3}$ См, $Y_{21}=g_{21}=0{,}1$ А/В, $I_{К0}=2$ мА, $f_1=1$ кГц, $T=300$.

Решение. 1. Вычисляем входное сопротивление $R_{вх}$ транзистора и полную входную проводимость $Y_{вх}$ каскада

$$R_{вх}=r+1/g_{бэ}=30+1/10^{-3}\approx 1\text{ кОм}\quad g_{вх}=1/R_{вх}=10^{-3}\text{ См};$$

$$Y_{вх}=g_{вх}=g_c+g_н+g_{вх}=10^{-4}+10^{-4}+10^{-3}\approx 10^{-3}\text{ См}.$$

2. После подстановки численных значений параметров, входящих в (13.12), находим искомый спектр:

$$S_{I\,экв}=4\cdot 1{,}38\cdot 10^{-23}\cdot 300\cdot 10^{-4}+4\cdot 1{,}38\cdot 10^{-23}\cdot 300\cdot 10^{-4}+$$
$$+4\cdot 1{,}38\cdot 10^{-23}\cdot 300\cdot 30\cdot (10^{-4})^2+2\cdot 1{,}6\cdot 10^{-19}\cdot 20\cdot 10^{-6}\cdot (1+$$
$$+30\cdot 10^{-3})+2\cdot 1{,}6\cdot 10^{-19}\cdot 20\cdot 10^{-6}(1+30\cdot 10^{-3})\cdot 10^3/f+$$
$$+2\cdot 1{,}6\cdot 10^{-19}\cdot 2\cdot 10^{-3}(10^{-3}/0{,}1)^2\approx 10^{-23}+6{,}6\cdot 10^{-21}/f\ [\text{А}^2/\text{Гц}].$$

Пример 13.2. Представить шумы каскада, рассмотренного в предыдущем примере, не с помощью эквивалентного генератора тока, а с помощью эквивалентного генератора напряжения.

$$S_{u\,экв}=S_{I\,экв}/V^2_{2вх}=10^{-23}/(10^{-3})^2+6{,}6\cdot 10^{-21}/(10^{-3})^2 f\approx 10^{-17}+6{,}6\cdot 10^{-15}/f[\text{В}^2/\text{Гц}].$$

Следует отметить, что в ходе рассмотренных преобразований источников шума в им эквивалентные последние могут приобретать дополнительную частотную зависимость. В широкополосных усилителях наиболее существенной причиной этого является частотно-зависимый характер модуля проводимости $Y_{вх\,\Sigma}$. Источник эквивалентного шума обычно выступает в качестве основного при вычислениях общего (интегрального) шума $\sigma_{вых\,\Sigma}$, возникающего на выходе усилителя в результате совместного действия всех рассмотренных источников шума.

Эквивалентная шумовая схема каскада на полевом транзисторе. В малошумящих схемах наибольшее распространение получили транзисторы с управляющим p-n переходом. Полевые транзисторы МОП-структуры имеют большой избыточный шум и не могут быть рекомендованы к использованию в высокочувствительных схемах, особенно предназначенных для работы в низкочастотных участках диапазона.

В усилительном каскаде на полевом транзисторе в качестве основных источников шума, помимо уже рассмотренных ранее источников со спектральной плотностью $S_1=4kTg_c$ и $S_2=4kTg_н$ проявляют заметное влияние еще два. Это тепловые шумы канала со спектральной плотностью $S_3(I)=4kTg_{21}b$ и избыточный низкочастотный шум со спектральной плотностью $S_4(f)=S(f_1)f_1/f$, где f_1 — частота, на которой избыточный шум по своей спектральной плотности эквивалентен шуму канала; g_{21} — дифференциальная

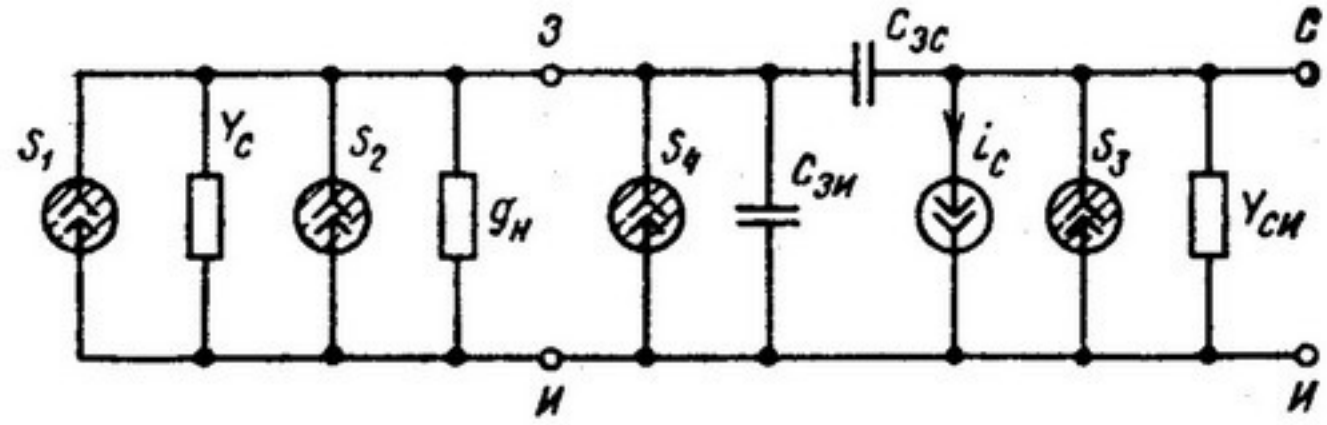


Рис. 13.7

передаточная проводимость (крутизна) транзистора в рабочей точке; b — постоянный множитель, с помощью которого учитывают особенности проявления теплого шума канала во внешних по отношению к транзистору цепях. Для МОП-транзисторов $b=2/3$, для транзисторов с управляющим p-n переходом $b=1/3 \ldots 2/3$. Для транзисторов с управляющим p-n переходом f_1 не превышает 300 Гц ... 1 кГц, тогда как для МОП-транзисторов $f_1>30 \ldots 100$ кГц.

По аналогии с каскадом на биполярном транзисторе действие внутренних шумов в каскаде на полевом транзисторе также можно представить с помощью его линейной модели, введя в нее эквиваленты наиболее существенных источников шумовых токов и напряжений в соответствии с местами их возникновения и изложенными ранее физическими и количественными (13.3) и (13.5) аспектами проявления. Указанная схема изображена на рис. 13.7. Следует отметить, что схема рис. 13.7 применима и при других построениях каскада, за исключением того, что источники шума S_1 и S_2 при этих включениях должны быть подключены не к цепи транзистора затвор—исток, а ко входным зажимам соответствующих схем включения.

Шумовые свойства каскада на полевом транзисторе, как и на биполярном, при известной проводимости $\underline{Y}_c$ источника сигнала и нагрузки $g_н$ могут быть охарактеризованы с помощью одного источника шума, подключенного ко входу и имеющего при включениях транзистора типа ОЗ спектральную плотность

$$S_{1вх\,\Sigma} = 4kT \operatorname{Re} \underline{Y}_c + 4kTg_н + 4kTg_{21} [Y_{вх\,\Sigma}/Y_{21}]^2 + \\ + 4kTg_{21}b [Y_{вх\,\Sigma}/Y_{21}]^2 f_1/f. \qquad (13.14)$$

В области относительно невысоких частот все входящие в (13.14) проводимости имеют вещественный характер, в результате чего в этой области частот

$$S_{I\,вх\,\Sigma} = 4kTg_c + 4kTg_н + 4kTg_{21}b [g_{вх\,\Sigma}/g_{21}]^2 + \\ + 4kTg_{21}b [g_{вх\,\Sigma}/g_{21}]^2 f_1/f. \qquad (13.15)$$

Соотношения (13.14) и (13.15) являются исходными при анализе шумовых свойств каскадов на полевых транзисторах.

Эквивалентная шумовая схема резистора. При рассмотрении шумов реальных резисторов следует иметь в виду, что эквивалентные шумовые схемы резистивных двухполюсников, приведенные на рис. 13.2, являются идеализированными. Они не учитывают того, что в реальных резисторах наблюдаются флюктуационные процессы сопротивления, которые в условиях работы резисторов при ненулевых разностях потенциалов U (при ненулевых значениях тока I) создают избыточный шум. Интенсивность этого шума обычно характеризуют параметром σ_r, значение которого равно действующему значению шумового напряжения при разности потенциалов в один вольт и условии измерений, проведенных в низкочастотной области с полосовым фильтром, у которого $f_в/f_н=10$. Параметр σ_r имеет размерность мкВ/В, при этом его значение существенно зависит от типа резистора.

Наименьшее значение σ_r имеют проволочные резисторы. Для них $\sigma_r=0{,}002 \ldots 0{,}01$ мкВ/В, тогда как для металлопленочных $\sigma_r=0{,}01 \ldots 0{,}1$ мкВ/В, для углеродно-композиционных $\sigma_r=0{,}1 \ldots 3$ мкВ/В. В приведенных диапазонах возможных значений σ_r меньшие числа соответствуют резисторам повышенной номинальной мощности, а также резисторам, при изготовлении которых осуществлены специальные конструктивные и технологические меры по снижению флюктуаций сопротивления. Снижению σ_r может способствовать реализация нужного номинала сопротивления в виде ряда параллельно включенных резисторов. Совокупность из m параллельно включенных резисторов имеет по сравнению с одиночным резистором в m раз меньшее значение σ_r. Эквивалентная шумовая схема резистора, учитывающая возможность возникновения в нем избыточного шума, соответствует схеме рис. 13.2, за исключением того, что в ней S_u и S_i являются функциями частоты и напряжения:

$$S_u(f)=4kTR+(\sigma_r U)^2/(f \ln 10);$$

$$S_i(f)=4kT/R+(\sigma_r I)^2/(f \ln 10),$$

где U — среднее значение напряжения на резисторе R; I — среднее значение тока, протекающего через резистор; σ_r — значение интегрального НЧ шума, измеренного на одной декаде частотного спектра в НЧ области при напряжении в один вольт.

Эквивалентные шумовые схемы операционных усилителей и микросхем. Шумовые свойства ОУ и микросхем обычно характеризуют с помощью графиков вида рис. 13.8, представляющих частотные зависимости действующих значений напряжения $\sigma_u(f)$ и тока $\sigma_i(f)$, приходящихся на полосу пропускания df. Параметры $\sigma_u(f)$ и $\sigma_i(f)$ характеризуют шумовые свойства с помощью двух независимых источников шума, один из которых является генератором тока, а другой — генератором напряжения. При этом оба

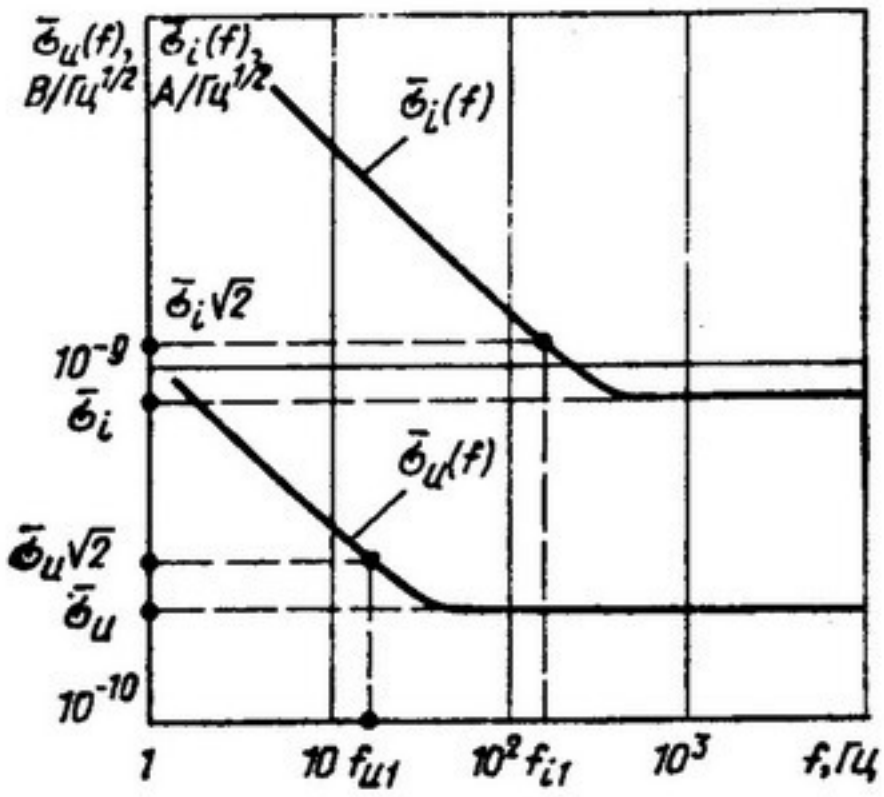


Рис. 13.8

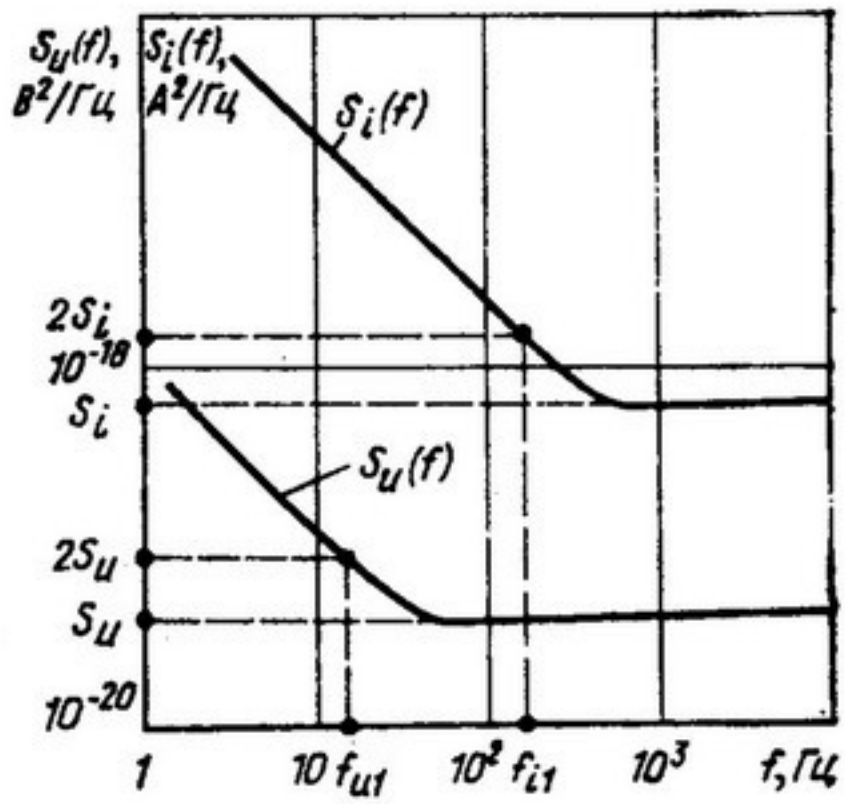


Рис. 13.9

генератора считаются подключенными ко входу ОУ или микросхемы в соответствии с рис. 13.1. Полоса пропускания df выбирается достаточно узкой, такой, чтобы в пределах df влиянием возможной частотной зависимости спектров шума на оценку значений $\sigma_u(f)$ и $\sigma_i(f)$ можно было пренебречь.

Отметим, что для перехода от приводимых в справочниках зависимостей $\sigma_u(f)$ и $\sigma_i(f)$ вида рис. 13.8 к спектральным плотностям необходимо значения ординат $\sigma_u(f)$ и $\sigma_i(f)$ возвести в квадрат, т. е. перейти от значений, выраженных в В/Гц$^{1/2}$ и А/Гц$^{1/2}$, к значениям $S_u(f)$ и $S_i(f)$, имеющим размерность В^2/Гц и А^2/Гц соответственно.

Результаты таких преобразований отображены на рис. 13.9. С помощью графиков функций рис. 13.9 могут быть определены параметры, характеризующие ход энергетических спектров в частотной области. К таким параметрам относятся как частотно-независимые составляющие S_u и S_i спектра шумов, так и значение произведения $S(f_1)f_1$, характеризующего в (13.5) его частотно-зависимую составляющую. Для источника шумового напряжения $u_ш(t)$ (рис. 13.1) значение этого произведения $S(f_{u1})f_{u1}$ соответствует частоте f_{u1}, на которой $S_u(f)=2S_u$, а для источника шумового тока $i_ш(t)$ значение произведения $S(f_{i1})f_{i1}$ — частоте f_{i1}, на которой $S_i(f)=2S_i$.

Таким образом, на основании приводимых в справочниках данных вида рис. 13.8 шумы ОУ и микросхем могут быть представлены в соответствии с рис. 13.1, где генераторы шумов считаются взаимонезависимыми источниками со спектральными плотностями

$$S_u(f)=S_u(1+f_{u1}/f); \quad S_i(f)=S_i(1+f_{i1}/f). \qquad (13.16)$$

Когда известно выходное сопротивление $\underline{Z}_c=1/\underline{Y}_c$ источника сиг-

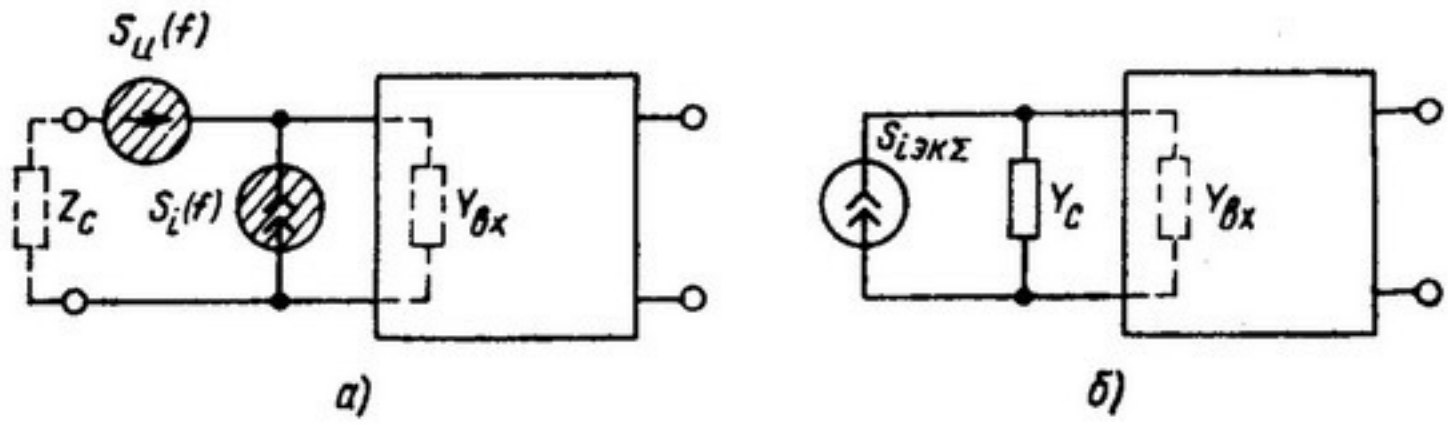


Рис. 13.10

нала, два источника шума (рис. 13.10, *а*) могут быть заменены одним источником шумового тока (рис. 13.10, *б*). Энергетический спектр этого эквивалентного источника в соответствии с (13.16) определяется соотношением

$$S_{i\,вх\,\Sigma}(f) = S_i(1 + f_{ti}/f) + S_u(1 + f_{u1}/f)(Y_c)^2. \qquad (13.17)$$

Пример 13.2. Определить численные значения параметров S_i, S_u, f_{ti1}, f_{u1} и Y_c, входящих в описание (13.17) спектра шума ОУ, для случая, когда на ОУ организован преобразователь ток—напряжение по схеме рис. 11.2 при $Z_0 = 100$ кОм и $R_c = 100$ кОм. Шумовые свойства ОУ представлены графиками рис. 13.8 и 13.9.

Решение. 1. По ординатам графика рис. 13.9, соответствующим высокочастотной части спектров $S_i(f)$ и $S_u(f)$, определяем значения параметров, характеризующих частотно-независимые части этих спектров:

$$S_i = 6{,}3 \cdot 10^{-19}\,А^2/Гц; \quad S_u = 4{,}0 \cdot 10^{-20}\,В^2/Гц.$$

2. По $S_i(f) = 2S_i = 12{,}6 \cdot 10^{-19}$ и $S_u(f) = 2S_u = 8{,}0 \cdot 10^{-20}$ и графикам рис. 13.9 находим значение частот f_{ti1} и f_{u1}:

$$f_{ti1} = 160\ Гц; \quad f_{u1} = 16\ Гц.$$

3. В рассматриваемой схеме рис. 11.2 в качестве Y_c выступает параллельное соединение двухполюсников Z_0 и R_c, т. е.

$$Y_c = 1/R_c + 1/Z_0 = 1/10^5 + 1/10^5 = 2 \cdot 10^{-5}\ См.$$

Пример 13.3. Для устройства, рассмотренного в примере 13.1, определить спектр $S_{i\,вх}(f)$ эквивалентного генератора шумового тока, подключенного ко входу устройства по схеме рис. 13.5,*а*.

Решение. 1. Двухполюсники R_c и Z_0 являются источниками теплового шума, воздействие которого на вход рассматриваемого устройства целесообразно представить с помощью одного общего источника шумового тока. Спектр этого источника частотно-независим, при этом согласно (13.3а) при номинальных условиях ($T = 300$°C)

$$S_{iR} = 4kTY = 4 \cdot 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 2 \cdot 10^{-5} \approx 3{,}3 \cdot 10^{-25}\,А^2/Гц.$$

2. Все источники шума взаимно-независимы, поэтому в соответствии с (13.8) и (13.17)

$$S_{i\,эк}(f)=S_i(1+f_{i1}/f)+S_u(1+f_{u1}/f)\,(Y_c)^2+S_{iR}=6{,}3\cdot10^{-19}(1+160/f)+$$
$$+4{,}0\cdot10^{-20}(1+16/f)+3{,}3\cdot10^{-25}\approx6{,}3\cdot10^{-19}(1+160/f)=6{,}3\cdot10^{-19}\ldots$$
$$\ldots10^{-16}/f\ \text{А}^2/\text{Гц}.$$

Интенсивности шумовых процессов с равномерными спектральными плотностями часто удобно характеризовать с помощью их резистивных эквивалентов — сопротивлением шума $R_ш$ или проводимостью $G_ш$. При этом считают, что источнику напряжения со спектральной плотностью S_u соответствуют шумы резистора сопротивлением $R_ш=S_u/4kT$, а источнику тока со спектральной плотностью S_i — шумы резистивной проводимости $G_ш=S_i/4kT$.

Следует отметить, что двухполюсники $R_ш$ и $G_ш$ выступают только в роли характеристик интенсивности шума. Они не являются элементами принципиальных схем усилителей (на эквивалентных сигнальных схемах генератор шумового напряжения заменяется коротким замыканием, а генератор шумового тока — разрывом). Транзисторным каскадам на биполярных транзисторах соответствуют значения $R_ш=20\ldots500$ Ом и $G_ш=10^{-5}\ldots10^{-3}$ См, а каскадам на полевых транзисторах $R_ш=20\ldots300$ Ом и $G_ш$ — близкие к нулю.

13.3. ДЕЙСТВУЮЩЕЕ ЗНАЧЕНИЕ ШУМА НА ВЫХОДЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИРУЮЩЕЙ ЦЕПИ

Основным параметром, определяющим степень воздействия шумов на усилительный тракт, является действующее значение $\sigma_{вых\,\Sigma}$ шумового напряжения, порожденного совокупностью всех источников шума на выходе тракта. Напряжение $\sigma_{вых\,\Sigma}$ называется общим или интегральным шумом усилителя. При этом в соответствии с соотношениями (13.1), (13.2) и (13.8) и сделанными при их анализе замечаниями

$$\sigma^2_{вых\,\Sigma}=\sum_{n=1}^{j}\sigma^2_{вых\,n}, \qquad (13.18)$$

где $U_{вых\,n}$ — действующее значение шума на выходе от n-го эквивалентного источника; j — общее число шумовых источников, вносящих заметный вклад в общий шумовой процесс. При этом n-й источник шума создает на выходе напряжение, квадрат которого в зависимости от вида шумового источника (от того, является этот источник генератором тока или напряжения) может быть вычислен по одной из формул:

$$\sigma^2_{вых\,n}=\int_0^\infty S_{un}(f)\,K^2_{n\,вых}(f)\,df; \qquad (13.19)$$

$$\sigma^2_{\text{вых } n} = \int_0^\infty S_{in}(f)\, K^2_{n\,\text{вых}}(f)/Y^2_n(f)\, df, \qquad (13.20)$$

где $K_{n\,\text{вых}}(f)$ — модуль коэффициента передачи напряжения от зажимов, к которым подсоединен n-й источник шума; $Y_n(f)$ — модуль полной проводимости цепи, подключенной параллельно рассматриваемому источнику шумового тока. Формула (13.19) соответствует случаю, когда рассматриваемый источник шума является источником напряжения, а (13.20) — источником тока. Напряжение $\sigma_{\text{вых } n}$ называется интегральным шумом n-го источника.

Решения (13.19) и (13.20) справедливы независимо от места расположения источника шума, в том числе и при его подключении непосредственно ко входу усилителя. В последнем случае в качестве функции $K(f_{n\,\text{вых}})$ выступает АЧХ участка тракта в целом, а в качестве проводимости $Y_n(f)$ — проводимость цепи, шунтирующей входные зажимы усилителя. Значение этой проводимости в ШУ характеризует формула (13.7).

В целях расширения возможной области практического применения результатов вычислений, проводимых с помощью (13.19) и (13.20), упрощения процедуры их выполнения, целесообразно спектры шумовых источников представить в виде произведений частотно-зависимой безразмерной функции $M_S(f)$ и параметра $S(f_1)$, характеризующего значение спектральной плотности на некоторой конкретно оговариваемой частоте f_1. В этом случае

$$S_{un}(f) = S_{un}(f_{1u})\, M_{Sn}(f);$$

$$S_{in}(f) = S_{in}(f_{1n}) = S_{in}(f_{1n})\, M_{Sn}(f), \qquad (13.21)$$

где $M_{Sn}(f) = S_n(f)/S_n(f_1)$ — нормированная спектральная характеристика рассматриваемого n-го источника шума.

Входящую в (13.20) частотную характеристику проводимости $Y_n(f)$ целесообразно также представить с помощью ее нормированной частотной функции

$$M_{Yn}(f) = Y_n(f_0)/Y_n(f), \qquad (13.22)$$

где $Y_n(f_0)$ — значение проводимости $Y_n(f)$ на номинальной частоте f_0. В ШУ согласно (13.8) проводимость $Y_n(f)$ обычно имеет чисто резистивный характер, т. е. $Y_n(f) = g_{n0}$, в результате чего $M_{Yn}(f) = g_{n0}/Y_n(f)$.

В ряде случаев вычисление интегрального шума $\sigma_{\text{вых}}$ на выходе фильтрующей цепи осуществляют с помощью вспомогательного параметра $f_э$. Значения этого параметра $f_э$ имеют размерность «герц». Поэтому его часто называют эффективной или энергетической полосой пропускания. Вычисление энергетической полосы пропускания осуществляют по одной из формул:

$$f_{э\,n} = \int_0^\infty M_{Sn}(f)\, M_n^2(f)\, df; \qquad (13.23)$$

$$f_{э\,n} = \int_0^\infty M_{Sn}(f)\, [M_n(f)/M_{Yn}(f)]^2\, df, \qquad (13.24)$$

где $M_n(f)$ — нормированная АЧХ коэффициента передачи участка тракта от зажимов, к которым подключен рассматриваемый n-й источник шума, до выхода.

Вычисления параметра $f_э$ по (13.23) проводятся в случаях, когда рассматриваемый источник шума выступает в роли источника напряжения, а по (13.24) — в качестве источника тока.

Из (13.19), (13.22) следует, что

$$\sigma^2_{\text{вых}\,n} = K^2_{0n} S_{un}(f_{1u})\, f_{э\,n}; \qquad (13.25)$$

$$\sigma^2_{\text{вых}\,n} = K^2_{0n} S_{in}(f_{1u})\, f_{э\,n}/Y^2_n(f_0), \qquad (13.26)$$

где K_{0n} — значение коэффициента передачи $K_{n\,\text{вых}}(f)$ на частоте f_0. Соотношение (13.25) используется в случаях, когда произво-

Таблица 13.1. **Шум с частотно-независимым спектром S_u (рис. 13.11,*а*)**

Тип фильтрующей цепи	$f_э$, Гц
Рис. 13.11,*а*; (13.27)	$f_в$
Рис. 13.11,*б*; (13.28)	$f_в(1-f_н/f_в)$
Рис. 13.11,*в*; (13.29)	$f_в\alpha_1(N)$, где $\alpha_1(N) = \dfrac{\pi(2N-3)!!}{2(2N-2)!!\,(2^{1/N}-1)^{1/2}}$; $\alpha_1(1)=\pi/2$; $\alpha_1(2)\approx 1{,}22$; $\alpha_1(3)\approx 1{,}15$; $\alpha_1(5)\approx 1{,}13$; $\alpha_1(10)\approx 1{,}09$; $\alpha_1(50)\approx 1{,}07$.
Рис. 13.11,*г*; (13.30)	$f_в 2\alpha_1(N) = \Delta f \alpha_1(N)$
Рис. 13.11,*д*; (13.31)	$f_в\pi/[2(1+f_н/f_в)]$ (при $N=1$)
Рис. 13.11,*е*; (13.32)	$f_в$
Рис. 13.11,*ж*; (13.33)	$f_в\alpha_1(N)\,[1+(f_в/f_к^2\,\lvert(2N-3)(2^{1/2}-)\rvert^{-1}]$

Таблица 13.2. **Низкочастотный шум со спектром** $S(f)=S(f_1)\,(f_1/f)^a$

Тип фильтрующей цепи	$f_э$, Гц
Рис. 13.11,*б*; (13.28)	
при $a=1$	$f_в(f_1/f_в)\ln(f_в/f_н)$
при $a=1$	$f_в(f_1/f_в)^a[(f_в/f_н)^{a-1}-1)]/(a-1)$
Рис. 13.11,*г*; (13.30)	$f_в 2(f_1/f_р)^a\ \alpha_1(N),\ f\ll f_р$
Рис. 13.11,*д*; (13.31)	
при $a=1$, $N=1$	$f_в(f_1/f_в)\ \dfrac{\gamma_1^2}{(\gamma_1^2-1)}\ \ln\psi$, где $\gamma_1=f_в/f_н$
при $a=1$, $N=2$	$f_в(f_1/f_в)^2\dfrac{\gamma_2^2}{2(\gamma_2^2-1)}\left[\dfrac{\gamma_2^2}{(\gamma_2^2-1)}\ln\gamma_2^2-1\right](2^{1/2}-1)$, где $\gamma_2=\gamma_1(2^{1/2}-1)$
Рис. 13.11,*е*; (13.32)	
при $a=1$, $N=1$	$f_в(f_1/f_в)\ln\gamma$, где $\gamma_1=f_в/f_н$
при $a=1$, $N=2$	$f_в(f_1/f_в)^2(\ln\gamma_2^2-1)\,(2^{1/2}-1)/2$, где $\gamma_2=\gamma_1/(2^{1/2}-1)$

дится оценка интегрального шума от источника шумового напряжения, а (13.26) — от источника шумового тока.

Формулы для вычисления $f_{э\,п}$, отвечающие ряду наиболее часто встречающихся на практике ситуаций, приведены в табл. 13.1—13.3, при этом в качестве типовых фильтрующих цепей рассматривались цепи с АЧХ вида рис. 13.11, а в качестве источников шума — источники шума с энергетическими спектрами рис. 13.12. (На рис. 13.11 в качестве граничных частот $f_в$ и $f_н$ выступают частоты $f_{вх}$ и $f_{нх}$.)

Приведенные в таблицах результаты позволяют для большинства случаев, представляющих практический интерес, без проведения в соответствии с (13.19) или (13.20) относительно сложных операций интегрирования определить с помощью (13.25) или (13.26) действующее значение шума, наблюдаемого на выходе усилительного тракта.

Графики рис. 13.11, *а* относятся к идеальному фильтру нижних частот. В таком фильтре

$$K(f)=K_0 \text{ при } f<f_0 \text{ и } K(f)=0 \text{ при } f>f_0. \qquad (13.27)$$

Графики рис. 13.11, *б* соответствует идеальному полосно-пропускающему фильтру. Для него

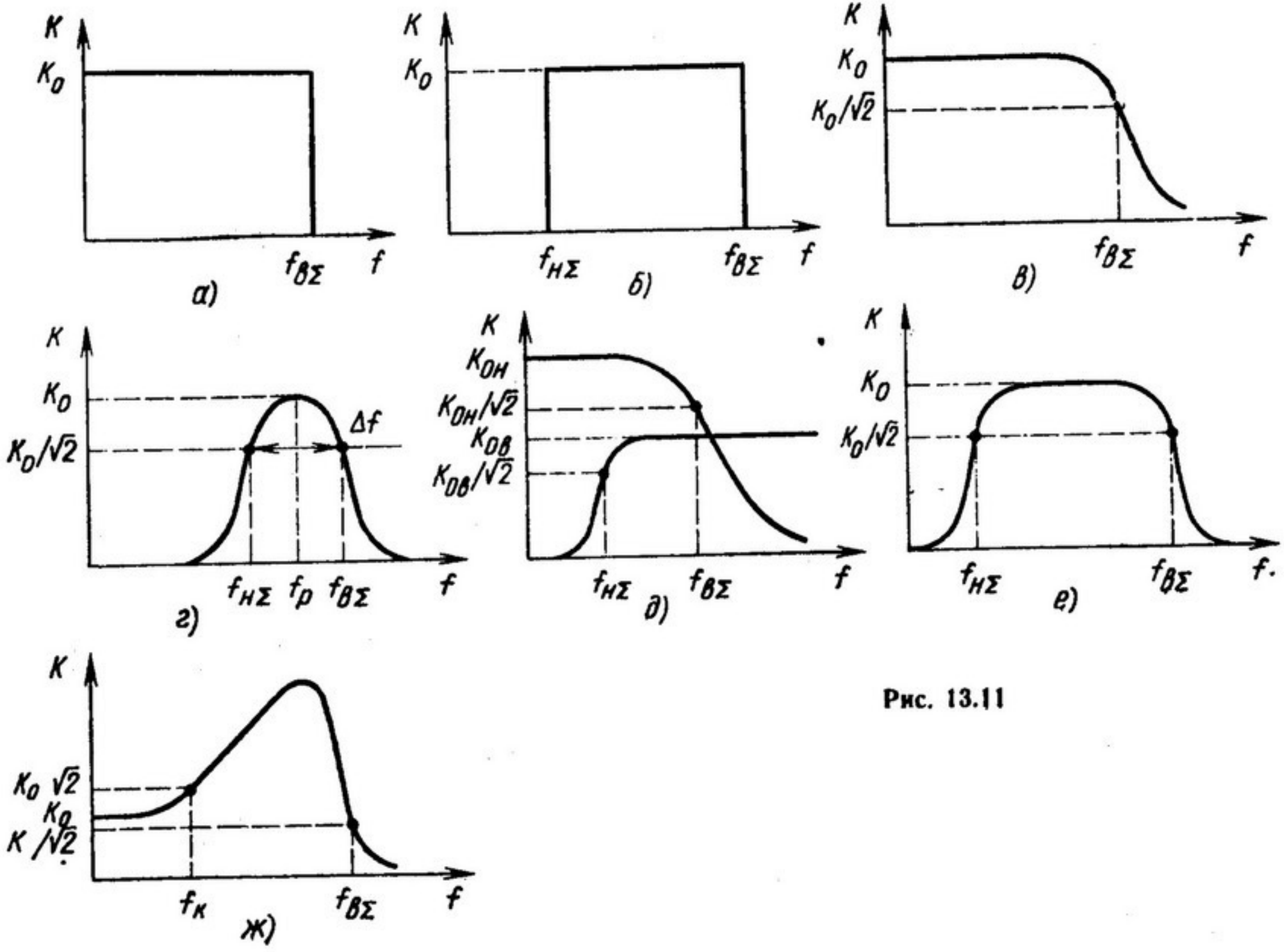


Рис. 13.11

Таблица 13.3. Высокочастотный шум со спектром $S(f)=S(f_1)(f/f_1)^{a}$

Тип фильтрующей цепи	$f_э$, Гц
Рис. 13.11,*а*; (13.27)	$f_в(f_в/f_1)^{a+1}/(a+1)$
Рис. 13.11,*б*; (13.28)	$f_в(f_в/f_1)^{a+1}[1-(f_н/f_в)^{a+1}]/(a+1)$
Рис. 13.11,*в*; (13.29) при $a=1$ при $a=2$	 $f_в(f_в/f_1)/2(N-1)(2^{1/N}-1)$ $f_в(f_в/f_1)^2\alpha_1(N)/2(N-3)(2^{1/N}-1)$
Рис. 13.11,*г*; (13.30)	$f_в(f_р/f_1)^a 2\alpha_1(N)=(f_р/f_1)^a\alpha_1(N)\Delta f$
Рис. 13.11,*д*; (13.31)	$f_в(f_р/f_1)(\ln\gamma)/(\gamma^2-1)$ (при $\gamma=1$, $N=1$), где $\gamma=f_в/f_н$
Рис. 13.11,*е*; (13.32) при $a=1$ при $a=2$	 $f_в(f_в f_1)/2(N-1)(2^{1/N}-1)$ $f_в(f_в/f_1)^2\alpha_1(N)/2(N-3)(2^{1/N}-1)$
Рис. 13.11,*ж*; (13.33) при $a=1$ при $a=2$	 $f_в\dfrac{f_в/f_1}{2(N-1)(2^{1/N}-1)}\left[1+\dfrac{(f_в/f_к)^2}{(N-2)(2^{1/N}-1)}\right]$ $f_в\dfrac{(f_в/f_1)^2\,\alpha_1(N)}{2(N-1)(2^{1/N}-1)}\left[1+\dfrac{3(f_в/f_к)^2}{(3N-5)(2^{1/N}-1)}\right]$

$$K(f)=K_0 \text{ при } f_н<f<f_в \text{ и } K(f)=0 \text{ при } f>f_в f<f_н. \quad (13.28)$$

Характеристику рис. 13.11, *в* имеет типовой фильтр верхних частот, образованный последовательным соединением N инерционных звеньев первого порядка. В этом случае

$$K^2(f)=\frac{K_0^2}{[1+(f/f_{в1})^2]^N}, \quad f_{в1}=f_в[2^{1/N}-1]^{-1/2}, \quad (13.29)$$

где $f_{в1}$, $f_в$ — верхняя граничная частота полосы пропускания фильтра на уровне —3 дБ соответственно его одиночного звена и фильтра в целом.

По частотно-селектирующим свойствам радиочастотным эквивалентом фильтру (13.29) является фильтр с характеристикой

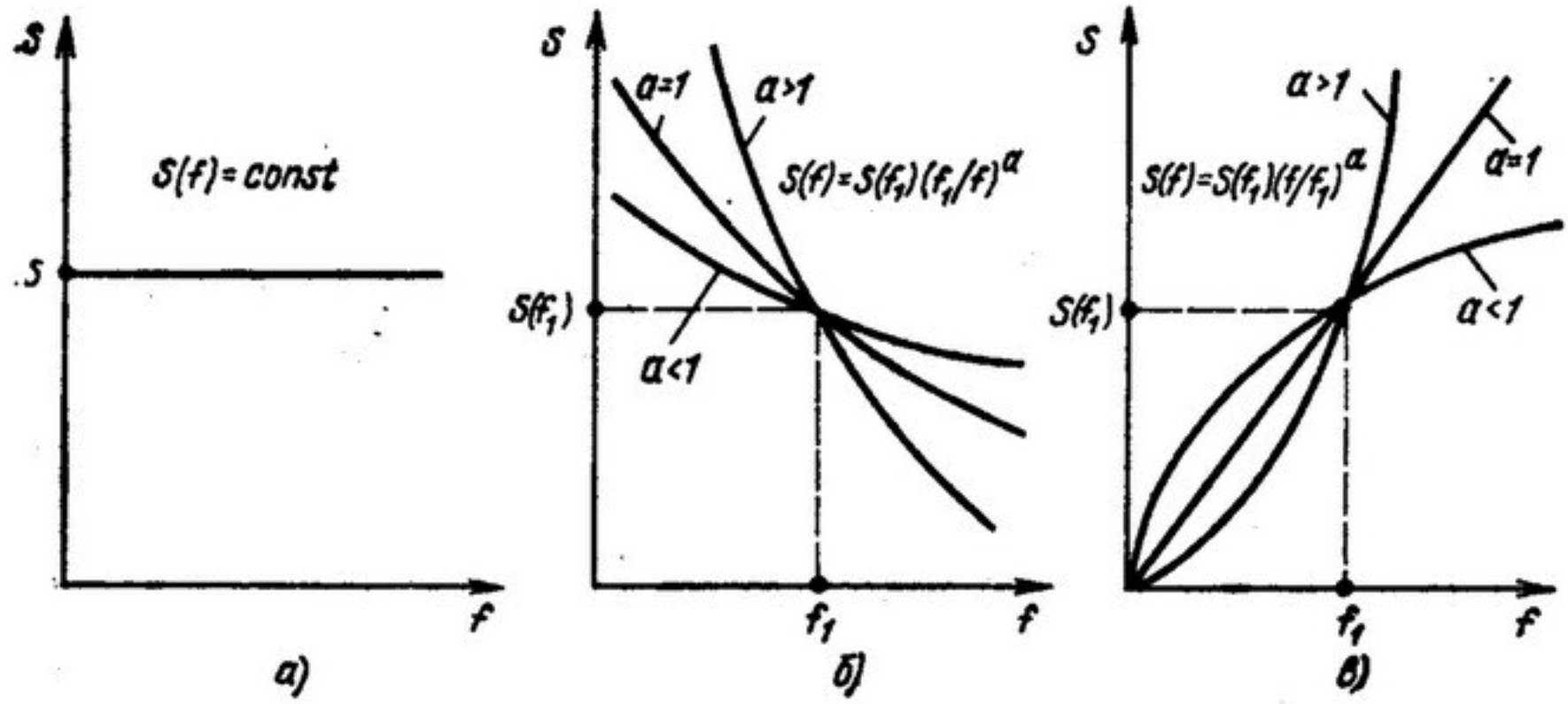


Рис. 13.12

рис. 13.11, *г*, в котором в качестве частотного аргумента f выступает отклонение (расстройка) текущей частоты от номинальной (резонансной) частоты $f_р$. В этом фильтре $f_н = -f_в = \Delta f/2$. При этом

$$K^2(f) = \frac{K_0^2}{[1+(2f/\Delta f_1)^2]^N}; \qquad (13.30)$$

$$\Delta f_1 = \Delta f [2^{1/N} - 1]^{-1/2},$$

где $\Delta f_1, \Delta f$ — полоса пропускания по уровню —3 дБ соответственно одиночного его звена и фильтра в целом. Графики рис. 13.11, *д* иллюстрируют случай, когда АЧХ цепи, по которой проходит шумовой процесс, обусловлена одновременным присутствием в тракте как фильтра верхних частот (рис. 13.11, *а*) с характеристикой (13.29), так и фильтра нижних частот. При этом

$$K^2(f) = \frac{K_{0н}^2 K_{0в}^2}{[1+(f_н/f)^2][1+(f/f_{в1})^2]^N}; \qquad (13.31)$$

$$f_{в1} = f_в [2^{1/N} - 1]^{-1/2},$$

где $K_{0н}, K_{0в}$ — номинальные коэффициенты передачи этих фильтров; $f_н, f_в$ — граничные частоты фильтров, определенные по уровню —3 дБ. Соотношение (13.31) предполагает, что фильтр нижних частот является звеном первого порядка, а верхних — N порядка.

В широкополосных трактах $f_в \gg f_н$, в результате чего их АЧХ соответствуют рис. 13.11, *е*, а ход определяется формулой

$$K^2(f) = \frac{K_0^2}{[1+(f_н/f)^2]\,[1+(f/f_{в1})^2]^N};$$

$$f_{в1} = f_в\,[2^{1/N} - 1]^{-1/2}, \qquad (13.32)$$

где K_0 — номинальный коэффициент передачи широкополосного тракта на частоте f_0; $f_0 = \sqrt{f_н f_в}$ — квазирезонансная частота.

Рисунок 13.11, *ж* отражает случай, когда усилительный тракт с АЧХ (13.28) включает частотно-корректирующее звено с нормированной АЧХ вида $M_к^2(f) = 1 + (f/f_к)^2$, где $f_к$ — частота, на которой подъем частотной характеристики в корректирующем звене составляет 3 дБ. Ход сквозной АЧХ тракта определяется соотношением

$$K^2(f) = \frac{K_0^2\,[1+(f/f_к)^2]}{[1+(f/f_{в1})^2]^N}. \qquad (13.33)$$

Часто встречаются ситуации, при которых существенное фильтрующее воздействие на шумы, порождаемые рассматриваемым *n*-м генератором шумового тока, оказывает частотная зависимость проводимости Y_n, шунтирующая этот *n*-й источник тока. Вследствие этого шунтирующего воздействия проводимости Y_n на источник тока создаваемое им шумовое напряжение приобретает дополнительную частотную окраску. Частотные свойства этого преобразования шумового тока в шумовое напряжение при вычислениях $f_ш$ можно учесть с помощью нормированной АЧХ $M_{Yn}(f)$ проводимости Y_n. В ШУ трактах проводимость Y_n обычно состоит из резистивной (g_{n0}) и емкостной составляющих, при этом последняя обусловлена наличием в схеме паразитной емкости $C_Σ$, шунтирующей выходные зажимы рассматриваемого генератора тока. По аналогии с (13.7) и (13.22) частотные зависимости модуля рассматриваемой проводимости можно представить в виде

$$Y_n^2(f) = g_{n0}^2\,[1 + (f/f_n)^2];$$

$$M_{Yn}^2(f) = [g_{n0}/Y_n(f)]^2 = 1 + (f/f_n)^2, \qquad (13.34)$$

где $f_n = g_{n0}/2\pi C_Σ$ — частота, на которой модуль проводимости $Y_n(f)$ возрастает на 3 дБ (в $\sqrt{2}$ раз). Проведенное рассмотрение и (13.34) указывают на то, что в ШУ на источник шумового тока может воздействовать дополнительное инерционное звено первого порядка с постоянной времени $\tau_n = C_Σ/g_{n0}$.

При проводимых с помощью (13.26) вычислениях учет влияния этого звена может быть реализован различными способами. Целесообразность применения того или иного из этих способов определяется соотношением между частотами f_n и $f_{вn}$, где $f_{вn}$ — верхняя граница полосы пропускания по уровню —3 дБ участка

от зажимов, к которым подключен n-й источник шумового тока, до выхода тракта.

В ситуациях, когда частота f_n существенно больше частоты $f_{вn}$, влиянием дополнительного инерционного звена можно пренебречь, приняв $M_{Yn}(f)=1$. В случаях, когда частота f_n соизмерима с $f_{вn}$, расчет параметра $f_в$ с помощью соотношений таблиц 13.1—13.3 следует выполнять при значении $f_в$, учитывающем влияния дополнительного инерционного звена на полосу пропускания рассматриваемого участка тракта. Это значение согласно (6.15) можно вычислить по формуле

$$f_в = \frac{1}{\sqrt{(1/f_n^2 + 1/f_{в\,n}^2)}}.$$

При вычислениях интегрального шума следует исключать из рассмотрения и подвергнуть более детальному анализу аналитические модели процессов его формирования в ситуациях, при которых собственные интегралы (13.19), (13.20), (13.23) и (13.24) расходятся. Расходимость этих интегралов указывает на то, что аналитическое описание этих процессов не соответствует действительности. К такой ситуации, например, может быть отнесен случай воздействия шума со спектром $1/f^a$ при $a>1$ на усилительный тракт с ненулевым коэффициентом передачи на нулевой частоте, а также ситуации, при которых в подынтегральных функциях выражений (13.19), (13.20), (13.23) и (13.24) наибольшая степень аргумента f в числителе превышает соответствующее значение в знаменателе.

Например, шумы со спектром вида $1/f^a$ при $a>1$, являются математической абстракцией и могут соответствовать реально протекающим процессам лишь в ограниченной частотной области на частотах $f<1/2\pi T_н$, где $T_н$ — время наблюдения или принятия решения в анализируемом электронном устройстве. В практике работы этих устройств время $T_н$ всегда ограничено (не равно бесконечности), в результате чего математическая интерпретация спектров, требующая интегрирования в бесконечных пределах, вступает в противоречение с возможностью реализации этого времени. Вследствие этого результат воздействия шумов типа «избыточный шум» со спектром $1/f$ на усилительный тракт, построенный по схеме УПТ, следует рассматривать как математическую абстракцию, которая отвечает действительности лишь в случае, когда этот тракт выступает как фильтр верхних частот с нижней границей полосы пропускания $f_н$, где $f_н$ — приближенное значение нижней границы эквивалентной полосы пропускания, определяемое формулой $f_н = 1/2\pi T_н$.

Как правило, шумовое напряжение на выходе обусловливается совместным воздействием на усилительный тракт не одного, а

нескольких источников шума. Результирующее напряжение $\sigma_{\text{вых }\Sigma}$ от совместного воздействия n независимых источников шумового напряжения и m независимых источников шумового тока согласно (13.2), (13.18), (13.25) и (13.26) можно вычислить по формуле

$$\sigma^2_{\text{вых }\Sigma} = \sum_{n=1}^{l} K^2_{0n} S_{un}(f_{u1n}) f_{э\,n} + \sum_{n=1}^{m} K^2_{0n} S_{in}(f_{i1n}) f_{э\,n} / Y^2_n(f_0), \quad (13.35)$$

где K_{0n} — коэффициент передачи напряжения от зажимов, к которым подключен n-й источник шума, до выхода; $S_{un}(f_{u1n})$, $S_{in}(f_{i1n})$ — значение спектральной плотности n-го источника шума на частоте f_{u1n} или f_{i1n}; $f_{э\,n}$ — значение параметра $f_э$ для этих источников, вычисленное в соответствии с (13.23), (13.24), или соотношений, приведенных в табл. 13.1—13.3.

Пример 13.4. Вычислить действующее значение $\sigma_{\text{вых}}$ шума, наблюдаемого на выходе широкополосного тракта в случае, когда в качестве входного его каскада выступает каскад, шумовые свойства которого были рассмотрены в предыдущем примере. Усилительный тракт в целом обладает следующими свойствами: $K_0 = 3010$, $f_в = 300$ кГц, $N = 2$, $f_н = 300$ Гц.

Решение. 1. В соответствии с табл. 13.1 и данными о фильтрующих свойствах усилительного тракта вычислим значение параметра $f_{э1}$, отвечающее прохождению частотно-независимых S_{u1} составляющих шумового спектра $S_{u\,эк}$. При вычислениях пренебрежем обужающим влиянием на шум ограниченной протяженности АЧХ в области низких частот, полагая $f_н = 0$. В этом случае

$$f_{э1} = f_в \alpha_1(2) = 300 \cdot 10^3 \cdot 1{,}22 \approx 370 \text{ кГц}.$$

2. В соответствии с табл. 13.2, составленной для $a > 0$, вычислим значение параметра $f_{э2}$, отвечающее прохождению через рассматриваемый тракт частотно-зависимой составляющей $S_{u2}(f)$ шумового спектра $S_{u\,эк}$. При $a = 1$, $N = 2$, $f_в = 300$ кГц, $f_н = 300$ Гц, $\gamma_2 = f_в / f_н (\sqrt{2} - 1) = 300 \cdot 10^3 / 300 (\sqrt{2} - 1) \approx 2400$, $f_1 = 1$ кГц

$$f_{э2} = f_в (f_1 / f_в)^2 (\ln \gamma_2^2 - 1)(\sqrt{2} - 1)/2 =$$
$$= 300 \cdot 10^3 (10^3 / 300 \cdot 10^3)^2 (\ln 2400^2 - 1)(\sqrt{2} - 1)/2 \approx 10 \text{ Гц}.$$

3. Можно принять, что заметный вклад в общий шум на выходе вносят только шумы первого каскада. С учетом этого и (13.35)

$$\sigma^2_{\text{вых}} = K_0^2 S_{u1} f_{э1} + K_0^2 S_{u2} f_{э2} = (30 \cdot 10^3)^2 10^{-17} \cdot 370 \cdot 10^3 +$$
$$+ (30 \cdot 10^3)^2 10^{-15} \cdot 10 \approx 3{,}3 \cdot 10^{-3} + 9 \cdot 10^{-6} \approx 3{,}3 \cdot 10^{-3} \text{ В}^2/\text{Гц};$$
$$\sigma_{\text{вых}} \approx 57 \text{ мВ}.$$

Пример 13.5. Вычислить действующее значение $\sigma_{\text{вых}}$ шума на выходе схемы рис. 11.12 для рассмотренного в примерах 13.3 и 13.4 варианта ее построения, когда использованный в ней ОУ обладает частотами среза $f_{ср1} = 5$ Гц, $f_{ср2} = 2$ МГц и номинальным коэффициентом усиления $K_{д0} = 10^4$. Вычисления осуществить применительно к случаю, когда время наблюдения (время принятия решения) $T_u = 10^{-3}$ с.

Решение. 1. Оценим эквивалентные (по отношению к источникам входных шумов) фильтрующие свойства рассматриваемого схемного построения, для этого вычислим фактическое F_0 и предельное F_{0m} значения глубины ОС:

$$F_0 = 1 + T_0 = 1 + K_{д0} R_c / (R_c + Z_0) = 1 + 10^4 \cdot 10^5 / (10^5 + 10^5) \approx 5000;$$

$$F_{0m} = f_{ср2} / 2 f_{ср1} = 2 \cdot 10^6 / 2 \cdot 5 = 20 \cdot 10^3.$$

Сопоставление найденных значений F_0 и F_{0m} показывает, что фактическое значение глубины ОС существенно меньше предельного ее значения. Поэтому с точки зрения фильтрующего воздействия рассматриваемой схемы на источники шума ее можно представить в виде фильтра первого порядка ($N=1$) с нормированной АЧХ типа (13.29) и частотой среза

$$f_в = f_{ср1f} = f_{ср} F_0 = 5 \cdot 5000 = 25 \text{ кГц}.$$

Здесь же оценим эквивалентное (для времени наблюдения $T_н$) значение нижней границы полосы пропускания:

$$f_н = 1 / 2\pi T_н = 1 / 2\pi \cdot 10^{-3} \approx 160 \text{ Гц}.$$

2. Найденный в примере 13.4 шумовой спектр включает две шумовые составляющие, спектр одной из которых частотно-независим ($a=0$), а второй — частотно-убывающий ($a=1$). Значение энергетической полосы пропускания $f_{э1}$ для первой составляющей определяет пятая строка табл. 13.1, согласно которой

$$f_{э1} = f_в \pi / 2 (1 + f_н / f_в) = 25 \cdot 10^3 \pi / 2 (1 - 160 / 25 \cdot 10^3) \approx 40 \text{ кГц},$$

а для второй — четвертая строка табл. 13.2, согласно которой

$$f_{э2} = f_в (f_1 / f_в) \ln (f_н / f_в) = 25 \cdot 10^3 (1 / 25 \cdot 10^3) \ln (25 \cdot 10^3 / 1) \approx 10 \text{ Гц}.$$

При вычислении $f_{э2}$ в качестве значения частоты f_1 условно принята значение, равное 1 Гц. В этом случае в соответствии с результатами вычислений, проведенных в примере 13.4, параметр $S_{п1}(f_1) = 10^{-16} A^2/\text{Гц}$.

3. Вычисляем значение полной проводимости, на которую нагружены источники шумового тока, при этом считаем, что проводимость имеет вещественный характер

$$Y_п(f_0) = g_п = 1/R_c + 1/Z_0 = 1/10^5 + 1/10^5 = 2 \cdot 10^{-5} \text{ См}.$$

4. Вычисляем в соответствии с (13.35) искомое действующее значение шумового напряжения на выходе рассматриваемой схемы, при этом учитываем, что в схеме действует ООС глубиной $F_0 = 5000$, в результате чего коэффициент передачи $K_0 = K_{д0} / F_0 = 10^4 / 5000 = 2$

$$\sigma^2_{вых} = K_0^2 S_{п1} f_{э1} / g_п^2 + K_0^2 S_{ш2}(f_{п1}) f_{э2} / g_п^2 =$$

$$= 2^2 / 6{,}3 \cdot 10^{-19} \cdot 40 / 10^3 / (2 / 10^{-5})^2 + 2^2 \cdot 10^{-16} \cdot 10 / (2 \cdot 10^{-5})^2 \approx$$

$$\approx 2{,}5 \cdot 10^{-4} \text{ В}^2/\text{Гц}; \quad \sigma_{вых} \approx 160 \text{ мВ}.$$

13.4. МЕТОДИКА ПРИБЛИЖЕННОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО ШУМА НА ВЫХОДЕ ФИЛЬТРУЮЩЕЙ ЦЕПИ

Как уже отмечалось, непосредственные вычисления действующего значения шума с помощью (13.19) или (13.20) связаны с определенными трудностями, особенно в случаях, когда усилитель-

ный тракт представляет собой многозвенную фильтрующую цепь, а спектр рассматриваемого шумового источника имеет существенную частотную зависимость. Следует также отметить, что приводимые в табл. 13.1—13.3 данные охватывают лишь ограниченное число возможных ситуаций. Поэтому использование этих данных при проведении вычислений в соответствии с (13.25) и (13.26) не всегда возможно.

В связи с указанными обстоятельствами представляет практический интерес методика приближенных вычислений, применение которой хотя и связано с появлением некоторых погрешностей в результатах проводимых на ее основе вычислений, но имеет практически неограниченную область возможного применения. Методика приближенных вычислений основывается на том, что график логарифмической АЧХ многозвенной фильтрующей цепи с приемлемой для практики точностью может быть аппроксимирован ломаной линией. При этом число изломов (перегибов) этой аппроксимирующей линии равно суммарному числу частот среза нормированной АЧХ. Аппроксимация хода нормированной АЧХ ломаной линией может быть представлена в аналитическом виде.

Фильтру нижних частот с нормированной АЧХ

$$M^2(f) = \frac{1}{[1+(f/f_{в1})^2]^N} \qquad (13.36)$$

соответствуют следующие аналитические соотношения:

$$M^2(f) \approx 1 \text{ при } f < f_{в1};$$
$$M^2(f) \approx (f/f_{в1})^2 \text{ при } f > f_{в1}. \qquad (13.37)$$

Фильтру верхних частот с нормированной АЧХ

$$M^2(f) = \frac{1}{[1+(f_{н1}/f)^2]^N} \qquad (13.38)$$

— соотношения

$$M^2(f) \approx (f/f_{н1})^2 \text{ при } f < f_{н1};$$
$$M(f) \approx 1 \text{ при } f > f_{н1}. \qquad (13.39)$$

Частотно-корректирующему звену с нормированной АЧХ вида

$$M^2(f) = 1 + (f/f_{к1})^2$$

— соотношения

$$M^2(f) \approx 1 \text{ при } f < f_{к1};$$
$$M^2(f) \approx (f/f_{к1}) \text{ при } f > f_{к1}. \qquad (13.40)$$

Формулы, аналогичные (13.36)—(13.40), могут быть использованы для описания частотных свойств нормированных характерис-

тик проводимостей и сопротивлений. Так, нормированная частотная зависимость (13.7) проводимости $Y_{вх\,г}$ аппроксимируется соотношениями

$$M_Y^2(f) \approx 1 \text{ при } f < f_{вх};$$
$$M_Y(f) \approx (f^2/f_{вх}) \text{ при } f > f_{вх}. \qquad (13.41)$$

Весь интервал интегрирования от нуля до бесконечности в (13.19) и (13.20) при такой интерпретации хода нормированной АЧХ можно разбить на отдельные участки, протяженность и положение которых определяются положением и протяженностью отрезков, составляющих аппроксимирующую ломаную линию. С учетом этого и (13.5) подынтегральная функция в (13.19) и (13.20) может быть на любом k-м участке представлена в виде

$$\varepsilon_k(f) = \lambda_k f^{\rho_k} + a, \qquad (13.42)$$

где λ_k, ρ_k — параметры, значения которых постоянны в пределах k-го участка интегрирования.

В результате рассмотренного представления функции $\varepsilon(f)$ действующее значение шума на выходе фильтрующей цепи согласно (13.19), (13.20) и (13.42) может быть найдено в результате суммирования ряда чисел $\bar{\varepsilon}_k$, каждое из которых определяется формулой

$$\bar{\varepsilon}_k = \int_{f_{k-1}}^{f_k} \lambda_k f^{\rho_k + a} df, \qquad (13.43)$$

где f_{k-1}, f_k — начало и конец k-го частотного участка ломаной линии, аппроксимирующей график функции $\varepsilon(f)$ на k-м участке.

Вычисление интеграла (13.43) дает следующие результаты:

$$\bar{\varepsilon}_k = \frac{\lambda}{\rho + a + 1}\left[(f_k)^{\rho+a+1} - (f_{k-1})^{\rho+a+1}\right] \text{ при } \rho + a + 1 \neq 0; \qquad (13.44)$$

$$\varepsilon_k = \lambda \ln(f_k/f_{k-1}) \text{ при } \rho + a + 1 = 0. \qquad (13.45)$$

Таким образом, квадрат действующего значения шума на выходе фильтрующей цепи от любого n-го источника шума может быть вычислен по формуле

$$\sigma^2_{вых} = K^2_{0\Sigma} S(f_1) \sum_{k=1}^{c} \bar{\varepsilon}_k, \qquad (13.46)$$

где c — число отрезков ломаной линии, аппроксимирующей ход функции $\varepsilon(f)$.

Расчеты $\sigma_{вых}$ по (13.46) удобно выполнять с помощью вспомогательной таблицы, подобной табл. 13.4, с числом вертикальных колонок, равным числу c.

Таблица 13.4

$M_1^2,\ \lambda_k,\ \varepsilon_k,\ \overline{\varepsilon}_k$	$0 \dots f_{н1}$	$f_{н1} \dots f_{н2}$	$f_{н2} \dots f_в$	$f_в \dots \infty$
$[M_1(f)]^2$	$(f/f_{н1})^2$	1	1	1
$[M_2(f)]^2$	$(f/f_{н2})^2$	$(f/f_{н2})^2$	1	1
$[M_3(f)]^2$	1	1	1	$(f_в/f)^4$
$M_S(f)$	$(f_1/f)^a$	$(f_1/f)^a$	$(f_1/f)^a$	$(f_1/f)^a$
ρ_k+a+1	$4-a$	$2-a$	$-a$	$-4-a$
λ_k	$\frac{f_1^a}{(f_{н1}f_{н2})^2}$	$\frac{f_1^a}{(f_{н2})^2}$	f_1^a	$f_1^a f_в^4$
$\varepsilon_k=\lambda_k f^{\rho_k+a+1}$	$\frac{f_1^a f^{4-a}}{(f_{н1}f_{н2})^2}$	$\frac{f_1^a f^{2-a}}{f_{н2}^2}$	$\frac{f_1^a}{f^a}$	$\frac{f_1^a f_в^4}{f^{4+a}}$
$\overline{\varepsilon}_k=\int \varepsilon_k df$ $-3<a<5$ $a\neq 3$ $a\neq 1$	$\frac{f_1^a f^{5-a}}{(5-a)(f_{н1}f_{н2})^2}$	$\frac{f_1^a f^{3-a}}{(3-a)f_{н2}^2}$	$\frac{f_1^a}{(1-a)f^{a-1}}$	$\frac{f_1^a f_в^4}{(-3-a)f^{3+a}}$
$\overline{\varepsilon}_k=\int \varepsilon_k df$ $a=3$	$\frac{f_1^3 f^3}{2(f_{н1}f_{н2})^2}$	$\frac{f_1^3 \ln f}{f_{н2}^2}$	$\frac{f_1^3}{-2f^3}$	$\frac{f_1^3 f_в^4}{-6f^6}$
$\overline{\varepsilon}_k=\int \varepsilon_k df$ $a=1$	$\frac{f_1 f^4}{4(f_{н1}f_{н2})^2}$	$\frac{f_1 f^2}{2f_{н2}^2}$	$f_1 \ln f$	$\frac{f_1 f_в^4}{-4f^4}$

Таблица 13.4 составлена для случая, когда приведенный ко входу шумовой процесс обладает спектром $S_{эк}(f)=S(f_1)(f_1/f)^a$. Она предполагает, что фильтрующая цепь усилительного тракта и частотно-зависимой проводимости $Y_j(f)$ включает последовательное соединение двух фильтров верхних частот типа (13.29) первого порядка ($N=1$) с граничными частотами $f_{н1}$ и $f_{н2}$ и одного фильтра нижних частот второго порядка ($N=2$) с граничной час-

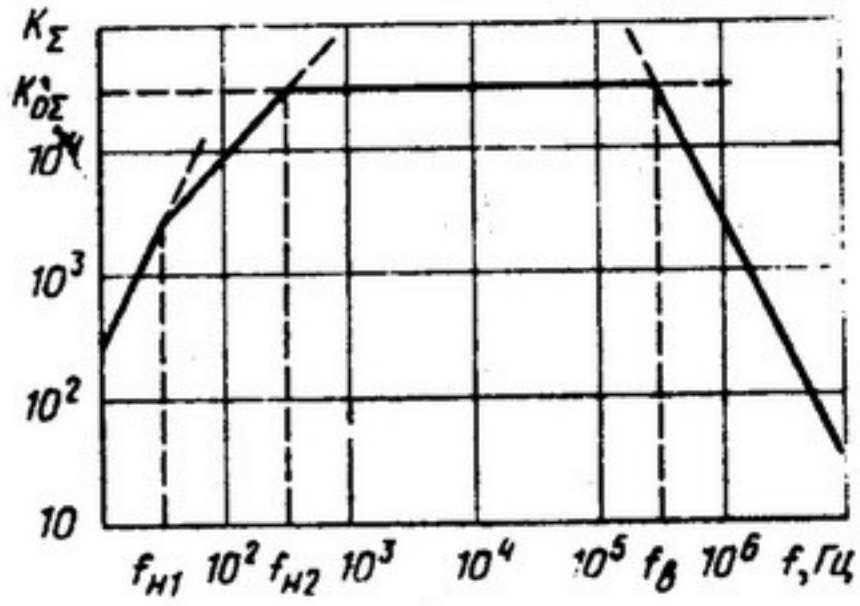


Рис. 13.13

тотой $f_в$. Логарифмическая АЧХ фильтрующей цепи для этого случая приведена на рис. 13.13.

Результаты перемножений стоящих в этих столбцах частотных функций определяют значения параметров λ_k и ρ_k+a+1, входящих в (13.43). После подстановки этих значений в (13.44) или (13.45) и проведения в соответствии с (13.46) вычислений определяют искомое значение $\sigma^2_{вых}$ от рассматриваемого источника шума.

Пример 13.6. Определить действующее значение $\sigma_{вых1}$ выходного шума, обусловленного воздействием на вход усилительного тракта шумового процесса с частотно-независимым спектром ($a=0$) со спектральной плотностью $S_{u1}=10^{-20}$ В²/Гц,в случае, когда АЧХ усилительного такта соответствует рис. 13.13 ($K_0=30\cdot10^3$, $f_{н1}=30$ Гц, $f_{н2}=300$ Гц, $f_в=300$ кГц).

Решение. 1. Результат вычисления определенного интеграла, полученный при $a=0$ после подстановки в выражение для $\overline{\varepsilon_k}$ крайних значений интервалов интегрирования, стоящих в верхней строчке табл. 13.4, имеет вид

$$\overline{\varepsilon_k}=f^3_{н1}/5f^2_{н2}+(f^3_{н2}-f^3_{н1})/3f^2_{н2}+f_в-f_{н2}+f_в/3.$$

2. Для рассматриваемого случая ($f_{н1}=30$ Гц, $f_{н2}=300$ Гц. $f_в=300$ кГц) численное значение параметра $\overline{\varepsilon_k}$ равно

$$\overline{\varepsilon_k}=30^3/5\cdot300^2+(300^2-30^2)/3\cdot300^2+300\cdot10^3-300+300\cdot10^3/3\approx400 \text{ кГц}.$$

3. В соответствии с (13.46)

$$\sigma^2_{вых1}=K_0^2S_u\overline{\varepsilon_k}=(30\cdot10^3)^2\cdot10^{-20}\cdot400\cdot10^3\approx0{,}36\cdot10^{-6} \text{ В}^2;$$

$$\sigma_{вых1}=0{,}6 \text{ мВ}.$$

Пример 13.7. Осуществить вычисления $\sigma_{вых}$, аналогичные проведенным в предыдущем примере, для случая, когда на входной тракт помимо частотно-независимого шума с $S_{u1}=10^{-20}$ В²/Гц воздействует избыточный шум ($a=1$) со спектральной плотностью $S_{u2}(f)=S(f_1)(f_1/f)$, где $S(f_1)=10^{-19}$, $f_1=1$ кГц. Шумы обоих источников взаимонезависимы.

Решение. 1. Результат вычисления определенного интеграла, полученный при $a=1$, после подстановки в выражение для $\bar{\varepsilon}_k$ крайних значений интервалов интегрирования, стоящих в верхней строчке табл. 13.4, имеет вид

$$\bar{\varepsilon}_k = f_1 [f^2_{н1}/4f^2_{н2} + 1/2 - f^2_{н1}/2f^2_{н2} + \ln(f_в/f_{н2}) + 1/4].$$

2. Для рассматриваемого случая ($f_{н1}=30$ Гц, $f_{н2}=300$ Гц, $f_в=300$ кГц) численное значение параметра $\bar{\varepsilon}_k$ равно

$$\bar{\varepsilon}_k = 10^3 [30^2/4 \cdot 300^2 + 1/2 - 30^2/2 \cdot 300^2 + \ln(300 \cdot 10^3/300) + 1/4] \approx 10^4 \text{ Гц}.$$

3. В соответствии с (13.46)

$$\sigma^2_{вых2} = K_0^2 S_u(f_1) \bar{\varepsilon}_k = (30 \cdot 10^3)^2 \cdot 10^{-19} \cdot 10^4 \approx 0{,}90 \cdot 10^{-6} \text{ В}^2;$$

$$\sigma_{вых2} = 0{,}95 \text{ мВ}.$$

4. Вследствие того что оба источника шума являются взаимонезависимыми источниками, то в соответствии с (13.2)

$$\sigma^2_{вых\Sigma} = \sigma^2_{вых1} + \sigma^2_{вых2} = 0{,}36 \cdot 10^{-6} + 0{,}95 \cdot 10^{-6} = 1{,}31 \cdot 10^{-6} \text{ В}^2;$$

$$\sigma_{вых} = 1{,}1 \text{ мВ}.$$

С точки зрения физической реализуемости процессов, отражаемых частотной функцией (13.42), следует иметь в виду, что на начальном участке, включающем нулевую частоту, должно выполняться условие $(\rho_k + a + 1) > 0$, а на конечном, включающем бесконечно большие значения частот, необходимо, чтобы $(\rho_k + a + 1) < 0$. Только при этих условиях собственные интегралы (13.44) и (13.45) сходятся.

Приближенность рассматриваемой методики обусловлена тем, что реальные частотные характеристики заменяются их аппроксимирующими соотношениями. На рис. 13.14 представлены графики логарифмической ЛЧХ фильтрующих звеньев и их аппроксимирующих соотношений. Наибольшее расхождение этих графиков наблюдается в области частот $f_в$, $f_п$ и $f_к$. Расхождения приводят к тому, что значения $\sigma_{вых}$, вычисленные с помощью приближенных соотношений при характеристиках вида рис. 13.14, *а* и *б*, оказываются завышенными, а при характеристиках рис. 13.14, *в* — заниженными. Объясняется это тем, что в области перечисленных частот приближенное значение подынтегральной функции на рис. 13.14, *а* и *б* больше истинного, а на рис. 13.14, *в* — меньше. Расхождение аппроксимирующих функций по отношению к истинным на рис. 13.14 выделены штриховой линией.

Сравнительный анализ результатов вычислений $\sigma_{вых}$, проведенных с помощью приближенной и точной методик, показывает, что для большинства практических случаев относительная погрешность при приближенной методике вычисления не превышает нескольких процентов.

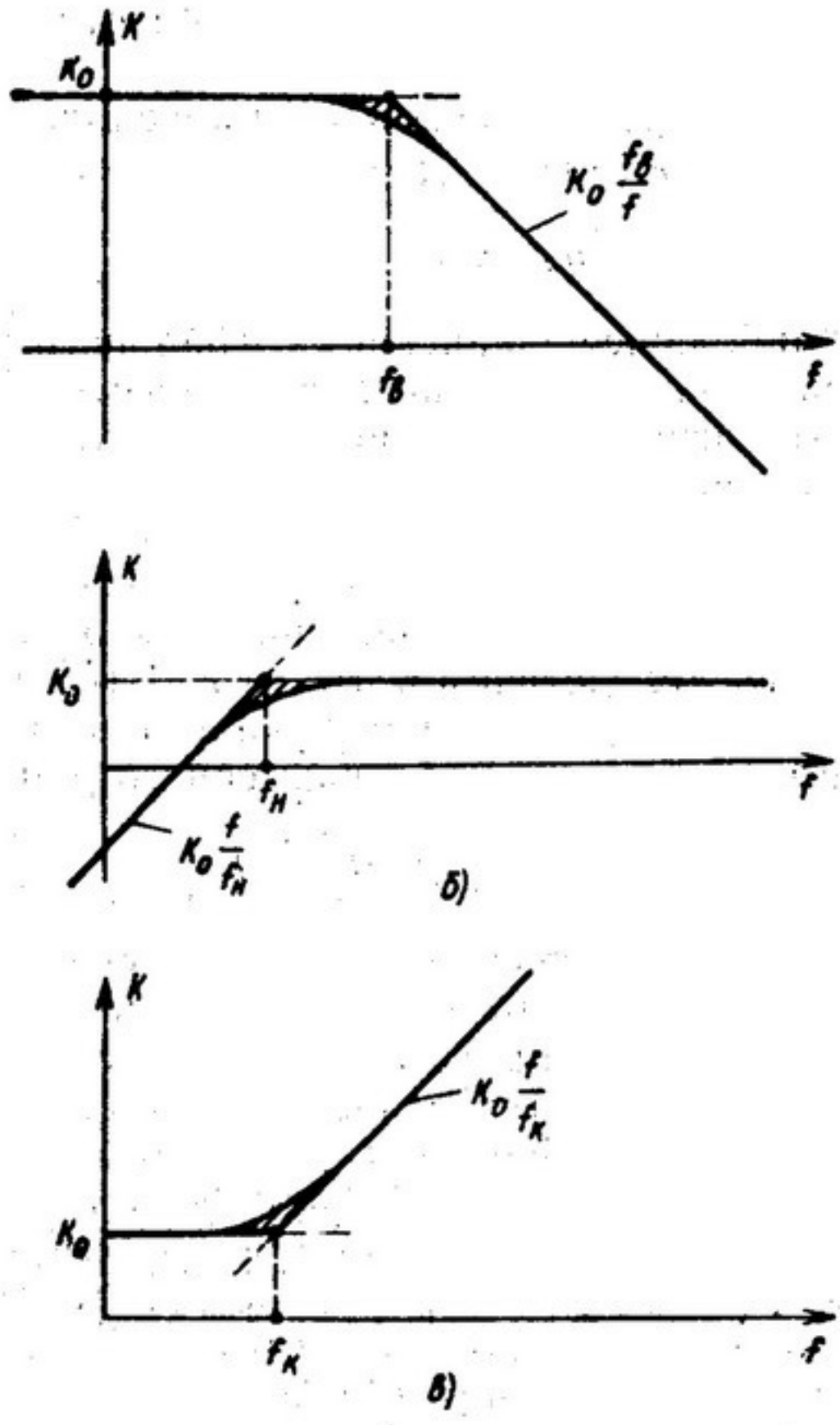


Рис. 13.14

13.5. МЕТОДИКА ПРИБЛИЖЕННОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ

Одним из основных критериев качества воспроизведения высокочувствительным трактом сигналов является отношение сигнал-шум (q). На повышение этого отношения в первую очередь и направляются усилия разработчиков схем устройств высокой чувствительности. Различают отношения сигнал-шум по напряжению и мощности. Первое из них будем обозначать q_u, второе q_P. Часто значения этих отношений приводятся в децибелах, при этом $q_{дБ} = 20 \lg q_u$ или $q_{дБ} = 10 \lg q_P$. Двухкратное различие коэффициентов в правых частях приводимых формул позволяет не указы-

вать, является ли это отношение по мощности или по напряжению.

При дальнейшем рассмотрении будем использовать отношение сигнал-шум по напряжению, под которым понимается

$$q_u = U_{m\,вых}/\sigma_{вых\,x}, \qquad (13.47)$$

где $U_{m\,вых}$ — наибольшее значение сигнального напряжения на выходе. При синусоидальном сигнале в качестве $U_{m\,вых}$ выступает амплитуда этого сигнала, а при сигналах импульсного типа — наибольшее значение сигнального импульса.

При данном уровне входного сигнала значение $U_{m\,вых}$ зависит не только от номинального коэффициента усиления K_0, но и от степени фильтрующего воздействия на спектр сигналов неравномерности его АЧХ (следствием того, что $M_x(f)$ является функцией частоты). Степень этого фильтрующего воздействия удобно охарактеризовать с помощью безразмерного параметра $V_м$, при этом

$$V_м = U_{m\,вых}/U_{m\,вх}K_0. \qquad (13.48)$$

Значение $V_м$ в устройствах ШУ обычно меньше единицы. Степень отличия $V_м$ от единицы определяется в первую очередь соотношением верхней границы $f_в$ полосы пропускания тракта и протяженностью спектра сигнала в частотной области. На рис. 13.15 приведены временные графики сигнала, наблюдаемого на выходе ШУ усилителя с АЧХ вида (13.29) при $N=1$ и $K_0=1$ для случая, когда на его вход воздействует прямоугольный импульс единичной амплитуды длительностью $t_и$. Вследствие узкополосности тракта ($f_в \ll 1/t_и$) амплитуда выходного импульса отличается от единицы, при этом степень отличия тем больше, чем меньше значение произведения $f_в t_и$.

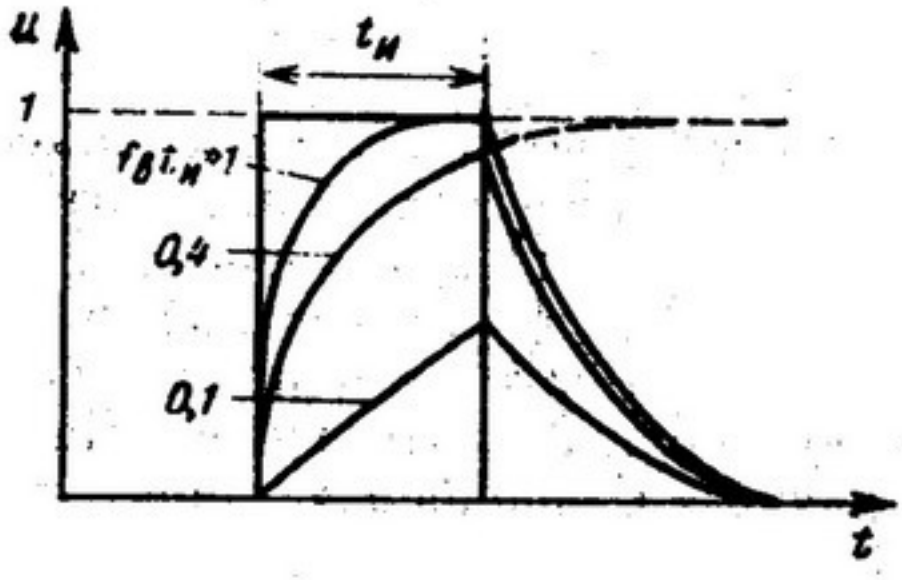


Рис. 13.15

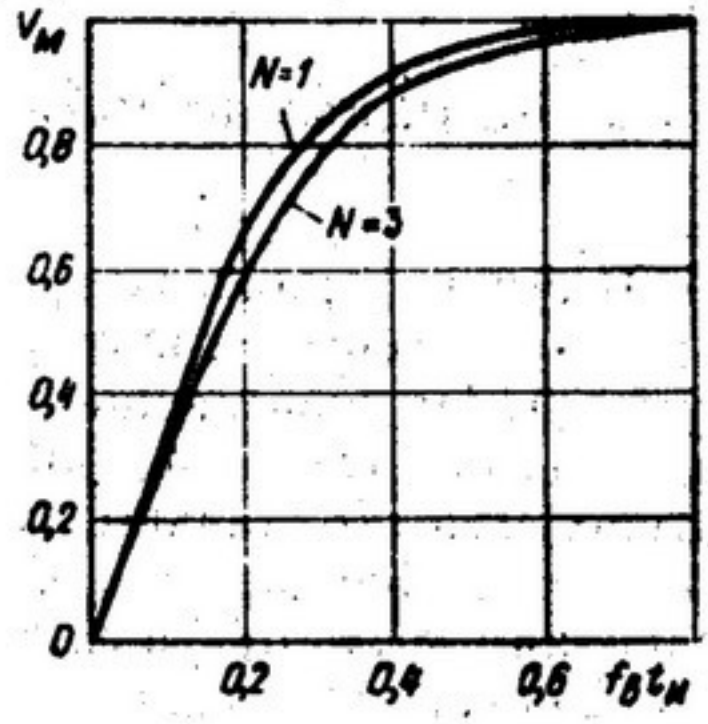


Рис. 13.16

Параметр $V_м$ позволяет представить расчетное соотношение (13.47) в удобной для проведения вычислений форме

$$q_и = U_{m\,вх} V_м K_0 / \sigma_{вых\,\Sigma} = I_{m\,вх} V_м K_0 / (\sigma_{вых\,\Sigma} g_{вх\,\Sigma}), \qquad (13.49)$$

где $U_{m\,вх}$, $I_{m\,вх}$ — амплитуда сигнального напряжения и тока на входе тракта.

Когда частотно-временны́е свойства сигнала характеризуются шириной его спектра, например, для сигналов, наблюдаемых в устройствах телевидения, значение $V_м$ принимается равным единице.

При сигналах импульсного типа, например, когда рассматриваются значения q в устройствах импульсной локации, значение $V_м$ не превышает единицы и зависит от формы сигнального импульса, его длительности, вида нормированной АЧХ тракта, верхней границы его полосы пропускания $f_в$. Графики зависимости $V_м$ от произведения $f_в t_и$, где $t_и$ — длительность импульса, для сигнала прямоугольной формы приведены на рис. 13.16. Графики соответствуют прохождению одиночного импульсного сигнала через тракт с единичным номинальным коэффициентом передачи ($K_0 = 1$) и АЧХ вида (13.29). Очевидно, что расширение полосы пропускания тракта (увеличение $f_в$) приводит к росту $V_м$. Наиболее существенным этот рост наблюдается при малых длительностях импульса, когда $t_и \gg 1/f_в$, увеличение $f_в$ практически не отражается на значениях $V_м$.

Увеличение частоты $f_в$ сопровождается ростом шумового напряжения $\sigma_{вых}$. Поэтому существует оптимальное значение $f_{в\,opt}$ частоты $f_в$, при котором отношение сигнал-шум имеет наибольшее значение. Обычно $f_{в\,opt} = \beta / t_и$, где $\beta \approx 0{,}2 \ldots 0{,}5$. Меньшие значения β соответствуют импульсным сигналам с малой крутизной фронтов, например, колоколообразной формы, а также спектрам шума с пониженным значением спектральной плотности в области высоких частот (например, в случаях, когда в качестве основного мешающего фактора выступает низкочастотный избыточный шум). Для равномерного по спектру шума и близкого к прямоугольному по форме импульсу значения β лежат в пределах 0,25 ... 0,35. Указанные вариации значений β связаны с возможными различиями вида АЧХ, а также и со степенью близости импульса к прямоугольной форме.

Вычисление отношения сигнал-шум следует проводить в соответствии с формулой (13.49), подставляя в нее найденные с помощью (13.25) или (13.46) значения $\sigma_{вых\,\Sigma}$, а также $V_м$. При сигналах прямоугольной формы и нормированной АЧХ вида (13.29) и N, равных единице или трем, значение $V_м$ может быть найдено с помощью графика рис. 13.16. Этот же график с достаточной для практических расчетов точностью может быть использован и при

других значениях N, а также в случаях, когда импульсный сигнал имеет отличную от прямоугольной форму, но его длительность задается по уровню 0,5.

Пример 13.8. Определить отношение сигнал-шум, который будет на выходе усилительного тракта с рассмотренными в примере 13.4 ($f_в = 300$ кГц) свойствами в случае приема с его помощью импульсных сигналов длительностью $t_и = 1$ мкс и амплитудой $u_{вх} = 1$ мкВ.

Решение. 1. Определяем относительное уменьшение $V_м$ амплитуды сигнала, возникающее вследствие фильтрующего на него воздействия усилительного тракта. С помощью графика рис. 13.16 для рассматриваемого случая, когда $f_в t_и = 300 \cdot 10^3 \cdot 10^6 = 0{,}3$, определяем

$$V_м = 0{,}84.$$

2. В соответствии с (13.49) и данными о значении $\sigma_{вых}$, полученными в ходе проведенных в предыдущем примере вычислений, искомое отношение сигнал-шум

$$q_и = u_{m\,вх} V_м K_0 / \sigma_{вых} = 10^{-6} \cdot 0{,}84 \cdot 30 \cdot 10^3 / 1{,}1 \cdot 10^{-3} \approx 23;$$

$$q_{дБ} = 20 \lg q = 20 \lg (23) \approx 27 \text{ дБ}.$$

При вычислениях отношения сигнал-шум следует учитывать, что спектр сигнального тока так же, как и шумов, претерпевает фильтрующее воздействие входной цепи вследствие наличия на входе усилителя паразитной емкости $C_э$, шунтирующей общую резистивную составляющую проводимости $g_{вх\,э}$.

При организации схем усилителей реализуется ряд подходов к выбору значений основных параметров входной цепи и учету шунтирующего влияния паразитной емкости на входные цепи усилительного тракта. В первом случае (низкоомная входная цепь) этот выбор $g_{вх\,э}$ осуществляется из условия $g_{вх\,э} \gg 2\pi f_в C_э$, где $f_в$ — требуемое по ТУ значение верхней границы полосы пропускания усилительного тракта в целом. В этом случае можно пренебречь фильтрующим влиянием емкости $C_э$ на сигнальные и шумовые составляющие, так как проводимость этой емкости даже на самой высокой частоте оказывается существенно меньше резистивной составляющей входной проводимости $g_{вх\,э}$.

Достоинством низкоомной входной цепи являются повышенные определенность и стабильность общей частотной характеристики тракта. Но при этом оказываются низкими номинальные значения (значения на частоте f_0) сигнального напряжения $U_{с0}$ на входных зажимах усилительного тракта при данном значении входного тока $I_{с0}$, так как $U_{с0} = I_{с0} / g_{вх\,э}$. Вследствие этого при высоких значениях $g_{вх\,э}$ усилительный тракт должен обладать повышенным усилением. Кроме того, из (13.3) следует, что при повышении проводимости $g_{вх\,э}$ возрастает влияние ее тепловых шумов, в результате чего отношение сигнал-шум оказывается заниженным.

При низкоомной входной цепи в условиях, когда $f_{вх} \gg f_в$, частотными искажениями во входной цепи можно пренебречь, в результате чего вычисление действующего значения шума $\sigma_{вых\,т}$ можно выполнить с помощью данных табл. 13.1—13.3 с подстановкой в них значения $f_в$, соответствующего верхней границе полосы пропускания тракта.

В ряде случаев схема усилительного тракта организуется таким образом, что в ней частотные искажения сигнала, возникающие во входной цепи усилителя, компенсируются или за счет повышенной широкополосности последующих ступеней усилительного тракта, или с помощью специально вводимого в состав усилительного тракта частотно-корректирующего звена. Последний вариант схемного построения тракта называют схемой противошумовой коррекции.

Различают схему простой и сложной противошумовой коррекции. При первой из них никаких дополнительных мероприятий, кроме снижения проводимости $g_{вх\,т}$ нагрузки и расширения полосы пропускания тракта, не применяют. При второй в структуру входной цепи включают одну или несколько катушек индуктивности, которые снижают за счет резонансных проявлений шунтирующее влияние паразитной емкости $C_т$ на вход усилителя и тем самым повышают эффективность преобразования сигнального тока $I_с$ во входное напряжение $U_с$. Таким образом, под противошумовой коррекцией обычно понимается система схемотехнических мероприятий, направленных на повышение отношения сигнал-шум. При этом стараются обеспечить повышенные передаточные свойства во входной цепи, что без заметного увеличения шумового напряжения $\sigma_{вых\,т}$ увеличивает амплитуду выходного сигнала и тем самым улучшает отношение сигнал-шум. При противошумовой коррекции передаточные свойства цепи увеличивают за счет снижения проводимости нагрузки $g_н$, на которую нагружен источник сигнального тока $i_с$.

Следует отметить, что согласно (13.3) уменьшение проводимости $g_н$ уменьшает интенсивность теплового шума, создаваемого этой проводимостью. При большом значении сопротивления резистора $R_н = 1/g_н$ (при малом значении проводимости $g_н$) паразитная емкость $C_т$ оказывает заметное шунтирующее влияние на вход усилителя даже на относительно невысоких частотах. При этом амплитуда $U_{m\,вх}$ сигнала на входе усилителя на высоких частотах имеет заниженное значение, так как согласно (13.7)

$$U_{m\,вх} = i_{m\,вх}/g_{вх\,т}[1 + (f/f_{вх})^2]^{1/2}.$$

График логарифмической АЧХ амплитуды $U_{m\,вх}$ сигнального напряжения приведен на рис. 13.17, *а*.

Обычно в ходе реализации противошумовой коррекции и при проведении мероприятий по увеличению амплитуды $U_{mвх}$ и снижению шума сопротивление резистора $R_н$ выбирается настолько большим, что значение частоты $f_{вх}$ оказывается существенно меньше предельно допустимого значения $f_в$, вытекающего из требования обеспечения допустимых частотных искажений. В результате этого на частотах f, соизмеримых и превышающих $f_{вх}$, во входной цепи каскада возникают существенные частотные искажения.

Для компенсации этих искажений в схемах с противошумовой коррекцией в основной усилительный тракт включают частотно-корректирующее звено с АЧХ $K_к^2(f) = K_{0к}^2[1 + (f/f_к)^2]$ (рис. 13.17, *б*). При наличии такого частотно-корректирующего звена и выполнении условия $f_к = f_{вх}$ частотные искажения сигнала, возникающие во входной цепи, полностью компенсируются частотно-корректирующим звеном. Равенство частот $f_к$ и $f_{вх}$ должно выполняться с высокой степенью точности. В противном случае АЧХ тракта на участке от $f_к$ до $f_{вх}$ может иметь существенную неравномерность. При этом в случаях, когда $f_к < f_{вх}$, график АЧХ имеет подъем (рис. 13.17, *в*), а при $f_к > f_{вх}$ — спад на участке от $f_{вх}$ до $f_к$ (рис. 13.17, *г*).

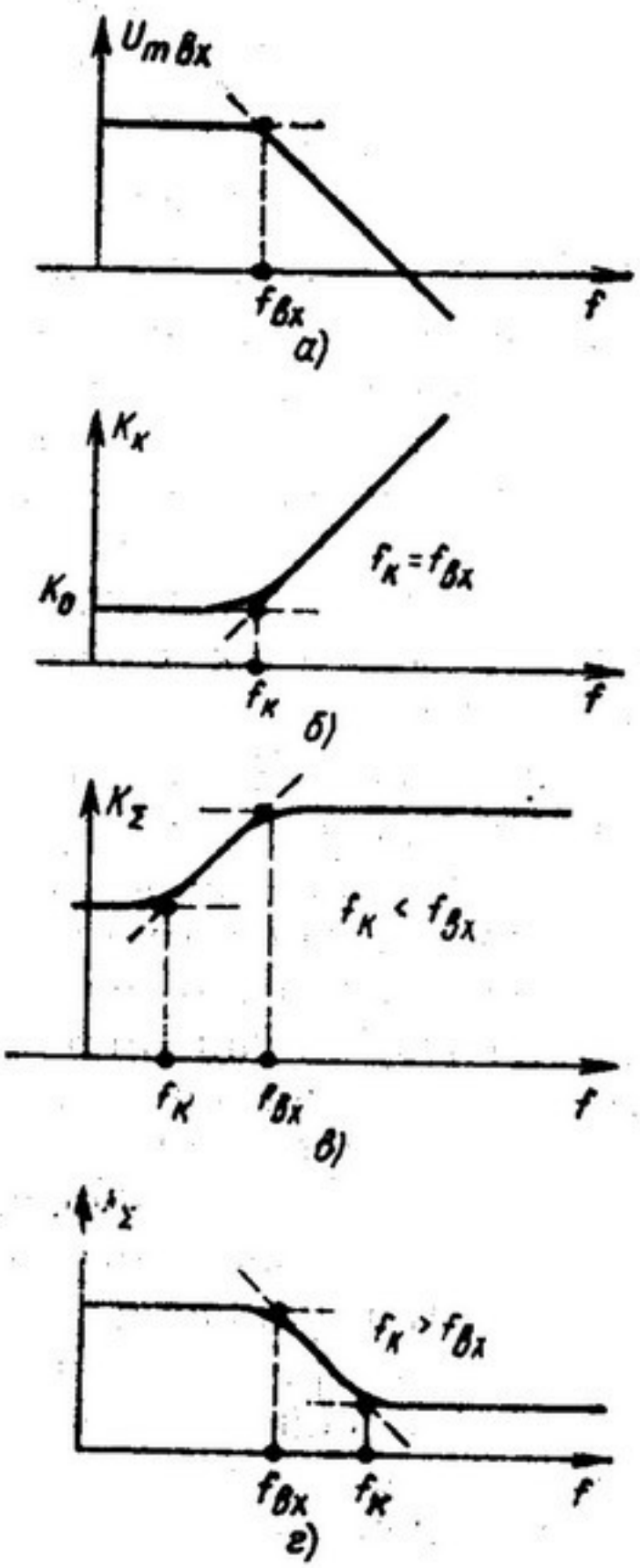


Рис. 13.17

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дайте сравнительный анализ основных принципов предоставления шумовых свойств аналоговых трактов с помощью коэффициента шума, характеристик шумящего четырехполюсника и параметров физических шумовых эквивалентных схем.

2. В каких случаях при нахождении спектра от совместного воздействия ряда источников шума можно вычислять в соответствии с (13.1) и (13.2)?

3. Почему на эквивалентной схеме рис. 13.1 источники шумового напряжения и шумового тока выделены штриховкой?

4. Какими свойствами обладают энергетические спектры тепловых шумов в резистивных двухполюсниках?

5. Какими свойствами обладают энергетические спектры шумов, возникающих при протекании тока через p-n переход? В чем состоит условность понятия «постоянный ток»?

6. Чему равно значение параметра a при представлении спектра избыточного шума в виде (13.5а)?

7. Почему интенсивность шумов, создаваемых во внешней цепи реальным резистором, может зависеть от протекающего через него тока?

8. Поясните сущность процедуры преобразования шумового источника, отражаемую соотношением (13.9).

9. Поясните природу источников шума в схемах рис. 13.6 и рис. 13.7.

10. В какой форме приводятся данные о шумовых свойствах операционных усилителей и как на основании этих данных можно определить значения параметров, входящих в аналитическое описание (13.16) этих свойств?

11. Поясните физическую сущность процессов, отражаемых соотношениями (13.19) и (13.20).

12. В чем состоит сущность приближенной методики вычисления интегрального шума на выходе фильтрующей цепи?

13. Поясните, какие изменения претерпевают параметры, входящие в (13.47), в случае, когда в широкополосном усилительном тракте при неизменной длительности $t_и$ импульсного сигнала осуществляют изменение граничной частоты $f_в$.

14. Как работает схема простой противошумовой коррекции?

ГЛАВА 14

АКТИВНЫЕ *RC*-ФИЛЬТРЫ

14.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ, АППРОКСИМАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК

Активными называют фильтры, состоящие из резисторов, конденсаторов и активных элементов, например усилителей. Они позволяют не включать в них катушки индуктивности (которые громоздки, особенно в фильтрах с низкими рабочими частотами), но, несмотря на это, обладают хорошей избирательностью. Последнего удается достигнуть благодаря компенсации потерь энергии в *RC*-фильтрах с помощью активных элементов — чаще усилителей, охваченных ОС (обычно вместе с *RC*-цепями). В этом смысле активные фильтры являются как бы недовозбужденными автогенераторами, хотя последние не всегда просто опознать в схеме того или иного фильтра, да это обычно и не требуется.

У активных *RC*-фильтров по сравнению с их пассивными *LC*-аналогами есть и недостатки, обусловленные наличием усилителей. Это необходимость питания, ограниченный динамический диапазон (из-за вносимых шумов и ограниченности максимальной

амплитуды), дополнительные нелинейные искажения, пониженная надежность. Стоимость усилителей не всегда ниже стоимости катушек. Однако малые размеры и возможность автоматизации производства по интегральной технологии делают активные фильтры перспективными.

Первой задачей в процессе синтеза всякого фильтра является задание передаточной функции (в операторной или комплексной форме), которая отвечает условиям практической реализуемости и одновременно обеспечивает получение необходимой АЧХ или ФЧХ (но не обеих) фильтра. Этот этап называется аппроксимацией характеристик фильтров. Из теории цепей известно, что для схем, реализуемых при помощи элементов с сосредоточенными параметрами, операторная передаточная функция должна быть отношением полиномов

$$K(p)=A(p)/B(p). \qquad (14.1)$$

Она однозначно определяется нулями и полюсами. Числом полюсов функции определяется так называемый порядок фильтра.

Простейший полином числителя — постоянное число. Тогда в (14.1) остается только полином знаменателя. Фильтры, обеспечивающие такую передаточную функцию, называются полиномиальными.

Задачу аппроксимации решают для фильтра нижних частот (ФНЧ) — он пропускает низкие частоты. Затем, применяя метод инверсии (преобразования) частоты, полученную зависимость используют для других фильтров. В большинстве случаев задают АЧХ, принимая нормированный коэффициент передачи (рис. 14.1,*а*):

$$M(x)=1/\sqrt{1+\varepsilon^2\Phi^2(x)}\,, \qquad (14.2)$$

где $\Phi(x)$ называется функцией фильтрации (используется квадрат этой функции, так как подкоренное выражение не должно быть отрицательным); $x=\omega/\omega_c$ — нормированная частота; ω_c — частота среза фильтра. Нормированная частота среза $x_c=1$. Коэффициент ε определяет допустимое отклонение АЧХ в полосе про-

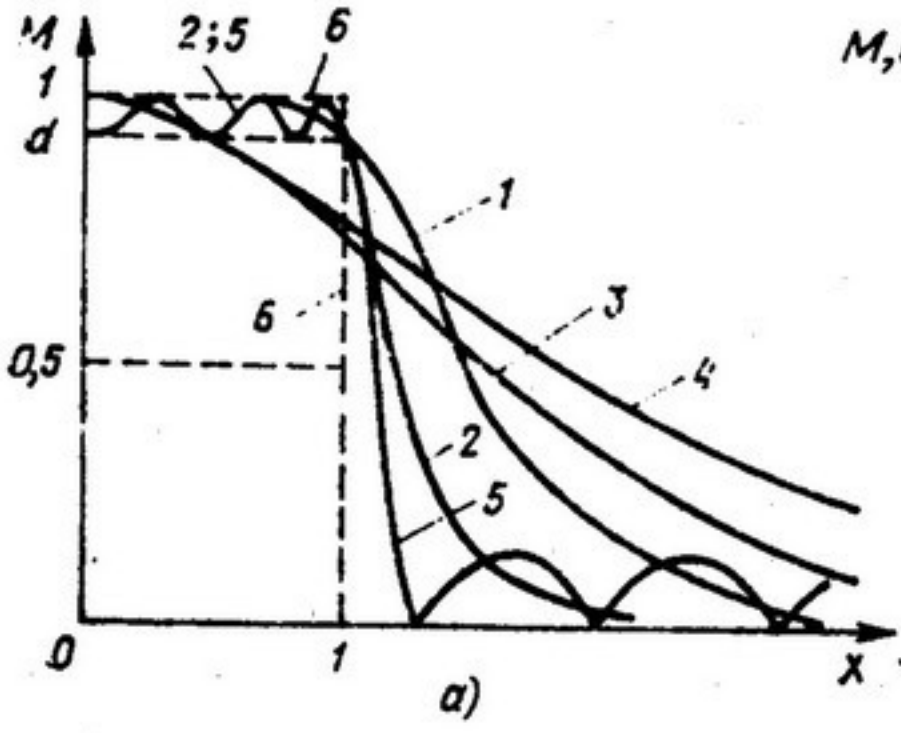


Рис. 14.1

пускания. Желательно, чтобы $\Phi(x)$ была как можно меньше в пределах полосы пропускания ($x<1$) и как можно больше в полосе задерживания ($x>1$).

В зависимости от того, какая функция принимается в качестве $\Phi(x)$, различают фильтры (начиная со второго порядка) Баттерворта, Чебышева, Золотарева (эллиптические) и др. Применяют также фильтры Бесселя — в их основу положена аппроксимация не АЧХ, а зависимости от частоты группового времени запаздывания $t_{гр}=-d\varphi/d\omega$ в полосе пропускания. Для ФНЧ шестого порядка с целью сравнения всех названных типов на рис. 14.1,*а* показаны нормированные АЧХ (*1* — фильтра Баттерворта, *2* — Чебышева, *3* — Бесселя, *4* — *RC*, *5* — Золотарева). Наиболее резкий переход от полосы пропускания к полосе задерживания имеют фильтры Золотарева и Чебышева, но их АЧХ в пределах полосы пропускания имеют колебания или волны одинаковой амплитуды, называемые равноволновым или изоэкстремальным приближением к идеальной ступенчатой АЧХ *6*. У фильтров Золотарева АЧХ имеет изоэкстремальные колебания еще и в полосе задерживания (кривая *5*) — эти фильтры не являются полиномиальными, что предопределяет повышенную сложность их реализации.

Фильтры Баттерворта имеют максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания. У фильтров Бесселя АЧХ наиболее плавная (кривая *3*), почти как у пассивного *RC*-фильтра того же порядка с развязанными ячейками (кривая *4*). Зато фильтры Бесселя слабо искажают импульсы — не имеют выбросов на ПХ. Фильтры Золотарева, Чебышева и даже Баттерворта дают выбросы и колебания на ПХ. Существуют и другие виды аппроксимации характеристик.

Для ФНЧ до десятого порядка полюсы и нули передаточной функции (14.1) вычислены для всех видов аппроксимации и приводятся в руководствах по расчету фильтров. Для фильтров четных порядков все полюсы комплексно-сопряженные, а для нечетных один из полюсов — простой. Нули фильтров Золотарева попарно-сопряженные и лежат на мнимой оси. Для фильтров Чебышева в справочных таблицах одновременно указывается в децибелах неравномерность АЧХ в полосе пропускания, равная $1/d$. Чем больше допустимая неравномерность, тем больше получается скорость спада АЧХ в начале полосы задерживания.

Если в (14.1) полином знаменателя разложить на множители, то для полиномиальных фильтров (Баттерворта, Чебышева, Бесселя) нормированная передаточная функция выразится произведением множителей первого и второго порядков:

$$M_1(p)=a/(p+a);\ M_2(p)=c/(p^2+bp+c). \qquad (14.3);\ (14.4)$$

Для реализации каждого из множителей может быть построено отдельное звено фильтра. Каскадное (друг за другом) соединение звеньев, называемых базовыми, образует фильтр, имеющий многополюсную передаточную функцию (14.1). Каждый сомножитель первого порядка (14.3) соответствует отрицательному вещественному полюсу $p=-a$ и может быть реализован даже пассивным *RC*-звеном, причем частота полюса $\omega_п=a\omega_с=1/RC$.

Функция (14.4) реализуется активным *RC*-звеном второго порядка (оно содержит два конденсатора) и имеет пару комплексно-сопряженных полюсов $p_{1,2}=-\sigma\pm jx_{св}$, где $x_{св}$ — нормированная частота свободных затухающих колебаний звена. Так как в звеньях второго порядка переходные процессы могут иметь характер колебаний (затухающих), эти звенья по аналогии с колебательными кон-

турами характеризуются добротностью и иногда называются колебательными. Нормированная собственная частота звена $x_0=\sqrt{x^2_{св}+\sigma^2}=\sqrt{c}$, его добротность $Q=x_0/2\sigma=\sqrt{c}/b$. Полюсы функций (14.3) и (14.4), а также коэффициенты b и c приводятся в справочных руководствах по фильтрам.

Нормированную передаточную функцию (14.4) звена ФНЧ можно записать в одном из видов, принятых для схем второго порядка:

$$M(p)=\frac{\omega_0^2}{p^2+\frac{\omega_0}{Q}p+\omega_0^2}=\frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2}+\frac{1}{Q\omega_0}p+1} \qquad (14.5)$$

где $\omega_0=x_0\omega_c$ — собственная частота звена или частота его свободных колебаний при отсутствии потерь, т. е. при $Q=\infty$.

Добротность Q звена определяет форму его АЧХ, особенно в окрестности собственной частоты. Заменяя в (14.5) p на $j\omega$ и переходя к модулю, получаем выражение нормированной АЧХ звена

$$M(\omega)=\omega_0^2/\sqrt{(\omega_0^2-\omega^2)^2+(\omega\omega_0/Q)^2}. \qquad (14.6)$$

Возможные формы графиков этой функции не зависят от вида схемы реализации активного звена второго порядка и показаны на рис. 14.1, *б*, где по оси частот взят логарифмический масштаб (л.м.). Здесь $M(0)=1=0$ дБ. Кривая $M(\omega)$ может иметь максимум M_m на частоте ω^*, для нахождения которой достаточно приравнять нулю производную подкоренного выражения в (14.6). Получим

$$\omega^*=\omega_0\sqrt{1-1/2Q^2},\ M_m=Q/\sqrt{1-1/4Q^2}.$$

Подъем на АЧХ существует, если ω^* является действительным числом, т. е. при $Q>0{,}707$. В этом случае $M=1=0$ дБ не только при $\omega=0$, но и при $\omega=\sqrt{2}\,\omega^*$. Из формулы (14.6) следует, что $M(\omega_0)=Q$. При $Q=0{,}707$ АЧХ звена получается максимально плоской. На очень высоких частотах в (14.6) под знаком корня вторым слагаемым можно пренебречь, и тогда $M(\omega)=\omega_0^2/\omega^2$, что дает асимптоту с наклоном —40 дБ/дек. Она проходит через точку с координатами $M=0$ дБ, $\omega=\omega_0$. При $Q=\infty$ на частоте ω_0 получим $M=\infty$, т. е. произойдет самовозбуждение. В активных фильтрах это возможно (но, конечно, недопустимо).

Для перехода к фильтру верхних частот (ФВЧ) вводят замену переменных (инверсия частоты): $x\to 1/x$, $\omega\to 1/\omega$ (в частности, $\omega_0\to 1/\omega_0$), $p\to 1/p$. Тогда вместо (14.5) получим для звена ФВЧ:

$$M(p)=p^2/\left(p^2+\frac{\omega_0}{Q}p+\omega_0^2\right). \qquad (14.7)$$

Полюсы функций (14.5) и (14.7) одни и те же. Поэтому их координаты и добротности определяются совершенно одинаково. Графики ЛАЧХ по форме совпадают с рис. 14.1, *б*, если его повернуть на 180° вокруг оси *M*, т. е. изменить направление отсчета частоты.

14.2. ЗВЕНЬЯ ФНЧ И ФВЧ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Чаще применяют каскадный метод построения фильтров путем последовательного соединения базовых звеньев первого и второго порядка. Он обеспечивает простоту расчета, практического осуществления и настройки, так как последняя для каждого звена здесь выполняется отдельно.

Звенья ФНЧ и ФВЧ первого порядка могут быть построены в виде пассивных *RC*-цепей с включением на их выходе развязывающего усилителя. Однако на ОУ их чаще выполняют на основе схемы инвертирующего усилителя, что обеспечивает сочетание функций фильтрации и необходимого усиления при минимальном числе деталей. Звенья первого порядка содержат по одному конденсатору. В схеме звена ФНЧ (рис. 14.2, *а*) при постоянной амплитуде входного напряжения и идеальном ОУ входной ток не зависит от частоты и весь протекает через цепь *R2*, *C*. С повышением частоты уменьшается сопротивление этой цепи, а значит, и напряжение на ней, равное выходному напряжению звена. Его АЧХ представлена на рис. 14.2, *б* плавной кривой. Линейно-ломаная — это асимптотическая аппроксимация. Масштаб по оси частот логарифмический.

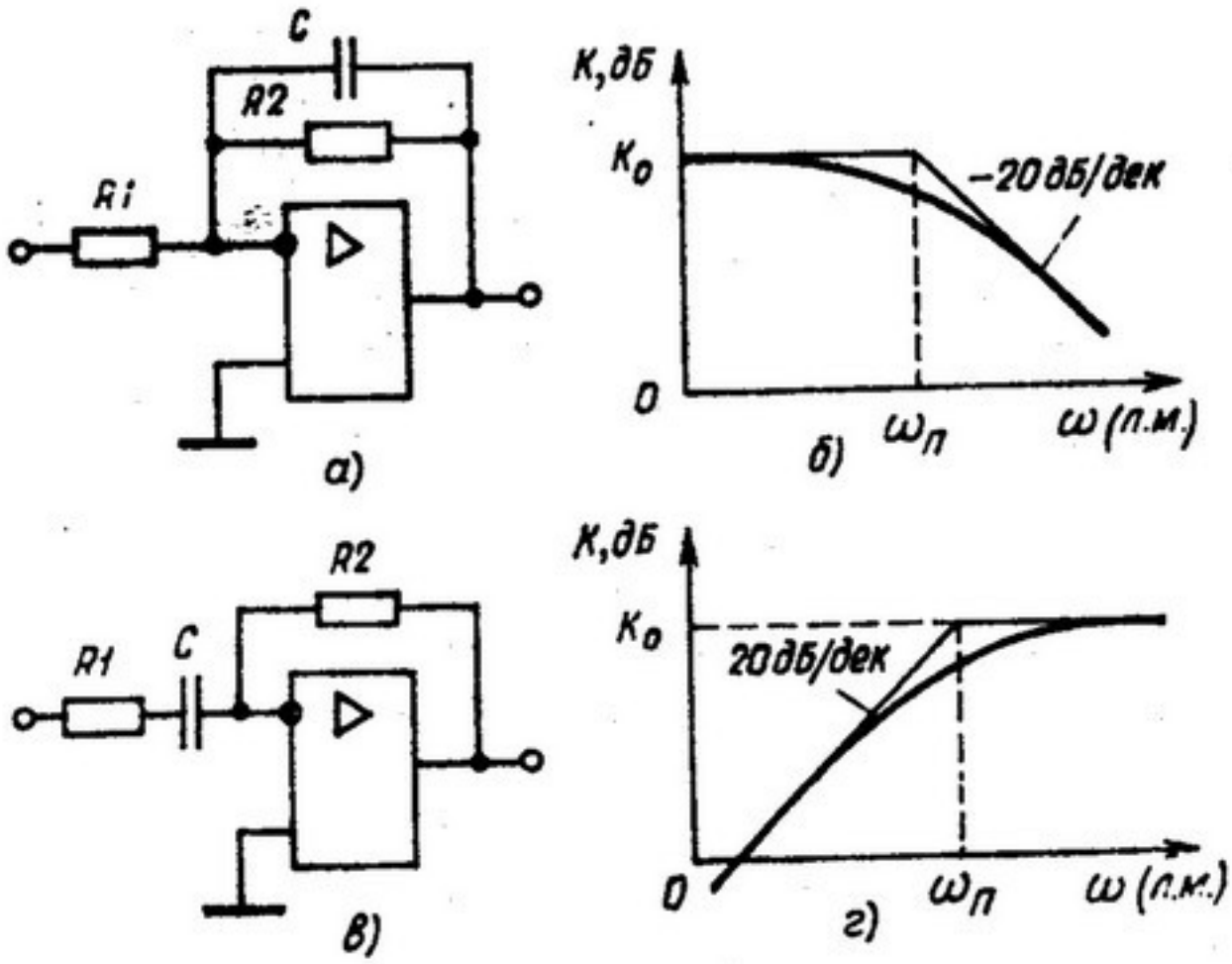


Рис. 14.2

В звене ФВЧ (рис. 14.2, *в*) на низких частотах конденсатором C уменьшается входной ток, а значит, и напряжение на $R2$, т. е. выходное напряжение. Ввиду ничтожно малого дифференциального входного напряжения ОУ все входное напряжение звена падает на цепи $R1, C$, которая и определяет частоту полюса $\omega_п = 1/R1C$ (рис. 14.2, *г*). В полосе пропускания любого из этих звеньев влияние конденсаторов почти не проявляется. Поэтому получаются схемы инвертирующих усилителей с коэффициентом усиления $K_0 = -R2/R1$.

14.3. ЗВЕНЬЯ ВТОРОГО ПОРЯДКА НА УСИЛИТЕЛЯХ С КОНЕЧНЫМ K

Активные звенья второго порядка в основном строятся на основе усилителей с частотно-зависимой ОС. Схем таких звеньев известно много. Их можно разделить на две группы. В первую входят звенья на усилителях, в основном неинвертирующих, с конечным коэффициентом усиления (передачи), составляющим от долей единицы до нескольких единиц. Во вторую группу входят фильтры на инвертирующих усилителях с очень большим (теоретически бесконечным) усилением.

Звенья второго порядка первой группы рассмотрим более подробно. Они не инвертируют фазу сигнала, а усилители в них для получения малого K строятся с глубокой отрицательной ОС. Это обеспечивает им стабильность усиления, широкую полосу пропускания, высокое входное и низкое выходное сопротивления. Все это необходимо для точной реализации выбранной передаточной функции и взаимной развязки звеньев при их каскадном соединении. Они могут строиться также на базе повторителей напряжения. Последние просты, имеют очень стабильный коэффициент передачи, а фильтры на их основе потенциально устойчивы. Анализируемые ниже звенья на основе неинвертирующих усилителей с малым K (кроме режекторных) часто называют схемами Саллена и Кея, которые первыми опубликовали их в 1955 г.

14.3.1. ЗВЕНО ФНЧ

Основу звена составляет RC-фильтр из двух ячеек ($R1, C1$ и $R2, C2$ на рис. 14.3, *а*). Его особенностью является подключение второго вывода конденсатора $C1$ не к земле, а к выходу неинвертирующего усилителя, включенного после фильтра. Благодаря этому создается положительная ОС, которая действует в основном в окрестности частоты среза (спада) и увеличивает коэффициент усиления, а следовательно, резкость изгиба АЧХ (см. рис. 14.1, *б*), приближая изгиб к излому, т. е. к линейно-ломаной, состоящей из двух полуасимптот — горизонтальной и наклонной.

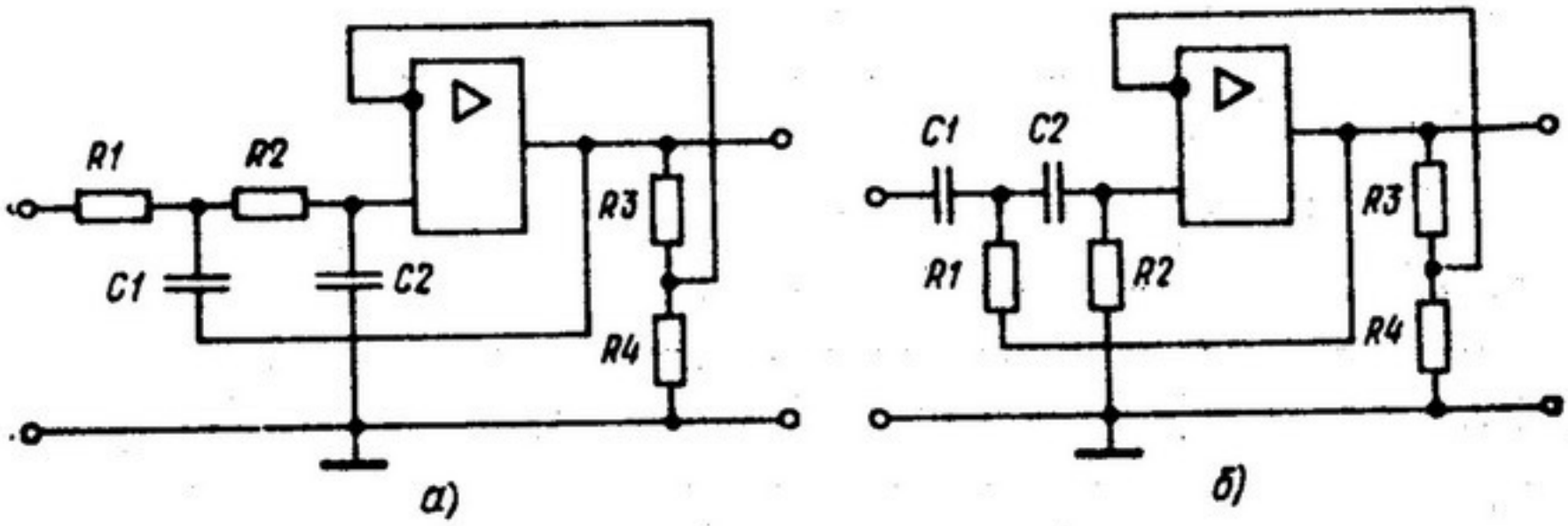


Рис. 14.3

Ниже частоты среза глубина этой ОС уменьшается из-за повышения сопротивления конденсатора $C1$, а выше — из-за понижения сопротивления X_{C2}. Чем больше коэффициент усиления усилителя $K=1+R3/R4$, тем больше глубина ОС и резкость изгиба АЧХ, которая определяется добротностью Q звена. При $Q>0{,}707$ на его АЧХ образуется даже местный подъем или максимум. Допустимое K не превышает нескольких единиц во избежание самовозбуждения. На высоких частотах $X_{C2}\ll R2$. Поэтому входное и выходное напряжения усилителя малы. Последнее означает, что нижний вывод конденсатора $C1$ как бы заземлен. Получается пассивный RC-фильтр из двух ячеек. Крутизна его асимптоты —40 дБ/дек.

Найдем передаточную функцию звена. Для сокращения записей будем искать ее в операторной форме. Коэффициент усиления K неинвертирующего усилителя будем считать действительным числом (не зависящим от частоты), его входное сопротивление бесконечным, а выходное — равным нулю. Входное напряжение усилителя можно записать как сумму некоторых напряжений U_1 и U_2, создаваемых по отдельности входным и выходным напряжениями схемы. Тогда $(U_1+U_2)K=U_{вых}$. Напряжения U_1 и U_2 можно записать, используя теорему об эквивалентном генераторе ЭДС и разрывая левый вывод резистора $R2$:

$$U_1=U_{вх}(1/pC1)/(R1+1/pC1)pC2Z,$$

$$U_2=U_{вых}R1/(R1+1/pC1)pC2Z,$$

где $Z=1/pC2+R2+R1/(1+pC1R1)$.

Совместное решение этих уравнений и нормировка (деление на K) дают

$$M(p)=1/\{p^2R1R2C1C2+p[R1C2+R2C2+(1-K)R1C1]+1\}.$$

Это нормированная передаточная функция полиномиального звена

ФНЧ второго порядка по схеме рис. 14.3, *а*. Сравнивая ее с (14.5), находим собственную частоту звена и его добротность:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R1R2C1C2};\ Q = \sqrt{mn}/[m(n+1)+1-K], \quad (14.8)\ (14.9)$$

где обозначено $m = C2/C1$; $n = R2/R1$. Из (14.9) видно, что для получения большого Q надо увеличивать K, т. е. уменьшать знаменатель дроби. Но тогда Q будет очень чувствительна к изменениям m, n и особенно K, т. е. нестабильна.

Заметим, что если все сопротивления фильтра (здесь $R1$ и $R2$) умножить, а емкости разделить на одно и то же число, то ω_0 и Q, а следовательно, и АЧХ фильтра не изменятся. Это относится ко всем видам фильтров. Изменится лишь входное сопротивление.

Таким образом, имеем только два уравнения (формулы для ω_0 и Q), но пять неизвестных: $R1, R2, C1, C2$ и K. Поэтому некоторые величины можно задавать исходя из практических соображений, например унификации элементов. Фильтр является более технологичным (проще для производства), если однотипные элементы различаются по номиналам несильно, т. е. желательно, чтобы m и n меньше отличались от единицы. В первую очередь следует выбирать стандартные номиналы емкостей конденсаторов, так как для резисторов имеются более подробные ряды номинальных значений сопротивлений и их выбор не составит труда.

Распространены три подхода к расчету этого фильтра.

1. Принимают равноминальные элементы $C1 = C2 = C$, $R1 = R2 = R$, т. е. $m = n = 1$. Тогда $\omega_0 = 1/RC$, $Q = 1/(3-K)$. Здесь должно быть $K < 3$, иначе звено будет неустойчивым.

2. $K = 1$ (его легко обеспечить стабильным, применяя повторитель напряжения на ОУ). Тогда получаем $\omega_0 = 1/R1C1\sqrt{mn}$, $Q = \sqrt{n/m}/(n+1)$.

3. $K = 2$ (т. е. $R3 = R4$), $C1 = C2 = C$ $(m = 1)$. Эти соотношения легко выполнимы. Тогда $R1 = Q/\omega_0 C$, $R2 = R1/Q^2$.

Пример 1. Рассчитать ФНЧ второго порядка по схеме рис. 14.3, *а* при $K = 1$ ($R3 = 0$, $R4 = \infty$), реализующий характеристику Чебышева с неравномерностью в равноволновой области 1 дБ и граничной частотой на уровне —3 дБ от максимума $f_{3дБ} = 4$ кГц.

По таблице [12, с. 40] находим, что знаменатель в (14.4) запишется $p^2 + 1{,}0977p + 1{,}1025$. Тогда $x_0 = \sqrt{1{,}1025} = 1{,}05$, $Q = 1{,}05/1{,}0977 = 0{,}95655$. Принимая $m = 0{,}1$ и обозначая $A = 1/2mQ^2 = 5{,}4645$, из формулы для Q находим $n = A(1 \pm \sqrt{1-2/A}) - 1 = 8{,}8457$ и $0{,}11343$.

Для повышения входного сопротивления фильтра выбираем $n = 0{,}11343$. Пусть из условий уменьшения сдвига нуля ОУ и уменьшения шунтирующего действия входного сопротивления усилителя требуется $R_\text{вх} = (R1 + R2) \leqslant 10$ кОм. Тогда $R1 = R_\text{вх}/(1+n) = 10/(1+0{,}11343) = 8{,}9813$ кОм, $R2 = 0{,}11343 \cdot 8{,}9813 = 1{,}0187$ кОм.

Из таблицы [12, с. 37] находим отношение $f_{3дБ}/f_c = 1{,}2176$. Тогда частота среза $f_c = f_{3дБ}/1{,}2176 = 4/1{,}2176 = 3{,}285$ кГц. Собственная частота звена $f_0 = x_0 f_c = 1{,}05 \cdot 3285 = 3449$ Гц. Емкость $C1 = 1/\omega_0 R1\sqrt{mn} = 1/2\pi 3449 \cdot 8981\sqrt{0{,}1 \cdot 0{,}11343} = 48{,}24 \cdot 10^{-9}$ Ф; $C2 = mC1 = 4{,}824 \cdot 10^{-9}$ Ф.

Принимаем стандартные номиналы $C1 = 47$ нФ, $C2 = 4{,}7$ нФ, т. е. в 1,026 раза меньше, чем по расчету. Для сохранения прежней частоты f_0 (а также f_c и $f_{3дБ}$) во столько же раз увеличим $R1$ и $R2$. Получим $R1 = 9{,}21$ кОм, $R2 = 1{,}045$ кОм. Принимаем из ряда Е48 (ГОСТ 2825—67) ближайшие стандартные номиналы 9,09 и 1,05 кОм.

14.3.2. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ОСНОВНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ

Для активного фильтра важно знать, какую нестабильность в его основные показатели вносят нестабильности отдельных элементов схемы. Дело в том, что в окрестности частоты среза в активных фильтрах обычно действует положительная ОС, а она может увеличивать влияние нестабильностей. Количественной мерой оценки этого влияния является параметрическая чувствительность (см. § 1.3.10).

Найдем чувствительность собственной частоты (14.8) рассмотренного звена второго порядка к изменениям сопротивления резистора $R1$. В соответствии с (1.6)

$$S_{R1}^{\omega_0} = (\partial\omega_0/\partial R1)(R1/\omega_0) = -1/2.$$

Такие же значения чувствительности этой частоты и к нестабильности величин $R2$, $C1$, $C2$.

Чувствительность добротности (14.9) к изменениям коэффициента усиления K

$$S_K^Q = (\partial Q/\partial K)(K/Q) = KQ/\sqrt{mn}.$$

Чувствительности ее к нестабильностям других элементов по схеме рис. 14.3, *а* приведены в [12, с. 153]. Оказывается, что почти все чувствительности добротности увеличиваются с увеличением Q. Поэтому такую схему целесообразно применять лишь для $Q < 10$.

Так как усилитель фильтра обычно строят на основе ОУ, представляет также интерес чувствительность добротности к нестабильности коэффициента усиления $K_д$ ОУ на рис. 14.3, *а*. Так как ОС через $R3$, $R4$ уменьшает усиление с $K_д$ до K, она во столько же раз (в $K_д/K$) понижает чувствительность:

$$S_{K_д}^Q = S_K^Q / \frac{K_д}{K} = \frac{K^2 Q}{K_д \sqrt{mn}}. \qquad (14.10)$$

Для фильтров Баттерворта и Бесселя при $n \leqslant 10$ требуемые добротности базовых звеньев второго порядка лежат в пределах

$Q=0{,}51\ldots3{,}2$. Однако у фильтров Чебышева для некоторых звеньев они достигают 30...35. При столь больших Q для обеспечения малой чувствительности добротности к изменениям коэффициента $K_д$ необходимо иметь большое $K_д$. В то же время при $Q<1$ требуемое $K_д$ не превышает десятков и в качестве усилителя можно использовать даже простой эмиттерный повторитель.

14.3.3. ЗВЕНО ФВЧ И ПОЛОСОВОЕ ЗВЕНО

Если в ФНЧ все конденсаторы заменить резисторами, а резисторы конденсаторами (кроме $R3$ и $R4$, относящихся к усилителю), то получим ФВЧ (рис. 14.3, *б*). Это схема звена ФВЧ Саллена и Кея. Принцип использования в нем неинвертирующего усилителя тот же. Через $R1$ замыкается петля положительной ОС, действующей в окрестности частоты среза, что увеличивает здесь коэффициент передачи и резкость изгиба АЧХ. На более низких частотах глубина ОС уменьшается из-за увеличения X_{C2}, а на высоких — из-за уменьшения X_{C1}. Находя для этой схемы передаточную функцию и сравнивая ее с (14.7), получаем для собственной частоты и добротности

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R1R2C1C2}, \quad 1/Q = \sqrt{m/n} + 1/\sqrt{mn} + (1-K)\sqrt{mn},$$

где по-прежнему $m=C2/C1$, $n=R2/R1$. В частности, при $R1=R2=R$ и $C1=C2=C$ получаем $\omega_0=1/RC$, $Q=1/(3-K)$, т. е. такие же, как и для ФНЧ.

При $K=1$ и $m=1$ имеем $\omega_0=1/R1C\sqrt{n}$, $n=4Q^2$.

Пример 2. Рассчитать по схеме рис. 14.3, *б* при $K=1$ элементы ФВЧ второго порядка, реализующего характеристику Чебышева с неравномерностью 1 дБ и граничной частотой на уровне —3 дБ от максимума $f_{3дБ}=4$ кГц.

При одинаковой неравномерности АЧХ (здесь 1 дБ) добротность звена одинакова как для ФВЧ, так и для ФНЧ. Поэтому из предыдущего примера берем $Q=0{,}9565$. Принимая $m=1$, находим $n=4Q^2=3{,}66$.

Исходя из уменьшения влияния входного тока ОУ на сдвиг нуля принимаем $R2<10$ кОм. Тогда $R1=R2/n=10/3{,}66=2{,}732$ кОм. Отношение частот здесь обратное по сравнению с ФНЧ. Поэтому собственная частота звена $f_0=f_{3дБ}(f_{3дБ}/f_0)_{ФНЧ}=4\cdot4/3.449=4{,}64$ кГц. Емкости $C1=C2=1/\omega_0R1\sqrt{n}=1/2\pi4640\cdot2732\cdot\sqrt{3{,}66}=6{,}56\times10^{-9}$ Ф. Принимаем стандартные номиналы по 6800 пФ, т. е. в 1,0366 раза больше. Чтобы f_0 и $f_{3дБ}$ не изменились, во столько же раз уменьшаем сопротивления. Получаем $R1=2{,}636$ кОм, $R2=9{,}647$ кОм. Принимаем 2,61 и 9,53 кОм (ряд E48).

На основе неинвертирующего усилителя с конечным K можно построить также звено полосового фильтра (ПФ). Для этого на входе усилителя (рис. 14.4, *а*) включаются друг за другом ячейки $R1, C1$ и $C2, R2$, которые соответственно представляют нас-

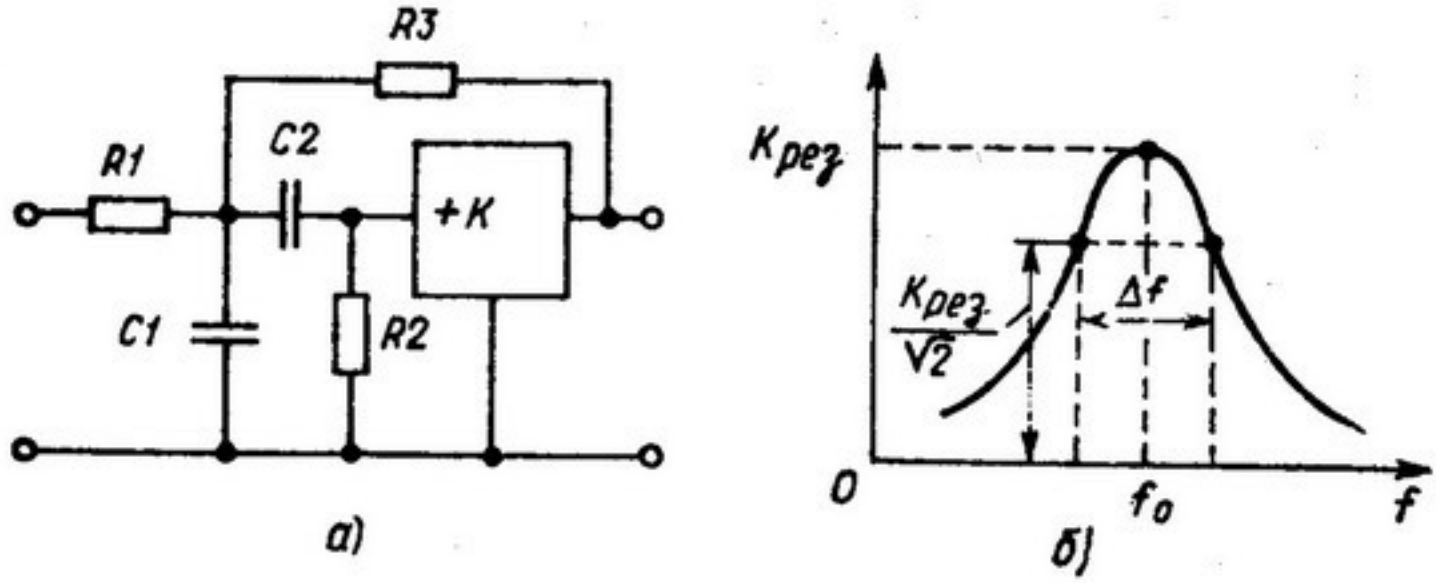


Рис. 14.4

сивные ФНЧ и ФВЧ первого порядка. Они образуют ПФ. Неинвертирующий усилитель обычно выполняется на ОУ по той же схеме, что и на предыдущем рисунке. Резистор $R3$ создает положительную частотно-зависимую ОС, которая заметно увеличивает усиление лишь в окрестности частоты резонанса f_0 звена и тем обостряет резонансную АЧХ (рис. 14.4, *б*), сужая полосу пропускания, т. е. увеличивает добротность. Эта ОС на более низких частотах действует слабо из-за большого сопротивления конденсатора $C2$, а на высоких — из-за шунтирующего действия конденсатора $C1$.

Передаточная функция полосового звена второго порядка получается путем замены переменной $p \to p + \omega_0^2/p$ в функции (14.3) звена ФНЧ первого порядка. В ненормированном виде она записывается

$$K_\Phi(p) = p\frac{\omega_0}{Q} K_{\text{рез}} \Big/ \left(p^2 + \frac{\omega_0}{Q} p + \omega_0^2\right), \qquad (14.11)$$

где ω_0 и Q — резонансная частота (частота максимума АЧХ) и добротность звена. Если найти передаточную функцию схемы и сравнить ее с (14.11), то получим формулы для частоты резонанса $\omega_0 = 2\pi f_0$, добротности Q, усиления на резонансной частоте $K_{\text{рез}}$ и ширины полосы пропускания $\Delta f = f_0/Q$ (на уровне 0,707). В частности, при $R1 = R2 = R3 = R$ и $C1 = C2 = C$ оказывается

$$\omega_0 = \sqrt{2}/RC,\ Q = \sqrt{2}/(4-K),\ K_{\text{рез}} = K/(4-K).$$

Отсюда видно, что если $K = 4$, то $Q = K_{\text{рез}} = \infty$ и звено возбуждается. Поэтому должно быть $K < 4$.

Из выражений для Q и $K_{\text{рез}}$ видно, что при большом Q (т. е. $K \approx 4$) на них сильно влияет нестабильность коэффициента K. Нетрудно найти соответствующие чувствительности

$$S_K^Q = 2\sqrt{2}\,Q - 1, \quad S_K^{K_{\text{рез}}} = 2\sqrt{2}\,Q.$$

При $Q \approx 10$ обе они близки к 30, т. е. изменение K лишь на 1% приводит к изменениям Q и $K_{рез}$ примерно в 1,3 раза. Поэтому для реализации $Q \geqslant 10$ лучше применить другую схему звена ПФ.

Форма АЧХ полосового звена второго порядка одногорбая, так как получается на основе функции ФНЧ первого порядка. Для получения более плоской вершины строят ПФ более высокого порядка (для ПФ он всегда четный). Они позволяют реализовать различные характеристики (Баттерворта, Чебышева и т. д.). Такие ПФ содержат по нескольку взаимно расстроенных звеньев второго порядка. Возможен и другой способ построения ПФ — путем последовательного включения ФНЧ и ФВЧ. Такой способ наиболее подходит для получения широкополосных ПФ.

14.3.4. РЕЖЕКТОРНОЕ ЗВЕНО НА ОСНОВЕ ДВОЙНОГО Т-ОБРАЗНОГО МОСТА

Звено второго порядка режекторного фильтра (РФ) на неинвертирующем усилителе с малым K (рис. 14.5, *а*) содержит во входной цепи усилителя двойной Т-образный мост. Нижние выводы С3 и R3 можно считать заземленными (через пренебрежимо малое выходное сопротивление усилителя). Такой мост, как известно, имеет характеристику с нулем передачи на частоте квазирезонанса (или собственной) f_0 (рис. 14.5, *б*). Нуль обусловлен тем, что сигнал через мост проходит по двум параллельным путям. Результаты прохождения по ним можно рассмотреть раздель-

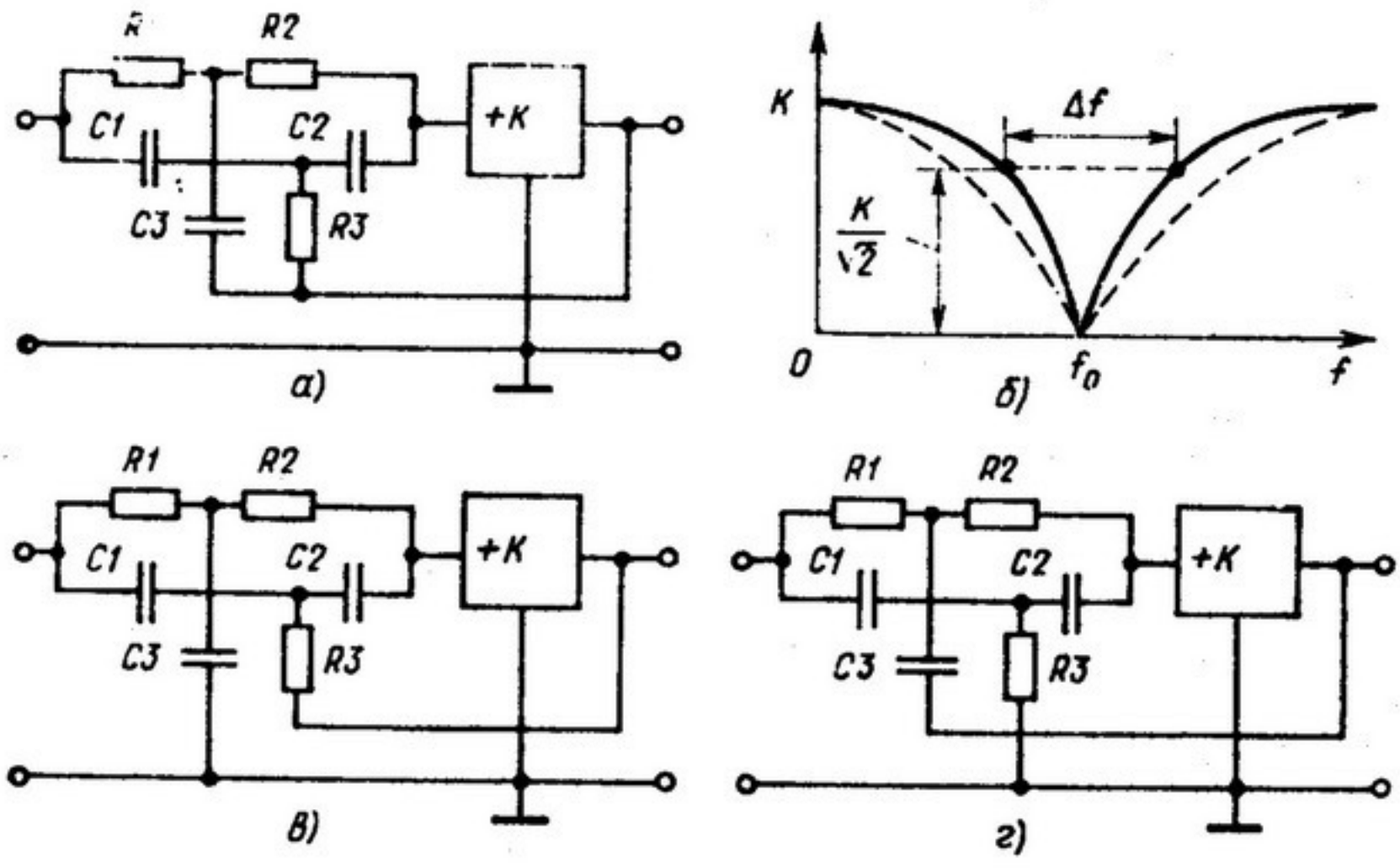


Рис. 14.5

но, каждый раз условно закорачивая вход одного из них, а затем сложить (принцип суперпозиции). Цепь $R1, R2$ (совместно с $C3$ и $C2, C1$) действует как ФНЧ и вносит запаздывание по фазе, а цепь $C1, C2$ (совместно с $R3$ и $R2, R1$) действует как ФВЧ и вносит опережение по фазе. На частоте f_0 сигналы проходят на выход моста в противоположных фазах и компенсируются. При выполнении условия нулевого баланса

$$(R1 \| R2)/R3 = (C1 + C2)/C3 = n, \qquad (14.12)$$

где n — любое положительное число, компенсация на частоте f_0 получается полной. Вдали от f_0 коэффициент передачи моста близок к единице.

В схеме моста три реактивных элемента, и поэтому его передаточная функция представляет собой дробь, содержащую в знаменателе полином третьей степени. Однако при выполнении условия нулевого баланса моста порядок фильтра снижается до двух. Нормированная передаточная функция любого режекторного звена второго порядка имеет вид

$$M(p) = (p^2 + \omega_0^2)/\left(p^2 + \frac{\omega_0}{Q} p + \omega_0^2\right). \qquad (14.13)$$

Для уменьшения количества номиналов и симметрии моста обычно принимают $R1 = R2 = R$, $C1 = C2 = C$. Тогда (14.12) дает

$$R/2R3 = 2C/C3 = n,$$

а частота квазирезонанса и добротность моста оказываются: $\omega_0 = \sqrt{n}/RC$, $Q_м = \sqrt{n}/2(1+n)$. Часто берут $n=1$, тогда $Q_м = Q_{м\,max} = 0{,}25$. В случае варианта равноминальных емкостей $n=2$ имеем $Q_м = 0{,}2357$. То и другое меньше максимально возможного $Q_м = 0{,}5$, достигаемого при сильной асимметрии моста. Однако последняя дает неприемлемые входное и выходное сопротивления.

Элементы $C3$, $R3$ моста соединены с выходной клеммой усилителя, что создает положительную ОС. Она действует и увеличивает коэффициент передачи активного звена в основном в окрестности частоты f_0, так как коэффициент передачи моста от общей точки $C3$ и $R3$ ко входу усилителя (при заземленном входе звена) имеет максимум [1] на частоте f_0. Это дает максимум глубины ОС, что увеличивает резкость изгиба АЧХ, т. е. сужает полосу подавления $\Delta f = f_0/Q$. На рис. 14.5, *б* штриховыми линиями показана АЧХ звена без ОС, а сплошными — с ОС.

Передаточная функция как самого моста, так и активного звена его основе, конечно, выражаются одной и той же формулой (14.13). Однако у активного звена добротность Q больше. Опус-

[1] Упомянутый максимум равен единице, откуда следует, что во избежание самовозбуждения блок K должен иметь $K<1$.

кая доказательство, приведем окончательные результаты анализа — выражения добротности звена и ее чувствительности:

$$Q = \frac{Q_м}{1-K} = \frac{\sqrt{n}}{2(1+n)(1-K)}, \quad S_K^Q = \frac{Q}{Q_м} - 1.$$

Устойчивость (т. е. $Q>0$) обеспечивается при $K<1$. Но на основе ОУ проще осуществить неинвертирующий усилитель с низким выходным сопротивлением, имеющий контролируемое K не меньше, а больше единицы. Для его применения схему звена РФ необходимо несколько изменить, присоединив нижний на схеме вывод $C3$ (рис. 14.5, *в*) или $R3$ (рис. 14.5, *г*) не к точке выхода усилителя, а к земле. Тогда ОС становится слабее, так как из двухпетлевой превращается в однопетлевую, и требуемое K возрастает. Отыскание передаточных функций для этих схем и сопоставление их с (14.13) позволяют найти добротность и ее чувствительность.

Для первого измененного варианта (рис. 14.5, *в*)

$$Q = 1/2\sqrt{n}\,(K_{кр} - K), \quad S_K^Q = 2QK_{кр}\sqrt{n} - 1,$$

где $K_{кр}=1+1/n$ — критическое значение коэффициента усиления, при достижении которого нарушается устойчивость. Допустимое $K<K_{кр}$.

Для второго варианта (рис. 14.5, *г*)

$$Q = \frac{\sqrt{n}}{2(K_{кр}-K)}, \quad S_K^Q = \frac{2QK_{кр}}{\sqrt{n}} - 1, \quad K_{кр} = 1 + n.$$

Практическим недостатком схем является некоторое пропускание сигнала частоты f_0 из-за неточности R и C (разбаланс моста), которое дополнительно увеличивается положительной ОС. Это препятствует получению очень узкой полосы подавления.

Для получения широкой полосы подавления строят РФ более высокого порядка путем каскадного соединения взаимно расстроенных режекторных звеньев либо параллельного включения ФНЧ и ФВЧ с последующим суммированием сигналов.

14.4 ЗВЕНЬЯ ВТОРОГО ПОРЯДКА НА УСИЛИТЕЛЯХ С НЕОГРАНИЧЕННЫМ K

Эти звенья также требуют только одного усилителя, т. е. просты. Строятся на принципе глубокой (частотно-зависимой) отрицательной ОС, благодаря чему получается пониженная чувствительность добротности. Усилитель в них должен иметь очень большое (теоретически — бесконечное) усиление. В качестве его применяется ОУ в инвертирующем включении. Звенья инвертируют фазу колебания.

14.4.1. ЗВЕНО ФНЧ

Рассмотрим схему полиномиального звена ФНЧ второго порядка (рис. 14.6, а) на инвертирующем усилителе с очень большим K, в качестве которого используется ОУ $A1$. В схеме имеются две частотно-зависимые ОС. Одна действует через $R2$, а другая — через $C2$.

На низких частотах действие конденсаторов почти не проявляется и резистор $R2$ создает отрицательную ОС, а коэффициент передачи всего звена $K_0 = R2/R1$ по аналогии с инвертирующим усилителем. При увеличении частоты цепь $R1, C1$ и инвертирующий интегратор, состоящий из $R3, C2$ и $A1$, создают спад АЧХ. В окрестности частоты среза связь через $R2$, охватывающая интегратор, является положительной, так как суммарный сдвиг фазы в этой петле ОС оказывается меньше 90°. И действительно, инвертирующий интегратор вносит сдвиг 90°, а сдвиг цепи обратной передачи $R2, C1$ (точнее, $R2 \| R1, C1$) отрицательный. Положительная ОС увеличивает коэффициент передачи звена в окрестности его собственной частоты, а значит, и резкость изгиба ЛЧХ.

На высоких частотах положительная ОС слабая, так как там петлевое усиление мало (малы коэффициенты передачи как интегратора, так и цепи ОС $R2, C1$). Выходное напряжение схемы здесь очень мало, что эквивалентно подключению верхнего вывода $R2$ к земле. В результате получается последовательное соединение двух звеньев первого порядка и крутизна наклона асимптоты ЛАЧХ составляет —40 дБ/дек. Здесь одним звеном является цепь $R1 \| R2, C1$, а другим — интегратор. Возможные формы АЧХ такого звена те же, что и для схемы рис. 14.3, *а*, и показаны на рис. 14.1, *б*.

Для отыскания передаточной функции звена учтем, что ввиду бесконечного коэффициента усиления $K_д$ ОУ его входное напряжение практически равно нулю, т. е. правый вывод резистора $R3$ как бы заземлен. Поэтому напряжение в точке a, создаваемое одновременно входным и выходным напряжениями схемы, на осно-

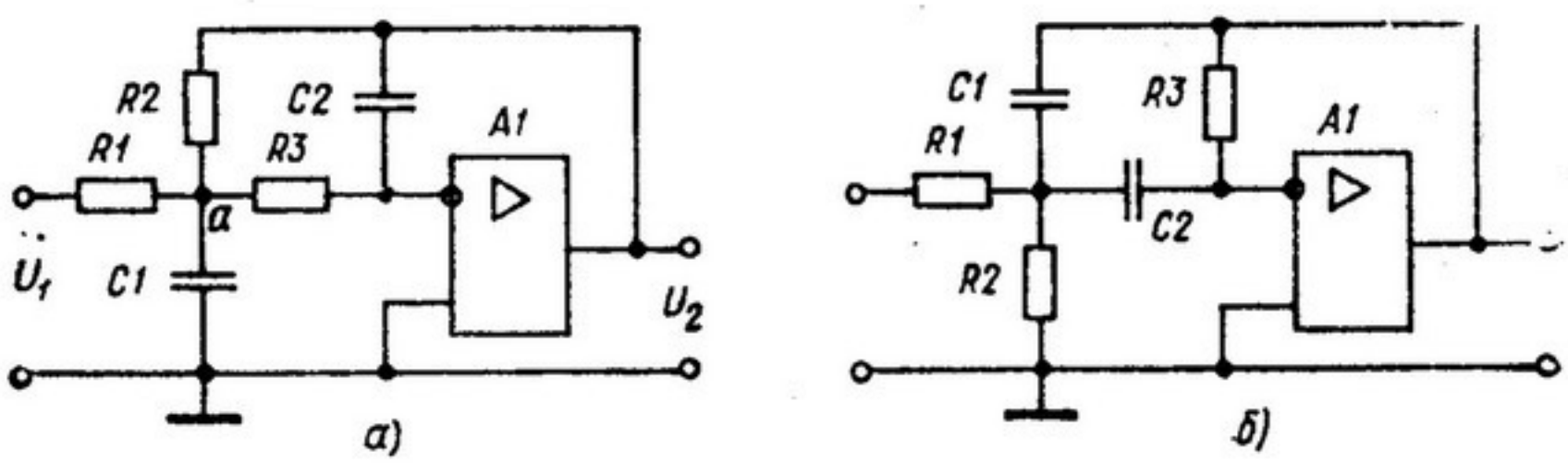


Рис. 14.6

вании теоремы об эквивалентном генераторе тока и принципа суперпозиции запишется как

$$U_a = (U_1 G1 + U_2 G2)/(G1 + G2 + G3 + pC1),$$

где $G1 = 1/R1$, $G2 = 1/R2$, $G3 = 1/R3$.

Через $R3$ протекает ток $I_{R3} = U_a G3$. Ввиду большого входного сопротивления усилителя он целиком протекает через $C2$. Поэтому выходное напряжение $U_2 = U_{C2} = -I_{R3}/pC2$. Нормированная передаточная функция $M(p) = U_2(p)/U_1(p) K_0$. Подставляя сюда развернутые выражения входящих величин и приводя к форме записи (14.5), находим собственную частоту и добротность звена:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C1C2R2R3}},$$

$$Q = \sqrt{\frac{C1}{C2}} \Big/ \left(\frac{\sqrt{R2R3}}{R1} + \sqrt{\frac{R3}{R2}} + \sqrt{\frac{R2}{R3}} \right).$$

Отсюда можно получить расчетные формулы для элементов схемы:

$$m = C2/C1 \leqslant 1/4Q^2(1 + K_0),$$

$$R2 = [1 \pm \sqrt{1 - 4mQ^2(1 + K_0)}]/2\omega_0 C2Q,$$

$$R1 = R2/K_0, \quad R3 = 1/\omega_0^2 C_1^2 R2m.$$

Чувствительность добротности к нестабильности $K_д$ ОУ (при $K_д \neq \infty$) здесь примерно такая же, как в схеме рис. 14.3, *а*. Поэтому рассмотренное звено с двухпетлевой ОС тоже рекомендуется для получения $Q < 10$. Однако чувствительность добротности к нестабильности пассивных элементов здесь меньше благодаря действию отрицательной ОС. Выражения для чувствительностей громоздки, они приведены в [12, с. 192].

Если заменить все R на C, а C на R, то получим схему звена ФВЧ.

14.4.2. ЗВЕНО ПФ

На рис. 14.6, *б* показана одна из возможных схем звена полосового фильтра на основе ОУ с двухпетлевой ОС. Здесь коэффициент передачи за пределами полосы пропускания ослабляется двумя параллельными частотно-зависимыми отрицательными ОС. Одна из них создается делителем напряжения $C1, R2$ (точнее $C1, R12$, где $R12 = R1 \| R2$) и действует на высоких частотах, а другая — делителем $R3, C2, R12$ и действует на низких частотах. Одновременно конденсатор $C2$ действует как разделительный и ослабляет передачу низких частот со входа схемы. В итоге АЧХ звена имеет вид, показанный на рис. 14.4, *б*.

Вывод передаточной функции делается так же, как и для ФНЧ. Сопоставление ее с (14.11) дает резонансную частоту и добротность звена:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{C1C2R12R3}, \qquad (14.14)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C1C2}}{C1+C2}\sqrt{\frac{R3}{R12}} = \omega_0 R3\,\frac{C1C2}{C1+C2}. \qquad (14.15)$$

На резонансной частоте коэффициент усиления имеет максимум, равный

$$K_{рез} = R3C2/R1(C1+C2). \qquad (14.16)$$

Здесь знак минус перед правой частью, отражающий переворот по фазе из-за инвертирующего включения ОУ, опускаем. Согласно (14.16) $K_{рез}$ не зависит от $R2$, что обусловлено двояким действием этого резистора: включение $R2$ создает делитель $R1, R2$ и тем ослабляет напряжение, но одновременно ослабляет обратные связи, действующие через $R3$ и $C1$, охватывающие ОУ.

Ширина полосы пропускания $\Delta\omega = \omega_0/Q$. Подставляя сюда Q из (14.15) и переходя к герцам, получаем

$$\Delta f = \Delta\omega/2\pi = (C1 + C2)/2\pi R3C1C2. \qquad (14.17)$$

Следовательно, наличие резистора $R2$ позволяет путем его регулировки точно подстраивать частоту резонанса ω_0, не изменяя ни $K_{рез}$, ни Δf. Но для работы фильтра этот резистор не является необходимым, так как входное напряжение и делитель $R1, R2$ можно преобразовать к эквивалентному генератору ЭДС с внутренним сопротивлением $R12$.

При заданной частоте резонанса $\omega_0 = 2\pi f_0$ формулы для Q и Δf не являются взаимонезависимыми. Поэтому здесь только три независимых уравнения, а неизвестных R и C — пять. Значит, два неизвестных можно задать исходя из тех или иных практических соображений.

Обычно для упрощения реализации берут равноминальные емкости: $C1 = C2 = C$. Тогда формулы (14.14)—(14.17) упрощаются:

$$\omega_0 = 1/C\sqrt{R3R12}; \quad K_{рез} = R3/2R1, \quad (14.18); (14.19)$$

$$Q = \omega_0 R3C/2; \quad \Delta f = 1/\pi R3C. \quad (14.20); (14.21)$$

Данная схема рекомендуется тоже для получения небольших добротностей ($Q < 10$). Количество известных схем активных звеньев на основе усилителей с ОС очень велико. Мы рассмотрели лишь некоторые из числа самых простых. Для получения низких чувствительностей и больших Q применяют звенья на двух, а иногда даже на трех ОУ.

Пример 3. Рассчитать элементы звена ПФ по схеме рис. 14.6, *б* так, чтобы обеспечить $f_0=100$ Гц, $\Delta f=20$ Гц ($Q=5$), $K_{рез}=10$.

Принимаем $C1=C2=C$. Для уменьшения сдвига нуля выходного напряжения (вызванного входным током ОУ) во избежание снижения максимально достижимой амплитуды выходного напряжения ограничим $R3$, задавая его около 100 кОм. Тогда из (14.21)

$$C=1/\pi\Delta f R3=1/\pi 20\cdot 10^5=0{,}159\cdot 10^{-6}\ \Phi=0{,}159\ \text{мкФ}.$$

Принимаем стандартный номинал 0,15 мкФ. Тогда требуемое

$$R3=1/\pi\Delta f C=1/\pi 20\cdot 0{,}15\cdot 10^{-6}=106103\ \text{Ом}.$$

Принимаем 110 кОм. Из (14.19)

$$R1=R3/2K_{рез}=110\cdot 10^3/2\cdot 10=5500\ \text{Ом}.$$

Принимаем 5,6 кОм. На основании (14.18)

$$R12=1/R3(C\omega_0)^2=1/110\cdot 10^3(0{,}15\cdot 10^{-6}\cdot 2\pi 100)^2=1023\ \text{Ом}.$$

Тогда $R2=1/(1/R12-1/R1)=1/(1/1023-1/5600)=1251$ Ом.
Принимаем 1,27 кОм (из ряда Е48).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы преимущества и недостатки активных фильтров по сравнению с пассивными?
2. Можно ли активное звено первого порядка по схеме рис. 14.2,*а* заменить пассивным с последующим подключением усилителя?
3. Почему в схеме рис. 14.3,*а* нижний вывод конденсатора $C1$ подключен не к земле, а к выходу усилителя? Как это обстоятельство повлияло на АЧХ?
4. Изобразите АЧХ звена по схеме рис. 14.3,*б* и обоснуйте ее.
5. Обоснуйте по схеме рис. 14.4,*а*, что АЧХ такого звена имеет максимум. Как наличие ОС изменяет АЧХ?
6. По схеме рис. 14.5,*а* обоснуйте форму АЧХ на рис. 14.5,*б*.
7. Разъясните, в чем преимущество схем рис. 14.5,*в* и *г* перед схемой рис. 14.5,*а*.
8. Как формируется АЧХ звена по схеме рис. 14.6,*а*?
9. Как формируется АЧХ звена по схеме рис. 14.6,*б* и для чего там нужен резистор $R2$?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И.** Применение прецизионных аналоговых микросхем. — М.: Радио и связь, 1985. — 256 с.
2. **Достал И.** Операционные усилители; Пер. с англ. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
3. **Ногин В. Н.** Аналоговые электронные устройства. — М.: Радио и связь, 1992 — 304 с.

4. **Остапенко Г. С.** Усилительные устройства. — М.: Радио и связь, 1989. — 400 с.
5. **Проектирование** усилительных устройств/ В. В. Ефимов, В. Н. Павлов, Ю. П. Соколов и др.; Под ред. Н. В. Терпугова. — М.: Высшая школа, 1982.— 190 с.
6. **Степаненко И. П.** Основы микроэлектроники. — М.: Сов. радио, 1980 — 424 с.
7. **Соклоф С.** Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. — М.: Мир, 1988. — 583 с.
8. **Тимонтеев В. Н., Величко Л. М., Ткаченко В. А.** Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре.— М.: Радио и связь, 1982.— 112 с.
9. **Транзисторы** для аппаратуры широкого применения: Справочник/ К. М. Брежнева, Е. И. Гантман, Т. И. Давыдова и др.; Под ред. Е. Л. Перельмана. — М.: Радио и связь, 1992.— 656 с.
10. **Усилительные** устройства/ В. А. Андреев, Г. В. Войшвилло, О. В. Головин и др.; Под ред. О. В. Головина. — М.: Радио и связь, 1993. — 352 с.
11. **Разевиг В. Д.** Применение программ P—CAD и PSpise для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. — М.: Радио и связь, 1992. — 120 с.
12. **Хьюлсман Л. П., Аллен Ф. Е.** Введение в теорию и расчет активных фильтров/ Пер. с англ. под ред. А. Е. Знаменского. — М.: Радио и связь, 1984. — 384 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3
Список принятых сокращений 4

Глава 1. Общие сведения об аналоговых электронных устройствах . . 5

1.1. Основные определения 5
1.2. Классификация аналоговых электронных устройств 7
1.3. Основные технические показатели и характеристики аналоговых электронных устройств 8
1.3.1. Общие сведения. Стандартизация и унификация 8
1.3.2. Входное и выходное сопротивления. Коэффициенты усиления 9
1.3.3. Амплитудно- и фазочастотная характеристики 11
1.3.4. Переходная характеристика 13
1.3.5. Нелинейные искажения 14
1.3.6. Коэффициент полезного действия 15
1.3.7. Собственные помехи 16
1.3.8. Амплитудная характеристика и динамический диапазон . . . 17
1.3.9. Специфические показатели некоторых АЭУ 18
1.3.10. Стабильность показателей 19
1.4. Принцип электронного усиления 20
1.5. Режимы работы усилительных элементов 21
Контрольные вопросы 23

Глава 2. Анализ работы каскада с помощью вольт-амперных характеристик его элементов 23

2.1. Выходные характеристики транзистора, рабочая точка и область безопасной работы 23
2.2. Нагрузочная характеристика и траектория движения рабочей точки 28
2.3. Критерии выбора положения исходной рабочей точки 31
2.4. Условия получения наибольшей мощности сигнала в выходной цепи усилительного прибора 34
Контрольные вопросы 36

Глава 3. Принципы и схемы обеспечения заданного положения исходной рабочей точки 37

3.1. Принципы и схемы обеспечения заданного положения исходной рабочей точки в каскаде на биполярном транзисторе 37
3.2. Принципы и схемы обеспечения заданного положения исходной рабочей точки в каскаде на полевом транзисторе 42
3.3. Обобщенная эквивалентная схема каскада для анализа его работы на постоянном токе 44
Контрольные вопросы 46

Глава 4. Работа усилительных каскадов в режиме малого сигнала . . 47

4.1. Критерии и особенности малосигнального режима работы транзистора 47
4.2. Малосигнальные параметры биполярных и полевых транзисторов 49
4.3. Способы включения транзистора в схему усилительного каскада . . 53
4.4. Свойства транзисторов и каскадов при незаземленности общего провода 57
4.5. Каскады усиления переменного сигнала 59
4.6. Низкочастотные и переходные искажения в усилителях переменного сигнала 61
4.7. Анализ влияния температурных и других дестабилизирующих факторов на работу каскада 64
4.8. Передаточные свойства каскадов и цепей по току 68
Контрольные вопросы 69

Глава 5. **Обратная связь в усилительных трактах** 70
5.1. Структурная схема усилительного тракта с однопетлевой обратной связью 70
5.2. Правила определения значений исходных параметров и петлевой передачи в схемах с обратной связью 73
5.3. Влияние обратной связи на параметры и характеристики усилительного тракта 76
5.4. Стабилизирующее влияние отрицательной обратной связи на коэффициент усиления 79
5.5. Стабилизирующее влияние отрицательной обратной связи на режимы работы на постоянном токе 81
5.6. Линеаризирующее воздействие отрицательной обратной связи на передаточные свойства нелинейных трактов 83
5.6.1. Передаточные свойства нелинейных электрических цепей . . . 83
5.6.2. Линеаризирующее воздействие отрицательной обратной связи на сквозную передаточную характеристику 85
5.7. Влияние обратной связи на ход амплитудно-частотной характеристики 87
5.8. Проходная проводимость и ее влияние на входные свойства усилительной схемы 89
5.9. Активные преобразователи (конверторы) сопротивлений 92
Контрольные вопросы 95

Глава 6. **Многокаскадные усилители** 96
6.1. Особенности построения многокаскадных усилительных трактов . . 96
6.2. Способы межкаскадных связей 97
6.2.1. Усилители с непосредственными межкаскадными связями . . . 97
6.2.2. Усилители с гальваническими межкаскадными связями . . . 99
6.2.3. Каскады и цепи с емкостной связью 100
6.2.4. Трансформаторная межкаскадная связь 100
6.2.5. Оптроны как элементы межкаскадных связей и гальванических развязок 101
6.3 Типовые многотранзисторные схемные конфигурации усилительных каскадов 102
6.3.1. Каскадное соединение ОЭ—ОБ 102
6.3.2. Схемные построения на эмиттерно-связанных транзисторах . . 105
6.3.3. Фазоинвертор на эмиттерно-связанной паре транзисторов . . 108
6.4. Законы суммирования искажений в многозвенной линейной цепи . . 111
Контрольные вопросы 113

Глава 7. **Базовые схемные конфигурации аналоговых микросхем и усилителей постоянного тока** 114
7.1. Дифференциальный усилительный каскад 114
7.2. Генератор стабильного тока и его применение в схеме дифференциального усилительного каскада 118
7.3. Дифференциальный усилительный каскад с дифференциально подключенной дополнительной нагрузкой 120
7.4. Входное сопротивление дифференциальных каскадов 122
7.5. Схема сдвига уровня постоянного напряжения 124
7.6. Источники постоянного напряжения 126
Контрольные вопросы 129

Глава 8. **Оконечные каскады усиления** 130
8.1. Особенности оконечных каскадов, выбор транзисторов, расчет площади радиаторов 130
8.2. Однотактные каскады усиления мощности 132

8.3. Вычисление коэффициента гармоник однотактного каскада 134
8.4. Двухтактные каскады в режиме А 136
8.4.1. Простейшие схемы двухтактных каскадов 136
8.4.2. Свойства двухтактных каскадов 137
8.5. Двухтактные каскады в режиме В 139
8.6. Двухтактные каскады в режиме АВ 142
8.7. Двухтактные бестрансформаторные каскады с непосредственной связью с предоконечными транзисторами 143
8.8. Мостовые и квазимостовые схемы двухтактных каскадов 148
8.9. Определение коэффициента гармоник двухтактного каскада . . . 151
8.10. Оконечные каскады мощных и широкополосных усилителей . . . 153
Контрольные вопросы 154

Глава 9. **Оконечные каскады усиления мощности с повышенным КПД** 155

9.1. Общие сведения. Простейшая схема усилителя в режиме D с ШИМ 155
9.2. Энергетическая эффективность усилителей в режиме D с ШИМ . . 158
9.3. Схемы двухтактных каскадов режима BD 160
9.4. Аналого-дискретные усилители. Простейшая схема усилителя в режиме BC 162
9.5. Энергетическая эффективность двухтактных каскадов в режиме BC 164
9.6. Некоторые схемы двухтактных каскадов режима BC с питанием от одного источника 165
9.6.1. Каскад с трансформаторным выходом и встречно-параллельным включением плеч 166
9.6.2. Несимметричный дроссельный каскад по квазимостовой схеме 167
9.6.3. Несимметричный двухтактный каскад по квазимостовой схеме без намоточных узлов 168
9.7. Комбинированные методы повышения КПД 169
Контрольные вопросы 170

Глава 10. **Широкополосные усилители** 170

10.1. Особенности формирования АЧХ широкополосных трактов . . . 170
10.2. Частотные свойства транзисторов 171
10.3. Влияние паразитных емкостей на формирование АЧХ в области высоких частот 177
10.4. Суммарные искажения в резистивном каскаде в области высоких частот 180
10.5. Суммарные искажения в многокаскадном усилительном тракте в области высоких частот 181
10.6. Частотная коррекция и основные принципы ее организации . . . 184
10.7. Анализ свойств схемы высокочастотной коррекции с частотно-зависимой нагрузкой 187
10.8. Анализ свойств схем высокочастотной коррекции с частотно-зависимой обратной связью 189
10.9. Особенности построения оконечных каскадов в широкополосных усилительных трактах 192
10.10. Динамические искажения в схемах с обратными связями . . . 193
Контрольные вопросы 196

Глава 11. **Функциональные устройства на операционных усилителях** . . 197

11.1. Операционные усилители и их свойства 197
11.2. Принципы и особенности организации обработки сигналов в схемах на операционных усилителях 202
11.3. Типовые способы включения ОУ в схему обработки сигналов . . . 203
11.4. Методика приближенного анализа передаточных и других свойств схем на ОУ 205

11.5. Схемы обработки с трехполюсником в цепи обратной связи . . . 207
11.6. Выходное сопротивление схемных построений на ОУ с глубокой отрицательной обратной связью 209
11.7. Дифференциальные усилители на ОУ 210
11.8. Схемы для преобразования сигнальных токов в сигнальные напряжения на базе ОУ 212
11.9. Сумматоры напряжений на базе ОУ 213
11.10. Простейшие частотно-селектирующие цепи на базе ОУ 215
11.11. Нелинейные устройства на базе ОУ с нелинейной цепью обратной связи 217
11.12. Широкополосные усилители на базе ОУ 221
11.13. Обеспечение устойчивости и предельной широкополосности в усилительных трактах на ОУ 225
11.14. Влияние напряжения статической погрешности на работу УПТ и усилителей переменного сигнала 229
11.15. Активные выпрямители и амплитудные детекторы на базе ОУ . . 232
11.16. Компараторы сигналов 237
Контрольные вопросы 241

Глава 12. Устройства регулировки усиления, перемножения и деления, сигналов 242

12.1. Регуляторы усиления 242
12.1.1. Назначение и место включения 242
12.1.2. Потенциометрические и режимные регуляторы 243
12.1.3. Регуляторы в схемах на ОУ 246
12.1.4. Регуляторы на основе электрически управляемых сопротивлений 247
12.2. Основные назначения и специфические показатели аналоговых перемножителей 248
12.3. Перемножители на дифференциальных каскадах с управляемым усилением 250
12.4. Перемножители и делители на основе управляемых сопротивлений 253
12.5. Другие принципы построения перемножителей 254
12.6. Некоторые применения аналоговых перемножителей 255
Контрольные вопросы 257

Глава 13. Усилители высокой чувствительности 258

13.1. Методы представления и анализ шумовых свойств аналоговых трактов 258
13.2. Характеристики источников собственных шумов усилительных трактов 262
13.3. Действующее значение шума на выходе частотно-селектирующей цепи 276
13.4. Методика приближенного вычисления интегрального шума на выходе фильтрующей цепи 286
13.5. Методика приближенного вычисления отношения сигнал-шум . . . 292
Контрольные вопросы 297

Глава 14. Активные *RC*-фильтры 298

14.1. Общие сведения, аппроксимация характеристик 298
14.2. Звенья ФНЧ и ФВЧ первого порядка 302
14.3. Звенья второго порядка на усилителях с конечным K 303
14.3.1. Звено ФНЧ 305
14.3.2. Чувствительность основных показателей 306
14.3.3. Звено ФВЧ и полосовое звено 307
14.3.4. Режекторное звено на основе двойного Т-образного моста . . 309
14.4. Звенья второго порядка на усилителях с неограниченным K . . . 311
14.4.1. Звено ФНЧ 312
14.4.2. Звено ПФ 313
Контрольные вопросы 315
Список литературы 315

ЛР № 071334 от 22.08.96
Подписано в печать 24.10.2000 Формат 60×88 1/16
Печать офсетная Бумага газетная
Печ. л. 20,0 Тираж 5000 экз. Заказ 6670

Издательский дом "Грааль"
141200, г. Пушкино, Московской обл., ул. Лесная, д. 5

Отпечатано в Производственно-издательском комбинате ВИНИТИ,
140010, г. Люберцы, Московской обл., Октябрьский пр-т, 403.
Тел. 554-21-86

Список замеченных опечаток

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
27	1 сверху	ИРТ	РТ
27	6 сверху	рис. 2.4,а	рис. 2.4,б
27	9 сверху	рис. 2.4,б	рис. 2.4,а
28	8 сверху	ИРТ	РТ
30	13 снизу	$R_н - (w_1/w_2)^2 \eta_{тр} R_н$	$R_н = (w_1/w_2)^2 \eta_{тр} R_н$
43	3 снизу	рис. 3.3,б	рис. 2.4,б
36	5 снизу	=24	≈3,8
45	4 сверху	$R_О$	$R_Э$
45	14 снизу	$\Delta I_{БЭ}$	$\Delta U_{БЭ}$
49	3 сверху	i_1	$i_{вх}$
50	4 сверху	$1{,}6 \cdot 10^{19}$	$1{,}6 \cdot 10^{-19}$
51	6 сверху	$R_С$	$Z_С$
52	5 снизу	m, $I_{К1}$, $I_{К2}$	m для $I_{К1}$ и $I_{К2}$
68	9 снизу	150 кОм	1,5 кОм
69	7 снизу	$R3$	$R4$
69	5 снизу	(4.5)	(4.3)
81	8 снизу	≈740 Ом	≈590 Ом
91	8 сверху	сопротивлений	проводимостей
91	15 сверху	$=Y_f u_y / u_{вх} = Y_f (1+K_0)$	$=Y_f u_f / u_{вх} = Y_f (1-K_0)$
91	18 сверху	в инвертирующем	в неинвертирующем
92	1 сверху	высоким	низким
92	11 сверху	(5.13)	(5.14)
93	11 снизу	$[K_{bв}]$ $[K_{ba}]$	$[K_{ав}]$ $[K_{вб}]$
103	3 снизу	$-I_{КО1} R_{02} / R_{02}$	$-I_{КО1} R_{02}) R_{02}$
108	5 сверху	ОПХ	СПХ
109	11 сверху	$(1+g_{21}R_0)/(1+g_{21}R_0)$	$(1+g_{21}R_0)/(1+2g_{21}R_0)$
110	4 сверху	$\approx g_{21} R_к / 2(1+g_{21} R_f)$.	$\approx g_{21} R_к / 2$.
110	16 сверху	(6.4), (6.5)	(6.5), (6.6)
112	10 снизу	$t_{нар} \approx 1/0{,}35 f_в$	$t_{нар} \approx 0{,}35 f_в$
117	8 сверху	(6.7а)	(6.7б)
122	1 снизу	$=(1+g_{21}R_f)/g_{21}$.	$=(1+g_{21}R_f)/g_{11} \approx 2/g_{11}$.
123	8 сверху	$R_{вхд} = 2R_{вх-} = 2R_{вх-} = 4/g_{11}$	$R_{вхд} = R_{вх-} = R_{вх+} = 2/g_{11}$
125	3 снизу	$U_{аб}/\beta$	$U_{аб}\beta$
126	5 сверху	(3.3)	(3.1)
173	9 сверху	$g_{21}\sqrt{1+(f/f_S)^2}$;	$g_{21}/\sqrt{1+(f/f_S)^2}$;
187	3 сверху	рис. 10.6,а	рис. 10.6,б
205	4 сверху	$\alpha_- = K_-/(1+R_f/R1K_-) \approx 1$; $\alpha_+ = (K_+/K_-)(1+R_f/R1K_-) \approx 1+2/\mu_C$	$\alpha_- = K_-/(1+K_-) \approx 1$; $\alpha_+ \approx = K_+/(1+K_-) \approx 1+1/\mu_C$
205	6 сверху	меньше единицы	больше единицы
206	1 сверху	$R_{вх\ с}$	$R_{вх\ д}$
206	15 сверху	$u_{вк}/R1 = u_{вх})R1$;	$-u_{вх}/R1 = (u_{вх} - u_{вых})/R_f$.
206	16 сверху	$K_f = u_{вых}/u_{вх} = R_f/R1$.	$K_f = u_{вых}/u_{вх} = 1+R_f/R1$.
208	11 снизу	$(Z_2Z_3+Z_2Z_4+Z_3Z_4)Z_3Z_1$	$(Z_2Z_3+Z_2Z_4+Z_3Z_4)/Z_3Z_1$
209	10 сверху	$2(2+R/R3)u_{вх+}$	$(3+2R/R3)u_{вх+}$
210	6 снизу	(11.13)	(11.6 а) и (11.6 б)
210	4 снизу	$R1)\alpha + R2/(R2+R3) =$	$R1)\alpha + R3/(R2+R3) =$
212	3 сверху	$2(2+R/R3)R2/(R1+R2) =$	$(3+2R/R3)R2/(R1+R2) =$
214	3 снизу	$(1+R_f/R_{вых})u_{вх-}$	$(1+R_f/R_{вых})u_{вх+}$
222	7 снизу	$K_{д0}R1(R1+R2)$	$K_{д0}R1/(R1+R2)$
234	2 снизу	отрицательным	положительным
282	9 снизу	частот (рис. 3.11,а)	частот
282	8 снизу	нижних частот	верхних частот

Быть или не быть постоянным читателем журнала
"ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес" – это не вопрос.

ЭЛЕКТРОНИКА НТБ НАУКА ТЕХНОЛОГИЯ БИЗНЕС

▲ Журнал выпускается с февраля 1996 года, периодичность – шесть номеров в год, тираж – 17 тыс. экз. Это единственное в России и странах СНГ издание, комплексно освещающее все основные направления ЭЛЕКТРОНИКИ, понимаемой в широком смысле, как принято в мировой практике: от технологии и компонентов до приборов и радиоэлектронных систем военного, гражданского и бытового назначения.

▲ Журнал независим от чьих-либо личных, корпоративных и ведомственных интересов, в чем находит поддержку спонсоров и читателей.

▲ В составе Редакционного Совета журнала – ведущие ученые и специалисты в различных областях электроники, в том числе академики и члены-корреспонденты РАН, руководители предприятий и фирм различных форм собственности.

ЖУРНАЛ АДРЕСОВАН

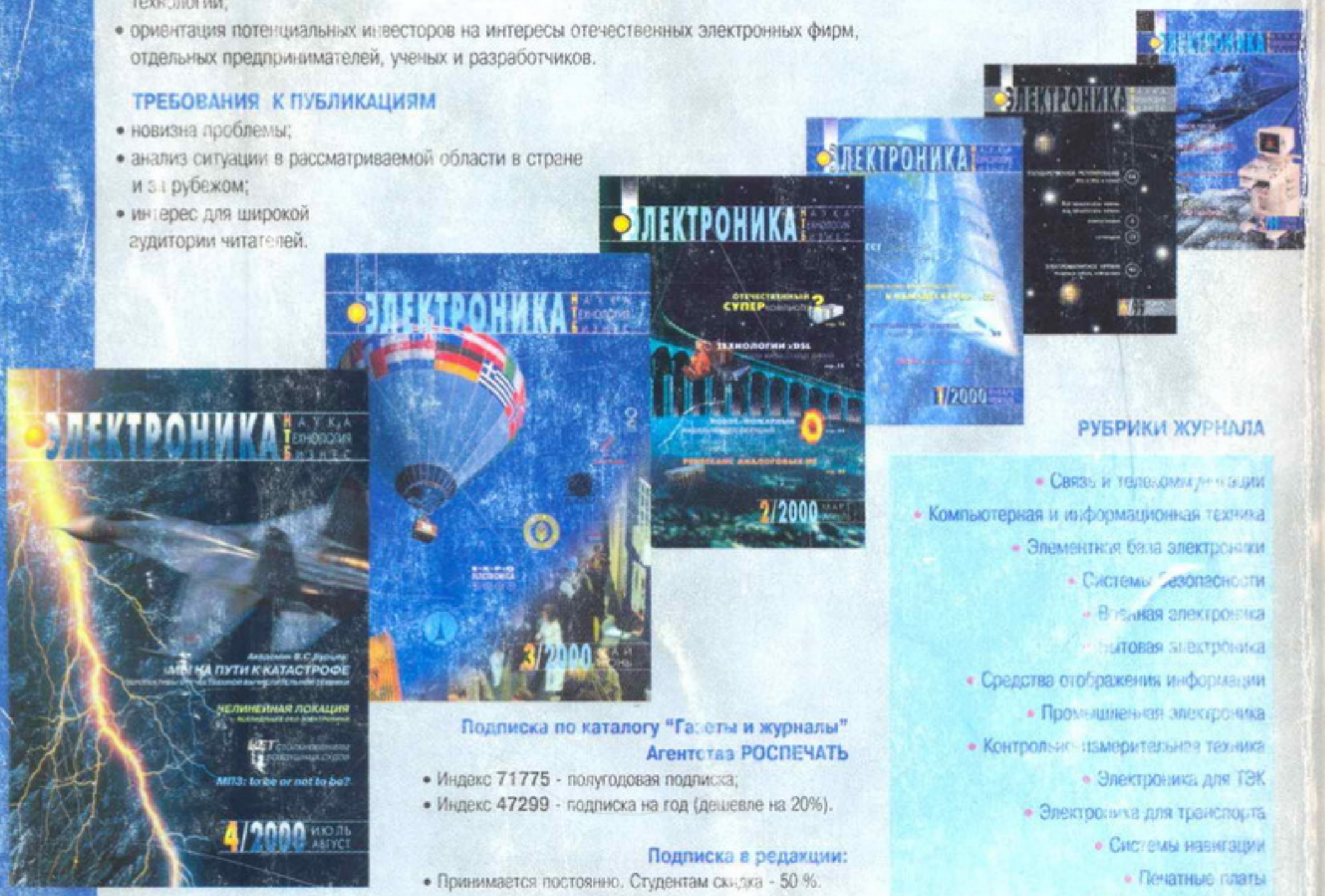
- руководителям разного ранга – директорам предприятий и фирм, главам администраций регионов, научно-промышленных центров, финансовых структур, принимающим решения в научно-технической, производственной и финансовой областях деятельности;
- ученым, разработчикам, специалистам всех отраслей электроники;
- преподавателям, аспирантам и студентам технических вузов;
- всем, кто интересуется современной электроникой.

ОСНОВНЫЕ ЦЕЛИ РЕДАКЦИИ

- пропаганда научных и производственных достижений отечественных специалистов и фирм;
- предоставление читателям информации о ситуации на отечественном и мировом рынках электронной техники и информационных технологий;
- ориентация потенциальных инвесторов на интересы отечественных электронных фирм, отдельных предпринимателей, ученых и разработчиков.

ТРЕБОВАНИЯ К ПУБЛИКАЦИЯМ

- новизна проблемы;
- анализ ситуации в рассматриваемой области в стране и за рубежом;
- интерес для широкой аудитории читателей.



РУБРИКИ ЖУРНАЛА

- Связь и телекоммуникации
- Компьютерная и информационная техника
- Элементная база электроники
- Системы безопасности
- Военная электроника
- Бытовая электроника
- Средства отображения информации
- Промышленная электроника
- Контрольно-измерительная техника
- Электроника для ТЭК
- Электроника для транспорта
- Системы навигации
- Печатные платы
- Медицинская техника
- Электроника и экология
- Новые технологии
- Экономика + Бизнес
- Системы проектирования

Подписка по каталогу "Газеты и журналы" Агентства РОСПЕЧАТЬ

- Индекс 71775 - полугодовая подписка;
- Индекс 47299 - подписка на год (дешевле на 20%).

Подписка в редакции:

- Принимается постоянно. Студентам скидка - 50 %.

Наш адрес: 125319, г. Москва, а/я 594, ЗАО "НТБ "Технология"
Телефон: (095) 234-0110
E-mail: journal@electronics.ru
Факс: (095) [illegible]
http://www.electronics.ru