

В.В.Матавкин

Быстро-  
действующие  
операционные  
усилители

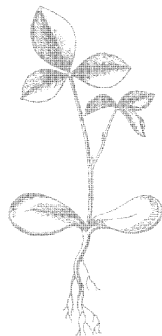
Издательство «Радио и связь»

**В.В. Матавкин**

**Быстро-  
действующие  
операционные  
усилители**



Москва  
«Радио и связь» 1989



Scan AAW

ББК 32.846  
М 33  
УДК 621.375.049.77.087.9-185.4

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

*С. С. Булгаков (отв. редактор), М. А. Бедрековский, Ю. И. Борзаков, Г. Г. Горбунова, Л. Г. Дубицкий, В. И. Иванов, И. В. Лебедев, В. М. Ломакин, Ю. Р. Носов, Ю. Н. Рысев, В. Н. Сретенский (зам. отв. редактора), В. А. Терехов, В. Н. Уласюк, В. А. Шахнов*

Рецензенты: Е. П. Воробьев, С. Н. Лубянов

Редакция литературы по электронной технике

**Матавкин В. В.**

**М 33 Быстродействующие операционные усилители.**— М.: Радио и связь, 1989.—128 с.: ил.—(Массовая б-ка инженера «Электроника»).

ISBN 5-256-00249-X.

Рассматриваются вопросы схемотехники быстродействующих операционных усилителей в интегральном исполнении. Исследуются основные параметры, приводятся способы улучшения характеристик. Описываются свойства, параметры и применение усилителей среднего и повышенного быстродействия, а также широкополосных операционных усилителей. Даются сведения по конкретным схемам включения.

Для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием радиоэлектронной аппаратуры.

М 2302030700-075  
046(01)-89 105-89

ББК 32.846

**Производственное издание**

Массовая библиотека инженера «Электроника»

**МАТАВКИН ВЛАДИМИР ВЛАДИМИРОВИЧ**

**БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ**

Заведующий редакцией Ю. Н. Рысев  
Редактор И. П. Леонтьева  
Художественный редактор Н. С. Шенин  
Технический редактор И. Л. Ткаченко  
Корректор З. Г. Галушкина

**ИБ № 1506**

Сдано в набор 30.08.88. Подписано в печать 25.01.89 Т-05020 Формат 60×88/16. Бумага офсетная № 2 Гарнитура таймс. Печать офсетная Усл.печл. 7,84 Усл.кр.-отт. 8,09 Уч.издл. 8,16 Тираж 15 000 экз Изд. № 21770. Зак. № 20 Цена 40 к  
Издательство «Радио и связь» 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография» Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли: 113054, Москва, Валовая, 28.

ISBN 5-256-00249-X

© Издательство «Радио и связь», 1989

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время широкое применение находят операционные усилители (ОУ) в интегральном исполнении. Они реализуются как по гибридной, так и по твердотельной, или полупроводниковой технологии.

В количественном отношении выпуск гибридных ОУ составляет единицы процентов от выпуска твердотельных ОУ. Это связано с преимуществами группового метода изготовления, применяемого в полупроводниковой технологии, что приводит к резкому сокращению затрат и стоимости изделий. Гибридные ОУ стоят в десятки раз больше, чем твердотельные однокристалльные, поэтому «право на существование» имеют только такие гибридные ОУ, совокупность электрических параметров которых невозможно получить при изготовлении известными методами полупроводниковой технологии.

Прогресс в развитии интегральных микросхем, в частности ОУ, невозможен без учета мировых достижений. Поэтому наиболее удачные конструкции интегральных ОУ получают мировое признание и воспроизводятся многими фирмами в различных странах. Воспроизведение лучших образцов позволяет накопить опыт передовых схмотехнических и технологических решений, создать предпосылки для изготовления своих конкурентоспособных изделий. Однако если накопление такого опыта можно определить как необходимое условие прогресса, то другим не менее важным условием является изучение свойств и характеристик ОУ, совершенствование методов расчета его основных параметров.

Развитие интегральных ОУ идет по пути улучшения как отдельных параметров, так и их совокупности, о чем свидетельствует появление сравнительно недавно широкополосных интегральных ОУ, а также выпуск ОУ с повышенным быстродействием. Появление таких усилителей определило направленность книги, однако в ней рассматриваются и ОУ среднего быстродействия. Получение оптимальных частотных, временных и других характеристик ОУ невозможно без применения расчетных методов. Поэтому включение в книгу гл. 2, посвященной расчету параметров основных каскадов, в первую очередь дифференциального усилителя, и гл. 3, содержащей материалы о параметрах постоянного тока и частотно-временных характеристик ОУ, в том числе при большом сигнале, является, по мнению автора, важным. Сведения о технологии изготовления ОУ даны в гл. 1, методы частотной коррекции изложены в гл. 4. Конкретные схемы интегральных ОУ рассмотрены в гл. 5 и 6, в гл. 7 проанализированы варианты применения ОУ.

# 1. СВЕДЕНИЯ О ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ, СТРУКТУРЕ И ПАРАМЕТРАХ ИХ КОМПОНЕНТОВ

## 1.1. МЕТОДЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

При изготовлении интегральных ОУ (особенно среднего быстродействия) наибольшее распространение получила технология создания структур в эпитаксиальном слое  $n$ -типа проводимости, имеющем заглубленные скрытые слои  $n^+$ -типа, с применением разделительной диффузии  $p^+$ -типа, осуществляющей изоляцию локальных участков эпитаксиального кремния (карманов) с помощью обратносмещенного  $p$ - $n$  перехода. На рис. 1.1 показан поперечный разрез кристалла ОУ, содержащий в качестве интегральных компонентов биполярные транзисторы, диффузионный резистор и резисторы, работающие на полевом эффекте. Обычно в качестве подложки используется монокристаллическая пластина кремния толщиной 200 мкм с удельным электрическим сопротивлением  $\rho = 5 \dots 10 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ . Толщина эпитаксиального слоя составляет 10...15 мкм,  $\rho = 1 \dots 5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ . Значения параметров выбираются в зависимости от требуемых электрических характеристик ОУ и его компонентов.

Для уменьшения токов утечки и увеличения пробивных напряжений между изолированными областями наряду с разделительной диффузией  $p^+$ -типа часто применяется диффузия меньшей концентрации  $p$ -типа, с помощью которой создаются базы  $n$ - $p$ - $n$  транзисторов. Изготовленный по данной технологии  $n$ - $p$ - $n$  транзистор имеет обычно ширину базы 0,5...1 мкм,  $p$ - $n$ - $p$  транзистор с боковой инжекцией неосновных носителей заряда или просто «боковой» транзистор — 5...7 мкм. Реализуются также  $p$ - $n$ - $p$  транзисторы с выводом коллектора на подложку.

Кроме диффузионных резисторов  $R_d$  в интегральных ОУ используются пинч-резисторы  $R_p$ , в которых осуществляется эффект сжатия канала  $p$ -типа (базовый слой  $n$ - $p$ - $n$  транзистора)  $n^+$ -слоем (эмиттерный слой), и балк-резисторы  $R_b$ , в которых эффект сжатия канала в эпитаксиальном слое создается суммарным действием примесных слоев разной концентрации  $p$ -типа, образованных базовой и разделительной диффузиями, а также подложкой.

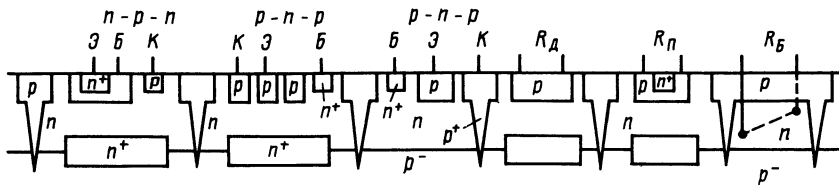


Рис. 1.1. Сечение кристалла ОУ, изготовленного на эпитаксиальной структуре кремния с изоляцией  $p-n$  переходом:  $n-p-n$  и  $p-n-p$  транзисторы, диффузионный ( $R_d$ ), пинч- ( $R_n$ ) и балк- ( $R_b$ ) резисторы

Основным достоинством данной технологии является реализация интегральных  $p-n-p$  транзисторов в технологическом цикле изготовления  $n-p-n$  транзисторов, однако  $p-n-p$  транзисторы имеют низкие частотные свойства. Частота единичного усиления  $f_T$  «боковых»  $p-n-p$  транзисторов около 2 МГц, в то время как для  $n-p-n$  транзисторов она равна 500...700 МГц. Разновидностью рассматриваемой технологии является технология создания  $n-p-n$  транзисторов со сверхвысоким усилением (коэффициент усиления тока базы  $\beta = 1000...5000$ ) и низким пробивным напряжением коллектор-эмиттер  $U_{КЭ} = 6...7$  В. Увеличение  $\beta$  транзисторов достигается уменьшением ширины базы, что осуществляется с помощью дополнительной операции формирования базы с меньшей глубиной залегания  $p$ -слоя или эмиттера с более глубоким внедрением  $n^+$ -слоя.

Использование тонких эпитаксиальных пленок толщиной менее 10 мкм является разновидностью технологии с изоляцией  $p-n$  переходом, которая позволяет создавать транзисторы меньших размеров с частотой  $f_T \geq 1$  ГГц, а также увеличивать степень интеграции. Из рис. 1.2 видно, что при этой технологии достигается уменьшение сопротивления тела коллектора и пассивной базы, что способствует улучшению частотных свойств транзистора.

При изготовлении быстродействующих ОУ широко используется технология создания высокочастотных комплементарных биполярных транзисторов с диэлектрической изоляцией компонентов. В этом случае улучшение частотных свойств  $p-n-p$ -транзисторов достигается применением структуры, характерной для  $n-p-n$  транзисторов (рис. 1.3), что приводит к появлению дополнительных операций при создании примесных слоев транзистора, в том числе и коллекторного  $p$ -слоя.

В зависимости от того, каким образом сформирован коллекторный слой  $n-p-n$  транзисторов, можно выделить разновидности этой технологии. Формирование диффузионного или ионно-имплантированного коллектора в исходном кремнии  $n$ -типа называют технологией с перекомпенсацией. По другой технологии получают исходные структуры с эпитаксиальным коллектором для  $p-n-p$  транзисторов вытравливанием, а затем выращиванием ло-

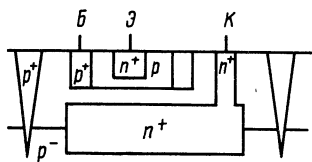


Рис. 1.2. Сечение интегрального высокочастотного  $n-p-n$  транзистора, изготовленного на тонкой эпитаксиальной структуре

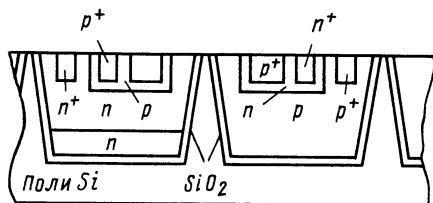


Рис. 1.3. Структура комплементарных биполярных транзисторов с диэлектрической изоляцией

кальных участков кремния  $p$ -типа в пластине  $n$ -типа проводимости с помощью эпитаксии.

Структуры с перекомпенсацией можно выполнить последовательным проведением следующих операций [1]: глубокой диффузии  $p$ -примеси, вытравливания изолирующих канавок, окисления поверхности и наращивания несущего поликристаллического слоя кремния и механической шлифовки с обратной стороны пластины до вскрытия изолированных областей. Технология создания структур с эпитаксиальным коллектором более трудоемка и требует применения прецизионного шлифования. По этой технологии после вытравливания областей в пластине монокристаллического кремния  $n$ -типа проводят эпитаксиальное наращивание слоя  $p$ -типа, затем шлифование и формирование скрытых слоев  $n^+$ - и  $p$ -типов, вытравливание разделительных канавок, окисление, наращивание поликремния и шлифование с обратной стороны пластины до вскрытия изолированных областей.

Независимо от особенностей образования исходной структуры технологии изготовления базового и эмиттерного слоев комплементарных транзисторов достаточно близки. Структуры транзисторов, показанных на рис. 1.3, можно реализовать [2], применяя вначале медленно диффундирующую примесь  $n$ -типа для создания базы  $p-n-p$  транзистора, а затем формируя последовательно базы  $n-p-n$  транзистора (примесь  $p$ -типа), эмиттера  $p-n-p$  транзистора (примесь  $p^+$ -типа) и эмиттера  $n-p-n$  транзистора (примесь  $n^+$ -типа). В результате получают комплементарные транзисторы примерно с одинаковыми глубинами залегания переходов транзисторов, шириной базы около  $0,8$  мкм и глубиной до  $3$  мкм. При использовании структур с перекомпенсацией удастся создавать  $p-n-p$  транзисторы с  $f_T = 300 \dots 600$  МГц и  $\beta = 100 \dots 300$ , а на основе структур с эпитаксиальным коллектором  $p$ -типа — транзисторы с  $f_T = 600 \dots 800$  МГц и аналогичными значениями коэффициента  $\beta$ .

При изготовлении интегральных ОУ нашли применение струк-

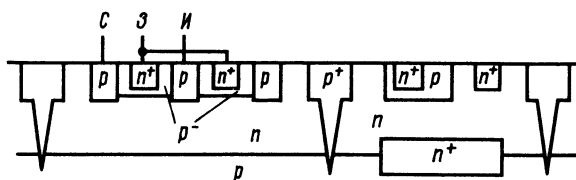


Рис. 1.4. Структура совмещенных полевого и биполярного транзисторов

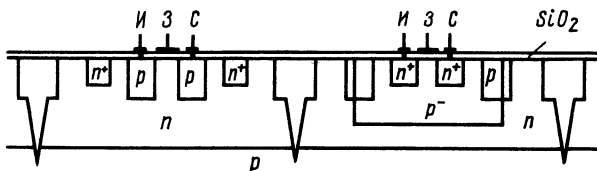


Рис. 1.5. Структура комплементарных МДП-транзисторов, совместимых с биполярными транзисторами

гуры полевых транзисторов, совместимых с биполярными транзисторами (рис. 1.4 и 1.5). На рис. 1.4 показана структура полевого транзистора с  $p$ - $n$  переходом и каналом  $p$ -типа, выполненным из дополнительного примесного слоя с малой степенью легирования. Образование этого слоя с помощью ионного легирования наилучшим образом сочетается с биполярной технологией и позволяет получать удельное сопротивление поверхностного слоя  $R_{слр} = 1 \dots 8 \text{ кОм}/\square$ , что обеспечивает высокие пробивные напряжения и увеличивает крутизну транзисторов. При создании транзисторов с изолированным затвором или МДП-транзисторов совместно с биполярными транзисторами определенную трудность представляет наращивание подзатворного окисла толщиной примерно  $0,1 \text{ мкм}$ . Этот термический процесс должен оказывать минимальное влияние на параметры биполярных транзисторов. Технология получения МДП-транзисторов, структура которых приведена на рис. 1.5, состоит в следующем: вначале формируется слой слаболегированной примеси  $p$ -типа в областях кремния, предназначенных для изготовления МДП-транзисторов с каналом  $n$ -типа, а затем совместно с  $n$ - $p$ - $n$  транзисторами создаются истоковые и стоковые области МДП-транзисторов.

На рис. 1.6 изображены в упрощенном виде структуры и вольт-амперные характеристики полевых транзисторов. В отличие от МДП-транзисторов с индуцированным каналом (см. рис. 1.6, б), проводимость между истоком и стоком которых в исходном состоянии равна нулю, МДП-транзисторы со встроенным каналом (см. рис. 1.6, в) имеют отличную от нуля проводимость при напряжении затвор — исток  $U_{зн} = 0$ . Из характеристик МДП-транзисторов со встроенным каналом видно, что они могут работать при разнополярном входном напряжении. Для уменьшения напряже-



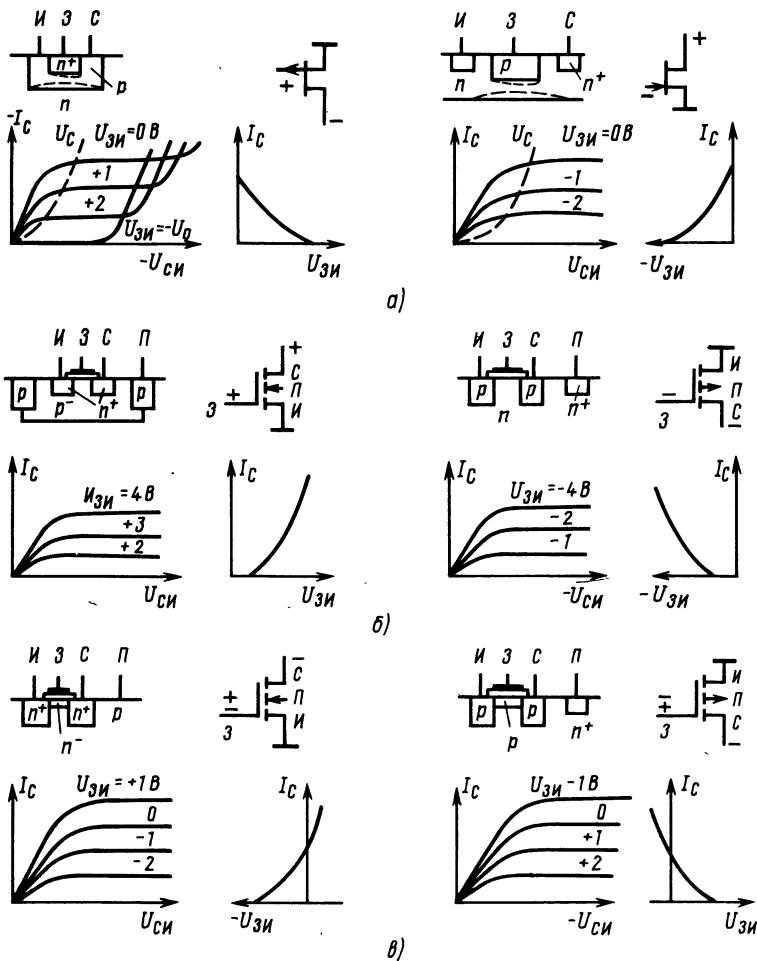


Рис. 1.6. Структуры, обозначение и вольт-амперные характеристики с  $p$ - $n$  переходом (а), МДП-транзисторов с индуцированным каналом (б), МДП-транзисторов со встроенным каналом (в)

ния порога в МДП-транзисторах применяют ориентацию кремния по плоскости (100), при необходимости слабое ионное легирование поверхности канальной области, поликремниевый затвор вместо алюминиевого, а также наносят нитрид кремния на окисел.

МДП-структура с высоколегированным слоем полупроводника используется в интегральных микросхемах для создания конденсаторов обычно емкостью до 30 пФ. Такие емкости наряду с емкостью  $p$ - $n$  перехода применяются в цепях частотной коррекции ОУ.

## 1.2. ПАРАМЕТРЫ И СВОЙСТВА ИНТЕГРАЛЬНЫХ КОМПОНЕНТОВ

При расчете схем ОУ по постоянному току часто необходимо оценивать плотность начальных (тепловых) токов эмиттерных переходов  $j_{э0}$  транзисторов и сопротивление активного слоя базы  $R_{\text{сл.б(а)}}$ . При напряжении  $p$ - $n$  перехода  $U_{p-n}=0$  [3]:

$$\begin{aligned} j_{э0} &= j_{э0_n} = qn_i D_n / \bar{N}_6 W; & R_{\text{сл.б(а)}} &= 1 / \bar{\sigma}_6 W = \\ &= 1 / q \mu_p \bar{N}_6 W, \end{aligned} \quad (1.1)$$

где  $j_{э0}$  — электронная составляющая теплового тока;  $q$  — заряд электрона,  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл;  $n_i$  — собственная концентрация,  $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}$  см $^{-3}$ ;  $D_n = \varphi_T \mu_n$  — коэффициент диффузии электронов в области базы,  $\varphi_T = kT/q$  — температурный потенциал,  $k$  — постоянная Больцмана,  $T$  — температура, К;  $\mu_n$ ,  $\mu_p$  — подвижности электронов и дырок;  $\bar{\sigma}_6$  — средняя проводимость в активной базе;  $\bar{N}_6$  — средняя концентрация примеси в активной базе;  $W$  — ширина базы.

На рис. 1.7 показан примесный профиль интегрального  $n$ - $p$ - $n$  транзистора. Для ориентировочных расчетов величины  $N_6$  введем коэффициент, связывающий концентрации примесей в активном слое базы и в коллекторном слое  $N_k$  на границе перехода,  $m_{6-k} = \bar{N}_6 / N_k$ . Коэффициент  $m_{6-k}$  можно определить эмпирически. Для установившегося технологического процесса он будет меняться, отслеживая изменения концентрации слоев, допустимые в данном процессе.

Для поверхностной концентрации примеси базы транзистора  $N_{сб} = 5 \cdot 10^{18}$  см $^{-3}$ , считая перепад концентрации в активной базе равным около  $10^2$ , принимаем  $m_{6-k} = 20$ . Тогда  $n$ - $p$ - $n$  транзистор, изготовленный в структуре с удельным сопротивлением коллекторной области  $\rho_k = 2$  Ом·см, что соответствует концентрации примеси согласно графику Ирвина  $N_k = 2,2 \cdot 10^{15}$  см $^{-3}$ , будет иметь  $\bar{N}_6 = 4,4 \cdot 10^{16}$  см $^{-3}$ . Используя зависимость подвижности от концентрации, получаем  $\mu_p = 320$  см $^2$ /(В·с) и  $\bar{\sigma}_6 = 2,25$  Ом·см. Полагая ширину технологической базы  $W_0 = x_k - x_э$  равной 1 мкм, глубину распространения заряда на переходах  $\Delta x_{эp} = \Delta x_{kp} = 0,2$  мкм, определяем  $W = W_0 - 2\Delta x = 1 - 2 \cdot 0,2 = 0,6$  мкм и  $R_{\text{сл.б(а)}} = 7,4$  кОм/□. При использовании структуры с удельным сопротивлением коллекторного слоя  $\rho_k = 4$  Ом·см или  $N_k = 1,6 \cdot 10^{15}$  см $^{-3}$ , считая  $m_{6-k} = 20$ ,  $W = 0,6$  мкм, находим  $R_{\text{сл.б(а)}} = 8,8$  кОм/□. Зная  $R_{\text{сл.б(а)}}$ , можно рассчитать пинч-резисторы:  $R_n = R_{\text{сл.б(а)}} l / h$ , где  $l$ ,  $h$  — длина и ширина канала (базового слоя) под  $n^+$ -слоем. И, наоборот, измерение сопротивлений пинч-резисторов позволяет уточнить величины  $R_{\text{сл.б(а)}}$  и  $\bar{N}_6$ . Плотность тока эмиттерного перехода в этих случаях при  $N_{сб} = 5 \cdot 10^{18}$  см $^{-3}$ ,  $m_{6-k} = 20$  и  $\rho_k = 2$  Ом·см согласно (1.1) составляет  $2,8 \cdot$

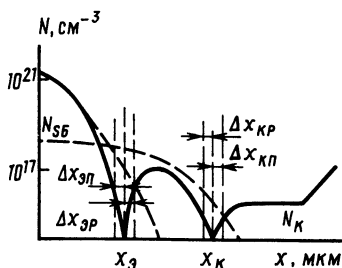


Рис. 1.7. Распределение концентрации примесей в интегральном  $n-p-n$  транзисторе

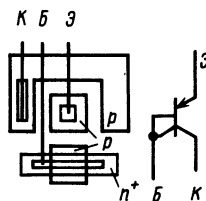


Рис. 1.8. Топологический чертёж и обозначение  $p-n-p$  двухколлекторного транзистора (один из коллекторов соединен с базой)

$\cdot 10^{-10}$  А/см<sup>2</sup>; при  $\rho_k = 4$  Ом·см  $j_{30} = 3,9 \cdot 10^{-10}$  А/см<sup>2</sup>. Плотность теплового тока коллекторного перехода  $j_{k0}$  незначительно превышает  $j_{30}$ . Произведения плотностей тепловых токов  $j_{30}$ ,  $j_{k0}$  на соответствующие площади переходов  $A_3$ ,  $A_k$  определяют тепловые токи транзисторов  $I_{30}$ ,  $I_{k0}$ . Тепловые токи связаны между собой равенством [4]  $\alpha_N I_{30} = \alpha_I I_{k0}$ , где  $\alpha_{N(I)}$  — нормальный (инверсный) коэффициент передачи тока.

Частотные свойства биполярных транзисторов характеризуются известным соотношением

$$\omega_T^{-1} = \tau_3 + \tau_{пр} + \tau_k = r_3 C_3 + nW^2 / 2D_n + r_{кт} (C_k + C_{из}), \quad (1.2)$$

где  $\omega_T = 2\pi f_T$  — круговая частота;  $\tau_3$ ,  $\tau_k$  — постоянные времени в цепях эмиттера и коллектора;  $\tau_{пр}$  — постоянная времени пролета неосновных носителей через базу;  $r_3$  — сопротивление эмиттерного перехода;  $r_{кт}$  — сопротивление тела коллектора;  $C_3$ ,  $C_k$ ,  $C_{из}$  — барьерные емкости эмиттера, коллектора и изоляции транзисторной структуры;  $n$  — коэффициент, определяемый технологией изготовления. Для транзисторов с параметрами  $C_3 = 0,3$  пФ,  $C_k = 0,5$  пФ,  $C_{из} = 0,8$  пФ,  $W = 0,7$  мкм,  $r_{кт} = 200$  Ом при коллекторном токе  $I_k = 0,5$  мА и  $n = 1$  частота  $f_T = 420$  МГц. Максимальная величина  $f_T$  определяется в основном постоянными  $\tau_{пр}$  и  $\tau_k$ .

Плотность тока «бокового»  $p-n-p$  транзистора находится из (1.1) при замене  $\bar{N}_6$  на величину  $N_k$ . При  $N_k = 1,6 \cdot 10^{15}$  см<sup>-3</sup>,  $\rho_k = 4$  Ом·см и  $W = 5$  мкм плотность тока как эмиттерного, так и коллекторного переходов равна  $4,05 \cdot 10^{-10}$  А/см<sup>2</sup>. Частотные свойства «боковых»  $p-n-p$  транзисторов значительно ниже вследствие широкой базы и большого заряда, накапливаемого под эмиттером. У них наблюдается также снижение коэффициента инжекции эмиттера и, следовательно, коэффициента  $\beta$  при токах выше 200...300 мкА. Достоинством «боковых»  $p-n-p$  транзисторов, как уже отмечалось, является полная совместимость с циклом изготовления  $n-p-n$  транзисторов. В «боковых»  $p-n-p$  тран-

зисторах можно получать несколько коллекторов и закорачивать один из них на базу, как это показано на рис. 1.8, стабилизируя коэффициент  $\beta$ .

При анализе полевых транзисторов [5—7] на вольт-амперных характеристиках (см. рис. 1.6) выделяют две области—кругую, где ток стока зависит от напряжения сток-исток  $U_{СИ}$  при фиксированном напряжении на затворе:

$$I_C = b(U_{Спер} U_{СИ} - U_{СИ}^2/2) \text{ при } |U_{СИ}| \leq |U_{Спер}|, \quad (1.3)$$

и пологую, или область токового насыщения:

$$I_C = bU_{Спер}^2/2 \text{ при } |U_{СИ}| \geq |U_{Спер}|. \quad (1.4)$$

Здесь  $U_{Спер} = U_{ЗИ} - U_0$ —напряжение перекрытия канала для транзисторов со встроенным каналом или с  $p$ - $n$  переходом;  $U_0$ —напряжение отсечки, при котором канал перекрывается слоем объемного заряда. Для МДП-транзисторов с индуцированным каналом вместо  $U_0$  подставляется величина  $U_n$ , где  $U_n$ —напряжение порога, равное напряжению на затворе, при котором индуцируется канал между истоком и стоком путем инверсии проводимости. Величина  $b = 2I_{Снас0}/U_0^2$  представляет собой удельную крутизну. Для МДП-транзисторов  $b = \mu C_{од} Z/L = \mu \epsilon_0 \epsilon_d Z/L d_d$ , где  $Z$ ,  $L$ —ширина и длина канала;  $C_{од}$ —удельная емкость, определяемая диэлектриком;  $\epsilon_0$ ,  $\epsilon_d$ —диэлектрическая проницаемость вакуума ( $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-14}$  Ф/см) и диэлектрика в относительных единицах (например,  $\epsilon_{SiO_2} = 11,7$ ,  $\epsilon_{Si_3N_4} = 7$ );  $d_d$ —толщина диэлектрика;  $\mu$ —подвижность основных носителей в канале.

Крутизна полевого транзистора определяется при  $U_{СИ} = \text{const}$  в виде  $g_m = \partial I_C / \partial U_{ЗИ}$ . Произведение крутизны характеристики на сопротивление канала  $r_{СИ}$  представляет собой коэффициент усиления полевого транзистора  $\mu_{тр} = \partial U_{СИ} / \partial U_{ЗИ} = g_m r_{СИ}$ . Крутизна может быть рассчитана по следующим формулам [5]:

$$g_m = (Z/L) g \mu N d [1 - \sqrt{(U_{ЗИ} - \Phi_D) / (U_0 - \Phi_D)}]$$

для транзисторов с  $p$ - $n$  переходом;

$$g_m = b(U_{ЗИ} - U_n) = (Z/L) \mu C_{од} (U_{ЗИ} - U_n)$$

для МДП-транзисторов. Здесь  $d$ —толщина канала;  $\Phi_D$ —контактная разность потенциалов. Максимальная граничная частота полевых транзисторов зависит от крутизны и емкости затвора:

$$f_{гр} = g_m / 2\pi C_z. \quad (1.5)$$

Для МДП-транзисторов граничная частота с учетом выражений  $C_z = C_{од} ZL$  и (1.5) вычисляется по формуле [5]

$$f_{гр} \approx \mu (U_{ЗИ} - U_n) / 2\pi L^2.$$

Температурные свойства интегральных компонентов определяют температурную стабильность основных параметров ОУ. Графики, приведенные на рис. 1.9, показывают взаимосвязь температурного коэффициента сопротивлений (ТКС)  $\eta_R = (\Delta R / \Delta T) / R_0$  и сопротивления базового слоя, в котором они изготовлены. Здесь

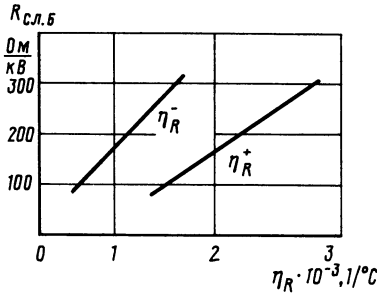


Рис. 1.9. Взаимосвязь нормированного температурного дрейфа диффузионных резисторов с поверхностным сопротивлением слоя базы

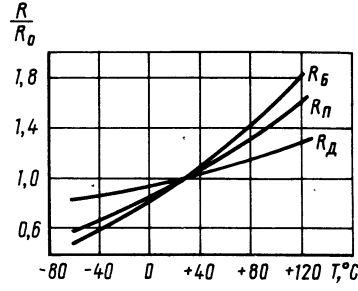


Рис. 1.10. Температурные изменения сопротивлений интегральных диффузионных ( $R_d$ ), пинч- ( $R_n$ ) и балк- ( $R_b$ ) резисторов

$\Delta R$  — абсолютное изменение сопротивления резистора в диапазоне температур  $\Delta T$ ;  $R_0$  — сопротивление резистора при нормальной температуре. Для ориентировочных расчетов в диапазоне температур от  $+25$  до  $-60^{\circ}\text{C}$  можно принять  $\eta_R^- = 1,2 \cdot 10^{-3} 1/^{\circ}\text{C}$ , для температур от  $+25$  до  $+125^{\circ}\text{C}$   $\eta_R^+ = 2,3 \cdot 10^{-3} 1/^{\circ}\text{C}$ . Благодаря увеличению концентрации примеси в эмиттере сопротивления, образуемые в этом слое, имеют нормированный ТКС, равный примерно  $8 \cdot 10^{-4} 1/^{\circ}\text{C}$ . Высоким ТКС обладают пленочные резисторы, для никель-хромовых и танталовых резисторов  $\eta_R \leq 2 \cdot 10^{-4} 1/^{\circ}\text{C}$ . Характер изменения сопротивлений пинч-, балк- и диффузионных резисторов показан на рис. 1.10 [8].

Температурные свойства коэффициента  $\beta$  биполярных транзисторов проявляются по-разному в зависимости от режимных токов, а также концентрации примеси, особенно в базовом слое. На рис. 1.11 приведены температурные зависимости  $\beta$  маломощных планарных  $n-p-n$  транзисторов. При значениях токов, близких к номинальным, прослеживается корреляционная связь между температурными зависимостями  $\beta$  и  $R_n$ , что является следствием определяющего влияния при данных токах активного слоя базы. В области микротоков температурный коэффициент  $\beta$  увеличивается, что обусловлено влиянием рекомбинационных процессов. В «боковых»  $p-n-p$  транзисторах при номинальных токах коллектора  $I_K \leq 200 \dots 300 \text{ мкА}$  температурные изменения  $\beta$  незначительны и ими можно пренебречь.

Температурные свойства полевых транзисторов с  $p-n$  переходом определяются в основном температурным дрейфом напряжения отсечки, зависимым от дрейфа контактной разности потенциалов,  $dU_0/dT = d\phi_D/dT = 2,2 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$  и подвижностью основных носителей  $\mu = \mu_0 (T_0/T)^{n_\mu}$ , где  $\mu_0$  — подвижность основных носителей при температуре  $T_0$ ,  $n_\mu = 2,6$  для электронов и  $n_\mu = 2,3$  для дырок. Температурные свойства МДП-транзисторов зависят от температурных изменений собственной концентрации носителей и их подвижности. Для МДП-транзисторов имеется возможность минимизации температурных изменений тока стока путем выбора компенсирующего напряжения затвор — исток с учетом дрейфа напряжения порога.

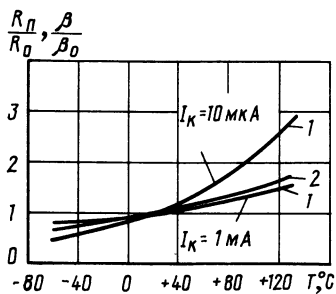


Рис. 1.11. Температурные изменения коэффициента усиления тока базы  $\beta$  маломощного интегрального  $n-p-n$  транзистора при различных токах коллектора  $I_K$  (1) и сопротивления пинч-резистора  $R_p$  (2)

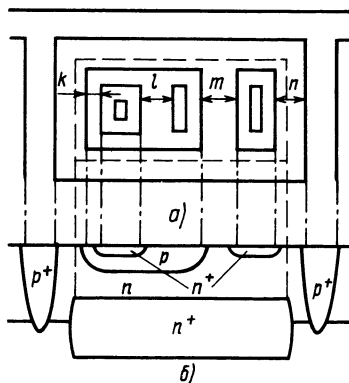


Рис. 1.12. Топологический чертеж (а) и реальная структура (б)  $n-p-n$  транзистора:  $k=5$  мкм,  $l=10 \dots 12$  мкм,  $m=12$  мкм,  $n=15 \dots 36$  мкм (в зависимости от толщины эпитаксиальной структуры)

### 1.3. КОНСТРУКТИВНО-ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ КОМПОНЕНТОВ

При разработке топологии микросхемы — переводе электрической принципиальной схемы в топологический чертеж элементов — основными критериями являются плотность компоновки элементов с минимальным числом пересечений соединений между ними, а также минимизация тепловых и емкостных связей. При достижении максимальной плотности компоновки интегральных элементов выявляются топологические ограничения, вызванные получением минимальной ширины линии, доступной для вскрытия методом литографии, с учетом диффузии примеси под окисел и автодиффузии скрытого слоя. На рис. 1.12, а показан топологический чертеж  $n-p-n$  транзистора, а на рис. 1.12, б — разрез изготовленной структуры интегрального транзистора. Приведем минимально допустимые топологические размеры слоев, формирующих интегральную структуру:

Ширина, мкм:	
резистора.....	6...10
металлизированной дорожки.....	10...16
области изоляции.....	6...10
области базовой изоляции.....	15...30
металлизации, выступающей за контактные окна.....	5
Площадь, мкм <sup>2</sup> :	
контактного окна.....	5 × 5
контактных площадок.....	100 × × 100, 150 × × 150
Расстояние мкм, между:	
резисторами.....	4...10
контактным окном эмиттера и краем эмиттерной области .....	5

эмиттером и краем базы.....	5
соседними эмиттерами.....	10...12
соседними базами.....	10...18
контактным окном базы и краем базы.....	5
контактным окном базы и эмиттерной областью.....	10
контактным окном коллектора и базовой областью.....	10...12
контактным окном коллектора и краем области кол- лектора.....	5
областью коллектора и базовой областью.....	10
областью изоляции и областью базы, коллектора, скрытого слоя при толщине пленки, мкм:	
5.....	15
10.....	26
15.....	32
металлизацией и линией скрайбирования.....	40...80
контактными площадками.....	50...100
металлизированными дорожками.....	4...10

По мере совершенствования литографии (вскрытия минимальных локальных участков кремния для формирования примесных слоев) и уменьшения толщины пленки, глубины залегания переходов транзистора указанные размеры снижаются. Увеличению плотности компоновки элементов способствует объединение  $n-p-n$  транзисторов с общим коллектором в одном изоляционном кармане, диффузионных резисторов с обеспечением смещения диодных  $p-n$  переходов в закрытое состояние путем подачи в  $n$ -область кармана напряжения, которое больше максимально возможного на любом из резисторов. Допускается также объединение в один карман «боковых»  $p-n-p$  транзисторов с общей базой. Для снижения эффекта оттеснения эмиттерного тока увеличивают протяженность края эмиттера около вывода базы, при этом используют многополосковую структуру. Считается допустимым протекание эмиттерного тока 0,8...1,2 мА на 5 мкм длины эмиттера около вывода базы [5].

При проектировании топологии интегральных компонентов необходимо учитывать паразитные эффекты. На рис. 1.13 показан интегральный  $n-p-n$  транзистор с паразитным  $p-n-p$  транзистором. В случае, если над поверхностью кристалла между базой  $n-p-n$  транзистора и  $p$ -изоляцией или любой другой областью  $p$ -типа, находящейся в том же изоляционном кармане, будет проходить металлизация, имеющая напряжение, способное создавать инверсию приповерхностного слоя, может образоваться паразитный МДП-транзистор. Аналогичные паразитные эффекты могут появляться в интегральных резисторах, находящихся в одной

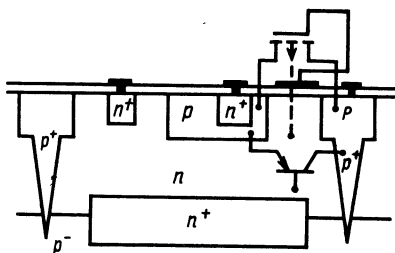


Рис. 1.13. Паразитные  $p-n-p$  и МДП-транзисторы в интегральной структуре

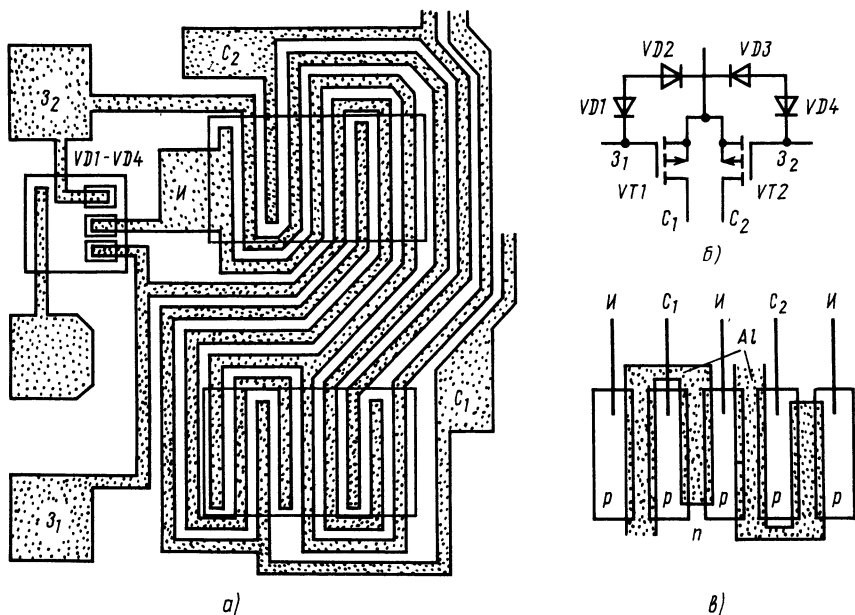


Рис. 1.14. Фрагмент входного дифференциального каскада на МДП-транзисторах с индуцированным каналом  $p$ -типа:

$a$  — внешний вид кристалла,  $b$  — электрическое соединение компонентов,  $в$  — МДП-транзистор (вид сверху)

изолированной области. Инверсия приповерхностных участков кремния в области эмиттерного перехода транзистора, которая создает микроканал между контактами базы и эмиттера, может возникать из-за блуждающих ионов, например натрия и калия, их упорядоченного скопления на дефектах в приповерхностном слое кремния. Для уменьшения этого влияния используют методы стабилизации поверхности, термический отжиг структур. Исключение активного действия паразитного  $p$ - $n$ - $p$  транзистора обеспечивается смещением эмиттерного перехода в закрытое состояние. Для этого потенциал в  $n$ -области должен быть всегда больше потенциала любой  $p$ -области, находящейся в том же кармане.

Одной из важных задач проектирования топологии интегральных микросхем является минимизация тепловой обратной связи в кристалле. Интегральные транзисторы дифференциальных пар, особенно входного каскада, стремятся располагать на одинаковых изотермах теплового поля, создаваемого мощными выходными каскадами. Иногда для уменьшения температурного дрейфа входных параметров, характеризующих электрический разбаланс, дополнительно включают транзисторы с перекрестным расположением в кристалле. При использовании на входе ОУ МДП-транзисторов применяют специальную топологию транзисторов, улучшающую их идентичность. На рис. 1.14 показан фрагмент входного дифференциального каскада ОУ СА3160 с защитными диодами.



## 2. ОСНОВНЫЕ КАСКАДЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ, ИХ ПАРАМЕТРЫ

### 2.1. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Применение дифференциальных усилителей (ДУ) в качестве входного каскада в схемах интегральных ОУ позволяет осуществлять подавление синфазных (СФ) сигналов, как входных, так и вызванных изменениями напряжения источников питания, температуры среды, и усиление на этом фоне разностного входного сигнала. Технологически использование ДУ в интегральных ОУ позволяет исключать конденсаторы большой емкости (блокировочные, разделительные) и применять гальванические связи в каскадах и цепях обратной связи (ОС). Кроме того, благодаря интегральной технологии возможна реализация близких по характеристикам компонентов, которые требуются для построения схемы ДУ. Свойства ДУ определяются наличием в усилителе глубокой внутренней ОС по СФ сигналу и мостовой симметрированной электрической схемы.

Параметры ДУ принято рассматривать для двух случаев: сбалансированного ДУ, что позволяет определять характеристики схемы отдельно для парафазного (ПФ) и СФ сигналов, и несбалансированного ДУ, что дает возможность оценивать взаимное влияние этих сигналов на характеристики усилителя.

**Параметры сбалансированного ДУ.** Рассмотрим схему ДУ на биполярных транзисторах (рис. 2.1), на которой действие входных и выходных сигналов показано в общем виде. Представим ПФ и СФ составляющие напряжения сигналов в виде

$$\begin{aligned} U_{\text{вх. пф}} &= \Delta U_{\text{г1,2}}/2; & U_{\text{вых. пф}} &= \Delta U_{\text{вых1,2}}/2; \\ U_{\text{вх. сф}} &= (U_{\text{г1}} + U_{\text{г2}})/2; & U_{\text{вых сф}} &= (U_{\text{вых1}} + U_{\text{вых2}})/2, \end{aligned}$$

где  $\Delta U_{\text{г1,2}} = U_{\text{г1}} - U_{\text{г2}}$ ,  $\Delta U_{\text{вых1,2}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}$ . Эта запись позволяет перейти к замене схемы ДУ на две полусхемы для ПФ (рис. 2.2, а) и СФ (рис. 2.2, б) сигналов, где в качестве сопротивлений резисторов  $R_{\text{к1,2}}$ ,  $R_{\text{э1,2}}$ ,  $R_{\text{г1,2}}$  использованы их усредненные значения  $R_{1,2} = (R_1 + R_2)/2$ .

На рис. 2.3 показаны эквивалентные полусхемы, в которых применяются также усредненные значения параметров транзисторов — сопротивлений базы  $r_{\text{б1,2}}$ , эмиттерного  $r_{\text{э1,2}}$  и коллекторного  $r_{\text{кб1,2}} = r_{\text{к1,2}}/(1 + \beta_{1,2})$  переходов, коэффициента  $\beta_{1,2}$ . Эффект внутренней ОС по напряжению отражен включением источника  $\mu_{\text{эк}} U_{\text{к1,2}}$ , где  $\mu_{\text{эк}}$  — коэффициент диффузионной ОС в транзисторе. Из рис. 2.3 видно, что полученные полусхемы относятся к схемам с общим эмиттером (ОЭ); более сложные ДУ могут при разбиении сводиться к схемам с общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ). Это позволяет при анализе использовать методы расчета схемы с ОЭ, ОК, ОБ, приводимые в [10, 11 и др.].

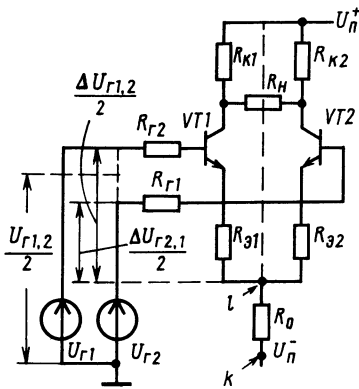


Рис. 2.1. Схема ДУ на биполярных транзисторах с условным выделением действующих сигналов

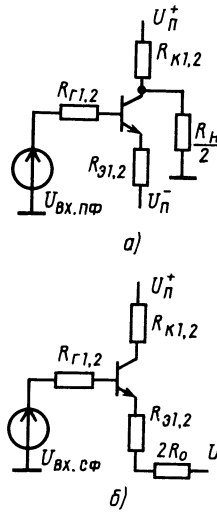


Рис. 2.2. Полусхемы ДУ для парафазного (а) и синфазного (б) сигналов

Исходя из полусхемы ДУ для ПФ сигнала, запишем составляющие базового и коллекторного токов, обусловленные действием источников  $U_{вх.пф}$  и  $\beta_{1,2}i_{б.пф1,2}$ , без учета источника  $\mu_{эк}U_{К1,2}$ :

$$i'_{б.пф} = U_{вх.пф} / [R_{Г1,2} + r_{б1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2}) \parallel (r_{кб1,2} + R_{кн1,2})];$$

$$i''_{б.пф} = \frac{\beta_{1,2} i'_{б.пф1,2} r_{кб1,2} [(r_{э1,2} + R_{э1,2}) \parallel (r_{б1,2} + R_{Г1,2})]}{[R_{кн1,2} + r_{кб1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2}) \parallel (r_{б1,2} + R_{Г1,2})] (r_{б1,2} + R_{Г1,2})};$$

$$i'_{к.пф} = U_{вх.пф} (r_{э1,2} + R_{э1,2}) / (R_{Г1,2} + r_{б1,2} + r_{э1,2} + R_{э1,2}) (r_{кб1,2} + R_{кн1,2});$$

$$i''_{к.пф} = \beta_{1,2} i'_{б.пф1,2} r_{кб1,2} / [R_{кн1,2} + r_{кб1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2}) \parallel (r_{б1,2} + R_{Г1,2})],$$

где  $R_{кн1,2} = R_{к1,2} \parallel (R_{Н}/2)$ . Их суммарные величины можно представить в виде

$$i_{б.пф} = U_{вх.пф} / [R_{Г1,2} + r_{б1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2})(1 + \beta_{1,2}\gamma_{кн1,2})]; \quad (2.1)$$

$$i_{к.пф} = U_{вх.пф} \beta_{1,2} \gamma_{кн1,2} / [R_{Г1,2} + r_{б1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2})(1 + \beta_{1,2}\gamma_{кн1,2})] - U_{вх.пф} (r_{э1,2} + R_{э1,2}) / (r_{кб1,2} + R_{кн1,2}) (R_{Г1,2} + r_{б1,2} + r_{э1,2} + R_{э1,2}), \quad (2.2)$$

где  $\gamma_{кн1,2} = r_{кб1,2} / [r_{кб1,2} + R_{кн1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2}) \parallel (r_{б1,2} + R_{Г1,2})]$  — коэффициент токораспределения в коллекторной цепи для ПФ сигнала. Коллекторный ток состоит из двух частей. Первая обусловлена усилением сигнала, вторая — прямым его прохождением. Так как  $r_{кб1,2} \gg r_{э1,2} + R_{э1,2}$ , то прямой передачей сигнала пренебрегают.

Входное сопротивление для ПФ сигнала, определяемое как  $R_{вх.пф} = U_{вх.пф} / i_{б.пф}$  при  $R_{Г1,2} = 0$ , вычисляется по формуле

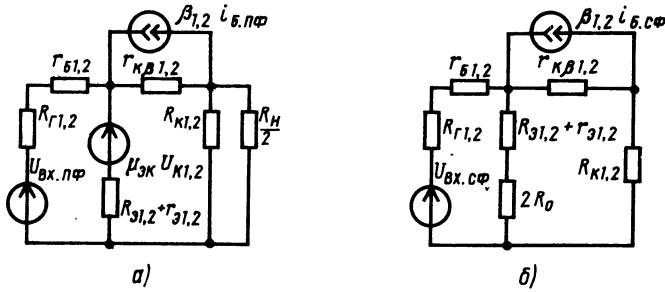


Рис. 2.3. Схемы замещения полусхем ДУ на биполярных транзисторах для парафазного (а) и синфазного (б) сигналов

$$R_{\text{вх.пф}} = r_{б1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2})(1 + \beta_{1,2}\gamma_{\text{кп}1,2}(R_f=0)), \quad (2.3)$$

где  $\gamma_{\text{кп}1,2}(R_f=0) = r_{кб1,2} / [r_{кб1,2} + R_{\text{кн}1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2}) \parallel r_{б1,2}]$ . При упрощении, считая  $\gamma_{\text{кп}1,2} \rightarrow 1$ ,  $r_{б1,2} \ll (r_{э1,2} + R_{э1,2})(1 + \beta_{1,2})$  и учитывая, что  $r_{э1,2} = \Phi_T / I_{э1,2}$ , получаем

$$R_{\text{вх.пф}} \approx \Phi_T / I_{б1,2} + R_{э1,2}(1 + \beta_{1,2}). \quad (2.4)$$

Коэффициент усиления напряжения для ПФ сигнала рассматриваемой схемы

$$K_{\text{пф}} = \frac{i_{\text{к.пф}} R_{\text{кн}1,2}}{U_{г1,2}} = \frac{\beta_{1,2}\gamma_{\text{кп}1,2} R_{\text{кн}1,2}}{R_{г1,2} + r_{б1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2})(1 + \beta_{1,2}\gamma_{\text{кп}1,2})}. \quad (2.5)$$

В табл. 2.1 величина  $K_{\text{пф}}$  представлена в более общем виде с учетом источника  $\mu_{\text{эк}} U_{\text{к}}$ . При упрощении (2.5), полагая  $\gamma_{\text{кн}1,2} \approx 1$ , имеем

$$K_{\text{пф}} \approx \alpha_{1,2} R_{\text{кн}1,2} / [R_{г1,2} / (1 + \beta_{1,2}) + r_{э1,2} + R_{э1,2}], \quad (2.6)$$

где  $\alpha_{1,2} = \beta_{1,2} / (1 + \beta_{1,2})$ . Выражение (2.6) можно привести к зависимости от режимных токов каскада:

$$K_{\text{пф}} \approx R_{\text{кн}1,2} I_{\text{к}1,2} / (I_{\text{б}1,2} R_{г1,2} + \Phi_T + I_{э1,2} R_{э1,2}). \quad (2.7)$$

Таблица 2.1. Основные параметры ДУ, приведенного на рис. 2.1, в общем виде

$$K_{\text{пф}} = \frac{\beta_{1,2}\gamma_{\text{кп}1,2} R_{\text{кн}1,2}}{(R_{г1,2} + r_{б1,2} + r_{э1,2} + R_{э1,2})(1 + \beta_{1,2}\gamma_{\text{кп}1,2}\gamma_{\text{бпн}1,2})};$$

$$K_{\text{сф}} = \frac{\beta_{1,2}\gamma_{\text{кс}1,2} R_{\text{к}1,2}}{(R_{г1,2} + r_{б1,2} + r_{э1,2} + R_{э1,2} + 2R_0)(1 + \beta_{1,2}\gamma_{\text{кс}1,2}\gamma_{\text{бсн}1,2})};$$

$$K_{\text{о.сф}}^{-1} = \frac{R_{г1,2} + r_{б1,2} + r_{э1,2} + R_{э1,2}}{R_{г1,2} + r_{б1,2} + r_{э1,2} + R_{э1,2} + 2R_0} \frac{1 + \beta_{1,2}\gamma_{\text{кп}1,2}\gamma_{\text{бпн}1,2}}{1 + \beta_{1,2}\gamma_{\text{кс}1,2}\gamma_{\text{бсн}1,2}} \frac{dK_{\text{пф}}}{K_{\text{пф}}},$$

$$\frac{dK_{\text{пф}}}{K_{\text{пф}}} = \left( \frac{d\beta_{1,2}}{\beta_{1,2}} + \frac{d\gamma_{\text{кп}1,2}}{\gamma_{\text{кп}1,2}} \right) \frac{1}{1 + \beta_{1,2}\gamma_{\text{кп}1,2}\gamma_{\text{бпн}1,2}} - \frac{d\gamma_{\text{бпн}1,2}}{\gamma_{\text{бпн}1,2}} \times$$

$$\begin{aligned} & \times \frac{\beta_{1,2} \gamma_{6\text{пн}1,2} \gamma_{\text{кп}1,2}}{1 + \beta_{1,2} \gamma_{\text{кп}1,2} \gamma_{6\text{пн}1,2}} + \frac{dR_{\text{кн}1,2}}{R_{\text{кн}1,2}} - \frac{d(R_{\Gamma 1,2} + r_{61,2} + r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2})}{R_{\Gamma 1,2} + r_{61,2} + r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2}}, \\ K_{\text{о.пф}}^{-1} &= \frac{R_{\Gamma 1,2} + r_{61,2} + r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2} + 2R_0}{R_{\Gamma 1,2} + r_{61,2} + r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2}} \frac{1 + \beta_{1,2} \gamma_{\text{кс}1,2} \gamma_{6\text{см}1,2}}{1 + \beta_{1,2} \gamma_{\text{кп}1,2} \gamma_{6\text{пн}1,2}} \frac{dK_{\text{сф}}}{K_{\text{сф}}}, \\ \gamma_{6\text{пн}1,2} &= \frac{r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2} + \mu_{\text{эк}} R_{\text{кн}1,2}}{R_{\Gamma 1,2} + r_{61,2} + r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2}}; \quad \gamma_{6\text{см}1,2} = \frac{r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2} + 2R_0 + \mu_{\text{эк}} R_{\text{кн}1,2}}{R_{\Gamma 1,2} + r_{61,2} + r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2} + 2R_0} \end{aligned}$$

Выходное сопротивление по ПФ сигналу найдем из эквивалентной схемы, приведенной на рис. 2.4, а. Оно равно отношению  $U_{\text{вых. пф}}/i_{\text{к. пф}}$  при  $R_{\text{кн}1,2} = 0$  и определяется по формуле

$$R'_{\text{вых. пф}} \approx r_{\text{к}\beta 1,2} (1 + \beta_{1,2} \gamma_{6\text{п}1,2} \gamma_{\text{кп}1,2(R_{\text{кн}}=0)}),$$

где

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{кп}1,2(R_{\text{кн}}=0)} &= r_{\text{к}\beta 1,2} / [r_{\text{к}\beta 1,2} + (r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2}) \parallel (R_{\Gamma 1,2} + r_{61,2})]; \\ \gamma_{6\text{п}1,2} &= (r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2}) / (R_{\Gamma 1,2} + r_{61,2} + r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2}); \end{aligned}$$

$\gamma_{6\text{п}1,2}$  — коэффициент токораспределения в цепи базы при ПФ сигнале.

Из (2.8) следует, что  $R'_{\text{вых. пф}}$  максимально при  $R_{\Gamma 1,2} = 0$ . Полное значение выходного сопротивления полусхемы  $R_{\text{вых. пф}}$  при учете сопротивления  $R_{\text{кн}1,2}$  равно  $R'_{\text{вых. пф}} \parallel R_{\text{кн}1,2}$ .

В результате анализа схем, представленных на рис. 2.3, б и 2.4, б, можно получить параметры для СФ сигнала. Входное сопротивление

$$\begin{aligned} R_{\text{вх. сф}} &= U_{\text{вх. сф}}/i_{\text{б. сф}} = r_{61,2} + (r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2} + 2R_0) \times \\ & \times (1 + \beta_{1,2} \gamma_{\text{кс}1,2}), \end{aligned} \quad (2.9)$$

где  $\gamma_{\text{кс}1,2} = r_{\text{к}\beta 1,2} / [r_{\text{к}\beta 1,2} + R_{\text{кн}1,2} + (r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2} + 2R_0) \parallel (r_{61,2} + R_{\Gamma 1,2})]$  — коэффициент токораспределения в коллекторной цепи полусхемы ДУ при СФ сигнале. При использовании вместо  $R_0$  источника тока на транзисторе с  $R_{\text{вых. тр}} = r_{\text{к}\beta} (1 + \beta \gamma_{\text{к}} \gamma_{\text{б}})$  шунтирующее действие на  $R_{\text{вх. сф}}$  будут оказывать сопротивления коллекторных переходов выходных транзисторов:  $R_{\text{вх. сф}} \approx (2R_{\text{вых. тр}} \parallel r_{\text{к}\beta 1,2}) (1 + \beta_{1,2} \gamma_{\text{кс}1,2})$ . Коэффициент передачи СФ сигнала, равный отношению  $i_{\text{к. сф}} R_{\text{к}1,2} / U_{\text{вх. сф}}$ , можно представить в виде

$$\begin{aligned} K_{\text{сф}} &= \beta_{1,2} \gamma_{\text{кс}1,2} R_{\text{к}1,2} / [R_{\Gamma 1,2} + r_{61,2} + (r_{\text{э}1,2} + R_{\text{э}1,2} + 2R_0) \times \\ & \times (1 + \beta_{1,2} \gamma_{\text{кс}1,2})]. \end{aligned} \quad (2.10)$$

В более общем виде данный коэффициент приведен в табл. 2.1. Коэффициент  $K_{\text{сф}}$  минимален при  $R_0 \gg R_{\text{к}1,2}$ . Выходное сопротивление по СФ сигналу находится из схемы на рис. 2.4, б как отношение  $U_{\text{вых. сф}}/i_{\text{к. сф}}$ :

$$R_{\text{вых. сф}} = r_{\text{к}\beta 1,2} (1 + \beta_{1,2} \gamma_{6\text{с}1,2} \gamma_{\text{кс}1,2(R_{\text{к}}=0)}), \quad (2.11)$$

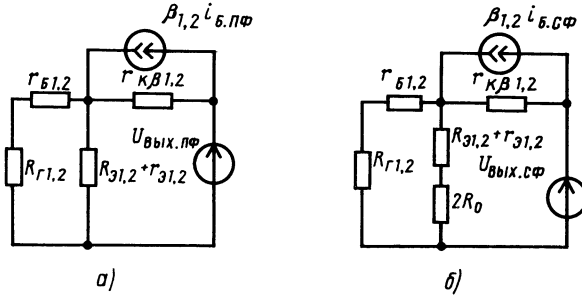


Рис. 2.4. Схемы замещения полусхем ДУ для определения выходного сопротивления ДУ на биполярных транзисторах по парафазному (а) и синфазному (б) сигналам

где  $\gamma_{к\beta 1,2}(R_{\kappa}=0) = (r_{\varepsilon 1,2} + R_{\varepsilon 1,2} + 2R_0) / (R_{Г 1,2} + r_{б 1,2} + r_{\varepsilon 1,2} + R_{\varepsilon 1,2} + 2R_0)$  — коэффициент токораспределения в базе при СФ сигнале. Полное значение выходного сопротивления полусхемы ДУ  $R'_{\text{вых.сф}} = R'_{\text{вых.сф}} \parallel R_{\kappa 1,2}$ .

Рассмотрим параметры сбалансированного ДУ, построенного на полевых транзисторах (рис. 2.5). Преобразованные схемы для расчетов параметров при СФ и ПФ сигналах представлены на рис. 2.6. Определим напряжение между затвором и истоком  $U_{\text{вх.п}1,2}$  исходя из схемы на рис. 2.6, а:

$$U_{\text{вх.п}1,2} = U_{\text{вх.пф}} \gamma_{зп} \gamma_{зп1,2} / (1 + g_{м1,2} R_{и1,2} \gamma_{сп1,2} \gamma_{зп1,2}),$$

$$U_{\text{вых.пф}} = g_{м1,2} U_{\text{вх.п}1,2} r_{сн1,2} R_{сн1,2} / (R_{сн1,2} + r_{сн1,2} + R_{и1,2}),$$

где  $\gamma_{зп1,2} = r_{з1,2} / (R_{Г 1,2} + r_{з1,2} + R_{и1,2})$ ;  $\gamma_{сп1,2} = r_{сн1,2} / (R_{сн1,2} + r_{сн1,2} + R_{и1,2})$  — коэффициенты передачи напряжения на затворе и стоке при ПФ сигнале;  $r_{з1,2}$ ,  $r_{сн1,2}$  — усредненные значения сопротивлений затвор—исток и сток—исток. Выходное напряжение для ПФ сигнала

$$U_{\text{вых.пф}} = g_{м1,2} U_{\text{вх.п}1,2} r_{сн1,2} R_{сн1,2} / (R_{сн1,2} + r_{сн1,2} + R_{и1,2}).$$

Найденные напряжения позволяют рассчитать основные параметры ДУ для ПФ сигнала

$$R_{\text{вх.пф}} = r_{з1,2} (1 + g_{м1,2} R_{и1,2} \gamma_{сп1,2} \gamma_{зп1,2}); \quad (2.12)$$

$$K_{\text{пф}} = g_{м1,2} \gamma_{сп1,2} \gamma_{зп1,2} R_{сн1,2} / (1 + g_{м1,2} \gamma_{сп1,2} \gamma_{зп1,2} R_{и1,2}); \quad (2.13)$$

$$R'_{\text{вых.пф}} = r_{сн1,2} (1 + g_{м1,2} R_{и1,2} \gamma_{зп1,2} \gamma_{ср1,2}(R_{\kappa}=0)) + R_{и1,2}. \quad (2.14)$$

Аналогично определяются параметры для СФ сигнала (схема замещения приведена на рис. 2.6, б)

$$R_{\text{вх.сф}} = r_{з1,2} [1 + g_{м1,2} (R_{и1,2} + 2R_0) \gamma_{ср1,2} \gamma_{сз1,2}], \quad (2.15)$$

$$K_{\text{сф}} = \frac{g_{м1,2} \gamma_{ср1,2} \gamma_{сз1,2} R_{сн1,2}}{1 + g_{м1,2} \gamma_{ср1,2} \gamma_{сз1,2} (R_{и1,2} + 2R_0)}, \quad (2.16)$$

Рис. 2.5. Схема ДУ на полевых транзисторах

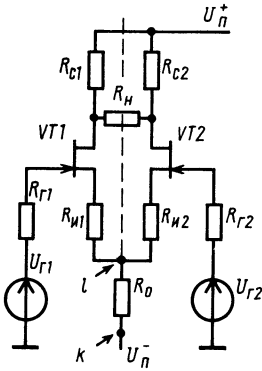
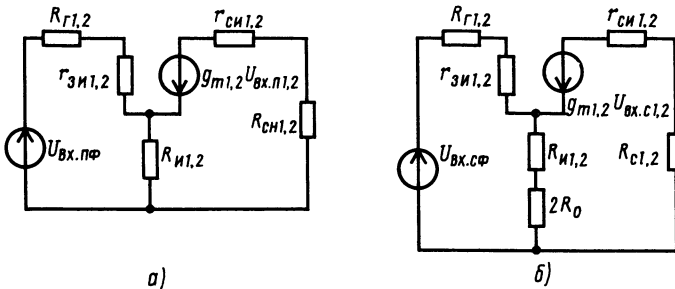


Рис. 2.6. Схемы замещения полусхем ДУ на полевого (б) сигналов



$$R'_{\text{вых.сф}} = r_{\text{си}1,2} [1 + g_{m1,2} (R_{\text{н}1,2} + 2R_0) \gamma_{\text{с}1,2} \gamma_{\text{з}1,2}], \quad (2.17)$$

где  $\gamma_{\text{з}1,2} = r_{\text{зи}1,2} / (R_{\text{Г}1,2} + r_{\text{зи}1,2} + R_{\text{н}1,2} + 2R_0)$ ;  $\gamma_{\text{с}1,2} = r_{\text{си}1,2} / (R_{\text{с}1,2} + r_{\text{си}1,2} + R_{\text{н}1,2} + 2R_0)$  — коэффициенты передачи напряжения на затворе и стоке для СФ сигнала. Соотношения (2.12) — (2.17) значительно упрощаются, когда  $R_{\text{Г}1,2} \ll r_{\text{зи}1,2}$ ,  $R_{\text{сн}1,2} \ll r_{\text{си}1,2}$ . Тогда, например, для ПФ сигнала

$$R_{\text{вх.пф}} \approx r_{\text{зи}1,2} (1 + g_{m1,2} R_{\text{н}1,2}); \quad K_{\text{пф}} \approx g_{m1,2} R_{\text{сн}1,2} / (1 + g_{m1,2} R_{\text{н}1,2}); \quad R'_{\text{вых.пф}} \approx r_{\text{си}1,2} (1 + g_{m1,2} R_{\text{н}1,2}) + R_{\text{н}1,2}.$$

**Параметры несбалансированного ДУ.** Неидентичность пассивных и активных компонентов, входящих в схему ДУ, вызывает взаимные преобразования ПФ и СФ сигналов. В основе исследования параметров ДУ [12, 13] лежит анализ полусхем ДУ, в которые вводятся дополнительные источники, характеризующие разбаланс и взаимное влияние ПФ и СФ сигналов. В [9] параметры несбалансированного ДУ находятся путем последовательного учета источников разбаланса, что упрощает анализ, но делает его недостаточно строгим. Однако можно достигнуть упрощения расчета параметров без потери точности, если анализ проводить по схемам замещения, в которых учитывается взаимное влияние ПФ и СФ сигналов, а влияние разбаланса определять через различия в усилительных свойствах этих полусхем [14, 15].

Действительно, СФ составляющей тока в схеме ДУ в каждой из полусхем соответствуют входные и выходные напряжения. Причем можно выделить через определенный коэффициент часть СФ сигнала, приложенного непосредственно к входным цепям полусхем ДУ, что дает возможность преобразовать схему замещения СФ сигнала. Различие выходных СФ сигналов полусхем ДУ определяет часть ПФ сигнала. Так же учитывается воздействие ПФ сигнала.

Синфазной составляющей тока  $i_{6, \text{сф}}$ , протекающей во входных цепях ДУ (см. рис. 2.1), соответствует часть СФ сигнала, действующего между входом и точкой  $l$  — общей точкой цепи эмиттеров каскада:

$$U_{\text{вх. сф}(l)} = i_{6, \text{сф}} R_{\text{вх. пф}} = U_{\text{вх. сф}} \xi,$$

где

$$\xi = \frac{R_{\text{вх. пф}}}{R_{\text{вх. сф}}} = \frac{R_{r_{1,2}} + r_{6_{1,2}} + (r_{9_{1,2}} + R_{9_{1,2}})(1 + \beta_{1,2} \gamma_{\text{кп}1,2})}{R_{r_{1,2}} + r_{6_{1,2}} + (r_{9_{1,2}} + R_{9_{1,2}} + 2R_0)(1 + \beta_{1,2} \gamma_{\text{кп}1,2})}. \quad (2.18)$$

Зная  $U_{\text{вх. сф}(l)}$ , можно перейти к схеме замещения, показанной на рис. 2.7, а, где генератором тока  $\beta_{1,2} i_{6, \text{сф}}$  является СФ составляющая. Обусловленное действием сигнала  $U_{\text{вх. сф}(l)}$ , выходное напряжение  $U'_{\text{вых. сф}(l)} = U_{\text{вх. сф}(l)} K_{\text{сф}(l)}$ , где  $K_{\text{сф}(l)}$  — коэффициент усиления сигнала  $U_{\text{вх. сф}(l)}$ . Разность этих сигналов для обеих полусхем ДУ  $U'_{\text{вых. сф}1(l)} - U'_{\text{вых. сф}2(l)} = U_{\text{вх. сф}(l)} \Delta K_{\text{сф}(l)}$  и определяет ПФ сигнал, обусловленный действием СФ сигнала:

$$U'_{\text{вых. пф}} = U_{\text{вх. сф}(l)} dK_{\text{сф}(l)}.$$

Замена приращения на дифференциал справедлива для небольших изменений параметров схем дифференциальных каскадов, изготовленных по интегральной технологии.

Поскольку рассматриваемая схема замещения аналогична, за исключением источников сигналов, схеме для ПФ сигнала на рис. 2.3, а, то и коэффициент усиления  $K_{\text{сф}(l)}$ , а также  $dK_{\text{сф}(l)}$  будут идентичны  $K_{\text{пф}}$  и  $dK_{\text{пф}}$ . Тогда выходное напряжение ПФ сигнала

$$U_{\text{вых. пф}} = K_{\text{пф}} [U_{\text{вх. пф}} + U'_{\text{вх. пф}}],$$

где  $U'_{\text{вх. пф}} = U_{\text{вх. сф}(l)} dK_{\text{пф}} / K_{\text{пф}}$  или  $U'_{\text{вх. пф}} = U_{\text{вх. сф}} \xi dK_{\text{пф}} / K_{\text{пф}}$ . Величина, обратная  $\xi dK_{\text{пф}} / K_{\text{пф}}$ , и является коэффициентом ослабления входного СФ сигнала:

$$K_{\text{о. сф}}^{-1} = \xi dK_{\text{пф}} / K_{\text{пф}}. \quad (2.19)$$

Коэффициент ослабления СФ сигнала также можно записать в виде

$$\frac{1}{K_{\text{о. сф}}} = \frac{K_{\text{сф}}}{K_{\text{пф}}} \frac{dK_{\text{пф}}}{K_{\text{пф}}}. \quad (2.20)$$

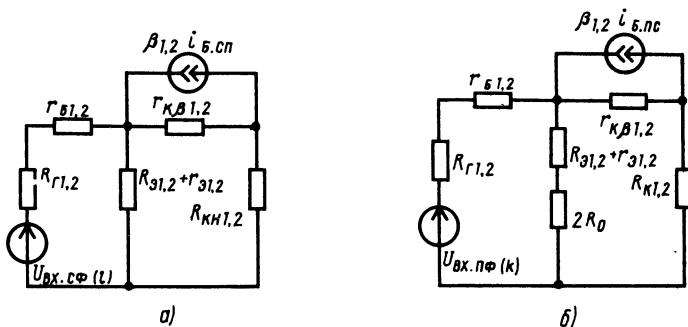


Рис. 2.7. Схемы замещения полусхем ДУ на биполярных транзисторах, учитывающие влияние синфазного сигнала на парафазный (а) и парафазного сигнала на синфазный (б)

Продифференцировав (2.5), с учетом (2.14) получим полное выражение для коэффициента ослабления СФ сигнала, приведенное в табл. 2.1. При некоторых упрощениях

$$\frac{1}{K_{о.сф}} \approx \frac{r_{э1,2} + R_{э1,2}}{r_{э1,2} + R_{э1,2} + 2R_0} \frac{dK_{пф}}{K_{пф}},$$

где

$$\begin{aligned} \frac{dK_{пф}}{K_{пф}} = & \frac{d\beta_{1,2}}{\beta_{1,2}(1+\beta_{1,2})} + \frac{dR_{кн1,2}}{R_{кн1,2}} + \frac{dr_{кб1,2}}{r_{кб1,2}} \times \\ & \times \frac{R_{кн1,2}}{r_{кб1,2} + R_{кн1,2}} - \frac{d(r_{э1,2} + R_{э1,2})}{r_{э1,2} + R_{э1,2}}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

В (2.15) не учитывается действие других СФ сигналов — напряжений источников питания  $U_{п}^+$  и  $U_{п}^-$ , падения напряжения на эмиттерном переходе  $U_{э1,2}$ . На рис. 2.8 в схеме замещения показаны все основные источники СФ сигналов. Полное выражение для выходного ПФ сигнала имеет вид:

$$U_{вых.пф} = K_{пф} \left[ U_{вх.пф} + \frac{U_{вх.сф}}{K_{о.сф}} + \frac{U_{э1,2}}{K_{о.сф}} + \frac{U_{п}^-}{K_{п.цп-}} + \frac{U_{п}^+}{K_{п.цп+}} \right], \quad (2.22)$$

где  $K_{п.цп+(-)}$  — коэффициент подавления в цепи питания положительной (отрицательной) полярности.

Для схемы ДУ, приведенной на рис. 2.1, действие напряжений  $U_{п}^-$  и  $U_{э1,2}$  аналогично действию входного СФ сигнала, поэтому  $K_{п.цп-} = K_{о.сф}$ . Для определения коэффициента  $K_{п.цп+}$  найдем сначала составляющую базового тока, вызванную действием напряжений  $U_{п}^+$ , исходя из схемы на рис. 2.8 и не учитывая других источников, кроме

$$i_{б.сф} U_{п}^+ = \frac{U_{п}^+ \gamma_{кс1,2}(R_{к=0}) \gamma_{бк1,2}}{r_{кб1,2} (1 + \beta_{1,2} \gamma_{кс1,2}(R_{к=0}) \gamma_{бк1,2})};$$



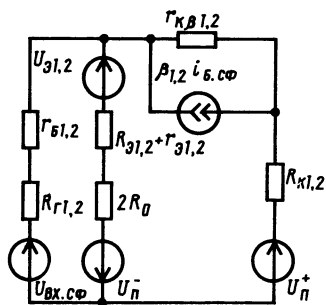


Рис. 2.8. Схема замещения полустемы ДУ на биполярных транзисторах с учетом действия всех синфазных сигналов

$$\gamma_{бк1,2} = \frac{R_{г1,2} + r_{б1,2}}{R_{г1,2} + r_{б1,2} + r_{э1,2} + R_{э1,2} + 2R_0}$$

Данная составляющая базового тока, протекающая по входным цепям ДУ, определяет падение напряжения СФ сигнала на входе:

$$U_{вх.сф}(l) U_{п}^+ = i_{б.сф} U_{п}^+ R_{вх.пф} = U_{п}^+ \vartheta,$$

где

$$\vartheta = \frac{R_{вх.пф} \gamma_{кс1,2}(R_{к=0}) \gamma_{бс1,2}}{r_{кβ1,2} (1 + \beta_{1,2} \gamma_{кс1,2} \gamma_{бс1,2})} \approx \frac{R_{вх.пф}}{r_{к1,2}}. \quad (2.23)$$

Действие данного напряжения с учетом обеих полустем ДУ вызовет появление

на выходе ПФ сигнала  $U''_{вых.пф} = U_{вх.сф}(l) U_{п}^+ \times$

$\times dK_{сф}(l)$ , которое можно привести ко входу:  $U''_{вых.пф} = U_{вх.сф}(l) U_{п}^+ \times$

$\times dK_{пф}/K_{пф}$  или  $U''_{вых.пф} = U_{п}^+ \vartheta dK_{пф}/K_{пф}$ . Следовательно, коэффициент подавления в цепи питания  $U_{п}^+$

$$K_{п.цп+}^{-1} = \vartheta dK_{пф}/K_{пф}.$$

Коэффициент  $K_{п.цп+}$  можно связать с коэффициентом  $K_{о.сф}$ :

$$K_{п.цп+} = \frac{r_{кβ1,2} (1 + \beta_{1,2} \gamma_{бк1,2} \gamma_{кс1,2}(R_{к=0}))}{\gamma_{бк1,2} \gamma_{кс1,2}(R_{к=0}) R_{вх.сф}} K_{о.сф}, \quad (2.24)$$

после упрощения

$$K_{п.цп+} \approx \frac{r_{к1,2}}{R_{г1,2} + r_{б1,2} + (r_{э1,2} + R_{э1,2} + 2R_0)(1 + \beta_{1,2} \gamma_{кс1,2})} K_{о.сф}. \quad (2.25)$$

Из (2.25) следует, что при замене резистора  $R_0$  транзисторным источником тока коэффициент  $K_{п.цп+}$  сравним с коэффициентом  $K_{о.сф}$ , без замены он значительно больше  $K_{о.сф}$ .

Для вычисления параметров постоянного тока выражение (2.22) можно записать в виде

$$U_{вых.пф} = K_{пф} [U_{вх.пф} + (I_{Бсф1} + I_{Бсф2}) R_{вх.пф} \cdot dK_{пф}/K_{пф}], \quad (2.26)$$

где

$$I_{Бсф1} = [ |U_{п}^-| + U_{вх.сф} - U_{э1,2} ] / R_{вх.сф};$$

$$I_{Бсф2} = U_{п}^+ \gamma_{бк1,2} \gamma_{кс1,2}(R_{к=0}) / r_{кβ1,2} (1 + \beta_{1,2} \gamma_{бк1,2} \gamma_{кс1,2}(R_{к=0})).$$

Для расчета параметров, определяющих влияние ПФ сигнала на СФ сигнал, представим полную запись выходного СФ напряжения:

$$U_{\text{вых. сф}} = K_{\text{сф}} \left[ U_{\text{вх. сф}} + \frac{U_{\text{п}}^+}{K_{\text{п}+}} + \frac{U_{\text{п}}^-}{K_{\text{п}-}} + \frac{U_{\text{вх. пф}}}{K_{\text{о. пф}}} \right], \quad (2.27)$$

где  $K_{\text{п}+(-)}$  — коэффициент передачи напряжения источника питания положительной (отрицательной) полярности;  $K_{\text{о. пф}}$  — коэффициент ослабления ПФ сигнала. Изменение напряжения питания положительной полярности соответствует изменению на выходе СФ сигнала, поэтому  $K_{\text{п}+} = -K_{\text{сф}}$ . Коэффициент передачи  $K_{\text{п}-} = 1$ , так как действие напряжения  $U_{\text{п}}^-$  аналогично действию входного СФ сигнала. Для нахождения коэффициента  $K_{\text{о. пф}}$  сначала определим составляющую входного напряжения ПФ сигнала, приложенную по входным цепям ДУ между входами и точкой  $k$  (см. рис. 2.1):

$$U_{\text{вх. пф}(k)} = i_{\text{б. пф}} R_{\text{вх. сф}} = \xi^{-1} U_{\text{вх. пф}}.$$

Используя напряжение  $U_{\text{вх. пф}(k)}$ , можно перейти к схеме замещения на рис. 2.7, б. Различие ПФ сигналов на выходе схемы ДУ определяет появление СФ напряжения:  $U'_{\text{вых. сф}} \approx U_{\text{вх. пф}(k)} \Delta K_{\text{сф}}$ . Тогда в общем виде

$$\frac{1}{K_{\text{о. пф}}} = \frac{U'_{\text{вых. сф}}}{U_{\text{вх. пф}} K_{\text{сф}}} = \frac{1}{\xi} \frac{dK_{\text{сф}}}{K_{\text{сф}}} = \frac{R_{\text{вх. сф}}}{R_{\text{вх. пф}}} \frac{dK_{\text{сф}}}{K_{\text{сф}}}, \quad (2.28)$$

или, пренебрегая различием  $R_{\text{кн}1,2}$  и  $R_{\text{к}1,2}$ ,

$$\frac{1}{K_{\text{о. пф}}} = \frac{K_{\text{пф}}}{K_{\text{сф}}} \frac{dK_{\text{сф}}}{K_{\text{сф}}}. \quad (2.29)$$

Полное выражение коэффициента ослабления ПФ сигнала представлено в табл. 2.1.

Параметры несбалансированного ДУ на полевых транзисторах (см. рис. 2.5) можно найти аналогичным образом на основе анализа преобразованных схем замещения (см. рис. 2.6), в которых в качестве источников сигналов используются напряжения  $U_{\text{вх. сф}(l)}$  и  $U_{\text{вх. пф}(k)}$ . Полученные в общем виде соотношения для основных параметров несбалансированного ДУ на примере ДУ на биполярных транзисторах являются справедливыми для любого ДУ, в том числе построенного на полевых транзисторах. Поэтому в соответствии с (2.19) коэффициент ослабления СФ сигнала для схемы ДУ на рис. 2.5

$$\frac{1}{K_{\text{о. сф}}} = \frac{1 + g_{\text{м}1,2} R_{\text{н}1,2} \gamma_{\text{сн}1,2} \gamma_{\text{зн}1,2}}{1 + g_{\text{м}1,2} (R_{\text{н}1,2} + 2R_0) \gamma_{\text{сн}1,2} \gamma_{\text{сн}1,2} \gamma_{\text{зн}1,2}} \frac{dK_{\text{пф}}}{K_{\text{пф}}}, \quad (2.30)$$

где

$$\begin{aligned} \frac{dK_{\text{пф}}}{K_{\text{пф}}} = & \left( \frac{dg_{\text{м}1,2}}{g_{\text{м}1,2}} + \frac{d\gamma_{\text{сн}1,2}}{\gamma_{\text{сн}1,2}} + \frac{d\gamma_{\text{зн}1,2}}{\gamma_{\text{зн}1,2}} \right) \frac{1}{1 + g_{\text{м}1,2} \gamma_{\text{сн}1,2} \gamma_{\text{зн}1,2} R_{\text{н}1,2}} + \frac{dR_{\text{с}1,2}}{R_{\text{с}1,2}} - \\ & - \frac{dR_{\text{н}1,2}}{R_{\text{н}1,2}}. \end{aligned}$$

После упрощения

$$\frac{1}{K_{\text{о. сф}}} \approx \frac{1 + g_{\text{м}1,2} R_{\text{н}1,2}}{1 + g_{\text{м}1,2} (R_{\text{н}1,2} + 2R_0)} \frac{dK_{\text{пф}}}{K_{\text{пф}}}, \quad (2.31)$$

где

$$\frac{dK_{\text{пф}}}{K_{\text{пф}}} = \frac{dg_{m1,2}}{g_{m1,2}(1+g_{m1,2}R_{н1,2})} + \frac{dr_{сн1,2}}{r_{сн1,2}} \frac{R_{сн1,2} + R_{н1,2}}{r_{сн1,2} + R_{сн1,2} + R_{н1,2}} + \frac{dR_{сн1,2}}{R_{сн1,2}} - \frac{dR_{н1,2}}{R_{н1,2}}. \quad (2.32)$$

Коэффициенты подавления СФ сигнала по цепям питания

$$K_{\text{пцп}+} = K_{\text{о.сф}}, \quad K_{\text{п.цп}-}^{-1} = \frac{r_{зн1,2}}{r_{сн1,2} + R_{с1,2}} \frac{dK_{\text{пф}}}{K_{\text{пф}}}. \quad (2.33)$$

Полное выражение для выходного напряжения ПФ сигнала имеет вид:

$$U_{\text{вых.пф}} = K_{\text{пф}} \left\{ U_{\text{вх.пф}} + [U_{\text{вх.сф}1(l)} + U_{\text{вх.сф}2(l)}] \frac{dK_{\text{пф}}}{K_{\text{пф}}} \right\}, \quad (2.34)$$

где

$$U_{\text{вх.сф}1(l)} = \frac{|U_{\text{п-}}| + U_{\text{вх.сф}} - U_{\text{зи}}}{R_{\text{вх.сф}}} R_{\text{вх.пф}};$$

$$U_{\text{вх.сф}2(l)} = \frac{U_{\text{п}} + \gamma_{сс(R_c=0)} \gamma_{зс1,2} R_{\text{вх.пф}}}{r_{сн1,2}(1+g_{m1,2}R_{н1,2}\gamma_{сс(R_c=0)}\gamma_{зс1,2})};$$

$$\gamma_{сс1,2}(R_c=0) = r_{сн1,2} / (r_{сн1,2} + R_{н1,2} + 2R_0);$$

$$\gamma_{зс1,2} = r_{зн1,2} / (R_{г1,2} + r_{зн1,2} + R_{н1,2} + 2R_0).$$

Входные сопротивления для ПФ и СФ сигналов вычисляются по (2.12) и (2.15).

Параметры несбалансированного ДУ на полевых транзисторах, входящие в соотношение (2.27), определяются коэффициентами передачи по цепям питания  $K_{\text{п-}}$ ,  $K_{\text{п+}}$  и коэффициентом ослабления ПФ сигнала  $K_{\text{о.пф}}$ . Для схемы ДУ на рис. 2.5

$$K_{\text{п-}} = 1; \quad K_{\text{п+}} = -K_{\text{сф}}; \quad \frac{1}{K_{\text{о.пф}}} \approx \frac{1+g_{m1,2}(R_{н1,2}+2R_0)}{1+g_{m1,2}R_{н1,2}} \left[ \frac{dg_{m1,2}}{g_{m1,2}} \times \frac{1}{1+g_{m1,2}(R_{н1,2}+2R_0)} + \frac{dR_{с1,2}}{R_{с1,2}} - \frac{dR_{н1,2}}{R_{н1,2}} \frac{g_{m1,2}R_{н1,2}}{1+g_{m1,2}(R_{н1,2}+2R_0)} \right]. \quad (2.35)$$

## 2.2. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ОДНОФАЗНЫМ ВЫХОДОМ

Для получения на выходе ОУ однофазного сигнала используются входные или промежуточные ДУ, содержащие схему перевода ПФ сигнала в однофазный (рис. 2.9). Выходное напряжение для однофазного сигнала

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх.пф}} (K_{U1} K_{п3} + K_{U2}),$$

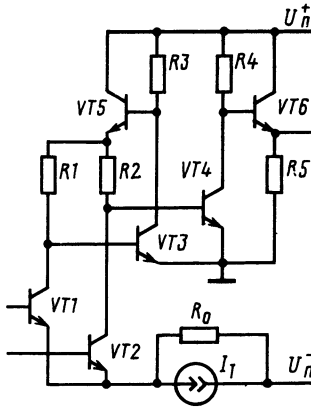


Рис. 2.9. Схема ДУ с преобразованием парафазного сигнала в однофазный на транзисторах одного типа

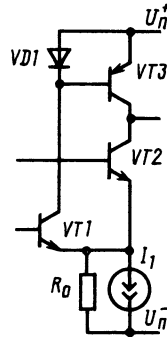


Рис. 2.10. Схема простого ДУ с однофазным выходом

где  $K_{U1(2)}$  — коэффициент усиления ПФ сигнала полусхемы ДУ, построенной на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$ ;  $K_{п3} = K_{U3}/(1 + \gamma_{ос3} K_{U3})$  — коэффициент передачи напряжения схемы, построенной на транзисторах  $VT3$ ,  $VT5$  и резисторе  $R1$ ;  $K_{U3}$  — коэффициент усиления схемы на транзисторе  $VT3$  с разомкнутой ОС;  $\gamma_{ос3}$  — коэффициент передачи по цепи ОС (транзистор  $VT5$ , резистор  $R1$ ):

$$\gamma_{ос3} = \frac{R_{вх\ VT3}}{2R_{вых\ VT5} + R_1 + R_{вх\ VT3}},$$

где  $R_{вых\ VT5}$  — выходное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе  $VT5$ ;  $R_{вх\ VT3}$  — входное сопротивление схемы на транзисторе  $VT3$ . Запишем суммарный коэффициент усиления всего усилителя в виде  $K_{U\Sigma} = K_{U1,2}(1 + K_{п3})$ , где  $K_{U1,2} = (K_{U1} + K_{U2})/2$ ; разность коэффициентов усиления обеих полусхем  $\Delta K_{U1,2} \approx K_{U1,2} [(1 - K_{п3}) + 2\Delta K_{U1,2}/K_{U1,2}]$ . Тогда коэффициент ослабления СФ сигнала

$$\frac{1}{K_{о.сф}} = \xi \left( \frac{1 - K_{п3}}{1 + K_{п3}} + \frac{2}{1 + K_{п3}} \frac{dK_{U1,2}}{K_{U1,2}} \right), \quad (2.36)$$

где  $dK_{U1,2}/K_{U1,2}$  определяется по (2.21), а коэффициент  $\xi$  — по (2.18). Из (2.36) следует, что для получения больших значений  $K_{о.сф}$  необходимо, чтобы  $K_{п3} \rightarrow 1$ , а это становится возможным при  $\gamma_{ос3} \rightarrow 1$  и  $R_{вх\ VT3} \gg R_1$ . Желательно также увеличение  $K_{U3}$ . Однако  $K_{U3}$  обычно равно 10...50, что приводит к значениям  $K_{п3}$ , изменяющимся в диапазоне от 0,91 до 0,98 при  $\gamma_{ос3} = 1$ , и оказывает влияние на ограничение  $K_{о.сф}$ .

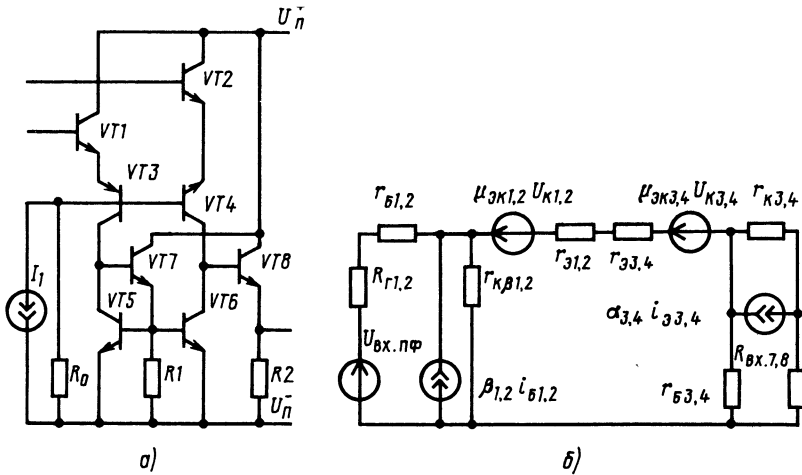


Рис. 2.11. Дифференциальный усилитель, используемый в качестве входного каскада ОУ (а), и его схема замещения (б)

На рис. 2.10 представлена схема ДУ с однофазным выходом, выполненного на  $n-p-n$  и  $p-n-p$  транзисторах. Коэффициент ослабления СФ сигнала для этой схемы с учетом (2.36)

$$\frac{1}{K_{о.сф}} = \frac{R_{вх.пф}}{R_{вх.сф}} \left( \frac{1 - K_{U1}}{1 + K_{U1}} + \frac{2}{1 + K_{U1}} \frac{dK_{U2,3}}{K_{U2,3}} \right),$$

где  $K_{U1}$  — коэффициент усиления схемы ДУ на транзисторе  $VT1$ ;  $K_{U1} \approx \beta r_d / [R_r + (1 + \beta) r_{э1}]$ , где  $r_d$  — сопротивление диода  $VD1$ ;  $K_{U2,3}$  — коэффициент усиления схемы на транзисторе  $VT2$  ( $VT3$ ). Для увеличения  $K_{о.сф}$  необходимо, чтобы  $K_{U1} \rightarrow 1$ . При работе с высокоомными источниками сигналов  $K_{U1}$  уменьшается. Кроме того, из-за отвлечения части коллекторного тока транзистора  $VT1$  в базу транзистора  $VT3$  сопротивление  $r_d$  будет несколько меньше  $r_э$ , что приведет к различию режимных токов транзисторов (скажется на величине  $dK_{U2,3}/K_{U2,3}$ ) и ухудшению параметра  $K_{о.сф}$ .

На рис. 2.11, а представлена широко распространенная схема входного ДУ с однофазным выходом. Коэффициент  $K_{о.сф}$  данной схемы приведем к виду

$$\frac{1}{K_{о.сф}} = \xi \left( \frac{1 - K_{п1}}{1 + K_{п1}} + \frac{2}{1 + K_{п1}} \frac{dK_{U4,6}}{K_{U4,6}} \right),$$

где  $K_{п1} = K_{U3} / (1 + \gamma_{ос3} K_{U3})$ ;

$$\gamma_{ос3} = (R_1 \parallel 0,5 R_{вх VT5}) / (R_{вых VT7} + R_1 \parallel 0,5 R_{вх VT5}).$$

Здесь  $K_{U3}$  — коэффициент усиления полусхемы с разомкнутой ОС на транзисторах  $VT1$ ,  $VT3$ ;  $K_{U4}$  — коэффициент усиления полусхемы на транзисторах  $VT2$ ,  $VT4$ . Так как структуры этих полусхем одинаковы, то допустимо использовать усредненное значение  $K_{U3,4} = (K_{U3} + K_{U4})/2$ , которое находится из схемы замещения (рис. 2.11, б). Выражение для этого коэффициента приведено в табл. 2.2. Считая  $\gamma_{\kappa 1,2}$  близкой к единице и пренебрегая малым значением  $K_{пр}$ , получаем

$$K_{U3,4} \approx \frac{(1 + \beta_{1,2}) \alpha_{3,4} \gamma_{\kappa 3,4} R_{вх 7,8}}{R_{г 1,2} + (r_{э 1,2} + r_{э 3,4} + \mu_{э \kappa 3,4} \alpha_{3,4} R_{вх 7,8})(1 + \beta_{1,2})},$$

где  $R_{вх 7,8}$  — входное сопротивление повторителя напряжений, построенного на транзисторах  $VT7$  и  $VT8$ .

В данном соотношении источник  $\mu_{э \kappa 1,2} U_{\kappa 1,2}$  не учитывается, так как его влияние по сравнению с  $\mu_{э \kappa 3,4} U_{\kappa 3,4}$  незначительно. Влияние  $\mu_{э \kappa 3,4} U_{\kappa 3,4}$  возрастает по мере увеличения  $R_{вх 7,8}$ . При значениях  $R_{вх 7,8}$  порядка единиц мегаом коэффициент  $K_{U3,4}$  достигает единиц тысяч. Так как  $\gamma_{ос 3} \rightarrow 3$  и  $K_{п 1} \rightarrow 1$ , то  $K_{о.сф}$  будет определяться в основном различием коэффициентов усиления полусхем, построенных на транзисторах  $VT1$ ,  $VT3$  и  $VT2$ ,  $VT4$ , а также коэффициентом  $\xi$ :

$$K_{о.сф}^{-1} = \xi d K_{U3,4} / K_{U3,4}.$$

Таблица 2.2. Полное выражение коэффициента усиления ДУ, приведенного на рис. 2.11

$$K_{U3,4} = \frac{[(1 + \beta_{1,2} \gamma_{\kappa 1,2}) \alpha_{3,4} \gamma_{\kappa 3,4} + \beta_{1,2} \gamma_{\kappa 1,2} \gamma_{6 1,2} \gamma_{6 3,4}] R_{вх 7,8}}{(R_{г 1,2} + r_{6 1,2} + r_{э 1,2} + r_{э 3,4})(1 + \beta_{1,2} \gamma_{\kappa 1,2} \gamma_{э \mu 3,4} - \alpha_{3,4} \gamma_{\kappa 3,4} \gamma_{э \mu 3,4})} + K_{пр};$$

$$K_{пр} = \frac{R_{вх} \gamma_{\kappa 1,2} \gamma_{6 3,4}}{R_{г 1,2} + r_{6 1,2} + r_{э 3,4} + r_{6 3,4}};$$

$$\gamma_{\kappa 1,2} = \frac{r_{\kappa \beta 1,2}}{r_{\kappa \beta 1,2} + (R_{г 1,2} + r_{6 1,2}) \parallel (r_{э 1,2} + r_{э 3,4} + r_{6 3,4})};$$

$$\gamma_{\kappa 3,4} = \frac{r_{\kappa 3,4}}{r_{\kappa 3,4} + R_{вх 7,8} + r_{6 3,4}}; \quad \gamma_{6 1,2} = \frac{r_{э 1,2} + r_{э 3,4} + r_{6 3,4}}{R_{г 1,2} + r_{6 1,2} + r_{э 1,2} + r_{э 3,4}};$$

$$\gamma_{э \mu 3,4} = \frac{r_{э 1,2} + r_{э 3,4} + r_{6 3,4} + \mu_{э \kappa 3,4} \alpha_{3,4} R_{вх 7,8}}{R_{г 1,2} + r_{6 1,2} + r_{э 3,4} + r_{6 3,4}};$$

$$\gamma_{6 3,4} = \frac{r_{6 3,4}}{r_{6 3,4} + r_{\kappa 3,4} + R_{вх 7,8}}$$

Примечание.  $K_{пр}$  — коэффициент прямой передачи сигнала,  $\gamma_{\kappa}$ ,  $\gamma_6$ ,  $\gamma_{э \mu}$  — коэффициенты токораспределения в соответствующих цепях ДУ

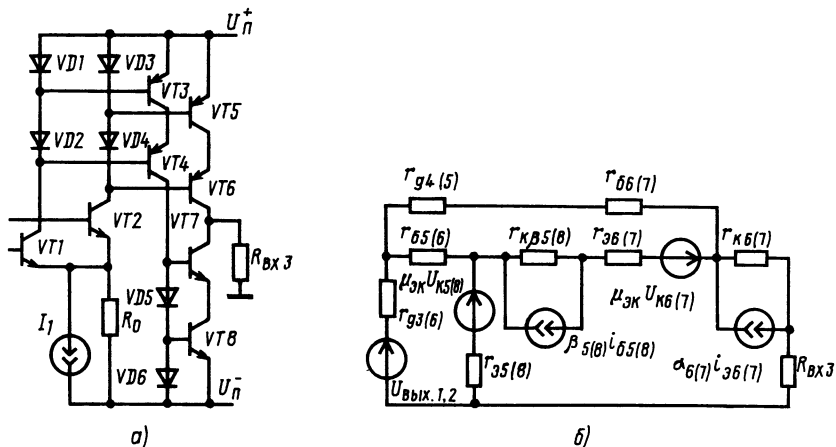


Рис. 2.12. Дифференциальный усилитель с каскадной схемой (а) и его схема замещения (б)

### 2.3. КАСКОДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ДИНАМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ

Каскодное включение в схемах ОУ используется довольно часто. В быстродействующих ОУ оно позволяет создавать ОУ с усилением напряжения в одном каскаде, что минимизирует фазовый сдвиг и обеспечивает устойчивую работу с малой емкостью коррекции. Каскодное соединение схем с ОЭ и ОБ используется в усилителе, представленном на рис. 2.12, а. Достоинством каскодной схемы по сравнению с обычной является повышенное значение коэффициента усиления. Коэффициент усиления, например, ДУ, показанного на рис. 2.10, ограничивается внутренней ОС в транзисторе.

Преобразуем  $K_{\text{пф}}$  в табл. 2.1 к виду

$$K_{\text{пф}} = \frac{\beta \gamma_{\text{к}} R_{\text{кн}}}{R_{\text{г}} + r_{\text{б}} + (r_{\text{э}} + R_{\text{э}})(1 + \beta \gamma_{\text{к}}) + \mu_{\text{эк}} R_{\text{кн}} \gamma_{\text{к}} \beta}$$

Полагая  $R_{\text{г}} \rightarrow 0$ ,  $R_{\text{э}} = 0$  и  $R_{\text{кн}} \rightarrow \infty$ , получаем

$$K_{\text{пф. макс}} \approx 1 / [\mu_{\text{эк}} + (1 + \beta \gamma_{\text{к}}) r_{\text{э}} / \beta r_{\text{кб}}] \approx 1 / \mu_{\text{эк}} \quad (2.38)$$

Коэффициент диффузионной ОС  $\mu_{\text{эк}}$  зависит от технологии изготовления и в первую очередь от ширины базы. Если принять  $\mu_{\text{эк}} = 2 \cdot 10^{-3}$ , то  $K_{\text{пф. макс}} \leq 500$ . Для определения коэффициента усиления каскодной схемы на рис. 2.12, а используем схему замещения (рис. 2.12, б). Составляющая базового тока транзистора VT5 с учетом источников  $U_{\text{вых.1,2}}$ ,  $\beta_5 i_{\text{б5}}$ ,  $\mu_{\text{эк5}} U_{\text{к5}}$

$$i_{\text{б5}} = U_{\text{вых.1,2}} / \{ (r_{\text{д3}} + r_{\text{б5}} + r_{\text{э5}}) [1 + \beta_5 \gamma_{\text{к}} \gamma_{\text{б5}} (1 + \mu_{\text{эк5}})] \}$$

Так как  $\mu_{\text{эк}5} \approx 10^{-3} \dots 10^{-4}$ , то действием  $\mu_{\text{эк}5} U_{\text{к}5}$  можно пренебречь. Влияние  $\mu_{\text{эк}6} U_{\text{к}6}$  на базовый ток также незначительно:

$$i''_{65} = U_{\text{вых}1,2} / (r_{\text{д}3} + r_{65} + r_{\text{э}5}) [1 + \beta_5 \gamma_{\text{к}5} \gamma_{65} (1 - \alpha_6 \gamma_{\text{к}6} \mu_{\text{эк}6} R_{\text{вх}3} / r_{\text{к}\beta 6})],$$

где  $U_{\text{вых}1,2} = U_{\text{вх.пф}} r_{\text{д}1,3} / [r_{\text{э}1,2} + (R_{\text{г}1,2} + r_{61,2}) / \beta_{1,2}]$ .

При максимально возможном  $R_{\text{вх}3} = r_{\text{к}}$  величина  $\alpha_6 \gamma_{\text{к}6} \mu_{\text{эк}6} r_{\text{к}} / r_{\text{к}\beta 6} = 10^{-1} \dots 10^{-2}$ , поэтому в выражение для базового тока не входят коэффициенты  $\mu_{\text{эк}6}$ :

$$i_{65} = U_{\text{вых}1,2} / \{(r_{\text{д}3} + r_{65} + r_{\text{э}5}) [1 + \beta_5 \gamma_{\text{к}5} \gamma_{65} (1 + \alpha_6 \gamma_{\text{к}6} \gamma_{66})]\}. \quad (2.39)$$

Суммарное значение коллекторного тока

$$i_{\text{к}6} = \frac{U_{\text{вых}1,2} \beta_5 \gamma_{\text{к}5} \alpha_6 \gamma_{\text{к}6}}{(r_{\text{д}3} + r_{65} + r_{\text{э}5}) (1 + \beta_5 \gamma_{\text{к}5} \gamma_{65})} \left( 1 + \frac{r_{66}}{r_{\text{к}6} \alpha_2} - \mu_{\text{эк}6} R_{\text{вх}3} \frac{\gamma_{66} \gamma_{\text{к}6}}{r_{\text{к}6}} \right), \quad (2.40)$$

где

$$\gamma_{65} = r_{\text{э}5} / (r_{\text{д}3} + r_{65} + r_{\text{э}5}), \quad \gamma_{\text{к}5} = r_{\text{к}\beta 5} / (r_{\text{к}\beta 5} + r_{\text{э}6} + r_{66} + r_{\text{д}4} + r_{\text{д}3} + r_{\text{э}5});$$

$$\gamma_{66} = \frac{r_{66} + r_{\text{д}3} + r_{\text{д}4}}{r_{66} + r_{\text{э}6} + r_{\text{к}\beta 5} + r_{\text{э}5}}; \quad \gamma_{\text{к}6} = \frac{r_{\text{к}6}}{r_{\text{к}6} + R_{\text{вх}3} + r_{66} + r_{\text{д}3} + r_{\text{д}4}}.$$

Из (2.40) следует, что прямая передача сигнала и действие источника  $\mu_{\text{эк}6} U_{\text{к}6}$  на величину  $i_{\text{к}6}$  пренебрежимо малы. Следовательно, учитывая (2.39) и упрощая (2.40), получаем коэффициент усиления для схемы на рис. 2.12

$$K_U \approx \frac{r_{\text{д}1,1}}{(R_{\text{г}1,2} + r_{61,2}) / \beta_{1,2} + r_{\text{э}1,2}} \frac{\beta_5 \gamma_{\text{к}5} \alpha_6 \gamma_{\text{к}6} R_{\text{вх}3}}{r_{\text{д}3} + r_{65} + r_{\text{э}5} (1 + \beta_5 \gamma_{\text{к}5})} \Big|_{\substack{R_{\text{вх}3} \rightarrow 0 \\ R_{\text{вх}3} \rightarrow \infty}} \approx \frac{r_{\text{к}7} \parallel r_{\text{к}6}}{r_{\text{э}5,8}}. \quad (2.41)$$

Расчетные значения коэффициента усиления по соотношению (2.41) в зависимости от  $r_{\text{к}}$  транзисторов и токового режима составляют  $10^5 \dots 10^6$ , что во много раз превышает коэффициент усиления обычных схем [см. соотношение (2.38)].

#### 2.4. ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Выходной каскад строится на эмиттерных повторителях и характеризуется большими значениями входного и малыми значениями выходного сопротивлений. Входное сопротивление простого повторителя напряжения (ПН), построенного по схеме эмиттерного повторителя (рис. 2.13, а), находится из его схемы замещения (рис. 2.13, б):  $R_{\text{вх.пн}} = U_{\text{г}} / i_6$ , где  $i_6 = U_{\text{г}} / \{R_{\text{г}} + r_6 + [r_{\text{к}\beta} \parallel (r_{\text{э}} + R_{\text{эн}})] (1 + \beta)\}$ , следовательно,  $R_{\text{вх.пн}} = r_6 + r_{\text{к}} \parallel [(r_{\text{э}} + R_{\text{эн}}) (1 + \beta)]$ .



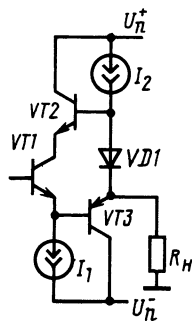
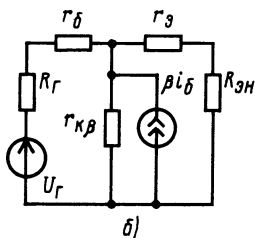
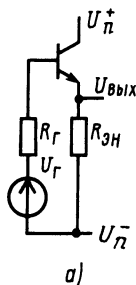


Рис. 2.13. Простая схема повторителя напряжения, построенного по схеме эмиттерного повторителя (а), и его схема замещения (б)

Рис. 2.14. Повторитель напряжения с включением цепи обратной связи на коллектор входного транзистора

При  $R_{Н} \rightarrow \infty$  возрастание  $R_{вх.пн}$  ограничивается шунтирующим действием сопротивления коллекторного перехода. Для уменьшения этого влияния применяют отслеживающую ОС на коллекторе входного транзистора, используя более сложные ПН, например показанный на рис. 2.14. Его входное сопротивление

$$R_{вх.пн} = \frac{r_{к1}}{1 - K_{п}} \parallel \{ [r_{э1} + r_{к3} \parallel (r_{э3} + R_{Н}) (1 + \beta_3)] (1 + \beta_1) \}, \quad (2.42)$$

где  $K_{п}$  — коэффициент передачи напряжения в цепь коллектора транзистора  $VT1$ . Для простого ПН (см. рис. 2.13) с учетом соотношения  $i_3 = (1 + \beta) i_6 r_{к\beta} / (r_{к\beta} + R_{Н})$  коэффициент передачи напряжения

$$K_{п} = \frac{i_3 R_{Н}}{U_{Г}} = \frac{r_{к} \parallel [R_{Н} (1 + \beta)]}{R_{Г} + r_6 + r_{к} \parallel [(r_3 + R_{Н}) (1 + \beta)]}.$$

При  $R_{Н} \gg r_3$ ,  $K_{п} \approx R_{вх.пн} / (R_{Г} + R_{вх.пн})$ , т. е. практически определяется коэффициентом передачи от источника сигнала во входную цепь.

Максимальное значение  $R_{вх.пн}$  составного повторителя (см. рис. 2.14) без учета шунтирующего действия сопротивления  $r_{к1}$  равно  $R_{вх.пн.макс} = \beta^2 R_{Н}$ . Полагая  $R_{Н} = 10$  кОм,  $\beta = 100$ , получаем  $R_{вх.пн.макс} = 10^8$  Ом. Если повторитель подключить к выходу каскадной цепи (см. рис. 2.12), выходное сопротивление которой равно 50 МОм, то имеем  $K_{п} = 0,666$  и с учетом (2.36) сопротивление коллекторного перехода транзистора  $VT1$  увеличится в 1,5 раза. Очевидно, что необходим дополнительный третий повторитель для того, чтобы обеспечить превышение входного сопротивления повторителя над выходным сопротивлением каскада усилителя не менее чем в 10 раз. Тогда получим  $K_{п} \geq 0,9$ , а сопротивление коллекторной цепи транзистора  $VT1$  увеличится более чем в 10 раз.

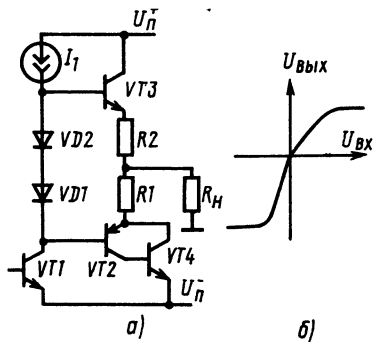


Рис. 2.15. Выходной каскад (а) и его передаточная характеристика (б)

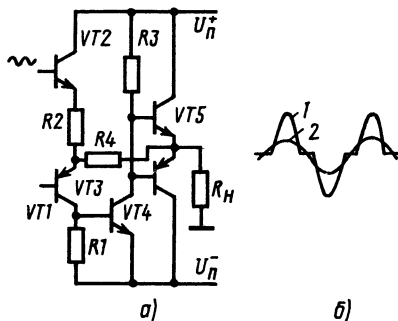


Рис. 2.16. Выходной каскад, работающий в классе В (а), и выходной сигнал  $U_{\text{Вых}}(t)$  (б):  
1 — при разомкнутой, 2 — при замкнутой обратной связи

Использование интегральных  $n-p-n$  и  $p-n-p$  транзисторов, например «боковых», в выходных каскадах может привести к излому передаточной характеристики, т. е. к неравенству коэффициентов усиления для положительной и отрицательной полярностей выходного сигнала. В качестве примера на рис. 2.15 приведена схема усиливающего каскада на транзисторе  $VT1$  и выходного каскада, работающего в режиме АВ. Отношение коэффициентов усилений для отрицательной  $K_U^-$  и положительной  $K_U^+$  полярностей сигналов определяется отношением входных сопротивлений ЭП:

$$\frac{K_U^-}{K_U^+} \approx \frac{\beta_2 \beta_4 (r_{\text{э}2} + R_1 + R_n)}{\beta_3 (r_{\text{э}3} + R_2 + R_n)} \sim \beta_2.$$

Различие коэффициентов усиления ОУ в целом для положительной и отрицательной полярностей сигналов нежелательно, поэтому при построении схемы выходного каскада стремятся обеспечить равенство значений  $R_{\text{вх.пн}}$  для обоих повторителей.

Для получения близких значений  $K_U^+$  и  $K_U^-$  в принципе можно использовать отрицательную ОС в ОУ между выходными каскадами, однако это не только снижает общее усиление схемы, но и создает трудности при частотной коррекции усилителя. Известно применение внутренней ОС в выходном каскаде ОУ типа  $\mu A709$ . Но при этом основной целью являлось уменьшение нелинейной зоны в выходном каскаде. На рис. 2.16 показан фрагмент схемы ОУ типа  $\mu A709$ , состоящий из предвыходного (транзисторы  $VT1, VT2, VT3$ ) и выходного (транзисторы  $VT4, VT6$ ) каскадов. Выходной каскад, работающий в классе В и без ОС (резистор  $R4$  отсутствует), имеет характерные нелинейные участки  $U_{\text{нл}0} = U_{\text{э}4} + U_{\text{э}5}$ , которые особенно заметны при гармонич-

ческом сигнале. При подключении местной цепи ОС нелинейная зона уменьшается:  $U'_{нл} = U_{нл0} / (1 + \gamma_{ос.внутр} K_{U1} K_{U3})$ , что соответствует новой зависимости  $U_{вых}(t)$ . При включении внешней ОС в схеме ОУ нелинейные искажения практически исчезают, появляясь на высоких частотах, когда фактор ОС уменьшается.

### 3. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

#### 3.1. ВХОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

К входным параметрам ОУ относятся напряжение смещения, входные токи, температурный дрейф этих величин, а также входное сопротивление. При отсутствии внешних входных сигналов на выходе ОУ всегда наблюдается отклонение напряжения от нулевого значения. Его можно привести ко входу и обозначить как напряжение входного разбаланса, которое в общем случае определяется по формуле

$$U_{вх.раз} = \sum_i^n \left( \delta U_{вых i} / \prod_{j=1}^{j=i} K_{Uj} \right) = \frac{\delta U_{вых 1}}{K_{U1}} + \frac{\delta U_{вых 2}}{K_{U1} K_{U2}} + \dots + \frac{\delta U_{вых n}}{K_{U1} K_{U2} \dots K_{Un}},$$

где  $\delta U_{вых i}$  — отклонение выходного напряжения  $i$ -го каскада от заданного значения;  $K_{U1}, K_{U2}, \dots, K_{Un}$  — коэффициенты усиления каскадов. Так как наибольшее влияние на  $U_{вых.раз}$  оказывает разбаланс входного дифференциального каскада, а влияние последующих каскадов ослабляется в число раз, равное произведению коэффициентов усиления этих каскадов, то приведенное ко входу напряжение разбаланса ОУ можно записать следующим образом:

$$U_{вх.раз} = 2U_{вых.пф} / K_{пф} + \theta,$$

где  $\theta = \delta U_{вых 2} / K_{пф} K_{U2} + \dots + \delta U_{вых n} / \prod_{j=1}^n K_{Uj}$  — величина, учитывающая влияние последующих каскадов. Для ОУ, имеющего на входе ДУ на биполярных транзисторах, напряжение  $U_{вых.пф}$  определяется по (2.26), а для ОУ с входным ДУ на полевых транзисторах — по (2.34).

**Операционные усилители на биполярных транзисторах.** Для ОУ с входным ДУ (см. рис. 2.1) приведенное ко входу напряжение разбаланса

$$U_{вх.раз} = (I_{Б1,2} - I_{КБО1,2})(R_{Г1,2} + r_{Б1,2}) \Delta \beta_{1,2} / \beta_{1,2} + \Delta I_{КБО1,2} \times \\ \times (R_{Г1,2} + r_{Б1,2}) - (I_{Б1,2} - I_{КБО1,2}) \Delta (R_{Г1,2} + r_{Б1,2}) - I_{Э1,2} \times$$

$$\times \Delta r_{\mathcal{E}1,2} - I_{\mathcal{E}1,2} \Delta R_{\mathcal{E}1,2} + (I_{\mathcal{B}1,2} - I_{\text{КБО}1,2}) [R_{\mathcal{r}1,2} + r_{\mathcal{E}1,2} + (r_{\mathcal{E}1,2} + R_{\mathcal{E}1,2})(1 + \beta_{1,2})] \sum \Delta C_i / C_i + \theta, \quad (3.1)$$

где  $I_{\text{КБО}}$  — обратный ток коллектора.

Величина  $\sum (\Delta C_i / C_i)$  характеризует одну из основных составляющих неидентичности компонентов схемы ДУ:

$$\sum_i \frac{\Delta C_i}{C_i} = \frac{\Delta R_{\text{кп}1,2}}{R_{\text{кп}1,2}} + \frac{\Delta r_{\text{к}\beta 1,2}}{r_{\text{к}\beta 1,2}} \frac{R_{\text{кп}1,2}}{R_{\text{кп}1,2} + r_{\text{к}\beta 1,2}} + \frac{\Delta \beta_{1,2}}{\beta_{1,2}(1 + \beta_{1,2})},$$

где  $R_{\text{кп}1,2} = R_{\text{к}1,2} \parallel (R_{\text{вх.пк}}/2)$ ;  $R_{\text{вх.пк}}$  — входное дифференциальное сопротивление последующего каскада. Соотношение (3.1) получено при замене СФ составляющих базового тока на усредненное значение режимного базового тока и учета действия во входных транзисторах обратного тока коллектора  $I_{\text{КБО}}$ . Оно является исходным для нахождения напряжения смещения  $U_{\text{см}}$  и разности входных токов  $\Delta I_{\text{вх}}$ , определяемых в виде источников напряжения (при  $R_{\mathcal{r}} \rightarrow 0$ ) и тока (при  $R_{\mathcal{r}} \gg R_{\text{вх.пф}}$ ):

$$U_{\text{см}} \approx -I_{\mathcal{E}1,2} \Delta r_{\mathcal{E}1,2} + \varphi_T \sum_i \frac{\Delta C_i}{C_i} - I_{\mathcal{E}1,2} \Delta R_{\mathcal{E}1,2} + I_{\mathcal{E}1,2} R_{\mathcal{E}1,2} \sum_i \frac{\Delta C_i}{C_i} + \theta; \quad (3.2)$$

$$\Delta I_{\text{вх}} \approx (I_{\mathcal{B}1,2} + I_{\text{КБО}1,2}) \left( \frac{\Delta \beta_{1,2}}{\beta_{1,2}} + \sum_i \frac{\Delta C_i}{C_i} \right) + \Delta I_{\text{КБО}1,2} + \frac{\theta}{R_{\mathcal{r}1,2}}. \quad (3.3)$$

Если во входном ДУ сопротивления  $R_{\mathcal{E}1}$ ,  $R_{\mathcal{E}2}$  равны нулю, то соотношение (3.2) при  $I_{\mathcal{E}1,2} \Delta r_{\mathcal{E}1,2} \approx \Delta U_{\mathcal{E}1,2}$  сводится к следующему:

$$U_{\text{см}} \approx -\varphi_T \left[ \ln(I_{\mathcal{E}2}/I_{\mathcal{E}1}) - \sum_i (\Delta C_i / C_i) \right] + \theta. \quad (3.4)$$

Для ОУ, имеющего входной ДУ, близкий по структуре к приведенному на рис. 2.11, напряжение смещения

$$U_{\text{см}} \approx -\varphi_T \left( \ln \frac{I_{\text{К}4} - I_{\text{Б}8}}{I_{\text{К}3} - I_{\text{Б}7}} - \sum_i \frac{\Delta C_i}{C_i} \right) + \theta = \varphi_T \left( \ln \frac{I_{\text{К}3} - I_{\text{Б}7}}{I_{\text{К}4} - I_{\text{Б}8}} + \frac{\Delta R_{\text{вх}7,8}}{R_{\text{вх}7,8}} + \frac{\Delta r_{\text{к}3,4}}{r_{\text{к}3,4}} + \frac{\Delta \beta_{1,2}}{\beta_{1,2}^2} + \frac{\Delta \beta_{3,4}}{\beta_{3,4}^2} \right) + \theta. \quad (3.5)$$

Для определения температурного дрейфа параметров ОУ на биполярных транзисторах удобна запись [16] коллекторного тока транзистора в виде

$$I_{\text{К}} = \alpha A_{\mathcal{E}} T^{\nu} \exp(-E_{g0}/\varphi_T) \exp(U_{\mathcal{E}}/\varphi_T), \quad (3.6)$$

где  $E_{g0}$  — экстраполированная ширина запрещенной зоны (для кремния  $E_{g0} = 1,205$  В);  $A_3$  — площадь эмиттера;  $\nu$  — температурный коэффициент подвижности неосновных носителей в базе (примем  $\nu = 1,5$ ). Из (3.6) можно найти температурное изменение  $U_3$ :

$$\frac{dU_3}{dT} = -\frac{1}{T} \left[ E_{g0} - U_3 + \varphi_T \left( \nu - \frac{dI_K/dI}{I_K} T + \frac{d\alpha/dT}{\alpha} T \right) \right]. \quad (3.7)$$

Величина  $dU_3/dT$  равна 1,5...2,2 мВ/°С в зависимости от исходных значений  $U_3$  или  $I_3$ . В нормированном виде коэффициент температурного дрейфа разности напряжений  $\Delta U_{31,2}$  входных транзисторов ДУ (см. рис. 2.1) при  $R_{31,2} = 0$  [17]

$$\eta_{\Delta U_{31,2}} = \frac{d(\Delta U_{31,2}/dT)}{\Delta U_{31,2}} = \frac{1}{T} \frac{dB_{1,2} + d\nu_{1,2}(1 + \ln T)}{dB_{1,2} + d\nu_{1,2} \ln T}, \quad (3.8)$$

$$\frac{dB_{1,2}}{B_{1,2}} = \frac{dA_{31,2}}{A_{31,2}} - \frac{dI_{K1,2}}{I_{K1,2}} + \frac{d\alpha_{1,2}}{\alpha_{1,2}}.$$

При равенстве коллекторных токов и коэффициентов  $\beta$  транзисторов (3.8) сводится к формуле [18]

$$\eta_{\Delta U_{31,2}} = \frac{1}{T} \frac{dA_{31,2} + d\nu_{1,2}(1 + \ln T)}{dA_{31,2} + d\nu_{1,2} \ln T}.$$

Минимальный температурный дрейф разности напряжений на эмиттерных переходах дифференциальной пары биполярных транзисторов определяется при  $dA_{31,2} = 0$ :

$$\eta_{\Delta U_{31,2\text{мин}}} = \frac{1}{T} \frac{1 + \ln T}{\ln T} \approx 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}.$$

Температурный коэффициент напряжения смещения ОУ, показанного на рис. 3.1, имеет размерность мкВ/°С:

$$\frac{\Delta U_{\text{см}}}{\Delta T} \approx \frac{dU_{\text{см}}}{dT} = \frac{1}{T} \left( -\eta_{\Delta U_{31,2}} T \Delta U_{31,2} + \varphi_T \sum_i \frac{\Delta C_i}{C_i} \right) + \frac{d\theta}{dT} \quad (3.9)$$

или

$$\begin{aligned} \frac{\Delta U_{\text{см}}}{\Delta T} \approx \frac{\varphi_T}{I} \left[ \eta_{\Delta U_{31,2}} T \left( -\frac{dA_{31,2}}{A_{31,2}} + \frac{dI_{K1,2}}{I_{K1,2}} - d\nu_{1,2} \ln T \right) + \right. \\ \left. + \frac{dR_{K1,2}}{dT} + \frac{d\theta}{dT} \approx 100 \left( \frac{\Delta I_{K1,2}}{I_{K1,2}} - \frac{\Delta A_{31,2}}{A_{31,2}} - \Delta \nu_{1,2} \ln T + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\Delta R_{K1,2}}{R_{K1,2}} \right) \right] + \frac{\Delta \theta}{\Delta T}. \quad (3.10) \end{aligned}$$

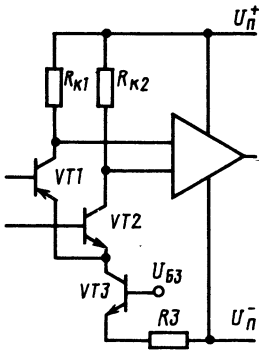


Рис. 3.1. Усилитель с входным ДУ на биполярных транзисторах

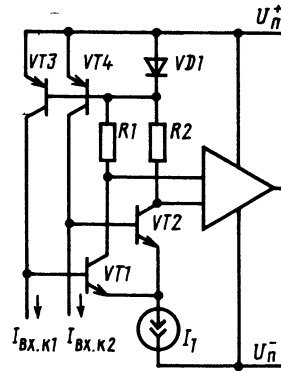


Рис. 3.2. Усилитель со схемой компенсации входных токов

По (3.10) можно рассчитать требуемую коррекцию сопротивления  $R_{к1,2}$ , при которой ОУ будет иметь минимальный коэффициент  $\Delta U_{см}/\Delta T$ ,

$$\Delta R_{к1,2} = R_{к1,2} \eta_{\Delta U_{э1,2}} T (\Delta I_{к2,1} / I_{к2,1}),$$

что справедливо при  $\Delta A_{э1,2} = 0$ ,  $\Delta v = 0$  и  $\Delta \theta / \Delta T = 0$ . Более точная регулировка минимального температурного дрейфа возможна в схеме усилителя с ДУ, где  $R_{э1,2} \neq 0$ , сначала с помощью подстройки резисторов  $R_{э1}$ ,  $R_{э2}$  так, чтобы  $\Delta A_{э1,2}$  корректировалась  $\Delta R_{э1,2}$ , и затем  $R_{к1}$ ,  $R_{к2}$ .

Температурный дрейф входных токов представляют обычно в виде температурных коэффициентов средних значений входных токов  $\Delta I_{вх}/\Delta T$  и их разности  $\Delta(\Delta I_{вх})/\Delta T$ . Для схемы ОУ на рис. 3.1

$$\frac{\Delta I_{вх}}{\Delta T} \approx \frac{dI_{вх}}{dT} = \left( \frac{dI_{к3}/dT}{I_{к3}} - \frac{d\beta_{1,2}/dT}{\beta_{1,2}} \right) \frac{I_{к3}}{2(1+\beta_{1,2})} - \frac{dI_{кБ01,2}/dT}{I_{кБ01,2}}. \quad (3.11)$$

Температурный коэффициент источника тока входного ДУ ( $I_{к3}$ ) находится из (3.6):

$$\frac{dI_{к3}/dT}{I_{к3}} = \frac{1}{T} \times \frac{\eta_{\alpha} T (\varphi_T + I_{э3} R_3) + \varphi_T v_3 + E_{g0} - U_{Б3} + I_{э3} R_3 (1 - \eta_R T) + T dU_{Б3}/dT}{\varphi_T + I_{э3} R_3}, \quad (3.12)$$

где  $\eta_{\alpha} = \frac{d\alpha/dT}{\alpha}$ .

Определив разность между температурными дрейфами входных токов и разделив ее на разность входных токов [формула (3.3)], получим температурный коэффициент разности входных токов в нормированном виде

$$\eta_{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{d\left(\frac{dI_{\text{вх}}}{dT}\right)}{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{Б}1,2} \frac{d\beta_{1,2}}{1+\beta_{1,2}} \left( \frac{d\beta_{1,2}/dT}{1+\beta_{1,2}} - \frac{dI_{\text{К}3}/dT}{I_{\text{К}3}} \right)}{I_{\text{Б}1,2} \left[ d\beta_{1,2}/\beta_{1,2} + \sum_i (dC_i/C_i) \right] + dI_{\text{КБ}01,2} + \theta/R_{\text{r}1,2}}$$

Температурный коэффициент входного тока в нормированном виде  $\eta_{I_{\text{вх}}}$ , который находится делением  $\Delta I_{\text{вх}}/\Delta T$  на величину  $I_{\text{вх}}$ , почти совпадает с коэффициентом  $\eta_{\Delta I_{\text{вх}}}$ . Поэтому связь температурных коэффициентов можно выразить в виде

$$\frac{\Delta I_{\text{вх}}/\Delta T}{\Delta(\Delta I_{\text{вх}})/\Delta T} = \frac{\eta_{I_{\text{вх}}} I_{\text{вх}}}{\eta_{\Delta I_{\text{вх}}} \Delta I_{\text{вх}}} \approx \frac{I_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вх}}}$$

Это справедливо и для других ОУ на биполярных транзисторах, в том числе для усилителей с компенсацией входных токов, в которых  $\Delta I_{\text{вх.к}} \approx I_{\text{вх.к}}$  и, значит,  $\Delta I_{\text{вх.к}}/\Delta T \approx \Delta(\Delta I_{\text{вх.к}})/\Delta T$ . При компенсации входных токов снижаются значения  $\eta_{I_{\text{вх}}}$  и  $\eta_{\Delta I_{\text{вх}}}$  пропорционально коэффициенту компенсации  $K_{\text{вх.к}} = I_{\text{вх}}/I_{\text{вх.к}}$ .

К входным параметрам ОУ относится входное сопротивление, которое обычно или не приводится, или дается в типовых значениях. Оно определяется по конкретной схеме входного ДУ. Входное сопротивление ОУ можно найти, измерив входной ток. Например, для усилителя с ДУ на рис. 2.1 входные сопротивления  $R_{\text{вх}} \approx 2(\varphi_T + I_{\text{Э}1,2} R_{\text{Э}1,2})/I_{\text{вх}}$ , для ДУ на рис. 2.11  $R_{\text{вх}} \approx 4\varphi_T/I_{\text{вх}}$ . Входное сопротивление ОУ со схемой компенсации (рис. 3.2) можно оценить лишь приблизительно:  $R_{\text{вх.к}} \approx (2\varphi_T/I_{\text{вх.к}} K_{\text{вх.к}}) \parallel R_{\text{вх.комп}}$ , где  $R_{\text{вх.комп}}$  — сопротивление схемы компенсации, так как  $K_{\text{вх.к}}$  может равняться 10 и более.

**Операционные усилители с входным каскадом на полевых транзисторах.** Напряжение смещения и разность входных токов ОУ с входным каскадом, изображенным на рис. 2.5,

$$U_{\text{см}} \approx -\Delta U_{\text{зи}1,2} + U_{\text{Спер}1,2} \sum_i \frac{\Delta P_i}{P_i} - I_{\text{С}1,2} \Delta R_{\text{н}1,2} + I_{\text{С}1,2} R_{\text{н}1,2} \sum_i \frac{\Delta P_i}{P_i} + \theta, \quad (3.13)$$

$$\Delta I_{\text{вх}} = \Delta I_{\text{з}1,2} + I_{\text{з}1,2} \sum_i \frac{\Delta P_i}{P_i} + \frac{\theta}{R_{\text{r}1,2}}, \quad (3.14)$$

где

$$\sum_i \frac{\Delta P_i}{P_i} = \frac{\Delta R_{c1,2}}{R_{c1,2}} + \frac{\Delta r_{сн1,2}}{r_{сн1,2}} \frac{R_{c1,2} + R_{н1,2}}{r_{сн1,2} + R_{c1,2} + R_{н1,2}} + \frac{\Delta g_{m1,2}}{g_{m1,2}(1 + g_{m1,2} R_{н1,2})}.$$

Упрощая (3.13), получаем более удобную запись:

$$U_{см} \approx -\Delta U_{зи1,2} - I_{C1,2} \Delta R_{н1,2} + I_{C1,2} R_{н1,2} \times \left[ \frac{\Delta R_{c1,2}}{R_{c1,2}} + \frac{\Delta g_{m1,2}}{g_{m1,2}(1 + g_{m1,2} R_{н1,2})} \right]. \quad (3.15)$$

Из (3.13) и (3.15) следует, что и в данном случае минимизацию  $U_{см}$  можно осуществить с применением подстройки резисторов  $R_{н1}$ ,  $R_{н2}$  и  $R_{c1}$ ,  $R_{c2}$ .

Температурный дрейф напряжения смещения ОУ на полевых транзисторах также во многом зависит от идентичности транзисторной пары входного ДУ. Ток стока и крутизна полевого транзистора с  $p$ - $n$  переходом с учетом (1.4) определяются по формулам

$$I_C = I_{Cнас0} (U_o - U_{зи})^2 / U_o^2, \quad (3.16)$$

$$g_m = 2I_{Cнас0} (U_o - U_{зи}) / U_o^2. \quad (3.17)$$

Ток стока можно представить также выражением  $I_C = I_{Cнас0} - g_m U_{зи}$ , из которого нетрудно найти температурную зависимость напряжения затвор—исток:

$$\frac{dU_{зи}}{dT} = -\frac{dg_m/dT}{g_m} U_{зи} - \frac{dI_C/dT}{I_C} \frac{I_C}{g_m}. \quad (3.18)$$

Температурный дрейф напряжения затвор—исток связывают с температурными изменениями контактной разности потенциалов  $d\phi_D/dT \approx 2,2$  мВ/°С и подвижности носителей, уменьшающими ток стока при постоянном смещении:  $(d\mu/dT)/\mu = n_\mu/T$ , где обычно  $n_\mu = 2,3$  для полевых  $p$ -канальных транзисторов и  $n_\mu = 1,5$  для  $n$ -канальных. Это позволяет записать соотношение (3.18) в следующем виде:

$$dU_{зи}/dT = -d\phi_D/dT + (n_\mu/T)(I_C/g_m). \quad (3.19)$$

Полагая  $dU_{зи}/dT = 0$ , а также учитывая (3.16), (3.17), определяем крутизну, напряжение затвор—исток и ток стока, соответствующие рабочей точке  $z$  с нулевым температурным дрейфом:

$$g_{mz} = I_{Cz}/u_z, \quad U_{зиз} = U_o - 2u_z, \quad I_{Cz} = I_{Cнас0} u_z^2 / U_o^2, \quad (3.20)$$

где  $u_z = (d\phi_D/dT)(T/n_\mu)$ —напряжение, определяемое из равенства (3.19) при  $dU_{зи}/dT = 0$ , которое зависит от коэффициента  $n_\mu$ . При  $T = 300$  К получаем для  $p$ -канальных транзисторов  $u_z = 287$  мВ, для  $n$ -канальных  $u_z = 440$  мВ. Используя соотношения (3.16), (3.17), выразим температурную зависимость напряжения



затвор—исток [формула (3.19)] через исходные значения напряжений отсечки и затвор—исток:

$$dU_{зи}/dT = d\varphi_D/dT + (n_\mu/2T)(U_o - U_{зи}). \quad (3.21)$$

Учитывая (3.16) и (3.20), представим напряжение перекрытия канала в виде

$$U_{спер} = U_o - U_{зи} = U_o \sqrt{I_C/I_{снас0}} = 2u_z \sqrt{I_C/I_{Cz}},$$

что дает возможность [9] записать  $dU_{зи}/dT$  как функциональную зависимость от отношения режимного стока к току  $I_{Cz}$ :

$$dU_{зи}/dT = -(d\varphi_D/dT)(1 - \sqrt{I_C/I_{Cz}}). \quad (3.22)$$

Температурные изменения разности напряжений затвор—исток пары полевых транзисторов можно найти, продифференцировав соотношения (3.21), (3.22), что справедливо для интегральных транзисторов, имеющих небольшие отклонения электрических параметров:

$$\Delta(\Delta U_{зи1,2})/\Delta T = d(dU_{зи}/dT) = (n_\mu/2T)(\Delta U_{o1,2} - \Delta U_{зи1,2}); \quad (3.23a)$$

$$d(dU_{зи}/dT) = -(d\varphi_D/dT)(\Delta I_{C1,2}/2I_{Cz}). \quad (3.236)$$

Более подробно анализ температурных свойств ДУ на полевых транзисторах проводится в [9]. Температурный коэффициент напряжения смещения усилителя с ДУ на полевых транзисторах находится дифференцированием по переменной  $T$  соотношения (3.15)

$$\begin{aligned} \frac{\Delta U_{см}}{\Delta T} \approx \frac{dU_{см}}{dT} \approx -\frac{d(\Delta U_{зи1,2})}{dT} - \frac{dI_{C1,2}/dT}{I_{C1,2}} \left[ I_{C1,2} \Delta R_{н1,2} - I_{C1,2} R_{н1,2} \times \right. \\ \left. \times \left( \frac{\Delta R_{с1,2}}{R_{с1,2}} + \frac{\Delta g_{м1,2}}{g_{м1,2}(1+g_{м1,2}R_{н1,2})} \right) \right] + \frac{d\theta}{dT}. \end{aligned}$$

Если считать, что температурные изменения тока  $I_{C1,2}$  в схеме ДУ описываются температурным коэффициентом подвижности носителей, то с учетом (3.236) получим

$$\frac{\Delta U_{см}}{\Delta T} \approx \frac{n_\mu}{T} \left( -\frac{u_z}{2} \frac{\Delta I_{C1,2}}{I_{Cz}} - I_{C1,2} \Delta R_{н1,2} + I_{C1,2} R_{н1,2} \frac{\Delta R_{с1,2}}{R_{с1,2}} \right) + \frac{d\theta}{dT}.$$

Так как основной вклад в величину  $\Delta U_{см}/\Delta T$  для усилителей с ДУ на биполярных или полевых транзисторах вносят входные транзисторные пары, то, пренебрегая влиянием резисторов, включенных в коллекторные или стоковые цепи, а также действием последующих каскадов и считая  $R_{з1,2}$ ,  $R_{н1,2} = 0$ , запишем температурный коэффициент смещения ОУ в виде

$$\Delta U_{см}/\Delta T \approx \eta_{\Delta U_{з1,2}} \Delta U_{з1,2} \approx 3,9 \cdot 10^{-3} \Delta U_{см};$$

$$\Delta U_{см}/\Delta T \approx (\eta_\mu/2T)(\Delta U_{o1,2} - \Delta U_{зи1,2}) \approx (3...3,8) \cdot 10^{-3} \Delta U_{см}.$$

Из полученных соотношений следует, что неидентичность пар биполярных или полевых транзисторов, выраженная в виде разности напряжений  $\Delta U_{з1,2}$  и  $\Delta U_{зи1,2}$ , примерно одинаково

влияет на коэффициент  $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T$ . Например, для усилителя с ДУ на биполярных транзисторах, имеющих  $\Delta U_{\text{Э1,2}}=5$  мВ,  $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T \approx 20$  мкВ/°С, что справедливо и для усилителя с ДУ на полевых транзисторах, у которых  $\Delta U_{\text{Э1,2}}=5$  мВ.

Различие в токовых режимах транзисторов по-разному сказывается на температурном коэффициенте напряжения смещения ОУ. Из (3.10) следует, что при отношении коллекторных токов  $\Delta I_{\text{К1,2}}/I_{\text{К1,2}}=0,02$  без учета влияния других факторов  $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T = 2$  мкВ/°С, в то время как такое же различие в стоковых токах дает согласно (3.23б) на порядок большую величину  $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T$ , равную 22 мкВ/°С. По этой причине подстройка стоковых резисторов в схеме ДУ для минимизации  $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T$  ОУ может потребоваться при нескольких значениях температур. Температурный коэффициент напряжения смещения интегральных ОУ на биполярных транзисторах изменяется до 30 мкВ/°С, усилителей с ДУ на полевых транзисторах — в диапазоне 30...50 мкВ/°С. Использование ионного легирования для создания канала в полевых транзисторах, конструктивно-топологических решений улучшает идентичность транзисторов и приводит к снижению  $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T$  до 10...20 мкВ/°С и менее.

Входные токи полевых транзисторов с *p-n* переходом определяются токами утечки и тепловыми токами обратносмещенных переходов. При увеличении напряжения сток — затвор входные токи возрастают, причем зависимость усиливается с увеличением тока стока. Наиболее значительно это проявляется в *n*-канальных транзисторах. Изменение входных токов полевых транзисторов с *p-n* переходом сводится к изменению главным образом тока термогенерации носителей в области пространственного заряда и аппроксимируется зависимостью [9]  $I_{\text{вх}}(T) = I_{\text{вх}}(T_1) 2^{(T-T_1)/10}$ , что соответствует удвоению входного тока при изменении температуры на каждые 10° С. Уменьшение температурного дрейфа входных токов в ДУ на биполярных транзисторах достигается применением транзисторов со сверхвысоким усилением, компенсацией базовых токов входных транзисторов; в ДУ на полевых транзисторах с *p-n* переходом — снижением напряжений затвор — сток, уменьшением режимных токов. Значительное улучшение стабильности входных токов можно получить, используя в ДУ МДП-транзисторы.

### 3.2. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

**Нелинейность усилительных характеристик каскадов.** Коэффициент усиления ОУ измеряется при большом сигнале (обычно  $U_{\text{вых}} = \pm 10$  В) и может отличаться от расчетных значений, полученных по формулам, приведенным в гл. 2 и справедливым для малого сигнала. Наибольший вклад в нелинейность коэффициента усиления ОУ при большом сигнале вносит каскад, формирующий выходное напряжение. В случае ОУ с усилением напряжения сигнала в одном каскаде нелинейность усиления определяет входной ДУ.

Для ДУ на рис. 3.1 характер изменения коллекторных токов  $I_{K1}$ ,  $I_{K2}$  от разностного сигнала описывается следующими выражениями:

$$\begin{aligned} I_{K1} &= I_{K3} / [1 + \exp(-\Delta U_{\text{вх}}/\varphi_T)], \\ I_{K2} &= I_{K3} / [1 + \exp(\Delta U_{\text{вх}}/\varphi_T)], \end{aligned} \quad (3.24)$$

где  $I_{K3}$  — источник тока в цепи эмиттеров ДУ.

Крутизна ДУ для данного сигнала, определяемая как  $dI/d\Delta U_{\text{вх}}$ ,

$$g_m = I_{K3} \{ [2 + \exp(\Delta U_{\text{вх}}/\varphi_T) - \exp(-\Delta U_{\text{вх}}/\varphi_T)] \varphi_T \}^{-1}. \quad (3.25)$$

При  $\Delta U_{\text{вх}}=0$  имеем максимальную крутизну  $g_m = I_{K3}/4\varphi_T$ , при  $\Delta U_{\text{вх}}=2\varphi_T$   $g_m = I_{K3}/9,52\varphi_T$ . Для ПФ сигнала крутизна возрастает в два раза, так как  $\Delta U_{\text{вх}}=2U_{\text{вх.пф}}$ :  $dI_K/dU_{\text{вх.пф}} = 2dI_K/d\Delta U_{\text{вх}}$ . Относительное изменение крутизны в процентах, характеризующее нелинейность усиления,

$$K_{\text{н.ус}} = (1 - g_m/g_{m\text{макс}}) \cdot 100\%. \quad (3.26)$$

Связь входного сигнала с коэффициентом нелинейности крутизны  $K_{\text{н.ус}}$  можно получить, подставив (3.25) в (3.26):

$$\exp \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\varphi_T} + \exp \left( -\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\varphi_T} \right) = \frac{4}{1 - K_{\text{н.ус}}/100} - 2. \quad (3.27)$$

Отклонение крутизны на 1% происходит, как следует из (3.27), при  $\Delta U_{\text{вх}}=0,2\varphi_T$  или  $U_{\text{вх.пф}}=0,1\varphi_T$ , на 10% — при  $\Delta U_{\text{вх}}=0,65\varphi_T$  или  $U_{\text{вх.пф}}=0,325\varphi_T$ .

Для схемы с ОЭ входное напряжение сигнала и нелинейность крутизны связаны равенством

$$U_{\text{вх}} = \varphi_T \ln [1/(1 - K_{\text{н.ус}}/100)]. \quad (3.28)$$

Из расчетов по (3.28) следует, что изменению крутизны на 1% ( $K_{\text{н.ус}}=1\%$ ) соответствует изменение амплитуды входного сигнала в 0,01 $\varphi_T$  раз,  $K_{\text{н.ус}}=10\%$  при  $U_{\text{вх}}=0,1\varphi_T$ .

Оценка нелинейных искажений, возникающих при гармоническом сигнале  $U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}} \sin \omega t$ , также показывает [19], что ДУ имеют меньший коэффициент гармоник  $K_r$ . Действительно, разложение в ряд Маклорена выражения для коллекторного тока ДУ

$$I_{K1(2)}(t)/I_{K3} = \{1 + \exp[-U_{\text{вх}}(t)/\varphi_T]\}^{-1}$$

дает следующие гармоники сигнала:

$$\frac{I_{K1(2)}(t)}{I_{K3}} = \frac{1}{2} + \left( \frac{U_{\text{вх}}}{4\varphi_T} - \frac{3}{192} \frac{U_{\text{вх}}^3}{\varphi_T^3} \right) \sin \omega t - \frac{U_{\text{вх}}^3}{\varphi_T^3} \frac{\sin^3 \omega t}{192} + \dots$$

При определении  $K_r$  как отношения амплитуды третьей гармоники к первой получим соотношение

$$K_r = \frac{(U_{вх}/\varphi_T)^3}{192 [U_{вх}/4\varphi_T - (U_{вх}/\varphi_T)^3 (3/192)]},$$

из которого можно найти связь максимального входного сигнала с коэффициентом гармоник:

$$U_{вх.м} = \varphi_T \sqrt{48/(3 + 1/K_r)}. \quad (3.29)$$

Коэффициент  $K_r \leq 1\%$  обеспечивается при  $U_{вх.м} \leq 0,68\varphi_T = 17$  мВ, а  $K_r \leq 10\%$  — при  $U_{вх.м} \leq 1,92\varphi_T = 48$  мВ. Для схемы с ОЭ при разложении в ряд выражения  $I_K(t)/I_K = \exp [U_{вх}(t)/\varphi_T]$ , где  $U_{вх}(t) = U_{вх} \sin \omega t$ ,

$$\begin{aligned} \frac{I_K(t)}{I_K} &= 1 + \frac{U_{вх}}{\varphi_T} \sin \omega t + \frac{1}{4} \frac{U_{вх}^2}{\varphi_T^2} (1 - \cos 2\varphi_T) + \\ &+ \frac{1}{24} \frac{U_{вх}^3}{\varphi_T^3} (3 \sin \omega t - \sin 3\omega t) + \dots \end{aligned}$$

Коэффициент гармоник без учета третьей и более высоких гармоник

$$K_r \approx 0,25 (U_{вх}/\varphi_T)^2 / (U_{вх}/\varphi_T) = 0,25 U_{вх}/\varphi_T.$$

Искажения с  $K_r = 1\%$  в схеме с ОЭ возникают при  $U_{вх.м} = 1$  мВ. Включение в эмиттерные цепи транзисторов ДУ и схемы с ОЭ сопротивлений  $R_3$  увеличивает диапазон линейности сигналов

$$\begin{aligned} U_{вх.м}(\text{ДУ}) &= (\varphi_T + I_3 R_3) \sqrt{48/(3 + 1/K_r)}; \\ U_{вх.м}(\text{ОЭ}) &= 4(\varphi_T + I_3 R_3) K_r, \end{aligned}$$

уменьшая при этом крутизну каскадов. Например, для схемы с ОЭ  $g_m = 1/(r_3 + R_3)$ . Действие внешней отрицательной ОС уменьшает нелинейные искажения. Поэтому при замыкании цепи ОС передаточные характеристики ОУ линеаризуются.

**Температурная стабильность коэффициента усиления.** Стабилизация коэффициента усиления ОУ обеспечивается поддержанием заданных режимных токов в каскадах в широком температурном диапазоне. Для входного ДУ на рис. 3.1 коэффициент усиления и его температурный дрейф определяются по формулам

$$K_{пф} = \frac{\alpha_{1,2} R_{кн1,2} I_{К3}}{2\varphi_T}; \quad \frac{dK_{пф}}{dT} = K_{пф} \left( \eta_{R_{кн1,2}} + \eta_{\alpha_{1,2}} + \eta_{I_{К3}} - \frac{1}{T} \right),$$

где  $\eta_{R_{кн1,2}}$ ,  $\eta_{\alpha_{1,2}}$ ,  $\eta_{I_{К3}}$  — нормированные температурные коэффициенты. Раскрывая  $\eta_{I_{К3}}$  [см. формулу (3.11)] и считая  $\eta_{\alpha_{1,2}} = \eta_{\alpha_3} = \eta_{\alpha}$ ,  $\eta_{R_{кн1,2}} = \eta_{R_3} = \eta_R$ , получаем

$$\eta_{к.пф} = \frac{1}{T} \frac{2\eta_{\alpha} T(\varphi_T + I_{33} R_3) + \eta_R T\varphi_T + \varphi_T(v-1) + E_{\theta 0} - U_{Б3} + T(dU_{Б3}/dT)}{\varphi_T + I_{33} R_3}. \quad (3.30)$$

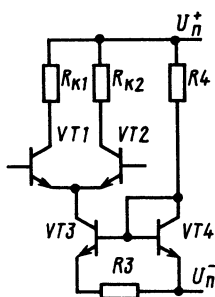


Рис. 3.3. Дифференциальный усилитель с источником тока, выполненным по схеме диодной стабилизации

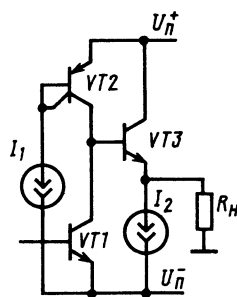


Рис. 3.4. Усилитель с динамической нагрузкой

Соотношение (3.30) позволяет найти условия, при которых изменение  $K_{пф}$  при отклонениях температуры минимальное. Например, при выборе постоянного напряжения на базе транзистора источника тока  $U_{БЗ} = E_{g0} + \varphi_T(v-1) = 1,218$  В имеем

$$dK_{пф}/dT = K_{пф} [2\eta_\alpha T + \varphi_T \eta_R T / (\varphi_T + I_{Э3} R_3)] / T.$$

При выборе  $U_{БЗ} = E_{g0} + \varphi_T(v-1 + \eta_R T) = 1,236$  В и  $\eta_R = 0,62 \times 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$  получим

$$(dK_{пф}/dT) / K_{пф} = 2\eta_\beta / (1 + \beta).$$

Температурный дрейф коэффициента усиления ДУ при обеспечении напряжения  $U_{БЗ} = 1,236$  В для температурных диапазонов от  $+25$  до  $-60^\circ\text{C}$  ( $\Delta T_1 = 85^\circ\text{C}$ ) и от  $+25$  до  $+125^\circ\text{C}$  ( $\Delta T_2 = 100^\circ\text{C}$ )  $\eta_K \Delta T_1 = 2\eta_\beta \Delta T_1 / (1 + \beta) \approx 0,023$ ;  $\eta_K \Delta T_2 = 2\eta_\beta \Delta T_2 / (1 + \beta) \approx 0,08$  или 2,3<sup>мф</sup> и 8% соответственно. Расчеты проведены при  $\beta = 50$ ,  $\eta_\beta = 7 \cdot 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$  для  $\Delta T_1$  и  $\eta_\beta = 20 \cdot 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$  для  $\Delta T_2$ . Для уменьшения температурного дрейфа источника тока в схемах ДУ часто используется диодная стабилизация (рис. 3.3). В этом случае дрейф тока

$$\begin{aligned} \eta_{I_{КЗ}} &= \frac{1}{T} \frac{\eta_\alpha T (\varphi_T + I_{Э3} R_3) + \varphi_T d v_{3,4}}{\varphi_T +} \\ &\rightarrow \frac{-\eta_{R3} T I_{Э3} R_3 - \eta_{R4} T \varphi_T + I_{Э3} R_3}{+ I_{Э3} R_3}, \end{aligned} \quad (3.31)$$

дрейф коэффициента усиления ДУ

$$\eta_{K_{пф}} = \frac{1}{T} \frac{2\eta_\alpha T (\varphi_T + I_{Э3} R_3) + \varphi_T (\eta_{R3} T - \eta_{R4} T + d v_{3,4} - 1)}{\varphi_T + I_{Э3} R_3}. \quad (3.32)$$

Формулы (3.31) и (3.32) получены при условии, что  $\eta_{R_{k1,2}} = \eta_{R3}$  и  $dU_{B3}/dT = dU_{Э4}/dT = [U_{Э4} - E_{g0} - \Phi_T(v - \eta_{R4}T)]/T$ . При  $\eta_{R3} = \eta_{R4}$ ,  $dV_{3,4} = 0$  (3.32) примет вид

$$\eta_{K_{нф}} \Delta T = 2\eta_{\beta} \Delta T / (1 + \beta) - \Phi_T \Delta T / (\Phi_T + I_{Э3} R_3) T. \quad (3.33)$$

Расчетные значения, полученные из (3.33), показывают, что температурный дрейф коэффициента усиления ДУ также не превышает 5...10%. В (3.30) и (3.32) не учитывалось нагрузочное действие последующего каскада, поэтому действительные значения дрейфа  $K_{нф}$  могут быть несколько больше. Это можно учесть, введя для  $\eta_{\beta}$  поправочный коэффициент.

Для каскада с динамической нагрузкой (рис. 3.4) коэффициент усиления и его температурный дрейф можно записать в виде

$$K_U \approx \frac{(r_{Э3} + R_n)(1 + \beta)}{\Phi_T} I_{Э1} = \frac{r_{Э3} + R_n}{\Phi_T} \beta_2 \beta_3 I_1;$$

$$\eta_{K_U} = \frac{dr_{Э3}/dT}{r_{Э3} + R_n} + \frac{d\beta_2/dT}{\beta_2} + \frac{d\beta_3/dT}{\beta_3} + \frac{dI_1/dT}{I_1} - \frac{1}{T}. \quad (3.34)$$

Так как  $R_n \gg r_{Э3}$ ,  $d\beta_2/dT \rightarrow 0$ , то  $\eta_{K_U} \approx \eta_{\beta_3} + \eta_{I_1} - T^{-1}$ . Из этого соотношения можно найти условия минимального дрейфа. В практических схемах приходится учитывать также другие факторы. Например, для обеспечения максимального выходного тока в нагрузке необходимо применять увеличение  $I_1$  с понижением температуры, чтобы компенсировать уменьшение  $\beta_3$ , это увеличение может быть значительно больше, чем требуемое в соотношении (3.34).

### 3.3. ЧАСТОТНЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИ МАЛОМ СИГНАЛЕ

Частотные и временные характеристики ОУ, как и любого многокаскадного усилителя, определяются параметрами каскадов, входящих в усилитель. При этом основная трудность заключается в учете взаимосвязей между каскадами.

**Параметры усилительного каскада.** Основной усилительной схемой ОУ является включение биполярного транзистора с ОЭ (рис. 3.5, а), а полевого транзистора с общим истоком (ОИ). Анализируемые полусхемы большинства ДУ также сводятся к этим включениям. Схема замещения транзистора с ОЭ [10] показана на рис. 3.5, б. Частотно-зависимыми параметрами схемы являются коэффициент  $\beta(p) = \beta / (1 + \tau_{\beta} p)$ , где  $p = j\omega$ , сопротивление коллекторного перехода и нагрузки  $Z_{кн} = R_k \parallel R_n \parallel (1/pC_n)$ . Постоянная времени коэффициента  $\beta$  связана с частотой  $f_{\tau}$  зависимостью  $\tau_{\beta} = (1 + \beta) / 2\pi f_{\tau}$  (в предположении, что характеристика  $\beta(p)$  однополюсная). При подстановке  $\beta(p)$  в выражение  $Z_{к\beta} = r_k / [1 + \beta(p)] \parallel \{1 / [pC_k(1 + \beta(p))]\}$  получаем

$$Z_{к\beta} = \frac{r_{к\beta}(1 + p\tau_{\beta})}{(1 + p\tau_{\tau})[1 + pC_k(1 + \beta)r_{к\beta}]} \approx \frac{r_{к\beta}(1 + p\tau_{\beta})}{1 + pC_k(1 + \beta)r_{к\beta}}.$$

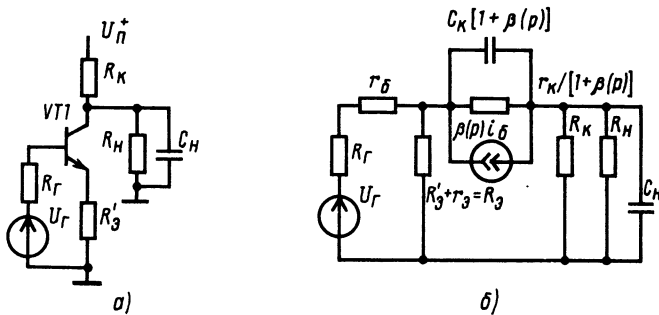


Рис. 3.5. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером (а) и схема замещения (б)

Согласно [10] коэффициент токораспределения в коллекторной цепи при  $C_H=0$  и коэффициент усиления можно представить в виде

$$\gamma_k(p) = Z_{к\beta} / (Z_{к\beta} + R_{кн} + R_3) = \gamma_k(1 + p\tau_\beta) / (1 + p\tau_k);$$

$$K_U = \frac{\beta(p)\gamma_k(p)R_{кн}}{(R_r + r_6 + R_3)[1 + \beta(p)\gamma_k(p)\gamma_6]} = \frac{K_{U0}}{1 + p\tau_k / (1 + \beta\gamma_k\gamma_6)}. \quad (3.35)$$

Входное сопротивление схемы

$$Z_{вх}(p) = r_6 + R_3 [1 + \beta(p)\gamma_k(p)] = r_6 + R_3 + R_3\beta\gamma_k / (1 + p\tau_k).$$

Из этого соотношения по схеме замещения для  $Z_{вх}(p)$ , представленной на рис. 3.6, а, находится входная емкость

$$C_{вх} = \tau_k / R_3 \beta\gamma_k = \tau_T / R_3 + C_k(1 + R_{кн} / R_3). \quad (3.36)$$

Выходное сопротивление схемы без  $R_{кн}$  определяется при подстановке в (2.8) частотно-зависимых параметров  $\beta(p)$  и  $\gamma_k(p)$ :

$$\begin{aligned} Z_{вых}(p) &= r_{к\beta}(p) [1 + \beta(p)\gamma_6\gamma_k(R_k=0)(p)] \approx \\ &\approx r_{к\beta}(1 + \beta\gamma_6) / [1 + pC_k(1 + \beta)r_{к\beta}]. \end{aligned} \quad (3.37)$$

По схеме замещения для  $Z_{вых}(p)$ , изображенной на рис. 3.6, б, и формуле (3.37) рассчитывается выходная емкость схемы с ОЭ

$$C'_{вых} = C_k(1 + \beta)r_{к\beta} / R_{вых} = C_k(1 + \beta) / (1 + \beta\gamma_6). \quad (3.38)$$

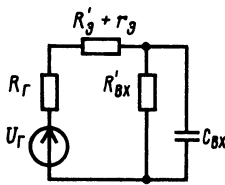
При учете влияния  $\tau_\beta$ , а также постоянной  $C_k(1 + \beta)R_3$  выходная емкость

$$C_{вых} = [\tau_\beta / R_{кн} + C_k(1 + \beta)(R_3 / R_{кн} + 1)] / (1 + \beta\gamma_6). \quad (3.39)$$

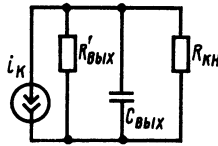
Равенство (3.39) можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} C_{вых} &= [\tau_T / R_{кн} + C_k(R_3 / R_{кн} + 1)] \times \\ &\times (R_r + R_3) / [R_r / (1 + \beta) + R_3]. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Выражения для постоянных времени входной и выходной цепей  $\tau_{вх} = C_{вх} [R'_{вх} \parallel (R_3 + R_r)]$ ;  $\tau_{вых} = C_{вых} (R_{вых} \parallel R_H)$  при подстановке



а)



б)

Рис. 3.6. Схемы замещения входной (а) и выходной (б) цепей включения транзистора с общим эмиттером

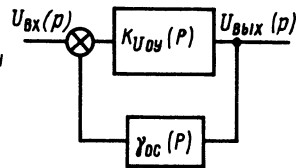


Рис. 3.7. Схема включения ОУ с обратной связью

$R'_{вх} = \beta \gamma_k R_3$ ,  $R_{вых} = R_{кн} \gamma_k$  сводятся к записи для постоянного каскада:

$$\begin{aligned} & [\tau_T + C_k (R_3 + R_H) (1 + \beta) \gamma_k] / [1 + \beta R_3 \gamma_k / (R_T + R_3)] = \\ & = \tau_k / (1 + \beta \gamma_6 \gamma_k). \end{aligned}$$

Учет емкости нагрузки приводит к суммированию  $\tau_{вых} + \tau_H$ , где  $\tau_H = C_H R_{кн}$ . В этом случае входная и выходная емкости определяются по формулам

$$\begin{aligned} C_{вх} &= \frac{\tau_T}{R_3} + C_k \left(1 + \frac{R_{кн}}{R_3}\right) + C_H \frac{R_{кн}}{R_3} \frac{R_3 + R_T / (1 + \beta) \gamma_k}{R_3 + R_T}; \\ C_{вых} &= \left[ \frac{\tau_T}{R_{кн}} + C_k \left(1 + \frac{R_3}{R_{кн}}\right) + C_H \frac{R_3 + R_T / (1 + \beta) \gamma_k}{R_3 + R_T} \right] \times \\ & \times \frac{R_3 + R_T}{R_3 + R_T / (1 + \beta) \gamma_k}. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Запись входной емкости каскада с ОЭ отражает эффект умножения емкости  $C_k$  на коэффициент усиления схемы — эффект Миллера. Тот же эффект наблюдается в схеме на полевом транзисторе с ОИ. На практике часто используются выражения для входных емкостей схем с ОЭ и ОИ с учетом данного эффекта

$$C_{вхОЭ} \approx C_k (1 + K_U); \quad C_{вхОИ} \approx C_{зс} (1 + K_U), \quad (3.42)$$

где  $C_{зс}$  — емкость затвор — сток полевого транзистора.

**Устойчивость и режим работы ОУ с замкнутой ОС.** Наличие ОС (рис. 3.7), как известно, приводит к возникновению разностного сигнала на входе

$$\varepsilon(p) = U_{вх}(p) - U_{вых}(p) \gamma_{ос}(p); \quad \varepsilon(p) = U_{вых}(p) / K_{Уоу}(p),$$

при этом коэффициент усиления схемы зависит от глубины ОС:

$$K_{Уос} = K_{Уоу}(p) / [1 + \gamma_{ос}(p) K_{Уоу}(p)]. \quad (3.43)$$

Из соотношения (3.43) следует, что при  $\gamma_{ос}(p) K_{Уоу}(p) = -1$  усилитель неустойчив. Произведем замену оператора  $p = j\omega$  и представим  $K_{Уоу}(j\omega)$  в виде комплексной функции



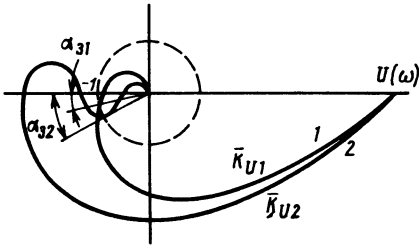


Рис. 3.8. Годографы изменения комплексного коэффициента усиления от частоты

$$K_{U_{oy}}(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega) = K_{U_{oy}}(\omega) \exp [j\theta(\omega)], \quad (3.44)$$

где  $K_{U_{oy}}(\omega) = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)}$ ,  $\theta(\omega) = \arctg V(\omega) / U(\omega)$ .

Эти соотношения позволяют графически представить амплитудно-фазовую характеристику (АФХ) усилителя с разомкнутой ОС (рис. 3.8). Частотные свойства  $\gamma_{oc}(p)$  можно учесть при рассмотрении  $K_{U_{oy}}(p)$  и считать  $\gamma_{oc}$  частотно-независимым коэффициентом.

Согласно критерию Михайлова—Найквиста усилитель устойчив в замкнутом состоянии, если его разомкнутая АФХ не охватывает точку  $-1$  (график 1 на рис. 3.8), а в случае охвата для усилителя, устойчивого в разомкнутом состоянии, разность пересечений АФХ в противоположных направлениях в интервале от  $-1$  до  $-\infty$  должна быть равна нулю (график 2). Пересечение единичной окружности с траекториями  $K_{U_{oy}}(j\omega)$  определяет частоту среза  $\omega_{cp1}$ , а угол  $\alpha_z$ —запас по фазе.

Логарифмирование (3.44) позволяет получить амплитудно-частотную (АЧХ) и фазо-частотную (ФЧХ) характеристики усилителя. Для аperiodического звена первого порядка [20]

$$K_U(j\omega) = \frac{K_{U0}}{1 + j\omega/\omega_{01}} = \frac{K_{U0}}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_{01}^2}} \exp\left(-\arctg \frac{\omega}{\omega_{01}}\right).$$

После логарифмирования

$$K_{U(\text{дБ})}(\omega) = 20 \lg K_U(\omega) = -20 \lg \left[ \frac{K_{U0}}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_{01}^2}} \right]; \quad \varphi(\omega) = \arctg \frac{\omega}{\omega_{01}}.$$

Далее аппроксимируют АЧХ отрезками прямых линий: с нулевым наклоном при  $\omega < \omega_{01}$  и наклоном  $K_{U(\text{дБ})}(\omega)/K_{U0} = -20 \lg(\omega/\omega_i)$  для  $\omega > \omega_{01}$ . При  $\omega/\omega_i = 10$  наклон 20 дБ/дек. Дифференциальному звену первого порядка  $K(p) = K_0(1 + p/\omega_{01})$  соответствуют логарифмические АЧХ и ФЧХ  $K_{U(\text{дБ})}(\omega)/K_0 = 20 \lg \sqrt{1 + \omega^2/\omega_0^2}$ ;  $\varphi(\omega) = \arctg(\omega/\omega_{01})$ . В данном случае происходит возрастание коэффициента передачи с наклоном 20 дБ/дек и опережение по фазе от 0 до  $\pi/2$ .

Предположим, что выражение для АЧХ разомкнутого усилителя в операторной форме имеет вид:

$$K_U(p) = K_{U0}(1 + p\omega_z) / (1 + p/\omega_{01})(1 + p/\omega_{02}), \quad (3.45)$$

где  $\omega_{01}$ ,  $\omega_{02}$ —круговая частота первого и второго полюса;  $\omega_z$ —круговая частота нуля. Соотношение (3.45) отражает спад АЧХ, вызванный последовательным соединением двух аperiodи-

ческих звеньев, и подъем АЧХ, соответствующий включению одного дифференциального звена с частотой полюса  $\omega_z$ . Нормированная передаточная характеристика ОУ с замкнутой цепью ОС записывается следующим образом:

$$h(p) = \frac{K_{Uoc}(p)}{K_{Uoc}} = \frac{1 + p\lambda/\omega_n}{1 + 2p\zeta/\omega_n + p^2/\omega_n^2}, \quad (3.46)$$

где

$$\begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{F_{oc}\omega_{01}\omega_{02}}; \quad F_{oc} = 1 + \gamma_{oc}K_{Uoy}; \\ \zeta &= 0,5(\omega_{01} + \omega_{02} + \omega_{01}\omega_{02}\gamma_{oc}K_{Uo}/\omega_z); \quad \lambda = \omega_n/\omega_z; \end{aligned} \quad (3.47)$$

$\omega_n$  — частота собственных колебаний;  $\zeta$  — коэффициент затухания. Уравнение (3.46) имеет три возможных решения в зависимости от значений коэффициента  $\zeta$ . При  $\zeta > 1$  корни характеристического уравнения действительные и различные, переходная характеристика определяется по формуле

$$h(t) = 1 - e^{-\zeta t\omega_n} \left( \text{ch} \sqrt{\zeta^2 - 1} t\omega_n - \frac{\lambda - \zeta}{\sqrt{\zeta^2 - 1}} \text{sh} \sqrt{\zeta^2 - 1} t\omega_n \right) \quad (3.48)$$

и соответствует аperiodическому режиму работы усилителя. При  $\zeta = 1$  корни равны, переходная характеристика

$$h(t) = 1 - [1 - (\lambda - 1)t\omega_n] \exp(-t\omega_n) \quad (3.49)$$

соответствует критическому режиму работы. При  $\zeta < 1$  корни — комплексно-сопряженные величины, переходная характеристика

$$h(t) = 1 - e^{-\zeta t\omega_n} \sqrt{\frac{1 - 2\lambda\zeta + \lambda^2}{1 - \zeta^2}} \sin \left( \sqrt{1 - \zeta^2} t\omega_n + \arccos \frac{\zeta - \lambda}{\sqrt{1 - 2\lambda\zeta + \lambda^2}} \right) \quad (3.50)$$

определяет затухающий колебательный процесс работы замкнутого усилителя. При отсутствии нуля в передаточной характеристике усилителя ( $\omega_z \rightarrow \infty$ ,  $\lambda = 0$ ) соотношение (3.46) сводится к виду

$$h(p) = 1 / (1 + 2p\zeta/\omega_n + p^2/\omega_n^2), \quad (3.51)$$

где

$$\omega_n = \sqrt{F_{oc}\omega_{01}\omega_{02}}, \quad \zeta = 0,5(\omega_{01} + \omega_{02})/\omega_n. \quad (3.52)$$

Переходная характеристика  $h(t)$  в зависимости от  $\zeta$  имеет также три возможных решения, аналогичные (3.48) — (3.50) при  $\lambda = 0$ . Так, аperiodическому ( $\zeta > 1$ ) и колебательному ( $\zeta < 1$ ) режимам соответствуют характеристики

$$h(t)_{\zeta > 1} = 1 - e^{-\zeta t\omega_n} \left[ \text{ch} \sqrt{\zeta^2 - 1} t\omega_n - \frac{-\zeta}{\sqrt{\zeta^2 - 1}} \text{sh} \sqrt{\zeta^2 - 1} t\omega_n \right], \quad (3.53)$$

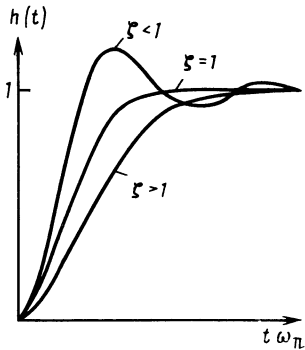


Рис. 3.9. Переходные характеристики двухполосного ОУ с замкнутой обратной связью при различных коэффициентах затухания

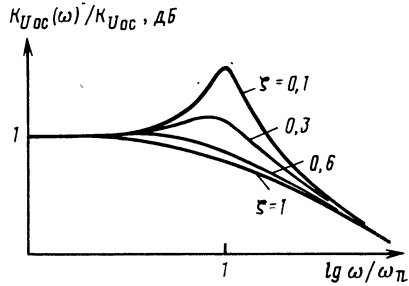


Рис. 3.10. Амплитудно-частотная характеристика замкнутого ОУ, описываемого двухполосной функцией, при различных коэффициентах затухания

$$h(t)_{\zeta < 1} = 1 - e^{-\zeta t \omega_n} \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\sqrt{1-\zeta^2} t \omega_n + \arccos \zeta). \quad (3.54)$$

Характер зависимости переходного процесса при разных значениях  $\zeta$  показан на рис. 3.9. Амплитудно-частотные характеристики замкнутого двухполосного ОУ (3.51) согласно [20] и соотношению

$$K_{Uoc}(\omega)/K_{Uoc} = -20 \lg \sqrt{(1 - \omega^2/\omega_n^2)^2 + 4\zeta^2 \omega^2/\omega_n^2}$$

имеют вид характеристик, представленных на рис. 3.10.

**Время установления при малом сигнале.** Время установления ОУ с замкнутой ОС определяется в общем случае временем, в течение которого выходное напряжение усилителя с замкнутой ОС при ступенчатом входном сигнале устанавливается с заданной точностью

$$\varepsilon(t) = \{ [U_{\text{вых}}(t) - U_{\text{вых.ид}}(t \rightarrow \infty)] / U_{\text{вых.ид}}(t \rightarrow \infty) \} \cdot 100\%,$$

где  $U_{\text{вых}}(t)$  — изменение выходного напряжения усилителя с замкнутой ОС;  $U_{\text{вых.ид}}(t \rightarrow \infty)$  — установившееся значение выходного напряжения идеального замкнутого усилителя,  $K_{U(\text{ид})} \rightarrow \infty$ . Причем  $U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}}(t) K_{Uoc} h(t)$ ,  $U_{\text{вых.ид}}(t \rightarrow \infty) = U_{\text{вх}}(t) / \gamma_{oc}$ . Запишем общее выражение

$$\varepsilon(t) = \{ -1/F_{oc} - \gamma_{oc} K_{Uoy} [1 - h(t)] / F_{oc} \} \cdot 100\%,$$

где  $F_{oc} = 1 + \gamma_{oc} K_{Uoy}$ , из которого следует, что точность имеет составляющую по постоянному току  $\varepsilon_{п}$  и динамическую  $\varepsilon_{д}$  (рис. 3.11):

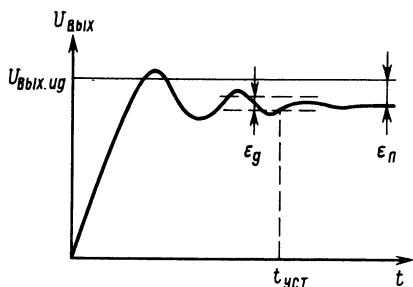
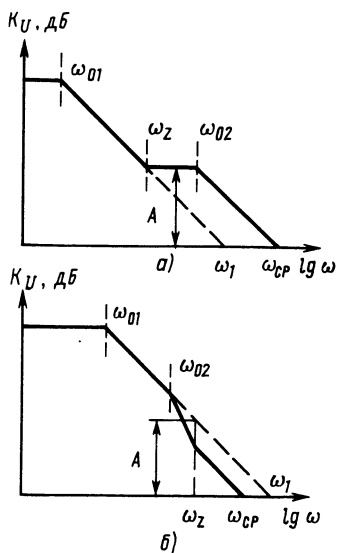


Рис. 3.11. Временная зависимость выходного напряжения при импульсном сигнале

Рис. 3.12. Амплитудно-частотные характеристики усилителя с разомкнутой обратной связью, описываемого двухполосной с нулем функцией, для случаев, когда частота нуля меньше (а) и больше (б) частоты второго полюса



$$\varepsilon_{\text{п}} = (-1/F_{\text{ос}}) \cdot 100\%, \quad \varepsilon_{\text{д}} = [1 - h(t)] \cdot 100\%. \quad (3.55)$$

Для передачи сигнала с точностью  $\varepsilon_{\text{п}} = 0,01\%$  согласно (3.55) необходимо иметь  $F_{\text{ос}} \geq 10^4$  или при  $\gamma_{\text{ос}} = 1$   $K_{U_{\text{ог}}} \geq 10^4$ . В противном случае в устройстве, где применяется данный усилитель, необходимо вводить подстройку по постоянному току, что и делается в сложных системах, поскольку в них необходимо также компенсировать ошибку по постоянному току из-за  $U_{\text{см}}$ ,  $\Delta I_{\text{вх}}$  и влияния СФ сигнала. Поэтому основной интерес представляет динамическая точность установления переходного процесса, которая определяется параметром время установления  $t_{\text{уст}}$ . Для ОУ с АЧХ, соответствующей аperiodическому звену первого порядка, время установления при малом сигнале определяется из формулы  $\varepsilon_{\text{д}} = \{1 - [1 - \exp(-t\omega_{\text{ср}})]\} \cdot 100\%$ :

$$t_{\text{уст.мс}} = \tau_{\text{ср}} \ln(100/\varepsilon_{\text{д}}), \quad (3.56)$$

где  $\omega_{\text{ср}} = \omega_{01} F_{\text{ос}}$ ;  $\omega_{01}$  — частота полюса разомкнутого усилителя.

Найдем время установления для усилителей, АЧХ которых соответствуют (3.45), (3.46). Для оценки влияния на переходной процесс взаимного расположения частот полюсов и нуля используем коэффициенты [21], связывающие данные частоты,  $k = \omega_{02}/\omega_z$ ,  $k = \omega_{\text{ср}}/\omega_1$ ,  $A = \omega_1/\omega_z$  (рис. 3.12). Коэффициент  $A$  представляет собой коэффициент усиления на частоте дублета (пары нуль — полюс). Представим  $\zeta$ ,  $\omega_n$  и  $\lambda$  через введенные коэффициенты:

$$\zeta = 0,5(1 + 1/A) \sqrt{Ak} + 0,5 \sqrt{A/k} / F_{\text{ос}} \approx 0,5(1 + 1/A) \sqrt{Ak}; \quad (3.57)$$

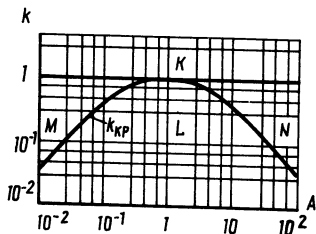


Рис. 3.13. Зависимость коэффициента  $k_{кр}$  для критического режима работы замкнутого усилителя от коэффициента  $A$ , характеризующего усиление на частоте пары нуль — полюс

$$\omega_n = \omega_1 \sqrt{k/A} = \omega_{ср} / \sqrt{kA}; \lambda = \sqrt{kA}.$$

Из выражения для коэффициента затухания  $\zeta$  находится условие обеспечения критического режима работы усилителя

$$k_{кр} = 4A / (1 + A)^2. \quad (3.58)$$

Используя (3.58), можно построить график, аналогичный приведенному в [21] и изображенный на рис. 3.13. График делит плоскость на области с различными режимами работы замкнутого усилителя. Область  $K$  (условие  $k \geq 1$ ) соответствует аperiodическому режиму без выброса, область  $L$  ( $k < k_{кр}$ ) — колебательному, области  $M$  и  $N$  ( $k > k_{кр}$ ) — аperiodическому ( $M$  — без выброса,  $N$  — с выбросом). Отсутствие аperiodического выброса в области  $M$  можно объяснить, представив соотношение (3.48) в виде

$$h(t) = 1 - C_1 \exp(-t\omega_n n_1) - C_2 \exp(-t\omega_n n_2), \quad (3.59)$$

где  $C_1 = 0,5 [1 + (\zeta - \lambda) / \sqrt{\zeta^2 - 1}]$ ;  $C_2 = 0,5 [1 + (\lambda - \zeta) / \sqrt{\zeta^2 - 1}]$ ;  $n_1 = \zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}$ ;  $n_2 = \zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}$ .

Знак у коэффициента  $C_2$  в области  $M$  меняется на противоположный, так как в этой области  $\lambda < \zeta$ , но аperiodического выброса не происходит — показатель экспоненты  $t\omega_n n_2 > t\omega_n n_1$ . Для участка функции  $k_{кр}$  при  $A < 1$  также характерен аperiodический режим без выброса, что легко проверить, подставив в (3.49) значения  $\lambda$ , которые при  $A < 1$  и  $k < 1$  всегда меньше единицы. Выброс в критическом режиме возможен только при  $A > 1$ .

Из (3.59) следует, что аperiodический выброс возникает только при изменении знака коэффициента  $C_1$ . Условие возникновения выброса

$$\lambda > \sqrt{\zeta^2 - 1} - \zeta. \quad (3.60)$$

Аperiodический выброс определяется по (3.59) относительно времени  $t_0$ , при котором первая производная функции равна нулю, и записывается следующим образом:

$$\sigma = \left[ C_1 \left( \frac{n_2 C_2}{n_1 C_1} \right)^{-n_1 / (n_2 - n_1)} + C_2 \left( \frac{n_2 C_2}{n_1 C_1} \right)^{-n_2 / (n_2 - n_1)} \right] \cdot 100\%. \quad (3.61)$$

В (3.61) вторым слагаемым можно пренебрегать ввиду его малости. Коэффициенты  $\zeta$  и  $\lambda$  можно пронормировать относительно  $\zeta_0$  и  $\lambda_0$ , определяемых при  $A=1$ :

$$\zeta/\zeta_0 = 0,5(1+1/A)\sqrt{A}; \quad \lambda/\lambda_0 = \sqrt{A}; \quad \zeta_0 = \lambda_0 = \sqrt{k} = \sqrt{\omega_{02}/\omega_z}, \quad (3.62)$$

что позволяет достаточно просто вычислять  $\zeta$  и  $\lambda$  при разных значениях  $k$  и  $A$ , характеризующих расположение частот полюсов и нуля.

Время установления в апериодическом режиме находится из соотношения (3.59), в котором второй экспонентой пренебрегаем:

$$t_{уст.мс} \approx \frac{1}{n_1} \ln \frac{100C_1}{\varepsilon_d} = \frac{1}{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}} \ln \left[ \frac{100}{\varepsilon_d} \left| \left( 1 + \frac{\zeta - \lambda}{\sqrt{\zeta^2 - 1}} \right) 0,5 \right| \right]. \quad (3.63)$$

Погрешность определения времени установления из-за отсутствия второй экспоненты будет заметна только при  $\varepsilon_d \approx 1\%$ . Выразим (3.63) через коэффициенты  $k$  и  $A$

$$\frac{t_{уст.мс}}{\tau_{ср}} \approx 0,5 kA \left( 1 + \frac{1}{A} + \sqrt{D} \right) \ln \left[ \frac{100}{\varepsilon_d} \left| 0,5 \left( 1 + \frac{1/A - 1}{\sqrt{D}} \right) \right| \right], \quad (3.64)$$

где  $\sqrt{D} = \sqrt{(1+1/A)^2 - 4/kA}$ .

Соотношение (3.64) имеет смысл для  $A > 1$  или когда  $\omega_z > \omega_{ср}$ . При  $A < 1$  частотой среза становится  $\omega_1$ , поэтому определим время установления для этой области относительно  $\tau_1$

$$\frac{t_{уст.мс}}{\tau_1} \approx 0,5 A \left( 1 + \frac{1}{A} + \sqrt{D} \right) \ln \left[ \frac{100}{\varepsilon_d} \left| \left( 1 + \frac{1-1/A}{\sqrt{D}} \right) 0,5 \right| \right]. \quad (3.65)$$

Время установления, нормированное по  $\tau_{ср}$  или  $\tau_1$ , можно также получить непосредственно из (3.63), воспользовавшись взаимосвязями постоянных  $\tau_n$ ,  $\tau_{ср}$  и  $\tau_1$ :

$$1/\tau_{ср} = \lambda/\tau_n, \quad 1/\tau_n = \lambda/k\tau_n, \quad 1/\tau_{ср} = \sqrt{kA}/\tau_n, \quad 1/\tau_1 = 1/k\tau_{ср}.$$

На рис. 3.14 представлены зависимости  $t_{уст.мс}/\tau_{ср}$  и  $t_{уст.мс}/\tau_1$  от коэффициента  $A$ , рассчитанные по (3.64) и (3.65) при разных значениях  $k$ , что характеризует изменение времени установления при изменении расположения частот  $\omega_{02}$ ,  $\omega_z$  относительно частоты среза АЧХ при разных отношениях частот  $\omega_{02}$ ,  $\omega_z$ . В критическом режиме работы замкнутого усилителя [см. формулу (3.49)] для области  $A > 1$  выброс переходной характеристики

$$\sigma = (\lambda - 1) \exp \left[ \lambda/(\lambda - 1) \right] \cdot 100\% = [(A - 1)/(A + 1)] \exp \times \\ \times \left[ -2A/(A - 1) \right] \cdot 100\%.$$

При  $A < 1$  знак этого равенства меняется на противоположный, что подтверждает отсутствие выброса для этой области. Время установления в критическом режиме находится из уравнения

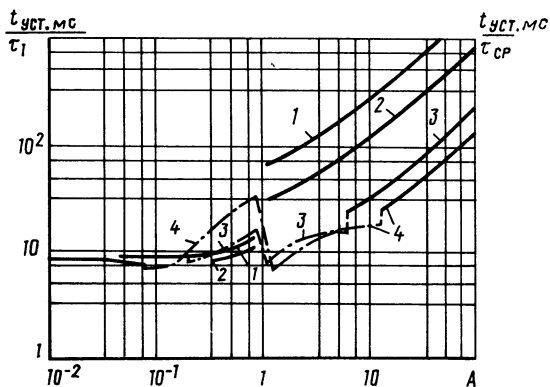


Рис. 3.14. Зависимости времени установления  $t_{уст}$  от коэффициента  $A$ , нормированные по постоянным  $\tau_{ср}$  при  $A > 1$  и  $\tau_1$  при  $A < 1$  для различных коэффициентов  $k$ : 1 —  $k=4$ , 2 —  $k=2$ , 3 —  $k=0.5$ ; 4 —  $k=0.25$  (непрерывные линии — аperiodический, штрихпунктирные — колебательный режим работы усилителя с замкнутой обратной связью)

$$t_{уст.мс}/\tau_n = \ln\{(100/\varepsilon_d)[1 - (\lambda - 1)t_{уст.мс}/\tau_n]\}.$$

Для определения максимального выброса и времени установления в колебательном режиме запишем времена, при которых переходная характеристика (3.50) принимает минимальные и максимальные значения, в виде

$$t_m = (n\pi + \theta)/\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}, \quad (3.66)$$

где  $\theta = \arccos[(\lambda - \zeta)/\sqrt{1 - 2\lambda\zeta + \lambda^2}] + \arccos \zeta$ . Подставив (3.66) в (3.50), получим

$$h_{\max(\min)}(t) = 1 + \sqrt{1 - 2\lambda\zeta + \lambda^2} \exp\left[\left(-\zeta/\sqrt{1 - \zeta^2}\right)(n\pi + \theta)\right]. \quad (3.67)$$

Максимальный выброс  $h(t)$  определяется из (3.66) при  $n=1$ :

$$\sigma = \sqrt{1 - 2\lambda\zeta + \lambda^2} \exp\left[\left(-\zeta/\sqrt{1 - \zeta^2}\right)(\pi + \theta)\right] \cdot 100\%. \quad (3.68)$$

Определив значение  $n$ , при котором  $h(t)$  входит в заданную зону с точностью  $\varepsilon_d$ , и подставив его в (3.66), найдем время установления в колебательном и затухающем режимах

$$t_{уст.мс}/\tau_n = (1/\zeta) \ln\left[(100/\varepsilon_d)\sqrt{1 - 2\lambda\zeta + \lambda^2}\right]. \quad (3.69)$$

Выразив (3.69) через коэффициенты  $k$  и  $A$ , а также пронормировав по  $\tau_{ср}$  или  $\tau_1$  в зависимости от значений  $A$ , имеем

$$\begin{aligned} t_{уст.мс} &= [2\tau_{ср}A/(1+A)] \ln\left[(100/\varepsilon_d)\sqrt{1-k}\right], \quad A > 1; \\ t_{уст.мс} &= [2\tau_1A/k(1+A)] \ln\left[(100/\varepsilon_d)\sqrt{1-k}\right], \quad A < 1. \end{aligned} \quad (3.70)$$

Графики функций (3.70), рассчитанные при  $k=0.25$  и  $k=0.5$ , приведены на рис. 3.14 (штрихпунктирные линии). При  $k < 1$  они отражают переход из аperiodического режима в колебательный в зависимости от коэффициента  $A$ .

Для усилителя, описываемого (3.46), характерным является уменьшение времени установления при использовании дублета с  $k < 1$  (рис. 3.12, б) и его увеличение, когда дублет с  $k > 1$

(рис. 3.12, *a*). Зависимость от коэффициента  $A$  проявляется в том, что при снижении усиления на частоте дублета время установления уменьшается. Изменение глубины ОС сказывается неоднозначно. С одной стороны, уменьшение глубины ОС ведет к уменьшению коэффициента  $A$ , приближает частоту дублета к частоте среза, что улучшает нормированное значение времени установления. С другой стороны (и это более значительно) увеличивается постоянная  $\tau_{cp}$  и пропорционально ей время установления.

Для усилителей, АЧХ которых аппроксимируется двухполосной функцией без нуля [см. формулу (3.51)], время установления находится из (3.63) и (3.69) при  $\lambda=0$ . В аperiодическом режиме

$$t_{уст.мс} = [\tau_n / (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})] \ln [(100/\varepsilon_d) | (1 + \zeta / \sqrt{\zeta^2 - 1}) 0,5 | ], \quad (3.71)$$

в колебательном

$$t_{уст.мс} = (\tau_n / \zeta) \ln (100/\varepsilon_d). \quad (3.72)$$

Максимальный выброс в колебательном режиме, определяемый из (3.68) при  $\lambda=0$ ,  $\sigma = \exp [(-\zeta / \sqrt{1 - \zeta^2})(\pi + \theta)] \cdot 100\%$ , что соответствует записи, приведенной в [9].

Введем коэффициент  $B$ , связывающий полюса характеристики:  $B = \omega_1 / \omega_{02}$ ,  $\omega_1 = \omega_{01} F_{oc}$ ,  $\omega_n = \omega_1 / \sqrt{B}$ . На рис. 3.15 показаны варианты расположения полюсов  $\omega_1$  и  $\omega_{02}$ . Для работы ОУ с глубокими ОС, допускающими режим повторителя, предпочтительней АЧХ на рис. 3.15, *б*, так как обеспечивается достаточный запас по фазе. В ОУ с АЧХ, показанной на рис. 3.15, *a*, требуемая устойчивость достигается при меньших значениях глубин ОС. В усилителях, у которых  $\omega_1 < \omega_{02}$ , нормированное время установления можно найти, используя связь  $\tau_1$  с  $\tau_n$ :  $t_{уст.мс} / \tau_1 = (t_{уст.мс} / \tau_n) \sqrt{B}$ . Например, для колебательного режима ( $\zeta < 1$ )

$$t_{уст.мс} / \tau_1 = (\sqrt{B} / \zeta) \ln (100/\varepsilon_d) \approx 2B \ln (100/\varepsilon_d).$$

Режим работы замкнутого усилителя можно также связать с расположением частот полюсов  $\omega_{01}$  и  $\omega_{02}$ , используя коэффициент  $B$  и его зависимость от коэффициента  $\zeta$ :

$$B = \omega_{01} F_{oc} / \omega_{02}; \quad B \approx 0,25 / \zeta^2. \quad (3.73)$$

При выборе  $\omega_1 < 0,25\omega_{02}$  или  $B < 0,25$  обеспечивается аperiодический режим работы усилителя, при  $B = 0,25$  — критический и  $B > 0,25$  — колебательный.

#### 3.4. ЧАСТОТНЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИ БОЛЬШОМ СИГНАЛЕ

К параметрам, характеризующим работу ОУ в области высоких частот и малых времен в нелинейном режиме, относятся скорость нарастания выходного напряжения  $SR$ , частота неиска-



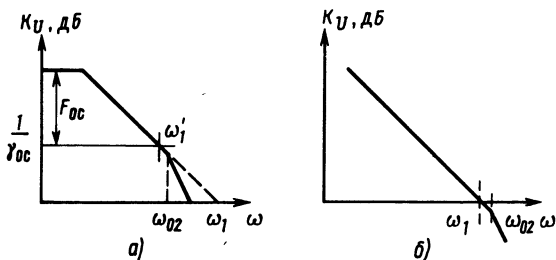


Рис. 3.15. Амплитудно-частотные характеристики усилителя с разомкнутой обратной связью, описываемого двухполюсной функцией, для случаев, когда частота второго полюса меньше (а) и больше (б) частоты среза

женного максимального выходного напряжения и время установления при большом сигнале  $t_{уст}$ .

В операторной форме выражение для выходного напряжения ОУ с АЧХ, аппроксимируемой однополюсной функцией, имеет вид

$$U_{вых}(p) = U_{вх}(p) K_{U_{ос}} / (1 + p\tau_1); \quad \tau_1 = \tau_{01} / F_{ос}, \quad (3.74)$$

где  $\tau_{01} = 1/\omega_{01}$ ;  $\omega_{01}$  — частота полюса разомкнутой АЧХ;  $U_{вх}(p) = U_{вх}/p$  — прямоугольный импульс входного сигнала с амплитудой  $U_{вх}$ . Временные функции выходного напряжения в линейном и нелинейном режимах

$$\begin{aligned} U_{вых.л}(t) &= U_{вх} K_{U_{ос}} [1 - \exp(-t/\tau_1)]; \\ U_{вых.нл}(t) &= U_{вых.пр i} [1 - \exp(-t/\tau_{01})] \end{aligned} \quad (3.75)$$

различаются между собой не только различными постоянными  $\tau_1$  и  $\tau_{01}$ , но и напряжением  $U_{вых.пр i}$ , определяемым как предельное расчетное значение выходного напряжения ОУ, к которому стремится экспонента:

$$U_{вых.пр i} = I_{макс i} R_{вых i} \prod_{i+1}^n K_{U(i+1)}, \quad (3.76)$$

где  $I_{макс i}$  — максимальный ток  $i$ -го каскада, который определяет постоянную  $\tau_{01}$ ;  $R_{вых i}$  — полное выходное сопротивление  $i$ -го каскада;  $\prod_{i+1}^n K_{U(i+1)}$  — произведение коэффициентов усиления последующих каскадов  $n$ -каскадного усилителя. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения в общем виде

$$SR = \frac{d}{dt} [U_{вых}(t)]_{t=t_0}, \quad (3.77)$$

где  $t_0$  — время, при котором вторая производная функции  $U_{вых}(t)$  равна нулю. Исследованию операционных усилителей в нелинейном режиме посвящены работы [21—27].

**Усилитель с однополюсной АЧХ.** Изменение выходного напряжения при действии на входе ступенчатого напряжения, при котором один из каскадов ОУ, полюс которого определяет спад

АЧХ, входит в режим ограничения, показано на рис. 3.16. Постоянная времени этого каскада  $\tau_{01} = R_{\text{вых}i} \times C_{\text{вых}i}$ , где  $C_{\text{вых}i}$  определяется в основном емкостью частотной коррекции  $C_{\text{кор}}$ . Скорость нарастания выходного напряжения  $SR$  для ОУ с однополусной АЧХ находится из (3.75), (3.76) в соответствии с (3.77):

$$SR = U_{\text{вых.пр}i} / \tau_{01} = I_{\text{макс}i} \prod_{i+1}^n K_{U(i+1)} / C_{\text{вых}i} \quad (3.78)$$

Возникновение нелинейного режима  $i$ -го каскада определяется из общего условия нарушения линейности усиления сигнала  $U_{\text{вых}i}(t) / U_{\text{вх}i}(t) \neq K_{Ui}$  и обуславливается ограничением максимального значения тока  $i$ -го каскада

$$I_{\text{макс}i} < \frac{K_{Ui}}{R_{\text{вых}i}} U_{\text{вх}i} = g_{mi} U_{\text{вх.м}i} \prod_{j=1}^{i-1} K_{Uj}, \quad (3.79)$$

где  $U_{\text{вх.м}}$  — входное напряжение, при котором каскад переходит в режим ограничения. По мере зарядки конденсатора  $C_{\text{вых}i}$  происходит нарастание выходного напряжения и в момент, когда неравенство (3.79) превратится в равенство, а в цепи ОС усилителя возникнет сигнал обратной связи, усилитель перейдет в линейный режим. В соответствии с этим момент перехода усилителя из нелинейного режима в линейный находится из равенства

$$[U_{\text{вх.м}} - U_{\text{вых}}(t_1) \gamma_{\text{ос}}] g_{mi} \prod_{j=1}^{i-1} K_{Uj} = I_{\text{макс}i}, \quad (3.80)$$

где  $U_{\text{вых}}(t_1) = U_{\text{вых.пр}i} [1 - \exp(-t_1 / \tau_{01})]$ .

Подставляя в (3.80)  $U_{\text{вых}}(t_1)$ , имеем

$$\exp(-t_1 / \tau_{01}) = 1 + 1 / \gamma_{\text{ос}} \prod_{j=1}^{i-1} K_{Uj} K_{Ui} \prod_{i+1}^n K_{U(i+1)} - U_{\text{вх.м}} / U_{\text{вых.пр}i} \gamma_{\text{ос}}.$$

Решая уравнение относительно времени  $t_1$ , находим

$$t_1 = -\tau_{01} \ln [1 - U_{\text{вх.м}} / (U_{\text{вых.пр}i} \gamma_{\text{ос}}) + 1 / (\gamma_{\text{ос}} K_{Uoy})] \quad (3.81)$$

или в виде, близком к представленному в [22],

$$t_1 = -\tau_{01} \ln \left[ 1 - \frac{U_{\text{вх.м}} K_{Uoc} (1 + \gamma_{\text{ос}} K_{Uoy})}{U_{\text{вх.пр}i} \gamma_{\text{ос}} K_{Uoy}} + \frac{1}{\gamma_{\text{ос}} K_{Uoy}} \right]. \quad (3.82)$$

Разложив (3.82) в ряд и ограничившись первой производной, окончательно получим

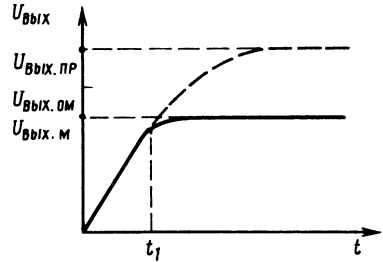


Рис. 3.16. Временная зависимость выходного напряжения при большом сигнале

$$t_1 \approx \tau_{01} \left( \frac{U_{\text{вых. м}}}{U_{\text{вых. пр}i}} - \frac{1}{\gamma_{\text{ос}} K_{U_{\text{о}y}}} \right) = \frac{U_{\text{вых. м}}}{SR} - \tau_{\text{ср}}. \quad (3.83)$$

Преобразование (3.82) в (3.83) справедливо при достаточно больших значениях входного сигнала, при которых формирование выходного напряжения идет с примерно одинаковой скоростью нарастания в диапазоне выходных напряжений усилителя. Это соответствует почти линейному наклону характеристики выходного напряжения, что отражено на рис. 3.16. Из рис. 3.16 видно также, что согласно (3.83) усилитель переходит из нелинейного режима в линейный не в момент времени  $t'_1 = U_{\text{вых. м}}/SR$ , а на постоянную времени усилителя  $\tau_{\text{ср}}$  раньше. Скорость нарастания выходного напряжения при переходе из нелинейной области в линейную ограничивается  $SR$  при большом сигнале:

$$dU_{\text{вых}}/dt|_{t=t_1} = (U_{\text{вых. м}}/\tau_{\text{ср}}) \exp(-t_1/\tau_{\text{ср}}) = SR.$$

Поэтому выходное напряжение для  $t > t_1$

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых. м}} [1 - SR\tau_{\text{ср}} \exp(-t/\tau_{\text{ср}})/U_{\text{вых. м}}]. \quad (3.84)$$

Из соотношений (3.83), (3.84) можно определить время установления при большом сигнале, которое выразится суммой времеч работы в нелинейном режиме  $t_1$  и установления при переходе из режима перегрузки в линейную область:

$$t_{\text{уст}} = t_1 + t_{\text{уст. мс}} + \tau_{\text{ср}} \ln(SR\tau_{\text{ср}}/U_{\text{вых. м}})$$

или

$$t_{\text{уст}} \approx U_{\text{вых. м}}/SR + t_{\text{уст. мс}} + \tau_{\text{ср}} [\ln(SR\tau_{\text{ср}}/U_{\text{вых. м}}) - 1]. \quad (3.85)$$

Для повышения точности в качестве  $t_1$  можно использовать выражение (3.71) или (3.82). Однако в большинстве случаев (3.85) удовлетворяет по точности, так как входной сигнал перегрузки значительно превышает минимальный сигнал, при котором каскад переходит в нелинейный режим. Например, как это будет показано далее, минимальный сигнал перегрузки для простого входного ДУ на биполярных транзисторах равен примерно 50 мВ, в то время как действующий на входе усилителя сигнал перегрузки составляет обычно 10 В.

При действии на входе синусоидального сигнала  $U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх. м}} \sin \omega t$  скорость нарастания на границе перехода из нелинейного в линейный режим работы

$$SR = (dU_{\text{вых}}/dt)|_{t=t_0} = U_{\text{вых}} \omega. \quad (3.86)$$

С другой стороны, согласно (3.78)  $SR = U_{\text{вых. пр}i} \omega_{01}$ . Приравняв данные выражения, имеем

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых. пр}i} \omega_{01} / \omega.$$

Заменив с определенной погрешностью  $U_{\text{вых. пр}i}$  на величину максимального неискаженного сигнала по амплитуде  $U_{\text{вых. ом}}$  [22], получим

$$U_{\text{вых. м}} = U_{\text{вых. ом}} f_{01} / f. \quad (3.87)$$

Соотношение (3.87) характеризует спад выходного неискаженного синусоидального сигнала с наклоном 20 дБ/дек или 6 дБ/окт.

Наиболее часто в ОУ нелинейный режим возникает во входном ДУ. Входное напряжение, при котором входной ДУ и в целом ОУ переходит в нелинейный режим, зависит от крутизны дифференциального каскада:

$$U_{\text{вх. м}} \geq I_{\text{макс}} / g_m. \quad (3.88)$$

Для входного ДУ на биполярных транзисторах (см. рис. 3.1)  $g_m = 1/r_{э1(2)}$  и согласно (3.88)  $U_{\text{вх. м}} \geq 2\varphi_T$ , так как  $I_{\text{макс}}$  — ток источника в цепи эмиттеров ДУ,  $I_{\text{макс}} = 2I_{э1,2}$ .

**Усилитель с АЧХ, соответствующей двухполосной и двухполосной с нулем функциям.** Временная зависимость нормированного коэффициента передачи усилителя с замкнутой ОС [см. формулы (3.46) и (3.51)] определяется следующим образом:

$$h(t) = 1 + e^{-t\omega_{01}} \frac{\omega_{02}}{\omega_{01} - \omega_{02}} \left(1 - \frac{\omega_{01}}{\omega_z}\right) - e^{-t\omega_{02}} \frac{\omega_{01}}{\omega_{01} - \omega_{02}} \left(1 - \frac{\omega_{02}}{\omega_z}\right). \quad (3.89)$$

Для определенности будем считать, что ОУ состоит из первых двух частотно-зависимых каскадов и третьего частотно-независимого. Предположим, что в линейный режим входит один из каскадов, например второй. Тогда выходное напряжение ОУ

$$U_{\text{вых}}(t) \doteq U_{\text{вых. пр2}} h(t) = I_{\text{макс}} 2R_{\text{вых2}} K_{U3} h(t). \quad (3.90)$$

Продифференцировав по времени (3.90), с учетом (3.89) получим временную зависимость скорости нарастания

$$SR(t) = I_{\text{макс}} 2R_{\text{вых2}} K_{U3} \frac{\omega_{01}\omega_{02}}{\omega_{02} - \omega_{01}} \left[ \left(1 - \frac{\omega_{02}}{\omega_z}\right) e^{-t\omega_{02}} - \left(1 - \frac{\omega_{01}}{\omega_z}\right) e^{-t\omega_{01}} \right]. \quad (3.91)$$

Из (3.91) найдем максимальное значение  $SR(t)$ , определив его относительно времени  $t_0$ , при котором вторая производная равна нулю:

$$SR = U_{\text{вых. пр2}} h'(t_0) = I_{\text{макс}} 2R_{\text{вых2}} K_{U3} \left[ \omega_{01}\omega_{02} / (\omega_{02} - \omega_{01}) \right] \times \\ \times \left\{ \left(1 - \frac{\omega_{01}}{\omega_z} \left[ \frac{\omega_{02}(\omega_z - \omega_{02})}{\omega_{01}(\omega_z - \omega_{01})} \right] \frac{\omega_{01}}{\omega_{02} - \omega_{01}} - \left(1 - \frac{\omega_{02}}{\omega_z}\right) \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left[ \frac{\omega_{01}(\omega_z - \omega_{02})}{\omega_{02}(\omega_z - \omega_{01})} \right] \frac{\omega_{02}}{\omega_{02} - \omega_{01}} \right\}. \quad (3.92)$$

Для двухполосной без нуля функции ( $\omega_z \rightarrow \infty$ )

$$SR = I_{\text{макс}2} R_{\text{вых}2} K_{U3} \frac{\omega_{01} \omega_{02}}{\omega_{02} - \omega_{01}} \left[ \left( \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \frac{\omega_{01}}{\omega_{02} - \omega_{01}} - \left( \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} \right) \frac{\omega_{02}}{\omega_{02} - \omega_{01}} \right]. \quad (3.93)$$

Переход усилителя из нелинейного в линейный режим работы произойдет в момент времени  $t_1$ , который можно определить из равенства

$$[U_{\text{вх. м}} - U_{\text{вых}}(t_1) \gamma_{\text{ос}}] K_{U1} K_{U2} = I_{\text{макс}2} R_{\text{вых}2}.$$

Здесь также  $I_{\text{макс}2} R_{\text{вых}2} \gg U_{\text{вх. м}}$ , поэтому можно считать, что изменение выходного напряжения идет с наклоном, равным величине максимальной скорости нарастания. Следовательно, время работы усилителя в нелинейном режиме  $t_1$  вычисляется так же, как для усилителя с однополюсной характеристикой:

$$t_1 \simeq U_{\text{вых}} / SR - \tau_{\text{ср}},$$

где  $\tau_{\text{ср}} = 1/\omega_{\text{ср}}$ ;  $\omega_{\text{ср}}$  — круговая частота среза замкнутого усилителя. Характер спада выходного неискаженного синусоидального сигнала при увеличении частоты в общем виде определяется выражением

$$U_{\text{вх. м}} = U_{\text{вх. ом}} h'(t_0) / \omega. \quad (3.94)$$

Для ОУ с двухполюсной АЧХ напряжение  $U_{\text{вх. м}}$  будет иметь спад 6 дБ/окт для частот  $\omega < \omega_{02}$  и 12 дБ/окт для  $\omega > \omega_{02}$ . Так как для частотно-скорректированных ОУ  $\omega_{02}/\omega_{01} \geq 1 + \gamma_{\text{ос}} K_{U_{\text{ОУ}}}$ , то спад неискаженного выходного напряжения определится фактически влиянием одного полюса  $\omega_{01}$ . Это относится и к переходной функции  $h(t)$ , которая трансформируется в однополюсную с частотой полюса  $\omega_{01}$ , так как в (3.91) явно выражено неравенство  $\exp(-t\omega_{02}) \ll \exp(-t\omega_{01})$ . Например, для ОУ, скорректированного при малом сигнале для работы в колебательном режиме ( $\omega_{02} = 4F_{\text{ос}}\omega_{01}$ ), из (3.93) и (3.94) получаем

$$SR = U_{\text{вх. пр}2} \omega_{01} = 0,25 I_{\text{макс}2} R_{\text{вых}2} K_{U1} K_{U2} \omega_{02}; \quad (3.94a)$$

$$U_{\text{вх. м}} = U_{\text{вх. ом}} \omega_{01} / \omega.$$

Возникновение нуля в передаточной характеристике ОУ происходит, например, при использовании частотной RC-коррекции. На рис. 3.17 показана схема замещения ОУ с R1C1-коррекцией в

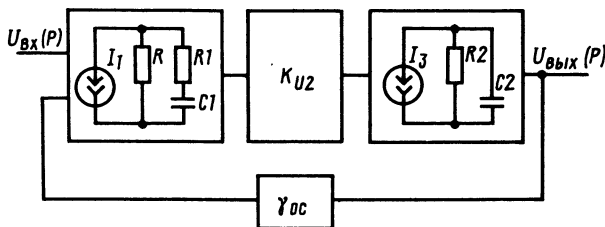


Рис. 3.17. Модель двухполюсного ОУ с частотной RC-коррекцией

первом каскаде. Постоянные времени первого и третьего каскадов (второй каскад считаем частотно-независимым), а также постоянная цепи коррекции, определяющая частоту нуля, равны  $\tau_{01} = C_1(R + R_1)$ ,  $\tau_{02} = C_2R_2$ ,  $\tau_z = C_1R_1$ . Выходное напряжение и скорость нарастания для рассматриваемого ОУ согласно (3.89), (3.91)

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых.пр1}} \left[ 1 - \frac{\tau_{01} - \tau_z}{\tau_{01} - \tau_{02}} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{01}}\right) + \frac{\tau_{02} - \tau_z}{\tau_{01} - \tau_{02}} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{02}}\right) \right]; \quad (3.95)$$

$$SR(t) = \frac{U_{\text{вых.пр1}}}{\tau_{01} - \tau_{02}} \left[ \left(1 - \frac{\tau_z}{\tau_{01}}\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_{01}}\right) - \left(1 - \frac{\tau_z}{\tau_{02}}\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_{02}}\right) \right], \quad (3.96)$$

где  $U_{\text{вых.пр1}} = I_{\text{макс1}} RK_{U2}K_{U3}$ . При  $\tau_{01} \gg \tau_{02}$  выходное напряжение можно разделить на два участка [27]: начальный с постоянной времени  $\tau_{02}$

$$U_{\text{вых1}}(t) \approx U_{\text{вых.пр1}} \frac{R_1 - C_2R_2/C_1}{R_1 + R} \left(1 - e^{-t/C_2R_2}\right) \approx \frac{U_{\text{вых.пр1}}R_1}{R_1 + R} \times \left(1 - e^{-t/C_2R_2}\right)$$

и основной с постоянной времени  $\tau_{01}$

$$U_{\text{вых2}}(t) \approx U_{\text{вых.пр1}} \left(1 - \frac{R}{R_1 + R} e^{-t/C_1(R_1 + R)}\right).$$

Максимальные скорости нарастания на начальном  $SR_1$  и основном  $SR_2$  участках

$$SR_1 = \frac{U_{\text{вых.пр1}}R}{C_2R_2(R_1 + R)}; \quad SR_2 = \frac{U_{\text{вых.пр1}}R}{C_1(R_1 + R)(R_1 + R)} = \frac{U_{\text{вых.пр1}}R}{\tau_{01}(R_1 + R)}. \quad (3.97)$$

Поскольку обычно выходное сопротивление каскада  $R$  много больше сопротивления цепи частотной коррекции  $R_1$ , то  $U_{\text{вых1}}(t) \ll U_{\text{вых2}}(t)$ , поэтому скорость нарастания выходного напряжения ОУ определяется  $SR_2$ .

**Другие случаи работы ОУ при большом сигнале.** Рассмотренные выше варианты относятся к режиму ограничения, возникающему в одном из каскадов ОУ. Но ограничение токового режима может происходить также в нескольких каскадах усилителя. Строгое решение данной задачи неизвестно. Однако в первом приближении для ОУ с ограничением в двух каскадах  $SR_{0y}$  можно найти из выражения

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых.пр2}} \left(1 - \frac{SR_j t_a}{U_{\text{вых1}}(t_a) + U_{\text{вых2}}(t_a)} e^{-t/\tau_{02}}\right),$$

где  $SR_j$  — скорость нарастания выходного напряжения усилителя, обусловленная действием предыдущего  $j$ -го каскада, входящего в режим ограничения;  $t_a$  — фиксированный момент времени в интервале нелинейного режима усилителя, которому соответствуют расчетные значения выходных напряжений в зависимости от скоростных свойств усилителя: при ограничении в  $j$ -м каскаде — напряжение  $U_{\text{вых}1}(t_a)$  при ограничении в  $i$ -м каскаде —  $U_{\text{вых}2}(t_a)$ . Учитывая, что  $U_{\text{вых}1}(t_a)/t_a = SR_j$ ,  $U_{\text{вых}2}(t_a)/t_a = SR_i$ , получаем

$$SR_{\text{oy}} = SR_i SR_j / (SR_i + SR_j). \quad (3.98)$$

Исходные величины  $SR_i$ ,  $SR_j$  определяются взаимно независимо. Например, для случая, когда из-за ограничения  $i$ -го промежуточного каскада, приводящего к исчезновению сигнала по цепи ОС и возникновению большего перепада напряжения на входе ОУ, в ограничение попадает также входной ДУ, скорость нарастания ОУ определяется (3.98), где  $SR_i = (I_{\text{макс}i} / C_{\text{вых}i}) \prod_{i+1}^n K_{U(i+1)}$ ;  $SK_j = SR_{\text{вх}} = (I_{\text{макс}1} / C_{\text{вых}1}) K_{U1}$ .

Повторители напряжения также могут оказывать влияние на скорость нарастания выходного напряжения ОУ. Чтобы это исключить, необходимо обеспечивать скорость нарастания повторителей напряжения  $SR_{\text{пн}}$  больше предполагаемой  $SR_{\text{oy}}$ . В противном случае, если  $SR_{\text{пн}} < SR_i$ , то вклад  $SR_{\text{пн}}$  учитывается по (3.98)

$$SR_{\text{oy}} \approx SR_i SR_{\text{пн}} / (SR_i + SR_{\text{пн}}),$$

где

$$SR_{\text{пн}} = (I_{\text{макс}j} / C_{\text{вых}j}) \prod_{j+1}^n K_{U(j+1)}.$$

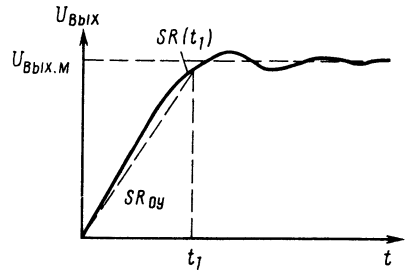
В общем случае время установления

$$t_{\text{уст}} = \frac{U_{\text{вых.м}}}{SR_{\text{oy}}} + t_{\text{уст.мс}} + \tau_{\text{ср}} \left( \ln \frac{SR_{\text{oy}} \tau_{\text{ср}}}{U_{\text{вых.м}}} - 1 \right), \quad (3.99)$$

где  $t_{\text{уст.мс}}$  определяется в зависимости от режима работы ОУ с замкнутой ОС соотношениями, приведенными в § 3.3. В качестве  $SR_{\text{oy}}$  берется расчетное или измеренное значение скорости нарастания ОУ. При анализе характеристик усилителя предполагалось, что параметры выходных цепей каскадов  $R_{\text{вых}}$ ,  $C_{\text{вых}}$  постоянны. Это верно, если, например, емкость  $C_{\text{вых}}$  задается фактически емкостью конденсатора частотной коррекции. Если выходной емкостью является нелинейная паразитная емкость полупроводниковой структуры, а выходным сопротивлением — параллельное соединение выходного сопротивления транзистора и входного сопротивления последующего каскада, особенно выходного, то для уменьшения погрешности расчета в приведенных соотношениях необходимо учитывать нелинейности.

На рис. 3.18 показано возможное изменение выходного напряжения ОУ при ограничении скорости нарастания в нескольких каскадах. На время установления оказывает значительное влияние скорость нарастания выходного напряжения вблизи момента времени  $t_1$  — перехода усилителя из нелинейного режима работы в линейный. Данное влияние можно учесть, представив (3.99) в виде

Рис. 3.18. Временная зависимость выходного напряжения при ограничении в нескольких каскадах



$$t_{уст} = \frac{U_{Ввых.М}}{SR_{ОУ}} + t_{уст.мс} + \tau_{ср} \left( \ln \frac{SR(t_i)\tau_{ср}}{U_{Ввых.М}} - 1 \right).$$

Изменения величины  $SR(t_i)$  могут быть связаны с появлением значительных нелинейных изменений параметров  $R_{Ввых}$ ,  $C_{Ввых}$  одного из каскадов, входящих в режим перегрузки. Измеренные значения времени установления ОУ могут отличаться от расчетных также из-за действия паразитных емкостей конкретных схем включения усилителей, которые вводят дополнительные нули и полюсы в передаточные характеристики.

## 4. МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

### 4.1. УМЕНЬШЕНИЕ ВХОДНЫХ ТОКОВ

Наименьшие значения входных токов  $I_{вх} = 5 \cdot 10^{-11} \dots 10^{-12}$  А имеют ОУ с входными каскадами на МДП-транзисторах. Применение на входе полевых транзисторов с  $p-n$  переходом позволяет получать  $I_{вх}$  около  $10^{-10} \dots 10^{-11}$  А, транзисторов супербета —  $10^{-9} \dots 10^{-10}$  А, обычных биполярных транзисторов — от  $10^{-9}$  А до единиц микроампер и более в зависимости от токовых режимов входных транзисторов. Использование схем компенсации во входных ДУ на биполярных транзисторах дает возможность уменьшить исходные значения входных токов более чем на порядок. Это обеспечивает в некоторых случаях получение входных токов в ОУ на биполярных транзисторах, сравнимых с токами полевых транзисторов, особенно с учетом их температурной стабильности.

На рис. 4.1 представлены схемы компенсации входных токов. Для схемы на рис. 4.1, а входной ток

$$I_{вх.к} = I_{Бп} - I_{Бр} \approx \frac{I_1}{2(1+\beta_n)} \left( 1 - \frac{\beta_n}{1+\beta_n} \frac{\beta_p}{1+\beta_p} \right) + I_{КБО_p} - I_{КБО_n},$$

где  $I_1$  — источник тока во входном ДУ. Индексы  $n$  и  $p$  соответствуют типам транзисторов  $n-p-n$  и  $p-n-p$ . Равенство



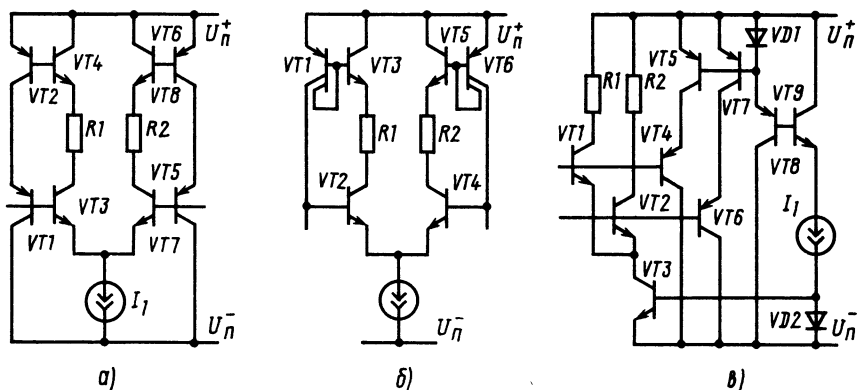


Рис. 4.1. Схемы компенсации входных токов

получено в предположении, что коэффициенты  $\beta$  внутри каждого типа транзисторов равны между собой и  $\beta_n \neq \beta_p$ .

Компенсация входных токов транзисторов  $VT_2, VT_4$  схемы ДУ на рис. 4.1, б достигается подключением коллекторов транзисторов  $VT_1, VT_6$ , значения коллекторных токов которых близки к базовым токам транзисторов  $VT_3, VT_5$ . Для этого используется включение «боковых»  $p-n-p$  транзисторов с  $\beta_p=1$ . В схеме на рис. 4.1, в компенсации входных токов добавляются выполнением приблизительного равенства  $I_{K5(7)} \approx 0,5I_{K3}(1+\beta_p)/(1+\beta_n)$ .

Более сложная схема входного каскада с использованием компенсации входных токов приведена на рис. 4.2. Каскад состоит из двух ДУ, причем режимные токи в ДУ1 (транзисторы  $VT_1-VT_6$ ) и ДУ2 (транзисторы  $VT_14-VT_17$ ) выбираются примерно равными. Кроме того, включение коллектора транзистора  $VT_7$  в базовую цепь транзистора  $VT_17$  позволяет в ДУ2 отслеживать изменение режимного тока входного ДУ1. Наряду с компенсацией входных токов в данной схеме возможно также увеличение скорости нарастания выходного напряжения благодаря суммированию коллекторных токов ДУ1 и ДУ2 в схеме перевода ПФ сигнала в однофазный (транзисторы  $VT_1, VT_4, VT_8, VT_9$ ).

На рис. 4.3 представлена схема компенсации, примененная в ОУ типа HA2600 фирмы Harris (США). Ее принципиальным отличием от предыдущих схем является стабилизация напряжений  $U_{КЭ}$  транзисторов схемы компенсации  $VT_2-VT_5$  и  $VT_8-VT_11$  во всем диапазоне изменения напряжения СФ сигнала. Транзисторы схемы компенсации имеют фиксированные значения напряжений  $U_{КБ}$  (около нуля). Это позволяет учесть зависимость  $\beta$  от напряжения  $U_{КЭ}$  и улучшить компенсацию входных токов.

Наименьшие значения входных токов ОУ на биполярных транзисторах (около  $10^{-11}$  А) получены в схеме входного каскада ОУ на рис. 4.4 [28]. Благодаря применению транзисторов супер-

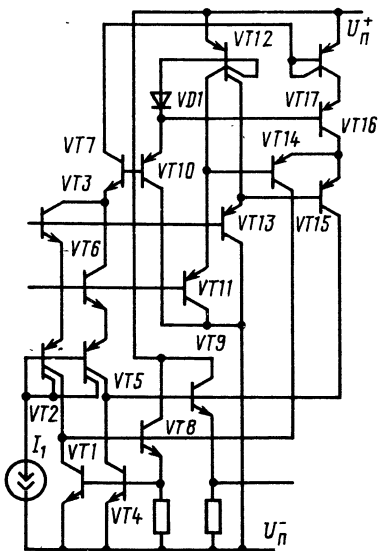


Рис. 4.2. Компенсация входных токов в схеме, построенной с использованием ДУ

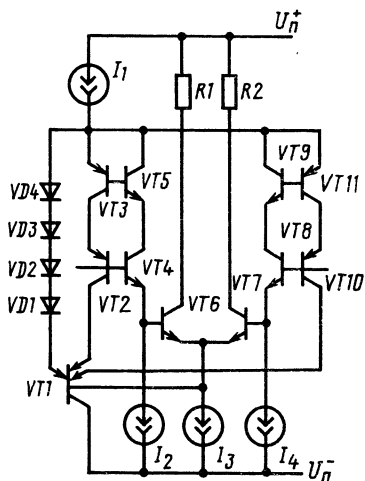


Рис. 4.3. Схема входного ДУ усилителя типа HA2600

бета  $VT1$ ,  $VT4$  исходные значения входных токов без компенсации равны 2 нА. Режимные токи транзисторов  $VT1$ ,  $VT4$  и  $VT7$ — $VT9$  равны между собой и составляют 4 мкА. Компенсация обеспечивается использованием отрицательной ОС с помощью транзистора  $VT7$ , который идентичен транзисторам  $VT1$ ,  $VT4$ . Следовательно, эмиттерный ток транзистора  $VT6$  равен утроенному значению базового тока транзистора  $VT7$  (около 6 нА).

#### 4.2. ИСТОЧНИКИ ТОКА В СХЕМАХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Стабильность параметров и характеристик интегральных ОУ обеспечивается применением специальных схем источников тока. Простейшим источником тока является схема с диодной стабилизацией (рис. 4.5):

$$I_{\text{ист}} = I_{K1} = \frac{U_{31} - U_{32}}{R_1} = \left[ \varphi_T \left( \ln \frac{U_n^+ + |U_n^-| - U_3}{I_{31} R_2} + \ln \frac{A_{31}}{A_{32}} \right) \right] / R_1. \quad (4.1)$$

При практических расчетах соотношение (4.1) решается относительно сопротивления  $R_1$ . Например, для получения  $I_{K1} = 40$  мкА, считая  $I_{31} = 0,5$  мА и  $A_{31} = A_{32}$ , необходимо выбрать  $R_1 = [\varphi_T \ln(I_{32}/I_{31})] / I_{K1} = 1,58$  кОм.

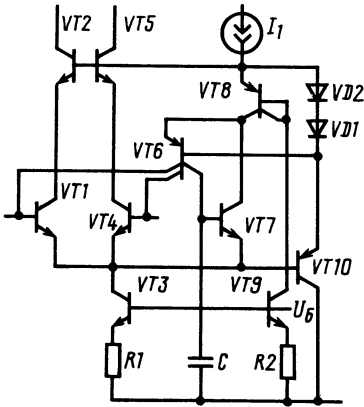


Рис. 4.4. Схема компенсации входных токов в ДУ, построенном с применением супербета транзисторов

$\eta_R = 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$  и для диапазона от  $+25$  до  $+125^\circ\text{C}$  ( $\Delta T_2 = 100^\circ\text{C}$ ) коэффициенты  $\eta_{\beta} = 15 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ ,  $\eta_R = 11,7 \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ , имеем  $\eta_{I_{K1}} \Delta T_1 = 185,98 \cdot 10^{-3}$  и  $\eta_{I_{K2}} \Delta T_2 = -250 \cdot 10^{-3}$ . Изменение знака для диапазона температур  $\Delta T_2$  означает изменение направления температурного дрейфа тока с увеличением температуры. Относительное изменение тока  $I_{K1}$ , равное  $(\Delta I_{K1}/I_{K1}) \times 100\%$ , составляет для  $\Delta T_1$  около 18%, для  $\Delta T_2$  — 25%. Абсолютные изменения тока  $I_{K1}$  при  $T = -60^\circ\text{C}$  равны 47,43 мкА и при  $T = 125^\circ\text{C}$  50 мкА. Применение резисторов с меньшим ТКС, например пленочных, приведет к обратно пропорциональной зависимости от температуры  $\eta_{I_{K1}} \approx [I_{\Sigma 1} R_1 / (I_{\Sigma 1} R_1 + \Phi_T)] / T$ .

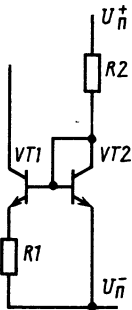


Рис. 4.5. Диодно-стабилизированный источник тока

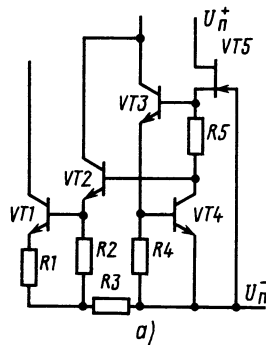
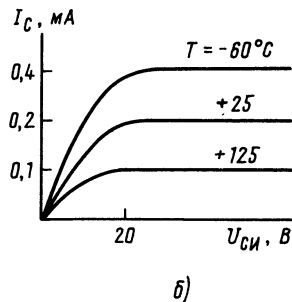


Рис. 4.6. Источник тока с применением полевого транзистора (а) и вольт-амперная характеристика полевого транзистора (б)



На рис. 4.6, а представлена более совершенная схема источника тока. Стабилизацию тока при изменении напряжений источников питания обеспечивает полевой транзистор  $VT5$ , каналом которого является эпитаксиальная область  $n$ -типа, а затвором — область  $p$ -типа, а также  $p^+$ -изоляция и  $p^-$ -подложка. Включение данного транзистора иногда называют также балк-резистором, хотя непосредственно эффект снижения тока при уменьшении  $U_{СИ}$  наблюдается только при снижении напряжений  $U_n^+$ ,  $U_n^- \pm 10$  В, как это видно из стоковых характеристик транзистора  $VT5$  при разных температурах (рис. 4.6, б). Для температурной компенсации изменений стоковых характеристик применяется балк-резистор  $R5$ . Стабилизированный коллекторный ток транзистора  $VT1$  при  $R_3 = 0$

$$I_{K1} = \varphi_T \ln [(I_{\mathcal{O}4} + I_{\mathcal{O}3}) / (I_{\mathcal{O}1} + I_{\mathcal{O}2})] / R_1 + I_{C5} R_5 / R_1. \quad (4.3)$$

Резистор  $R3$  включают в схему источника, когда необходимо уменьшить  $I_{K1}$  до 5...10 мкА. Данный источник тока имеет аналогичную для схемы с диодной стабилизацией температурную зависимость.

Большое распространение в интегральных ОУ получили источники стабильных токов с применением положительной ОС. Примером такого источника является схема на рис. 4.7. Вспомогательным источником тока  $I_1$  запускается нижний источник тока — транзистор  $VT1$ , диод  $VD5$  и резистор  $R1$ . Благодаря положительной ОС происходит нарастание тока в цепях транзисторов и диодов всего источника до достижения значения

$$I_{K1} = [\varphi_T \ln (I_{VD5} / I_1 + A_{\mathcal{O}1} / A_{\mathcal{O}5})] / R_1. \quad (4.4)$$

Для того чтобы токи  $I_{\mathcal{O}1}$ ,  $I_{VD5}$  установились равными, площади переходов транзистора  $VT1$  и диода  $VD5$  выбираются из соотношения  $A_{\mathcal{O}1} / A_{VD5} = \exp (I_{K1} R_1 / \varphi_T)$ . Вспомогательный источник тока может быть отключен после установления режимного тока в источнике с помощью дополнительных цепей или не отключаться, если  $I_1 \ll I_{K1}$ , например когда  $I_1$  является базовым током транзистора.

Стабилизированный источник тока, выполненный на транзисторах одного типа проводимости, представлен на рис. 4.8. Коллекторный ток транзистора  $VT4$  источника тока

$$I_{K4} = (\Delta U_{\mathcal{O}3,4} + I_{R4} R_4) / R_5,$$

а при отношении площадей эмиттерных переходов интегральных транзисторов  $VT3$ ,  $VT4$   $A_{\mathcal{O}3} / A_{\mathcal{O}4} = I_{\mathcal{O}3} / I_{\mathcal{O}4}$  ток  $I_{K4} = I_{R4} R_4 / R_5$ . Температурная стабилизация обеспечивается выбором близких значений токов  $I_{R2}$  и  $I_{R3}$  с учетом того, что температурные коэффициенты изменений данных токов имеют разный знак.

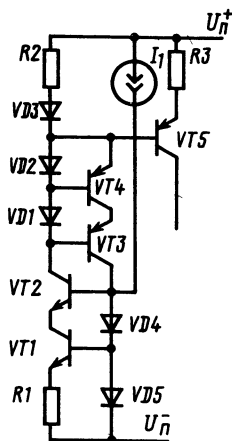


Рис. 4.7. Источник тока с положительной обратной связью

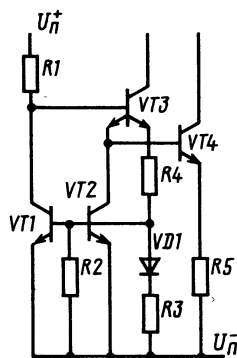


Рис. 4.8. Источник тока на транзисторах одного типа проводимости

#### 4.3. ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ

Устойчивость ОУ достигается применением частотной коррекции, от правильного выбора элементов которой зависят частотные свойства и быстродействие усилителей. На рис. 4.9 показана структура ОУ с двухкаскадным усилением по напряжению и повторителем напряжения (ПН) с различными вариантами включения цепей частотной коррекции; на рис. 4.10 приведена схема замещения данного усилителя. Постоянные времени каскадов ОУ (см. рис. 4.9) без подключения частотной коррекции равны  $\tau_{01} = (R_{\text{вых}1} \parallel R_{\text{вх}2}) C_{\text{вых}1}$ ,  $\tau_{02} = (R_{\text{вых}2} \parallel R_{\text{вх.пн}}) C_{\text{вых}2}$ ,  $\tau_{03} = (R_{\text{вых.пн}} \parallel R_{\text{п}}) C_{\text{п}}$ , где  $R_{\text{вх}i}$ ,  $R_{\text{вых}i}$  — входное и выходное сопротивления  $i$ -го каскада,  $i=1,2$ ;  $C_{\text{вых}i}$  — выходная емкость каскада (параметры определялись в § 3.3). Некорректированная АЧХ усилителя с разомкнутой связью (рис. 4.11) имеет частоты полюсов  $\omega_{01} = 1/\tau_{01}$ ,  $\omega_{02} = 1/\tau_{02}$ ,  $\omega_{03} = 1/\tau_{03}$  и записывается в виде

$$K_{U_{\text{oy}}}(p) = K_{U_{\text{oy}}}/(1 + p\tau_{01})(1 + p\tau_{02})(1 + p\tau_{03}).$$

Иногда необходимо учитывать частотные свойства транзисторов, например в ОУ с «боковыми»  $p$ - $n$ - $p$  транзисторами. Это можно отразить введением дополнительного полюса или, если  $\omega_{\text{т}} = 2\pi f_{\text{т}}$  значительно меньше  $\omega_{03}$ , пренебрежением полюса, образуемого выходным каскадом.

Подключение корректирующего конденсатора по варианту 1 на рис. 4.9 (на схеме замещения  $C_{\text{кор}} = C_{\text{кор}1}$ ,  $R_{\text{кор}} = 0$ ) при условии, что

$$\begin{aligned} \tau_{\text{кор}} &= (R_{\text{вых}1} \parallel R_{\text{вх}2})(C_{\text{кор}1} + C_{\text{вых}1}) = \\ &= \tau_{02}(1 + \gamma_{\text{ос}} K_{U_{\text{oy}}})/B, \end{aligned} \quad (4.5)$$

позволяет пренебречь постоянной  $\tau_{03}$  и определить скорректированную АЧХ (график 1 на рис. 4.11) как двухполосную функцию. В зависимости от значений коэффициента  $B$ , рассмотренного в § 3.2, в схеме замкнутого ОУ будет наблюдаться апериодический ( $B > 0,25$ ) или колебательный ( $B < 0,25$ ) режим работы. Из (4.5) находим требуемую емкость

$$C_{кор1} = C_{вых2} F_{ос} (R_{вых2} \parallel R_{вх.пн}) / B \times \times (R_{вых1} \parallel R_{вх2}) - C_{вых1}. \quad (4.6)$$

Предположим, что  $(R_{вых2} \parallel R_{вх.пн}) / (B(R_{вых1} \parallel R_{вх2})) = 1$ ,  $C_{вых2} = 1,5$  пФ. Пренебрегая  $C_{вых1}$ , получаем, что  $C_{кор1} = 1,5 F_{ос}$  [пФ]. Для работы ОУ в режиме повторителя необходимо, чтобы  $C_{кор1} \geq 1,5 K_{уц}$  [пФ], т. е. чтобы емкость коррекции составляла десятки и сотни тысяч пикофард. Естественно, что уменьшение глубины ОС позволяет уменьшать  $C_{кор1}$ , при этом частота среза примерно сохраняется. На рис. 4.11 показана глубина ОС  $F_{ос}$ , при которой не требуется коррекция в ОУ.

Включение RC-цепи частотной коррекции по варианту 2 на схеме рис. 4.9 позволяет расширить частотную полосу усиления (график 2 на рис. 4.11). Коэффициент усиления первого каскада с RC-коррекцией в операторном виде

$$K_{U1}(p) = \frac{K_{U1}(1 + pC_{кор2}(R_{кор2} + R_{вых1}) + C_{вых1}R_{вых1}) + pC_{кор2}R_{кор2}}{1 + p[C_{кор2}(R_{кор2} + R_{вых1}) + C_{вых1}R_{вых1}] + p^2C_{кор2}R_{вых1}C_{вых1}R_{кор2}} \approx K_{U1}(1 + pC_{кор2}R_{кор2}) / [1 + pC_{кор2} \times \times (R_{вых1} + R_{кор2})](1 + pC_{вых1}R_{кор2}).$$

На рис. 4.12 показаны АЧХ и ФЧХ первого каскада ОУ с RC-коррекцией, где  $\omega_{кор2} = 1 / C_{кор2}(R_{вых1} + R_{кор2})$  — низкочастотный полюс коррекции;  $\omega_z = 1 / C_{кор2}R_{кор2}$  — частота нуля;  $\omega_{вых1} = 1 / C_{вых1}R_{кор2}$  — высокочастотный полюс.

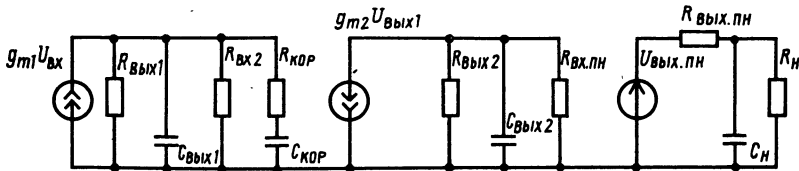


Рис. 4.10. Схема замещения ОУ при подключении цепей частотной коррекции

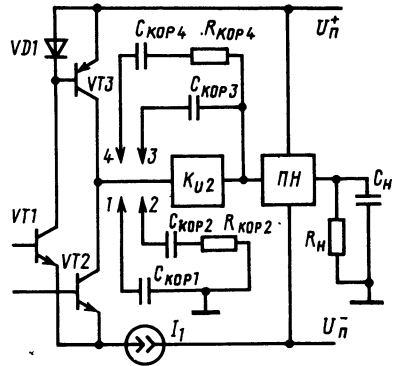


Рис. 4.9. Подключение цепей коррекции в схеме ОУ

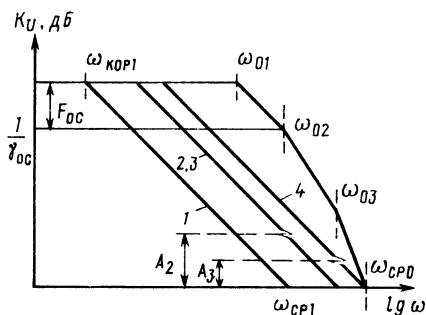


Рис. 4.11. Амплитудно-частотная характеристика разомкнутого ОУ при подключении цепей частотной коррекции

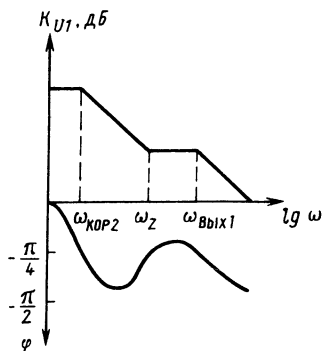


Рис. 4.12. Амплитудно- и фазочастотные характеристики первого каскада с применением частотной RC-коррекции

### Общий коэффициент усиления ОУ

$$K_{U_{oy}}(p) = \frac{K_{U_{oy}}(1+p\tau_z)}{(1+p\tau_{кор2})(1+p\tau_{02})(1+p\tau_{03})(1+p\tau_{вых1})}$$

При сопряжении частоты нуля со вторым полюсом АЧХ ( $\omega_z = \omega_{02}$ ), пренебрегая  $\omega_{вых}$ , получаем  $K_{U_{oy}}(p) = K_{U_{oy}} / ((1+p\tau_{кор2})(1+p\tau_{03}))$ . В этом варианте элементы цепи коррекции выбираются из условий  $\omega_z = \omega_{02}$  и  $\omega_{кор2} F_{oc} = B\omega_{03}$ :

$$C_{кор2} = \frac{C_n R_{вых.пн} F_{oc}}{(R_{кор2} + R_{вых1} \parallel R_{вх2}) B}, \quad R_{кор2} = \frac{C_{вых2}}{C_{кор2}} R_{вых2} \parallel R_{вх.пн}. \quad (4.7)$$

Если вместо  $\omega_{03}$  необходимо учитывать частотные свойства транзисторов  $\omega_{\tau}$ , то  $C_{кор2}$  находится из равенства  $C_{кор2} = F_{oc} / B\omega_{\tau} (R_{вых1} \parallel R_{вх2})$ . Данный вариант частотной коррекции также требует применения больших значений  $C_{кор2}$ . Например, при  $R_{вых.пн} = 0,1$  кОм,  $R_{вых1} \parallel R_{вх2} = 100$  кОм,  $C_n = 100$  пФ и  $K_{U_{oy}} = 10^5$   $C_{кор2} = C_n \cdot 10^{-3} \cdot F_{oc} / B$ . При  $\gamma_{oc} = 1$  и  $B = 0,25$  получим  $C_{кор2} = 4 \cdot 10^4$  пФ.

Уменьшение емкости достигается в вариантах 3, 4 включения элементов частотной коррекции в цепь ОС второго усилительного каскада (см. рис. 4.9), на схеме замещения рис. 4.10  $C_{кор} = C_{кор3(4)}(1 + K_{U2})$ . При варианте 3 емкость коррекции

$$C_{кор3} = \tau_{03} F_{oc} / B (R_{вых} \parallel R_{вх2}) (1 + K_{U2}). \quad (4.8)$$

При тех же условиях, что и выше, а также при  $K_{U2} = 500$ ,  $\gamma_{oc} = 1$ ,  $B = 0,25$  из (4.8) получим требуемую емкость коррекции  $C_{кор} = 80$  пФ. Увеличение сопротивления  $R_{вых1} \parallel R_{вх2}$  до 300 кОм позволяет применять  $C_{кор} = 30$  пФ.

Включение емкости коррекции в цепь ОС второго каскада иногда рассматривают также с позиции исключения второго полюса посредством введения нуля на этой частоте [9]. Представим постоянную времени  $\tau_{кор3}$  в виде  $\tau_{кор3} = C_{кор3} [1 + K_{U2}(p)]$ , где  $K_{U2}(p) = K_{U2}/(1 + p\tau_{02})$ . Подставив ее в выражение для коэффициента усиления первого каскада, получим

$$K_{U1}(p) = K_{U1} / [1 + pC_{кор3} (R_{вых1} \parallel R_{вх2})] K_{U2}(p) \approx \\ \approx \frac{K_{U1} [1 + pC_{вых2} (R_{вых2} \parallel R_{вх.пн})]}{1 + pC_{кор3} (R_{вых1} \parallel R_{вх2}) K_{U2}}$$

Отсюда следует, что в коэффициенте усиления первого каскада возникает нуль на частоте, равной  $\omega_{02}$ . Произведение коэффициентов усиления первого и второго каскадов приведет к взаимному сокращению нуля и второго полюса частотной характеристики. Результирующий коэффициент усиления ОУ  $K_{Uoy}(p) = K_{Uoy}/(1 + p\tau_{кор3})(1 + p\tau_{03})$  соответствует АЧХ 3 на рис. 4.11.

Наибольшее расширение полосы частот усилителя получается при использовании коррекции в цепи ОС второго усилительного каскада, в схеме замещения на рис. 4.10  $C_{кор} = C_{кор4} (1 + K_{U2})$ ,  $R_{кор} = R_{кор4}$ . В этом варианте включения цепи коррекции ее элементы находятся из условия обеспечения равенства частоты вводимого в передаточную характеристику нуля  $\omega_z$  частоте  $\omega_{03}$  при  $\omega_{кор4} F_{ос} \geq \omega_{04}$ , где  $\omega_{04}$  — четвертый полюс характеристики, или вместо  $\omega_{04}$  выбирается частота среза  $\omega_{ср0}$  некорректированной АЧХ (см. рис. 4.11):

$$R_{кор4} = 1/\omega_{03} C_{кор4} (1 + K_{U2}), \\ C_{кор4} \geq F_{ос}/\omega'_{ср1} (R_{вых1} \parallel R_{вх2}) (1 + K_{U2}). \quad (4.9)$$

Рассмотрим влияние глубины ОС в усилителе на выбор элементов RC-коррекции. Для коррекции по варианту 2 (см. рис. 4.9), учитывая (4.7), можно записать

$$C_{кор2} = \frac{F_{ос}}{\omega_{03} (R_{вых1} \parallel R_{вх2} + R_{кор2}) B} \approx \\ \approx \frac{K_{Uoy} \gamma_{ос}}{\omega_{03} (R_{вых1} \parallel R_{вх2} + R_{кор2}) B} \quad (4.10)$$

$$R_{кор2} = \frac{1}{C_{кор2} \omega_{02}} \approx R_{вых1} \parallel R_{вх} \frac{\omega_{03} B}{\omega_{02} K_{Uoy} \gamma_{ос}} \quad (4.11)$$

Из (4.10) следует, что в инвертирующем повторителе напряжения допускается применение в два раза меньшей емкости, чем при включении ОУ в качестве неинвертирующего повторителя. Если для конкретной схемы ОУ определить значения  $C_{кор2}^1$ ,  $R_{кор2}^1$  при  $\gamma_{ос} = 1$ , то можно рассчитывать элементы коррекции в зависимости от изменения коэффициента  $K_{Uос}$ :



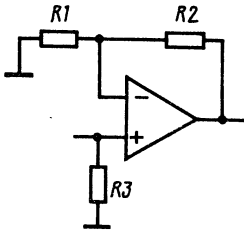


Рис. 4.13. Включение ОУ с обратной связью

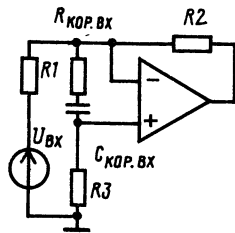
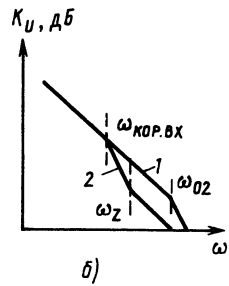


Рис. 4.14. Включение RC-коррекции по входу ОУ (а) и его АЧХ (б):



1 — без коррекции, 2 — с коррекцией

$$C_{кор2} = C_{кор2}^1 \gamma_{ос} = C_{кор2}^1 R_1 / (R_1 + R_2), \quad R_{кор2} = R_{кор2}^1 (1 + R_2 / R_1), \quad (4.12)$$

где  $R_1, R_2$  — сопротивления резисторов цепи ОС на рис. 4.13.

Благодаря коэффициенту  $B$ , связанному с  $\zeta$  ( $B = 0,25/\zeta^2$ ), при выборе элементов коррекции обеспечивается требуемая устойчивость замкнутого ОУ. Устойчивость можно определить и по ФЧХ

$$\varphi = -\arctg(\omega/\omega_{01}) - \arctg(\omega/\omega_{03}) = -\pi/2 - \arctg B. \quad (4.13)$$

Например, запасу по фазе  $45^\circ$  (фазовый сдвиг  $135^\circ$ ) или колебательному процессу переходной характеристики ОУ с коэффициентом затухания  $\zeta = 0,5$  или  $B = 1$  соответствует  $\omega_{кор2} F_{ос} = \omega_{03}$ . При  $B = 0,25, \zeta = 1$  имеем критический режим, запас по фазе равен  $76^\circ$  (фазовый сдвиг  $104^\circ$ ).

Расчеты элементов RC-коррекции также можно проводить, используя частоту второго полюса  $\omega_{02}$  и коэффициент усиления на этой частоте  $A_2 = \omega_{кор2} F_{ос} / \omega_{02} = \omega_{03} B / \omega_{02}$  (см. рис. 4.11). Так как

$$\omega_{03} B = A_2 \omega_{02}, \quad (4.14)$$

то, подставив (4.14) в (4.10) и (4.11), получим

$$C_{кор2} \geq \frac{K_{Uoy} \gamma_{ос}}{A_2 \omega_{02} (R_{вх1} \parallel R_{вх2} + R_{кор2})},$$

$$R_{кор2} = R_{вх1} \parallel R_{вх2} \frac{A_2}{K_{Uoy} \gamma_{ос}}. \quad (4.15)$$

Включение RC-коррекции в цепь ОС второго каскада (вариант 4 на рис. 4.9) приводит к увеличению  $C_{кор4}$  в  $(1 + K_{U2})$  раз, что необходимо отразить в расчетных выражениях, например (4.15), с учетом (4.9):

$$C_{кор4} \geq \frac{K_{Uoy} \gamma_{ос}}{A_3 \omega_{03} (R_{вх1} \parallel R_{вх2}) (1 + K_{U2})}$$

$$R_{\text{кор}4} = R_{\text{вых}1} \parallel R_{\text{вх}2} \frac{A_3(1+K_{U2})}{K_{Uoy}\gamma_{oc}}. \quad (4.16)$$

В качестве коэффициента  $A_3$  в (4.16) принимается коэффициент усиления на частоте  $\omega_{03}$ , как это показано на рис. 4.11.

При включении  $RC$ -коррекции по входу ОУ (рис. 4.14, а) коэффициент усиления с разомкнутой связью равен

$$\begin{aligned} K_{Uoy}(p) &= K_{Uoy} Z_{\text{вх.кор}}(p) / [Z_{\text{вх.кор}}(p) + \\ &+ R_1 + R_3] = K_{Uoy} (1 + p R_{\text{кор.вх}} C_{\text{кор.вх}}) / [1 + \\ &+ p(R_{\text{кор.вх}} + R_1 + R_3) C_{\text{кор.вх}}], \end{aligned}$$

что означает введение нуля и полюса на частотах

$$\begin{aligned} \omega_z &= 1/R_{\text{кор.вх}} C_{\text{кор.вх}}; \\ \omega_{\text{кор.вх}} &= 1/(R_{\text{кор.вх}} + R_1 + R_3) C_{\text{кор.вх}}. \end{aligned} \quad (4.17)$$

В зависимости от конкретных ОУ введение  $RC$ -коррекции по входу приводит к появлению добавочного полюса или коррекции основного полюса. В первом случае исходная АЧХ 1 на рис. 4.14, б трансформируется в характеристику 2. Во втором случае скорректированная АЧХ будет соответствовать графикам 2, 3 на рис. 4.11, а элементы  $RC$ -коррекции по входу будут определяться выражениями

$$\begin{aligned} R_{\text{кор.вх}} &= (R_1 + R_3) / (F_{oc} \omega_{02} / \omega_{cp1} - 1); \\ C_{\text{кор.вх}} &\geq F_{oc} \omega_{cp1} / (R_{\text{кор.вх}} + R_1 + R_3). \end{aligned} \quad (4.18)$$

Частота  $f_{cp1}$  может быть заменена на величину  $B\omega_{03}$ . При  $K_{Uoy} > 10^3$  единиц в выражении (4.18) для  $R_{\text{кор.вх}}$  можно пренебречь. Раскрыв величину  $F_{oc}$ , получим

$$\begin{aligned} R_{\text{кор.вх}} &= (R_1 + R_3) \omega_{cp1} / K_{Uoy} \omega_{02} \gamma_{oc}; \\ C_{\text{кор.вх}} &\geq K_{Uoy} \gamma_{oc} / \omega_{cp1} (R_{\text{кор.вх}} + R_1 + R_3). \end{aligned} \quad (4.19)$$

Определив для конкретного ОУ элементы  $RC$ -коррекции согласно (4.18) или (4.19) в режиме повторителя, из выражений (4.12) можно найти новые значения элементов коррекции при изменении коэффициента усиления замкнутого усилителя. Коррекция по входу часто применяется в широкополосных ОУ, для которых условие минимально-фазовой системы, т. е. соответствие между АЧХ и ФЧХ, может не выполняться. В этом случае частота нуля сопрягается с частотой, на которой фазовый сдвиг составляет  $90^\circ$ . Для широкополосных ОУ, в которых имеются параллельные каналы, ФЧХ определяется в основном высокочастотным каналом. Поэтому в (4.18), (4.19) вместо  $K_{Uoy}$  необходимого подставить  $K_{U_{вч}}$  — коэффициент усиления по высокочастотному каналу.

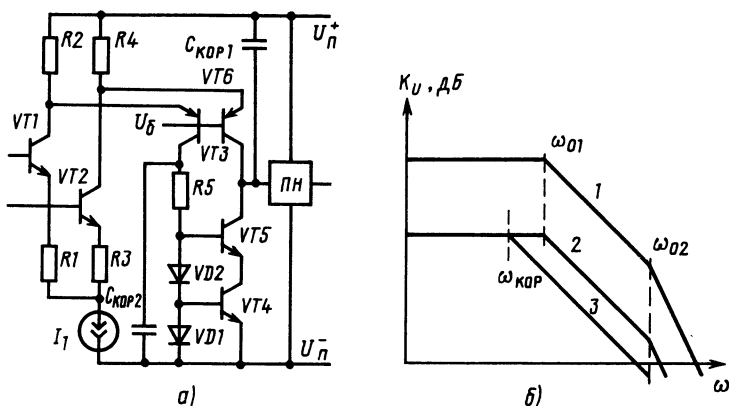


Рис. 4.15. Усилитель, выполненный по каскодной схеме (а), и его АЧХ (б):  
 1 —  $R_1 = R_3 = 0$ ; 2, 3 —  $R_1 = R_3 \neq 0$

#### 4.4. УЛУЧШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Улучшение быстродействия в схемах ОУ может достигаться тремя способами — увеличением режимных токов, уменьшением емкости коррекции и применением динамического увеличения тока в момент перегрузки. Первый способ очевиден, поэтому он не рассматривается. Для уменьшения емкости коррекции используют ОУ с реализацией усиления по напряжению в одной каскодной схеме (рис. 4.15, а). Дальнейшее снижение емкости коррекции в данной схеме ОУ обеспечивается введением местной ОС по току во входном ДУ посредством включения резисторов  $R_1$ ,  $R_3$ , что приводит к изменению исходной АЧХ (рис. 4.15, б). Для ОУ с АЧХ 2 требуется меньшая емкость  $C_{кор1}$ , чтобы обеспечить устойчивость замкнутого включения усилителя. Кроме того, включение дополнительной емкости коррекции  $C_{кор2}$  позволяет на высоких частотах дополнительно ослабить усиление в полусхеме усилителя на транзисторах  $VT_4$ ,  $VT_5$ , что также способствует уменьшению  $C_{кор1}$ . При  $C_{кор1} = 5$  пФ и коллекторных токах транзисторов  $VT_3$ ,  $VT_6$  и  $VT_4$ ,  $VT_5$  в состоянии покоя, равных 0,25 мА, получаем скорость нарастания  $SR = 2I_{К6(5)}/C_{кор1} = 100$  В/мкс. Частота среза при единичном усилении  $f_{ср}$  может быть найдена из равенства  $K_{U_{Oy}}\omega_{кор} = \omega_{ср1}$ , справедливое при условии, что скорректированная АЧХ 3 на рис. 4.15, б, имеет однополюсную характеристику

$$f_{ср1} = 1/2\pi(r_{с1,2} + R_{1,3} + R_{г1,2}/\beta)(C_{кор} + C_{\Sigma пар}), \quad (4.20)$$

где  $C_{\Sigma пар}$  — суммарная паразитная емкость в общей точке коллекторов транзисторов  $VT_5$ ,  $VT_6$ .

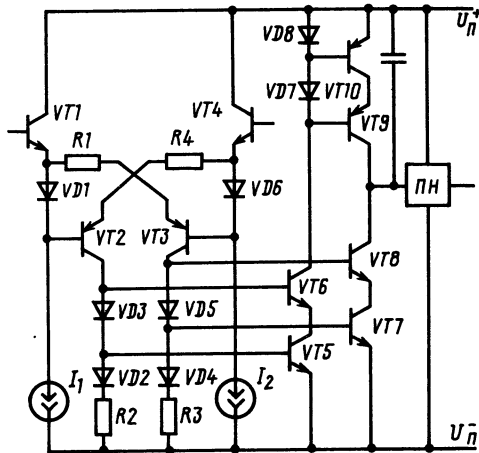


Рис. 4.16. Усилитель с динамическим увеличением тока

При  $r_{э1,2} + R_{1,3} = 2$  кОм,  $C_{кор} + C_{\Sigma пар} = 5$  пФ и  $R_{г1,2} \rightarrow 0$  частота единичного усиления 15,9 МГц. При включении этого ОУ в качестве ПН время установления, найденное из (3.85) при  $U_{вых} = 10$  В,  $f_{ср1} = 15$  МГц,  $\epsilon_d = 0,1\%$ , составляет 139 нс.

Принцип динамического увеличения тока при перегрузке можно показать на примере ОУ, приведенного на рис. 4.16. Коллекторный ток транзистора  $VT8(VT9)$  связан с коллекторным током транзистора  $VT2(VT3)$  соотношением

$$I_{K8(9)} = I_{R3(2)} (I_{э07(5)} / I_{д04(2)}) \exp(I_{R3(2)} R_{3(2)} / \Phi_T), \quad (4.21)$$

где  $I_{э07(5)}$ ,  $I_{д04(2)}$  — тепловые токи транзисторов и диодов.

При возрастании разностного входного сигнала в результате перегрузки будет происходить увеличение  $I_{R1}$  или  $I_{R4}$  в зависимости от полярности сигнала. Скорость нарастания в этом случае

$$SR = I_{K8(9)} k_{дин} / C_{кор}, \quad (4.22)$$

где  $k_{дин}$  — коэффициент динамического увеличения тока.

Для упрощения считаем топологические размеры инжектируемых переходов транзисторов  $VT5$ ,  $VT7$  и диодов  $VD2$ ,  $VD4$  одинаковыми. Поэтому представим (4.21) в виде

$$I_{K8(9)} = I_{R3(2)} \exp(I_{R3(2)} R_{3(2)} / \Phi_T). \quad (4.23)$$

Выберем  $R_1 = R_4 = 150$  Ом,  $R_2 = R_3 = 100$  Ом и обеспечим протекание через резисторы  $R_2$ ,  $R_3$  токов, равных 0,1 мА. В соответствии с (4.23) в состоянии электрического баланса ОУ токи транзисторов  $VT8$ ,  $VT9$   $I_{K8} = I_{K9} = 0,15$  мА.

При возникновении на входе ОУ сигнала перегрузки произойдет резкое увеличение токов  $I_{R1}$ ,  $I_{K7}$ ,  $I_{K8}$  или  $I_{R2}$ ,  $I_{K9}$ ,  $I_{K10}$  в зависимости от полярности сигнала. Максимальные значения

данных токов будут ограничены из-за влияния внешних резисторов схемы включения ОУ, спада усилительных свойств транзисторов в области больших токов, а также ответвления токов в паразитные емкостные цепи. Допустим, ток  $I_{R1(4)}$  при перегрузке достигнет уровня 4 мА, а ток  $I_{K8(9)}$  с учетом (4.23) составит около 6 мА. В соответствии с (4.22) скорость нарастания выходного напряжения при  $C_{кор} = 10$  пФ будет равна 600 В/мкс. При увеличении площади эмиттерных переходов транзисторов уменьшается спад  $\beta$  в области больших токов, поэтому можно несколько увеличить максимальные значения токов и соответственно величину  $SR$ .

Принципиальные ограничения в увеличении  $SR$  связаны с максимальными частотными свойствами ОУ при малом сигнале. Действительно, время формирования фронта большого сигнала не может быть меньше времени нарастания малого сигнала  $t_{мс}$ . Даже в случае, если ОУ работает в квазилинейном режиме, когда возрастание тока  $I_{R1(4)}$  отслеживает изменение увеличивающегося входного сигнала, длительность фронта сигнала в квазилинейном режиме  $t_{кл}$  будет примерно равно  $t_{мс}$ :  $t_{кл} \approx 2,2 R_{вых} \sqrt{I_{T8,9(кл)}} \times C_{кор} / K_{U_{оу(кл)}} \gamma_{ос} = 2,2 r_{э7,10} C_{кор} \gamma_{ос} \approx t_{мс}$ .

Представив скорость нарастания в виде  $SR = U_{вых} / t_{кл}$ , где  $U_{вых} = 10$  В, получим, что  $SR = 600$  В/мкс соответствует  $t_{кл} = 16,6$  нс. Так как  $t_{мс} \approx t_{кл}$ , то можно найти требуемое значение для малосигнальной частоты среза ОУ  $f_{ср1} = 2,2 / 2\pi \times t_{мс} = 21$  МГц. Обычно наибольшее значение скорости нарастания получают при  $K_{U_{ос}} = 3$  (или 5), так как в этих включениях требуется наименьшая емкость коррекции. Если предположить, что АЧХ скорректированного ОУ имеет спад 20 дБ/дек до частоты  $f_{ср}$ , то данная частота должна быть не менее  $f_{ср} \approx 0,35 K_{U_{ос}} / t_{мс} = 60 \dots 100$  МГц. При увеличенном спаде АЧХ в области частот  $f > 20$  МГц частота среза  $f_{ср1}$  некорректированной АЧХ может находиться в диапазоне 30...50 МГц.

## 5. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ СРЕДНЕГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ

### 5.1. УСИЛИТЕЛИ ШИРОКОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Усилители среднего быстродействия имеют частоту среза около 1 МГц и скорость нарастания  $SR = 0,2 \dots 10$  В/мкс. Интегральные ОУ среднего быстродействия и их применение рассматриваются в [29—33]. В качестве нагрузочных цепей при измерении параметров ОУ среднего быстродействия применяются  $R_n = 2$  кОм (иногда 10 кОм) и  $C_n = 100$  пФ.

Таблица 5.1. Электрические параметры ОУ среднего быстродействия

$U_{\text{см}}, \text{ мВ}$	$I_{\text{вх}}, \text{ нА}$	$\Delta I_{\text{вх}}, \text{ нА}$	$\Delta U_{\text{см}}/T, \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$	$R_{\text{вх}}, \text{ МОм}$	$K_{\text{д}}, \times 10^3$	$K_{\text{о.сф}}, \text{ дБ}$	$I_{\text{нгр}}, \text{ мА}$	$\pm U_{\text{вх}}, \text{ В}$	Тип ОУ
2	5000	500	15	0,03	2	70	6,7	4	$\mu\text{A702}$
10	8000	2000	20	0,04	2	60	12	6,3	140УД1Б
5	600	250	—	0,3	20	65	6,0	10	153УД1
2	200	50	10	0,6	25	80	3,6	10	153УД3
5	500	200	20	1,2	50	70	3,0	10	153УД2
2	75	10	15	2	50	80	3,0	10	153УД6
5	500	200	—	1	50	70	2,8	10	$\mu\text{A741}$
2	75	10	15	—	50	80	3,0	10	LM107
2	2	0,2	15	30	50	85	0,6	10	140УД14
20	0,2	0,15	50	$10^2$	50	90	5	10	140УД8А
4	10	10	—	$10^2$	$10^2$	80	3,7	10	НА2600
20	0,2	0,15	—	$10^3$	50	64	5,2	10	$\mu\text{A740}$
15	0,05	0,03	—	$10^6$	20	70	6,0	12	K1409УД1А
15	0,01	0,007	—	$10^6$	10	65	2,5	+2,5	K1409УД1Б
6	50	10	15	2	50	70	2,8	10	140УД6
0,5	$0,5_T$	$0,03_T$	5	$10^6$	$10^3$	90	1,0	10	НА5180А
3	$0,5_T$	$0,03_T$	—	$10^6$	$10^3$	90	1,0	10	НА5180

Примечание. Индекс  $T$  имеют максимальные значения входных токов для температурного диапазона от  $-60$  до  $+125^\circ\text{С}$ .

К усилителям широкого применения относятся интегральные ОУ типов  $\mu\text{A702}$  фирмы Fairchild — отечественный аналог 140УД1;  $\mu\text{A709}$  ( $\mu\text{A709A}$ ) — аналог 153УД1 (153УД3); LM101А фирмы National — аналог 153УД2 (153УД6), MC1556 фирмы Motorola — аналог 140УД6;  $\mu\text{A741}$ , LM107 и др. Электрические параметры перечисленных усилителей приведены в табл. 5.1.

На рис. 5.1 показана схема ОУ типа  $\mu\text{A702}$  — одного из первых интегральных ОУ, получивших широкое распространение. Схема усилителя состоит из двух ДУ и выходного каскада, имеющего канал положительной ОС. При номинальных напряжениях источников питания  $U_{\text{п}}^+ = 12 \text{ В}$ ,  $U_{\text{п}}^- = -6 \text{ В}$  и электрическом балансе коллекторные токи транзисторов  $I_{\text{К3}} = 0,38 \text{ мА}$ ,  $I_{\text{К2}} = I_{\text{К6}} = 1,3 \text{ мА}$ ,  $I_{\text{К7}} = 1,9 \text{ мА}$ . Расчетные значения токов получены также при номинальных сопротивлениях резисторов. Коэффициент усиления первого каскада  $K_{U1} = \beta [R_{1,4} \parallel (r_{3,2,6} \beta)] / [R_{\Gamma 1,2} + 2r_{3,1,4}(1 + \beta)]$ . Считая  $r_{3,2,6} = 20 \text{ Ом}$ ,  $r_{3,1,4} = 133 \text{ Ом}$ ,  $\beta = 100$  и  $R_{\Gamma 1,2} \rightarrow 0$ , получаем  $K_{U1} = 3,7$ . Коэффициент усиления второго каскада  $K_{U2} \approx R_7 / (r_{3,6} + R_4 / \beta) = 200$ . Так как коэффициент преобразования ПФ-сигнала в однофазный  $K_{\text{пф-оф}}$  стремится к 2, а коэффициент передачи выходного каскада

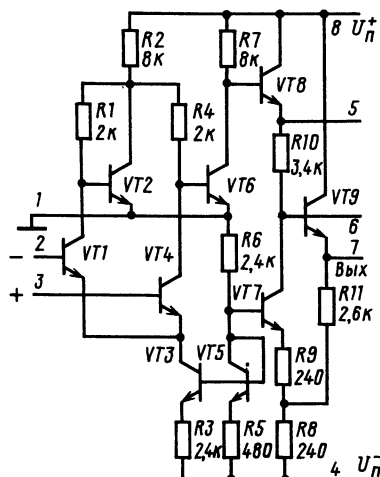


Рис. 5.1. Операционный усилитель типа  $\mu A702$

с положительной ОС около 2,5, то общее значение коэффициента усиления ОУ  $K_{U_{oy}} = K_{U1} K_{U2} K_{\text{пф-оф}} K_{\text{вых}}$  равно 3700. Входное сопротивление  $R_{\text{вх}} = 2\varphi_T / I_{\text{вх}} \approx 27 \text{ кОм}$  при  $\beta = 100$ .

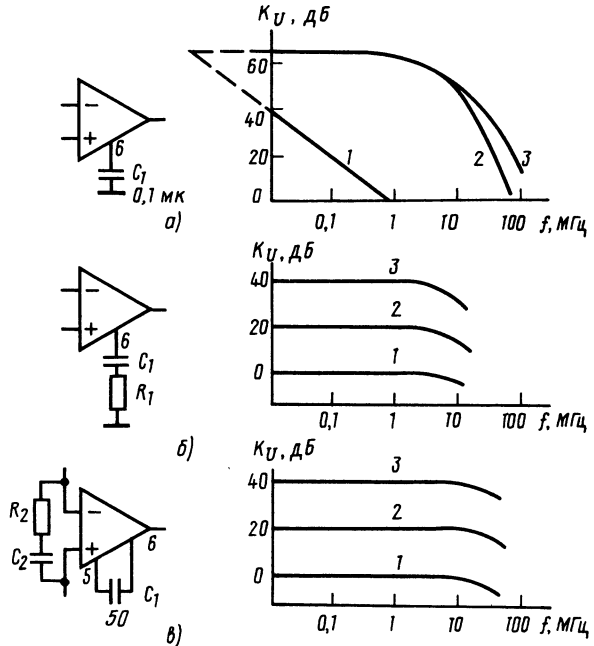
Варианты включения элементов частотной коррекции и АЧХ ОУ показаны на рис. 5.2. Некорректированная АЧХ 1 (рис. 5.2, а) содержит три основных полюса на частотах 1, 4 и 40 МГц. Введение цепи опережения по фазе корректирует второй полюс, смещая его в область более высоких частот (график 3 на рис. 5.2, а). Благодаря этому АЧХ ОУ трансформируется в двухполюсную и существенно расширяется полоса скорректированного ОУ (рис. 5.2, а). Применение в этом варианте коррекции по входу увеличивает  $SR$  до 20 В/мкс. При коррекции, показанной на рис. 5.2, а,  $SR = 0,1 \text{ В/мкс}$ .

Одним из существенных недостатков схемы  $\mu A702$  является низкое значение входного СФ сигнала положительной полярности 0,7...1 В, что часто приводит к необходимости включения защитного диода к инвертирующему входу ОУ относительно нулевого потенциала. В интегральном ОУ типа 140УД1 (рис. 5.3) допустимый входной сигнал увеличен до 7 В. Однако это улучшение привело к исключению схемы преобразования ПФ сигнала в однофазный, поэтому, чтобы сохранить  $K_{U_{oy}}$ , увеличили сопротивления некоторых резисторов, что ограничило полосу частот до 5 МГц.

Совершенствование электрических параметров, в основном постоянного тока, было осуществлено при разработке интегрального ОУ типа  $\mu A709$  ( $\mu A709A$ ). Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 5.4. Схема допускает работу с входным СФ сигналом  $\pm 8 \text{ В}$  и ПФ сигналом 5 В. В ОУ  $\mu A709$  впервые были

Рис. 5.2. Амплитудно-частотная характеристика ОУ типа  $\mu A702$  при различных цепях коррекции:

*a* — коррекция одним конденсатором ( $I-C_1=0,1$  мкФ; 2 — без емкости коррекции; 3 — с фазовой коррекцией); *б* — коррекция RC-цепью ( $I-C_1=5$  нФ;  $R_1=40$  Ом; 2 —  $C_1=910$  пФ;  $R_1=220$  Ом; 3 —  $C_1=100$  пФ;  $R_1=2$  кОм), *в* — входная и фазовая коррекции ( $I, 2-C_2=1$  нФ;  $R_2=0,2$  кОм; 3 —  $-C_2=0$ ;  $R_2=\infty$ )



применены «боковые» *p-n-p* транзисторы. В схеме на рис. 5.4 показаны «боковой» *p-n-p* транзистор *VT11* и *p-n-p* с коллектором на подложку *VT14*. Расчетные значения токов усилителя при номинальных резисторах и  $U_{п} = \pm 15$  В следующие:  $I_{R11} = 38$  мкА,  $I_{R3(4)} = 19$  мкА,  $I_{R5(6)} = 384$  мкА,  $I_{R8} = 769$  мкА,  $I_{R9} = 347$  мкА,  $I_{R10} = 1,12$  мА,  $I_{R12} = 77$  мкА,  $I_{R13} = 1,7$  мА. Коэффициент усиления первого каскада при  $R_{г1,2} \rightarrow 0$  и  $\beta = 100$   $K_{U1,2} \approx \beta(R_1 \parallel R_{вх2}) / 2r_{э3,5}(1 + \beta) = 9$ , где  $R_{вх2} = \beta[(\beta r_{э1(10)}) \parallel (R_{3(4)} + r_{э7}/2)]$  — входное сопротивление второго ДУ (около 200 кОм).

Для определения коэффициента усиления второго ДУ найдем вначале коэффициент усиления полусхемы на транзисторах *VT8*, *VT10*

$$K'_{U2} \approx \{\beta R_6 \parallel [(1 + \beta)(r_{э12} + R_7 + R_{вхVT11})]\} / 2r_{э10}(1 + \beta) \approx 72.$$

Усиление другой полусхемы примерно такое же, однако суммирование коэффициентов усиления полусхем не происходит, так как преобразование ПФ сигнала в однофазный отсутствует. Эмиттерный повторитель на транзисторе *VT4* осуществляет передачу сигнала с выхода второй полусхемы во входные цепи второго ДУ, превращая его в СФ сигнал, коэффициент передачи которого

$$K_{сф2} \approx \{\beta R_6 \parallel [(1 + \beta)(r_{э12} + R_7 + r_{э22})]\} / (1 + \beta) [r_{э10} + R_{вхVT11} \parallel (R_8 + R_{10} \parallel R_9)] \approx 1,2.$$



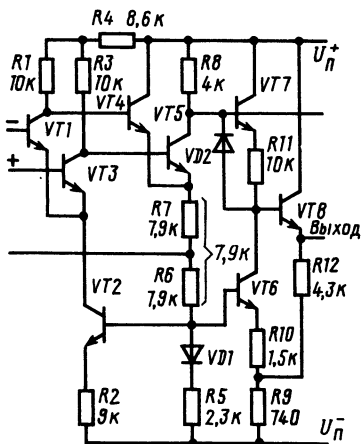


Рис. 5.3. Операционный усилитель типа 140УД1

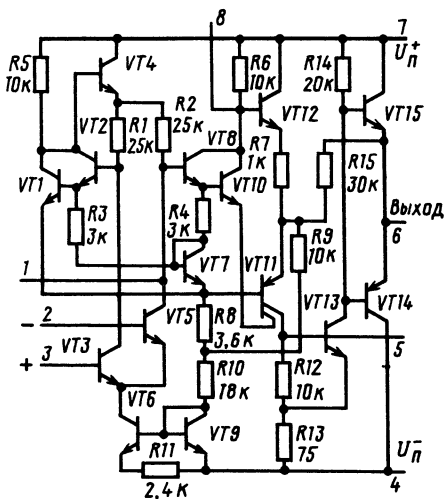


Рис. 5.4. Операционный усилитель типа  $\mu$ A709 (153УД1, 153УД3)

Коэффициент усиления предвыходного и выходного каскадов находится с учетом действия внутренней ОС. Коэффициенты усиления при разомкнутой ОС схемы на транзисторе  $VT11$  с учетом того, что  $\beta_p$  транзистора  $VT11$  равно 3,  $K_{UVT11} \approx 3,5$ , в схеме на транзисторе  $VT13$   $K_{UVT13} = 200$ . Коэффициент передачи по каналу ОС

$$\gamma_{ос.внутр} = R_{вх.экв} / (R_{14} / \beta_{14(15)} + R_{15} + R_{вх.экв}),$$

где

$$R_{вх.экв} \approx R_{вх VT11} \parallel (R_7 \parallel R_{вых VT12}) \parallel R_9.$$

Коэффициент усиления данных каскадов, охваченных цепью ОС,

$$K_{U3} = K_{UVT11} K_{UVT13} / (1 + \gamma_{ос.внутр} K_{UVT11} K_{UVT13}).$$

Он зависит от величины  $\gamma_{ос.внутр}$ , которая, в свою очередь, меняется в зависимости от  $\beta$  выходных транзисторов, особенно  $\beta$  транзистора  $VT14$ . Для выходного напряжения сигнала отрицательной полярности при  $\beta_{14} = 100$ , считая  $R_{вх.экв} = 0,76$  кОм, получаем  $\gamma_{ос.внутр} = 2,45 \cdot 10^{-2}$  и  $K_{U3} = 38,5$ ; при  $\beta_{14} = 50$   $K_{U3} = 38,77$ , при  $\beta_{14} = 10$   $K_{U3} = 40,65$ . Принимая  $K_{U3} = 38,8$  и  $K_{U2} = K'_{U2} K_{сф2}$ , имеем значение общего коэффициента усиления ОУ  $K_{Uoy} = K_{U1,2} K_{U2} K_{U3} = 3 \cdot 10^4$ . Значения входного тока и входного сопротивления при тех же исходных условиях  $I_{вх} = I_{K6} / (2(1 + \beta_{3,5})) = 190$  нА,  $R_{вх} = 2\phi_T / I_{вх} = 260$  кОм.

При уменьшении напряжений источников питания ток потребления данного ОУ изменяется примерно по логарифмическому

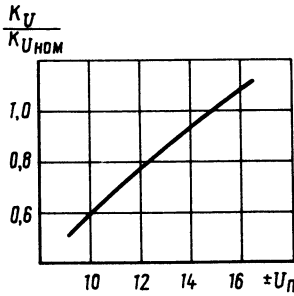


Рис. 5.5. Зависимость коэффициента усиления ОУ типа 153УД1 (153УД3) от изменения напряжений питания

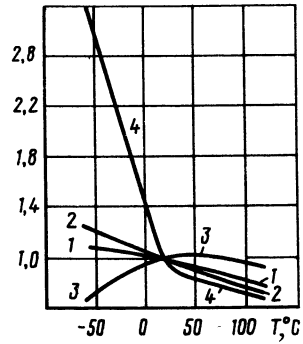


Рис. 5.6. Температурные зависимости параметров ОУ типа 153УД1 (153УД3) в нормированном виде при  $U_{п} = \pm 15$  В:  
1 —  $I_{ном}$ ; 2 —  $K_U$ , (153УД3); 3 —  $K_U$ , (153УД1); 4 —  $I_{вх}$

закону, что приводит к уменьшению коэффициента усиления в соответствии с зависимостью, показанной на рис. 5.5. Температурные изменения среды, как это видно из графиков, представленных на рис. 5.6, наиболее влияют на входные токи. Температурный дрейф коэффициента усиления зависит от  $\beta$  транзисторов, и для схем 153УД1, у которых  $\beta$  в среднем около 100, и 153УД3, значения  $\beta$  которых более 100, он может несколько различаться, что и отражено графиками 2, 3 на рис. 5.6.

Частотные характеристики при малом и большом сигналах данного ОУ при различных номиналах элементов цепей частотной коррекции приведены на рис. 5.7. Элементы коррекции для работы

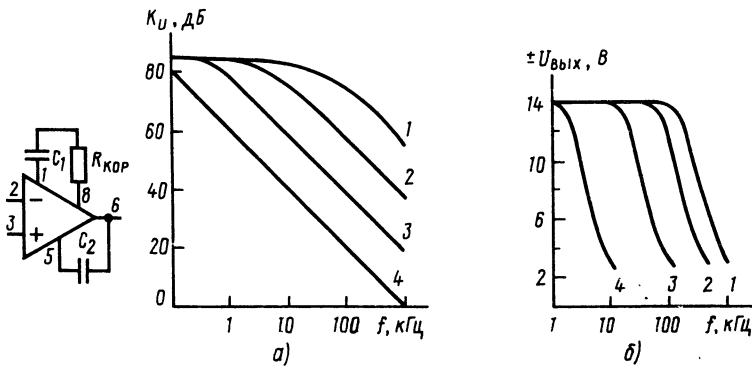


Рис. 5.7. Зависимости коэффициента усиления  $K_U$  (а) и выходного напряжения  $U_{вых}$  (б) ОУ типа 153УД1 (153УД3) от частоты:

1 —  $C_1 = 10$  пФ,  $C_2 = 3$  пФ,  $R_1 = 0$ ; 2 —  $C_1 = 110$  пФ,  $C_2 = 3$  пФ,  $R_1 = 1,5$  кОм; 3 —  $C_1 = 510$  пФ;  $C_2 = 20$  пФ;  $R_1 = 1,5$  кОм; 4 —  $C_1 = 4,7 \dots 5,1$  нФ,  $C_2 = 210$  пФ,  $R_1 = 1,5$  кОм

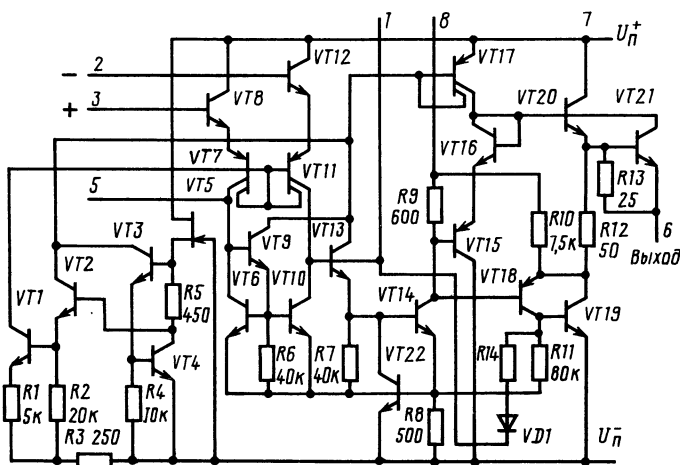


Рис. 5.8. Операционный усилитель типа LM101A (153УД2, 153УД6)

в режиме неинвертирующего повторителя следующие:  $C_1 \approx 4,7 \dots 5$  нФ,  $R_1 = 1,5$  кОм и  $C_2 = 200$  пФ. При уменьшении глубины внешней ОС параметры цепей частотной коррекции находятся в соответствии с (4.12). Из-за наличия внутренней ОС, охватывающей предвыходной и выходной каскады, не рекомендуется включение ОУ при небольших глубинах ОС, в том числе и с разомкнутой ОС, без емкости частотной коррекции  $C_2$ . Амплитудно-частотная характеристика усилителя без коррекции с разомкнутой ОС имеет полюсы на частотах  $f_{01} = 5$  кГц,  $f_{02} = 0,6$  МГц,  $f_{03} = 2$  МГц. Частота среза скорректированного усилителя около 1 МГц. Скорость нарастания выходного напряжения ОУ, включенного в качестве повторителя, определяется по (3.97). При  $C_1 = 4,7$  нФ  $SR = I_{K6} R_2 K_{U2} U_{U3} / [(R_{кор} + R_2)(1 + K_{U2}) C_1] = 0,29$  В/мкс.

Отметим, что при соответствующем выборе емкостей  $C_1$  и  $C_2$  можно получить режим токового ограничения при большом сигнале как во входном ДУ, так и в каскаде, построенном на транзисторе VT11, например при  $C_1 = 2000$  пФ и  $C_2 = 500$  пФ. Согласно (3.79) максимальный ток  $I_{K11 \max} = I_{K6} R_2 K_{U2} K_{U3} / R_{12} = 300$  мкА. В соответствии с (3.98)  $SR_1 = I_{K6} R_2 K_{U2} K_{U3} / [(R_{кор} + R_2)(1 + K_{U2}) C_1] = 0,7$  В/мкс,  $SR_2 = I_{K11 \max} / C_1 = 0,6$  В/мкс и общее значение скорости нарастания ОУ  $SR_{0y} = SR_1 SR_2 / (SR_1 + SR_2) = 0,32$  В/мкс. Измеренные значения в этом случае равны приблизительно 0,26 В/мкс. Увеличению скорости нарастания данного ОУ в режиме повторителя до 2...4 В/мкс способствует включение цепи коррекции по входу, а также применение коррекции с опережением по фазе для инвертирующего повторителя, получаемой подключением конденсатора к выводам 2 и 5 микросхемы.

Основные отличия ОУ типа LM101A от предыдущих усилителей сводятся к уменьшению числа элементов частотной коррекции (один конденсатор емкостью до 30 пФ) и увеличению напряжения

допустимого ПФ сигнала до 30 В. Последнее объясняется применением во входном ДУ «боковых» *p-n-p* транзисторов. Принципиальная схема ОУ типа LM101A приведена на рис. 5.8. В усилителе используются диффузионные, пинч-, а также балк-резисторы. Расчетные токи в основных каскадах при номинальных резисторах следующие:  $I_{R1} = 5,5$  мкА,  $I_{K7} = I_{K11} = 8,25$  мкА,  $I_{\Sigma 8} = I_{\Sigma 12} = 11$  мкА,  $I_{K14} = 80 \dots 96$  мкА. Коэффициент усиления входного ДУ  $K_{U1} \approx R_{\text{вх}VT13} / (r_{\Sigma 11} + r_{12})$  исходя из (2.37) при  $R_{\Gamma 1,2} = 0$ ,  $\beta = 100$  равен 430. Коэффициент усиления второго каскада  $K_{U2} \approx (r_{K\beta 14} \parallel R_{\text{вх}VT17} \parallel R_{\text{вх.эл}}) I_{K14} / \varphi_T$  при  $R_{\text{н}} = 2$  кОм составляет 350. Следовательно, общий коэффициент усиления схемы ОУ  $K_{U\text{оу}} = 15 \cdot 10^4$ . Расчетные значения входного тока и сопротивления при  $\beta = 100$   $I_{\text{вх}} = I_{\Sigma 8,12} / (1 + \beta) \approx 55$  нА;  $R_{\text{вх}} = 4\varphi_T / I_{\text{вх}} = 1,8$  МОм.

Амплитудно-частотная характеристика данного ОУ с разомкнутой ОС имеет три основных полюса на частотах  $f_{01} = 15$  кГц,  $f_{02} = 250$  кГц и  $f_{03} = 2 \dots 3$  МГц. Частоты первого и второго полюсов определяются первым и вторым усилительными каскадами, частота третьего полюса соответствует  $f_T$  «бокового» *p-n-p* транзистора. Выбирая частоту среза для корректируемой АЧХ  $f_{03} > f_{\text{ср}1} = 1$  МГц и учитывая равенство (4.21), получаем

$$f_{\text{ср}1} = 1/2\pi (r_{\Sigma 11} + r_{\Sigma 12} + R_{\Gamma 1,2}/\beta) (C_{\text{кор}} + C_{\Sigma\text{пар}}).$$

Считая  $R_{\Gamma 1,2}/\beta \ll r_{\Sigma 11}, r_{\Sigma 12}$ , определяем требуемую емкость коррекции, допускающей устойчивую работу вплоть до режима повторителя:

$$C_{\text{кор}} + C_{\Sigma\text{пар}} \approx 1/2\pi (r_{\Sigma 11} + r_{\Sigma 12}) f_{\text{ср}1}.$$

При  $r_{\Sigma 11} = r_{\Sigma 12} = 2,5$  кОм имеем  $C_{\text{кор}} + C_{\Sigma\text{пар}} \approx 31,8$  пФ.

Суммарная емкость  $C_{\Sigma\text{пар}}$  складывается из паразитных емкостей интегральной структуры в точке вывода 1, а также монтажной емкости и составляет около 3...4 пФ. Поэтому достаточно выбрать  $C_{\text{кор}} = 30$  пФ. В интегральной микросхеме усилителя LM101A имеется внутреннее сопротивление цепи коррекции  $R_9 = 600$  Ом, благодаря которому в АЧХ вводится нуль на частоте  $f_z = 1/2\pi C_{\text{кор}} R_9$ . Кроме того, в ОУ имеется также внутренняя цепь фазовой коррекции  $C_{VD1} R_{14}$ .

На рис. 5.9 показаны [29, 32] различные включения корректирующих емкостей. Частота среза для включений ОУ на рис. 5.9, а, б  $f_{\text{ср}1} = 1$  МГц, для ОУ на рис. 5.9, в  $f_{\text{ср}1} = 10$  МГц. Скорость нарастания для данных включений различна. Для ОУ на рис. 5.9, а  $SR$ , определяемая по формуле  $SR = I_{K1} \beta_{p7,10} K_{U2} / C_1 (1 + K_{U2})$ , равна 0,5 В/мкс. Введение резистивно-емкостного делителя в цепь ОС частотной коррекции на рис. 5.9, б приводит к увеличению скорости нарастания:

$$\begin{aligned} SR &= I_{K1} \beta_{p7,10} K_{U2} / C_1 [1 + \gamma_{\text{ос.кор}}(\omega) K_{U2}] \approx \\ &\approx I_{K1} \beta_{p7,10} / C_1 \gamma_{\text{ос.кор}}(\omega), \end{aligned}$$

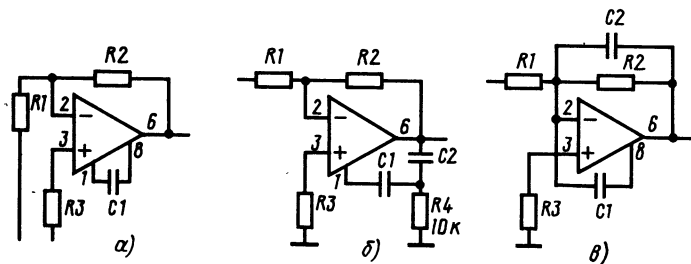


Рис. 5.9. Основные схемы включения цепей коррекции в ОУ типа LM101A

где  $1/\gamma_{\text{ос.кор}}(\omega) = 1 + (1/\omega C_2) / [R_4 \parallel (1/\omega C_1)]$ . При  $R_4 = 10 \text{ кОм}$ ,  $C_2 = 10 C_1$   $SR = 1 \dots 1,5 \text{ В/мкс}$ .

Более значительное увеличение скорости нарастания наблюдается при фазовой коррекции усилителя по схеме на рис. 5.9, в:  $SR_1 = I_{K1} \beta_{p7,10} K_{U2} / C_1$  и  $SR_2 = I_{\text{макс}2} / C_{\text{вых}2}$ . Выбрав  $C_1 = 150 \text{ пФ}$ , а  $C_2$  определив из равенства  $C_2 = 1/2\pi f_{\text{ср}1} R_2$ , где  $f_{\text{ср}1} = 3 \text{ МГц}$ , получим  $SR_1 \approx 35 \text{ В/мкс}$  и  $SR_2 \approx 14,3 \text{ В/мкс}$ . С учетом (3.98) эквивалентное значение  $SR$  ОУ при включении, показанном на рис. 5.9, в, составляет  $10,1 \text{ В/мкс}$ .

Температурные зависимости основных параметров ОУ типа 153УД2 (153УД6) представлены на рис. 5.10. Усилитель работоспособен при изменении напряжений источников питания от  $\pm 16,5$  до  $\pm 5 \text{ В}$ . Напряжение смещения данного ОУ (см. рис. 5.8) можно представить в виде

$$U_{\text{см}} = \varphi_T \ln [(I_{K11} - I_{B13}) / (I_{K10} - I_{B9})],$$

где

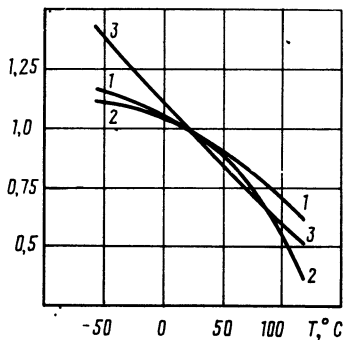


Рис. 5.10. Температурные зависимости параметров ОУ типа 153УД2 (153УД6) в нормированном виде при  $U_n = \pm 15 \text{ В}$ :  
1 —  $I_{\text{нор}}$ ; 2 —  $K_v$ ; 3 —  $I_{\text{вх}}$

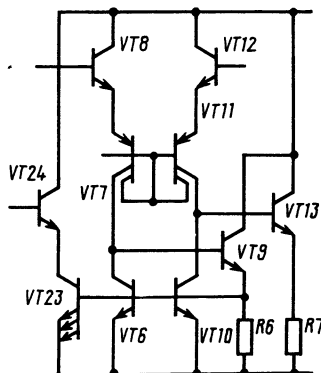


Рис. 5.11. Схема входного ДУ с подключением дополнительных транзисторов  $VT_{23}$ ,  $VT_{24}$

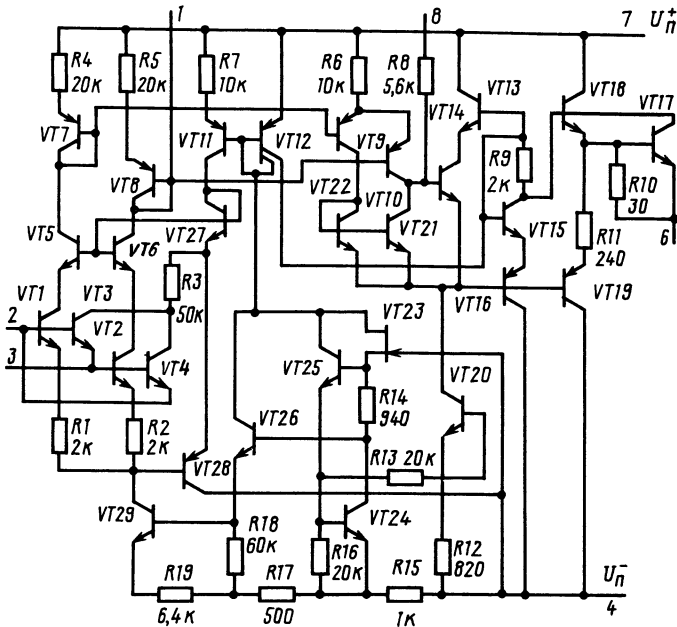


Рис. 5.12. Операционный усилитель типа LM108 (140УД14)

$$I_{B9} = \left( \frac{I_{K6} + I_{K10}}{\beta_n} + \frac{U_{Э6,10}}{R_6} \right) \frac{1}{1 + \beta_n},$$

$$I_{B13} = \left( \frac{I_{K14}}{\beta_n} + \frac{U_{Э14}}{R_7} \right) \frac{1}{1 + \beta_n}.$$

Для минимизации напряжения  $U_{см}$  и его температурного дрейфа необходимо, чтобы базовые токи  $I_{B9}$  и  $I_{B13}$  были равными, в том числе и в температурном диапазоне. Этого можно достигнуть, используя, например, дополнительное включение транзисторов в схему усилителя, показанное на рис. 5.11, и создавая определенное различие между резисторами  $R_6$ ,  $R_7$  в соответствии с равенством  $U_{Э6,10}/R_6 - U_{Э14}/R_7 = I_{K14} - (I_{K6} + I_{K10} + I_{K23})/\beta_n$ .

## 5.2. УСИЛИТЕЛИ С ПОВЫШЕННЫМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

На рис. 5.12 представлена схема интегрального ОУ типа LM108. Для уменьшения входных токов и увеличения входного сопротивления в усилителе применены на входе транзисторы супербета. Так как пробивное напряжение этих транзисторов

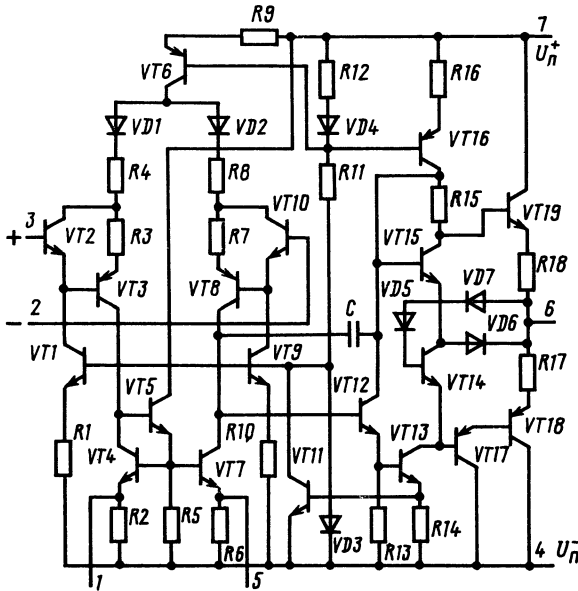


Рис. 5.13. Операционный усилитель типа MC1556 (140УД6)

около 7 В, то в усилителе включена схема отслеживания по СФ-сигналу, которая обеспечивает работу входных транзисторов при напряжении коллектор—база  $U_{КБ} \approx 0$ . Расчетные значения токов  $I_{К29}$ ,  $I_{R6}$ , протекающих через первый и второй ДУ, составляют 6...7 мкА. Коэффициент усиления первого ДУ равен примерно 2. Коэффициент усиления второго ДУ с учетом преобразования ПФ сигнала в однофазный

$$K_{U2} \approx [2r_{к\beta 10} (1 + \beta_p \gamma_{610}) \parallel R_{вх.пн}] / [r_{э10} + \mu_{эк} r_{к\beta 10} (1 + \beta_p \gamma_{610}) \parallel R_{вх.пн}] \approx 2 / \mu_{эк}$$

«Боковые»  $p-n-p$  транзисторы имеют широкую базу 5...7 мкм, поэтому их коэффициент внутренней ОС  $\mu_{эк}$  значительно меньше, чем у вертикальных  $n-p-n$  транзисторов с шириной базы менее 1 мкм. Полагая  $\mu_{эк}$   $p-n-p$  транзисторов равным  $2 \cdot 10^{-5}$ , получаем  $K_{Uoy} = 2 \cdot 10^5$ . Входные ток и сопротивление усилителя при  $\beta_{1,2} = 2500$   $I_{вх} = I_{К29} / 2 (1 + \beta_{1,2})$  и  $R_{вх} = 2 (r_{э1,2} + R_{э1,2}) (1 + \beta_{1,2})$  равны соответственно 1,5 нА и 50 МОм.

Скорость нарастания выходного напряжения при  $C_{кор} = 30$  пФ, включенной между выводами усилителя 1 и 8,  $SR = I_{К29} K_{U2} / (C_{кор} + C_{\Sigma пар}) = 6,4 \cdot 10^{-6} / 32 \cdot 10^{-12} = 0,2$  В/мкс. Благодаря тому, что усиление напряжения обеспечивается практически во втором ДУ, емкость коррекции  $C_{кор} = 100$  пФ можно включать также между выводом 8 и нулевой шиной, что дает расширение малосигналь-

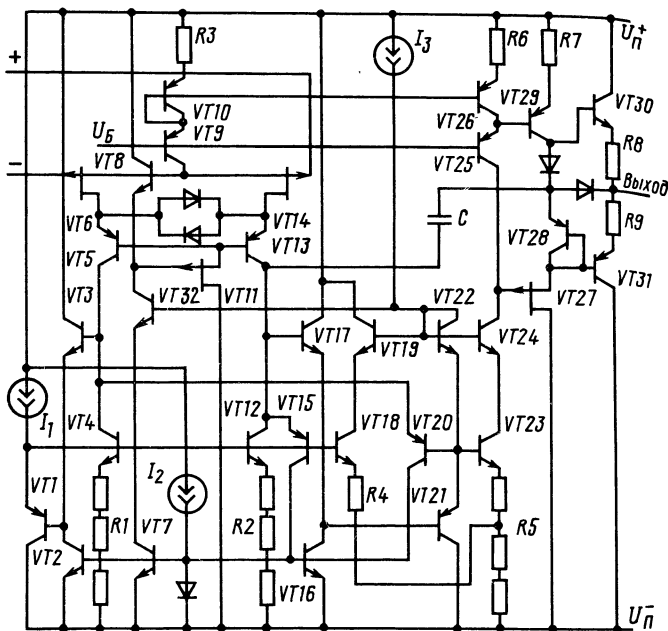


Рис. 5.14. Операционный усилитель типа HA5180

ной полосы частот. Усилитель типа LM108 можно включать и по схеме, представленной для ОУ типа LM101 на рис. 5.9, в со следующими элементами [32]:  $C_{\text{кор}1} = 150$  пФ,  $C_{\text{кор}2} = 5$  пФ,  $R_1 = R_2 = 10$  кОм и дополнительной RC-цепью коррекции  $C_{\text{кор}3} = 10$  пФ,  $R_{\text{кор}3} = 3$  кОм, включаемой между выводом 8 и нулевой шиной.

Другой схемой, в которой применены транзисторы супербета, является схема интегрального ОУ типа MC1556 (рис. 5.13). Усилитель имеет скорость нарастания выходного напряжения 2,5 В/мкс, что достигается увеличением режимного тока во входном ДУ. Электрические параметры этого усилителя представлены в табл. 5.1. В интегральном усилителе типа HA2600, входной каскад которого показан на рис. 4.3, уменьшение входных токов получают при применении схемы компенсации, увеличение входного сопротивления — при включении на входе эмиттерных ПН. Усилитель HA2600 построен с использованием каскодной схемы и имеет  $SR = 4$  В/мкс.

В табл. 5.1 приведены также параметры ОУ, изготовленных с применением полевых транзисторов, типов  $\mu A740$ , 140УД8А, HA5180, K1409УД1 (аналог зарубежного ОУ типа CA3160). Наиболее совершенный ОУ типа HA5180 (рис. 5.14). Отличительной особенностью данной схемы является ограничение напряжений



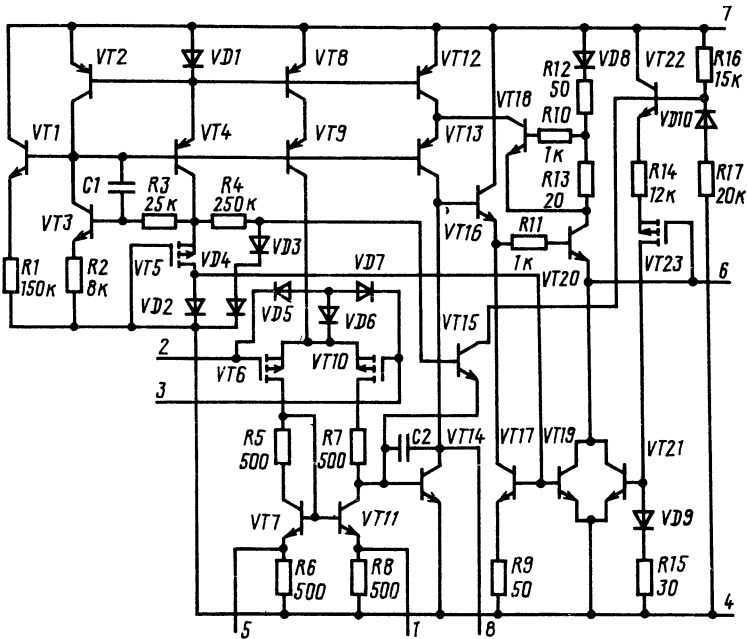


Рис. 5.15. Операционный усилитель типа СА3160 (К1409УД1)

сток—исток входных транзисторов, что позволяет применять полевые транзисторы во входном ДУ с высокой крутизной в области микроамперных токов и тем самым получать высокий коэффициент усиления в первом каскаде и малые значения входных токов. При нормальной температуре входные токи находятся на уровне единиц пикоампер. Усилитель имеет неплохие шумовые характеристики: типовые значения напряжения и тока шума в полосе частот до 1 кГц соответственно равны  $70 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$  и  $0,01 \text{ пА/Гц}^{1/2}$ . Основным отличием группы усилителей HA5180A являются минимальные значения параметров  $U_{\text{см}}$  и  $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T$ , что вероятно достигается подстройкой резисторов  $R1$ ,  $R2$ ,  $R5$ .

Известны также другие интегральные ОУ среднего быстродействия с применением (обычно во входном ДУ) полевых транзисторов с управляемым  $p$ - $n$  переходом, например ОУ типов 544УД1 [13], LF155, LF156. Усилители LF155, LF156 несколько уступают по параметрам постоянного тока усилителю HA5180, однако превосходят последний по параметру напряжения шума. Типовые значения напряжения шума ОУ типа LF156 в полосах частот до 100 Гц и до 1 кГц равны 15 и 12  $\text{нВ/Гц}^{1/2}$ . Принципиальная схема усилителей LF155, LF156 соответствует схеме усилителя LF157, которая приводится в § 6.2.

На рис. 5.15 показана электрическая схема с применением полевых МДП-транзисторов интегрального ОУ типа СА3160.

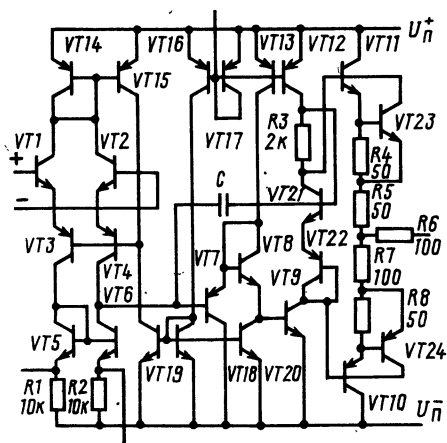


Рис. 5.16. Операционный усилитель типа  $\mu A776$  (140УД12)

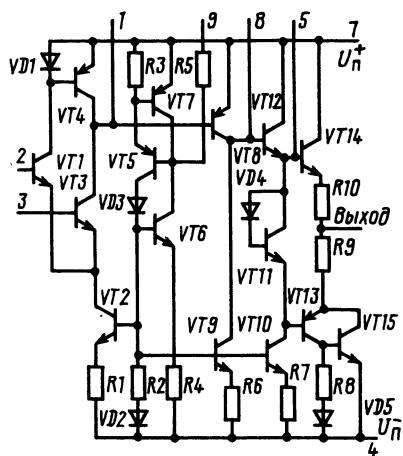


Рис. 5.17. Операционный усилитель типа 153УД4

Для уменьшения напряжения смещения в усилителе применяется специальная топология входных МДП-транзисторов (см. рис. 5.17). Типовые значения входных токов при нормальной температуре составляют 0,6...0,8 нА. С увеличением температуры входные токи растут, удваивая свои значения примерно через 30° С. Быстродействие усилителя характеризуется частотой  $f_{ср1} = 4,5$  МГц и скоростью нарастания не менее 4 В/мкс. В табл. 5.1 приведены параметры группы усилителей К1409УД1Б при включении усилителя от одного источника питания +5 В. Недостатком ОУ с МДП-транзисторами являются плохие шумовые характеристики, повышенный температурный и временной дрейф.

### 5.3. УСИЛИТЕЛИ С ПОНИЖЕННОЙ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТЬЮ

Среди интегральных ОУ среднего быстродействия имеются усилители с токами потребления 700...100 мкА и менее. При напряжениях источников питания  $\pm 3$  В такие усилители становятся обычно микромощными. На рис. 5.16 представлена схема ОУ  $\mu A776$ . Усилитель изготавливается с применением «боковых» *p-n-p* транзисторов с изоляцией компонентов *p-n* переходом. В усилителе допускается изменение внешним способом тока  $I_D$ , протекающего через диодно-включенный транзистор *VT17*, что приводит к изменению токовых режимов каскадов и электрических параметров усилителя, которые приведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2. Электрические параметры ОУ с малой мощностью потребления

Параметр	μA776, 140УД12				153УД4	HA2700, 154УД1
	$U_n = \pm 3$ В		$U_n = \pm 15$ В			
	$I_D = 1,5$ мкА	$I_D = 15$ мкА	$I_D = 1,5$ мкА	$I_D = 15$ мкА	$U_n = \pm 6$ В	$U_n = \pm 15$ В
$K_U, \times 10^3$	50	200	50	100	5	100
$U_{см},$ мВ	5	5	5	5	5	3
$I_{вх},$ нА	7,5	7,5	75	50	400	20
$\Delta I_{вх},$ нА	3	3	15	15	150	10
$R_{вх},$ МОм	50	50	5	5	0,2	—
$SR,$ В/мкс	0,03	0,1	0,35	0,8	0,1	10
$\pm U_{вх},$ В	1	10	1	10	3	11
$\pm U_{вых},$ В	2	2	10	10	4	10
$I_{пот},$ мкА	20	25	160	180	700	150
$K_{о.сф},$ дБ	70	70	70	70	70	86
$R_{вых},$ кОм	5	5	1	1	—	—

К особенностям схемы ОУ типа μA776 можно отнести наличие обратной связи по СФ сигналу во входном ДУ, стабилизирующей токовый режим каскада. Причем отношение эмиттерных токов транзисторов VT3, VT4 к коллекторным в зависимости от  $\beta_p$  равно 1,02...1,01, в то время как аналогичное отношение в *p-n-p* транзисторах с обратной связью, например в ОУ типа LM101A, составляет 1,33 ( $\beta_p = 3$ ). Это способствует дополнительному уменьшению входных токов в ОУ μA776. Благодаря возможности регулирования электрических параметров данный ОУ называют программируемым усилителем. В качестве программируемых ОУ известны также ОУ типов HA2720, LM4250.

На рис. 5.17 представлена схема ОУ типа 153УД4, в котором применяется схема стабилизации источников тока, что, однако, приводит к увеличению тока потребления. Усилитель корректируется двумя внешними конденсаторами.

Наилучшим быстродействием среди интегральных ОУ малой мощности потребления обладает усилитель HA2700 (достигается за счет динамического увеличения тока при нелинейном режиме). Усилитель изготавливается на комплементарных биполярных транзисторах, причем транзисторы имеют структуру, близкую к структуре *p-n-p* транзисторов. Область коллектора *p-n-p* транзисторов получается путем диффузии *p*-типа в монокристаллический кремний *n*-типа. Транзисторы *p-n-p* имеют  $\beta_p \approx 100$  и  $f_T = 100...200$  МГц.

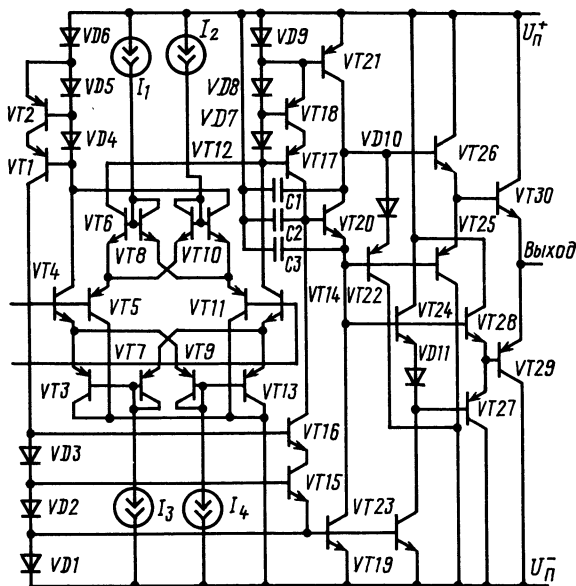


Рис. 5.18. Операционный усилитель типа HA2700 (154УД1)

Упрощенная схема ОУ HA2700 приведена на рис. 5.18. Для объяснения механизма увеличения скорости нарастания выходного напряжения в усилителе предположим для определенности, что базы транзисторов VT11, VT14 заземлены, а на базы транзисторов другого входа ОУ подается импульс напряжения положительной полярности, достаточного для возникновения нелинейного режима в усилителе. Тогда транзисторы VT3, VT4, VT8, VT9, VT11 остаются в открытом состоянии, остальные транзисторы входного ДУ закрываются. В результате источники токов  $I_3$ ,  $I_2$  подключаются полностью к базам транзисторов VT3, VT12, что приводит к возрастанию коллекторного тока транзистора VT16 до значения  $I_{K16\text{ пер}} = I_2 \beta'_n + I_3 \beta'_p$ .

Коэффициент усиления по току  $n-p-n$  ( $p-n-p$ ) транзисторов  $\beta'_n$  ( $\beta'_p$ ) определяется в режиме больших токов, причем он резко снижается из-за эффекта оттеснения эмиттера. Полагая  $\beta'_n$ ,  $\beta'_p$  равными 30 и учитывая, что часть тока источников  $I_2$ ,  $I_3$  пойдет в паразитные емкостные цепи, а также принимая за исходные значения токов в состоянии баланса  $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 4$  мкА,  $I_{K16} = I_{K17} = 8$  мкА, получаем, что в режиме перегрузки коллекторный ток транзистора VT16 возрастет до 200 мкА. Если считать, что в сумме емкость коррекции и паразитная емкость в общей точке коллекторов транзисторов VT16, VT17 составляют 15 пФ, то скорость нарастания  $SR = I_{K16\text{ пер}} / (C_{\text{кор}} + C_{\Sigma\text{ пар}}) = 0,2 \cdot 10^{-3} / 15 \times$

$\times 10^{-12} = 13,3$  В/мкс. Реальные значения  $SR$  интегральных ОУ данного типа составляют 10...20 В/мкс.

Достижение больших значений  $K_{U_{oy}}$  обеспечивается в каскодной схеме усилителя, коэффициент усиления которой

$$K_{U_{oy}} \approx 2(r_{к16} \parallel r_{к17} \parallel R_{вх.пн})/r_{э15,18}.$$

При  $I_{к15(18)} = 8$  мкА,  $r_{э15(18)} = 3,2$  кОм для получения  $K_{U_{oy}} > 10^5$  необходимо, чтобы  $2(r_{к16} \parallel r_{к17} \parallel R_{вх.пн}) > 160$  МОм. При сопротивлениях коллекторных переходов транзисторов  $VT16, VT17$  около 200 МОм необходимо иметь  $R_{вх.пн}$  примерно в 6 раз больше. Входное сопротивление ПН (транзисторы  $VT20$ — $VT30$ )

$$R_{вх.пн} \approx [r_{к20}/(1 - K_{п})] \parallel \beta^3 R_{н}.$$

При  $\beta = 80$ ,  $R_{н} = 10$  кОм,  $r_{к20} = 200$  МОм и коэффициенте передачи напряжения в коллектор транзистора  $VT20$   $K_{п} > 0,9$   $R_{вх.пн} = 1,4$  ГОм, что является достаточным для получения  $K_{U_{oy}} > 10^5$ . Снижение сопротивления нагрузки до 2 кОм при тех же параметрах схемы приведет к уменьшению входного сопротивления ПН и, следовательно, коэффициента усиления:  $R_{вх.пн} = 0,67$  ГОм и  $K_{U_{oy}} = 5 \cdot 10^4$ .

## 6. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ И ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 6.1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ПОВЫШЕННЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ

К ОУ с повышенным быстродействием можно отнести схемы, имеющие частоту среза  $f_{ср1} > 10$  МГц и скорость нарастания выходного напряжения  $SR > 15$  В/мкс, измеряемые при  $R_{н} = 2$  кОм и  $C_{н} = 50$  пФ. Основное влияние на быстродействие интегральных ОУ оказывают частотные свойства активных компонентов. Электрические параметры наиболее известных быстродействующих ОУ приведены в табл. 6.1.

**Усилители с применением низкочастотных р-п-р транзисторов.** Метод изготовления линейных интегральных микросхем с применением «боковых»  $p-n-p$  транзисторов с  $f_{т} = 2...5$  МГц является наиболее отработанным, имеющим максимальный выход годных структур с пластины. Для того чтобы можно было использовать этот метод, каскады, в которых используются низкочастотные  $p-n-p$  транзисторы, шунтируются цепями опережающей фазовой коррекции в области высоких частот. Это позволяет получать частоту среза скорректированной АЧХ больше, чем  $f_{т}$   $p-n-p$  транзисторов. По другому методу, который реализован в одном из первых быстродействующих ОУ типа  $\mu A715$  (рис. 6.1), проектирование усилительных каскадов и схем снижения уровня напряже-

Таблица 6.1. Электрические параметры быстродействующих ОУ

$U_{см}$ , мВ	$I_{вх}$ , нА	$\Delta I_{вх}$ , нА	$f_{ср1}$ , МГц	$SR$ , В/мкс	$K_{U_{oc}} \times 10^3$	$K_{сф}$ , дБ	$I_{пор}$ , мА	Тип ОУ
5	750	250	10	15	15	70	7	$\mu A715$
2	120	10	15	50	200	90	5	LM118, 140УД10
25	0,5	0,2	10	50	50	60	11	574УД1Б
30	0,2	0,1	15	20	20	70	7	544УД2А
8	200	25	12	100	10	80	6	HA2520, 154УД3
5	$10^3$	200	20	500	10	80	6	154УД4 $\frac{A}{B}$
4	15	15	10	25	7	74	4	HA2620
—	0,1	0,01	50	250	100	80	—	3551J(S)
10	0,2	0,05	20	50	5	70	10	LF357

ния осуществляется без применения  $p-n-p$  транзисторов. Усиление сигнала обеспечивается двумя ДУ и предвыходным усилителем, построенными на  $n-p-n$  транзисторах. Схема смещения уровня выполнена на транзисторах  $VT13$ ,  $VT15$  и резисторе  $R21$ , который на высоких частотах шунтируется реактивным сопротивлением конденсатора  $C1$ . Транзистор  $p-n-p$  с коллектором на подложку включен в выходном каскаде по схеме эмиттерного повторителя и не оказывает существенного влияния на частоту  $f_{ср1}$ . Для обеспечения устойчивости в усилителе применяются четыре цепи частотной коррекции. Электрические параметры усилителя  $\mu A715$  представлены в табл. 6.1.

Более совершенным по параметрам является усилитель LM118 (рис. 6.2). Для того чтобы исключить влияние в частотной области второго ДУ на  $p-n-p$  транзисторах, применены два конденсатора частотной коррекции  $C1$  и  $C3$ . Благодаря емкости конденсатора  $C3$  обеспечивается передача с опережением по фазе сигнала высокой частоты с выхода первого ДУ (коллектор транзистора  $VT4$ ) в общую цепь коллекторов транзисторов  $VT17$ ,  $UT19$ . Действие конденсатора  $C1$  заключается в закорачивании высокочастотного сигнала на втором выходе ДУ, к которому подсоединена база  $p-n-p$  транзистора  $VT17$ . Конденсатор  $C2$  обеспечивает образование основного полюса в скорректированной АЧХ.

На рис. 6.3, а изображены графики АЧХ и ФЧХ усилителя с разомкнутой ОС. Характер изменения выходного напряжения ОУ с  $K_{U_{oc}}=1$  (неинвертирующий усилитель) при подаче на вход импульсного сигнала (рис. 6.3, б) показывает значительный выброс и затянутый процесс установления. Выбросы и время установления выходного импульса уменьшаются при подключении емкости коррекции 100 пФ к выводам 1 и 8. Но это приводит к затягиванию фронтов импульса. Определенный эффект дает и включение емкости 10...20 пФ в цепь внешней ОС. Для улучшения импульсных характеристик ОУ применяются схемы включения, приведенные на рис. 6.4. Схема включения усилителя на рис. 6.4, а

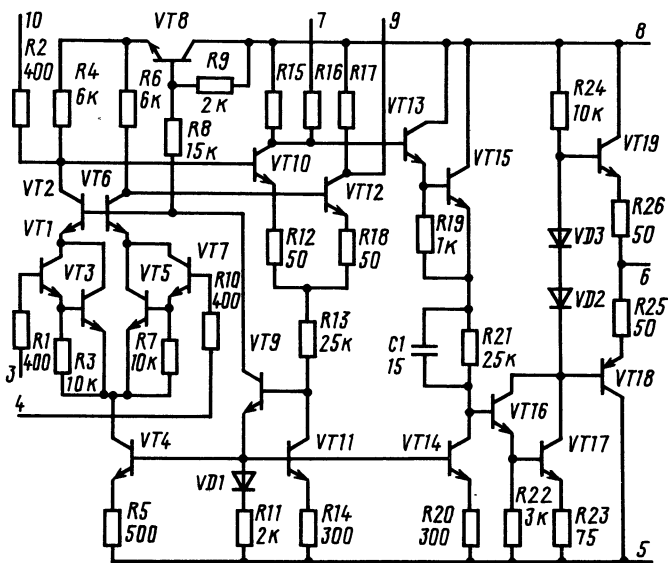


Рис. 6.1. Операционный усилитель типа  $\mu A715$

обеспечивает  $100 \text{ В/мкс}$ , но имеет затянутый процесс установления. Схема включения на рис. 6.4, б обеспечивает  $SR = 50 \text{ В/мкс}$  и  $t_{\text{уст}} = 800 \text{ нс}$  для уровня точности  $\varepsilon_d = 0,1\%$ .

**Усилители с полевыми транзисторами на входе.** Применение полевых транзисторов на входе ОУ позволяет значительно увеличивать режимные токи входного ДУ, что способствует достижению высокого быстродействия. В СССР выпускаются быстродействующие ОУ типов 574УД1 и 544УД2, построенные на биполярных и полевых транзисторах с  $p-n$  переходом. Оба усилителя, параметры которых приведены в табл. 6.1, изготавливаются с диэлектрической изоляцией компонентов. Схема усилителя 574УД1 приведена на рис. 6.5. Диод  $VD1$  обеспечивает защиту от насыщения транзистора  $VT8$  при работе усилителя с большим сигналом, а также в момент включения усилителя, когда ОС еще не установилась. Для увеличения усиления напряжения во втором каскаде (транзисторы  $VT8$ ,  $VT9$ ) в него дополнительно включены транзисторы, осуществляющие передачу сигнала в цепь эмиттера транзистора  $VT9$ . Так как фазы сигналов в цепи эмиттера и коллектора транзистора  $VT9$  совпадают, то увеличивается выходное сопротивление транзистора  $VT9$ , что способствует повышению коэффициента усиления второго каскада.

На рис. 6.6 представлена схема ОУ типа LF157. Электрические параметры усилителя промышленного назначения (группа LF357) приведены в табл. 6.1. Аналогичную схему имеют также ОУ типов LF155 и LF156, которые являются усилителями среднего быстро-

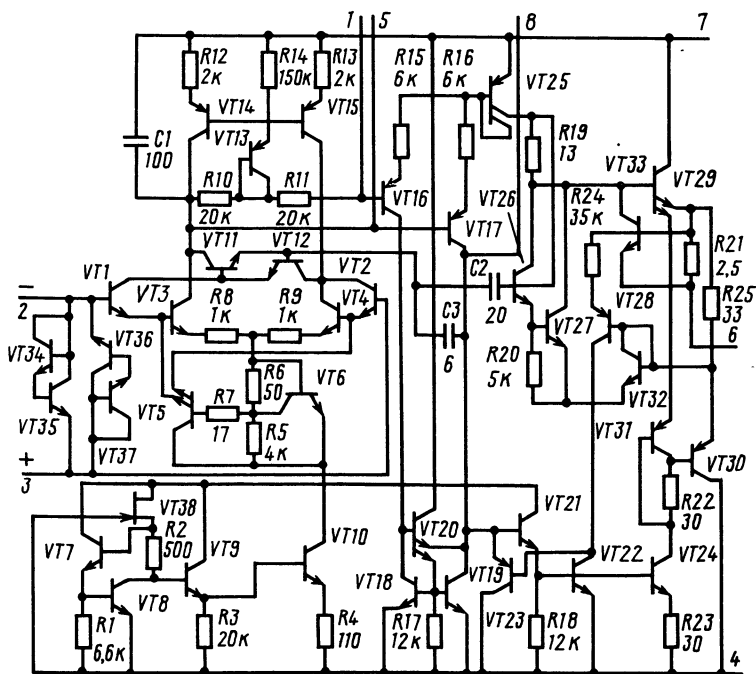


Рис. 6.2. Операционный усилитель типа LM118 (140УД10)

действия. Возможность выделения групп усилителей разного быстродействия, имеющих одну электрическую схему, обеспечивается изменением токового режима в основных каскадах, а также выбором емкостей частотной коррекции  $C_1$ ,  $C_2$ . Скорость нарастания выходного напряжения ОУ типа LF157 определяется при  $K_{U_{oc}} = 5$ . Для стабилизации заданного токового режима входного ДУ на полевых транзисторах в усилителе используется обратная связь по СФ сигналу с помощью транзистора  $VT_6$ . Типовые значения напряжения и тока шума в полосе частот до 1 кГц составляют  $12 \text{ нВ/Гц}^{1/2}$  и  $0,01 \text{ пА/Гц}^{1/2}$ .

**Быстродействующие ОУ на комплементарных транзисторах.** Применение в схемах ОУ наряду с  $n-p-n$  транзисторами  $p-n-p$  транзисторов, изготавливаемых в одном технологическом процессе, у которых коллекторная область получена перекомпенсацией исходной области кремния  $n$ -типа, позволяет создавать ОУ с достаточно высоким быстродействием. Значения  $f_T$  для  $n-p-n$  транзисторов около 700 МГц, для  $p-n-p$  транзисторов примерно 200 МГц. Коэффициенты  $\beta$  транзисторов более 100.

*Усилитель с малым временем установления.* На рис. 6.7 представлена схема ОУ типа HA2520. Усилитель имеет нормированное значение времени установления меньше 500 нс при точнос-



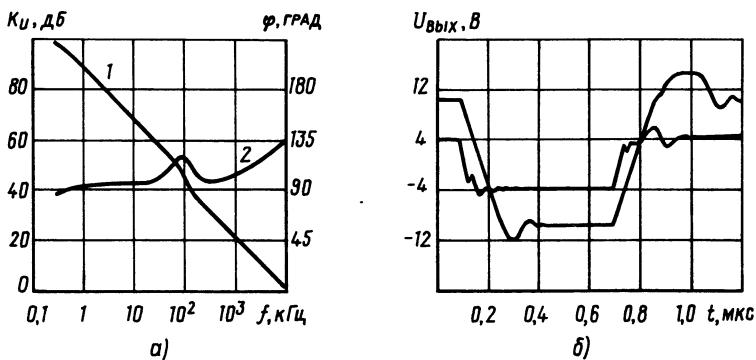


Рис. 6.3. Амплитудно-частотная (1) и фазочастотная (2) характеристики ОУ типа LM118

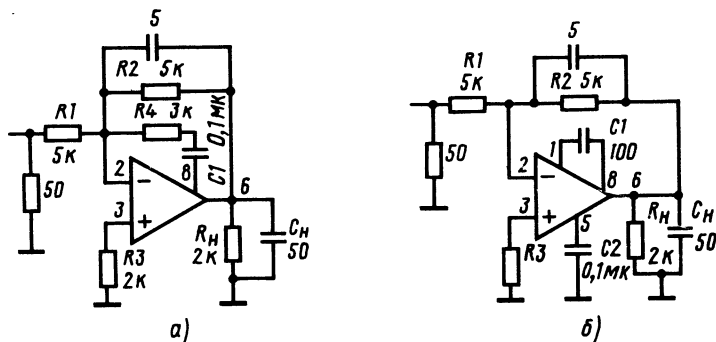


Рис. 6.4. Основные схемы включения ОУ типа LM118

ти  $\epsilon_d = 0,1\%$ , типовое значение 200 нс. Усилитель выполнен с диэлектрической изоляцией компонентов и с применением пленочных интегральных резисторов. Принцип работы усилителя аналогичен описанному в § 4.4. Расчетные значения токов усилителя следующие: для входных повторителей эмиттерные токи  $I_{Э10} = I_{Э20} = 25$  мкА, для входного ДУ  $I_{Э11} = I_{Э18} = 250$  мкА, для каскада  $I_{Э12} = I_{Э16} = 250$  мкА, для выходных повторителей  $I_{Э29} = I_{Э31} = 500$  мкА,  $I_{Э32} = I_{Э33} = 300$  мкА. Коэффициент усиления и постоянная времени каскода равны

$$K_{U_{oy}} \approx R_{\text{вых}8} / (R_{\Gamma 1,2} / \beta^2 + r_{Э11,18} + R_{12,13}); \quad \tau_{01} = R_{\text{вых}8} (C_1 + C_{\Sigma \text{пар}}),$$

где  $R_{\text{вых}8} = R_{\text{вых}VT16} \parallel R_{\text{вых}VT24} \parallel R_{\text{вх.пн}}$ .

Если пренебречь влиянием входного сопротивления выходного повторителя  $R_{\text{вх.пн}}$ , что справедливо при  $R_H \geq 2$  кОм и  $\beta > 60$ , значение выходного сопротивления (вывода 8) схемы ОУ будет определяться параллельным соединением выходных сопротивле-

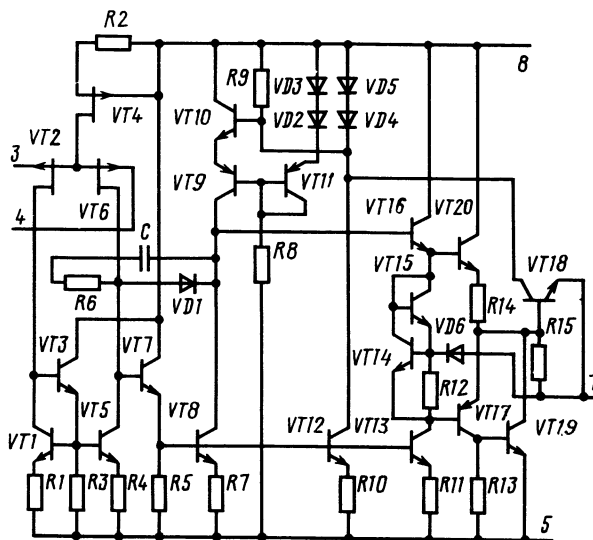


Рис. 6.5. Операционный усилитель типа 574УД1

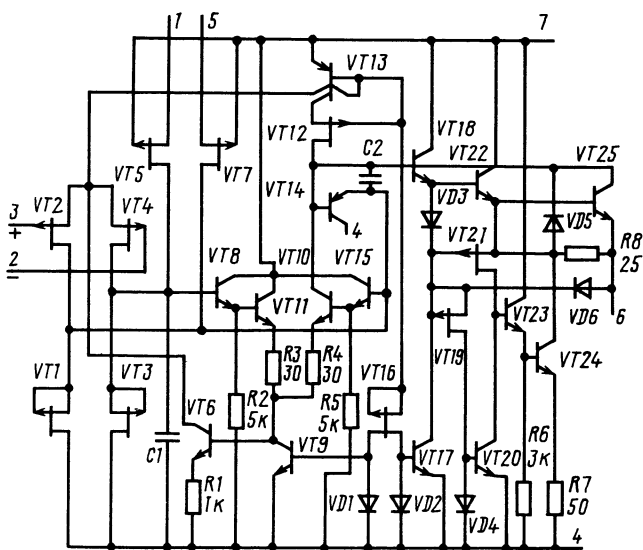


Рис. 6.6. Операционный усилитель типа LF157

ний транзисторов  $VT16$ ,  $VT24$ . Поэтому для получения  $K_{U_{oy}} > > 10^4$  необходимо иметь интегральные транзисторы с сопротивлением закрытого коллекторного перехода более 60 МОм, измеряемого по схеме ОБ при токе  $I_K = 250 \text{ мкА}$ . Частота среза скор-

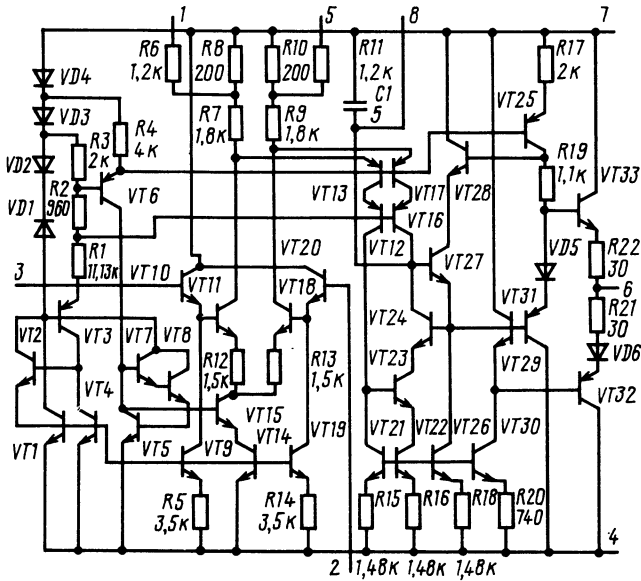


Рис. 6.7. Операционный усилитель типа HA2520 (154УД3)

ректированного ОУ согласно (4.21)  $f_{ср1} = 1/2\pi (r_{э11,18} + R_{12,13}) \times \times (C_1 + C_{\Sigma пар}) = 1/2\pi \cdot 1,65 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-12} = 19,3 \text{ МГц}$ .

Влияние емкости нагрузки сказывается на возникновении полюса с частотой  $f_{02} = 1/2\pi R_{вых.оу} C_n$ . При  $R_{вых.оу} = 120 \text{ Ом}$  и  $C_n = 50 \text{ пФ}$  частота  $f_{02} = 26,5 \text{ МГц}$ . Следовательно, при  $C_1 + C_{\Sigma пар} = 5 \text{ пФ}$  и  $C_n = 50 \text{ пФ}$  усилитель в замкнутом состоянии имеет колебательный режим с различным коэффициентом затухания в зависимости от глубины ОС. Для увеличения запаса по фазе или устойчивости имеется возможность подключения внешнего конденсатора коррекции к выводу  $\delta$ . Требуемая емкость коррекции для апериодического режима работы в зависимости от емкости  $C_n$  может быть найдена из неравенства

$$C_{кор} + C_1 + C_{\Sigma пар} \geq 4F_{ос} R_{вых.оу} C_n / R_{вых \delta} \approx 0,3 \gamma_{ос} C_n.$$

Скорость нарастания выходного напряжения зависит от емкости коррекции. При  $C_1 + C_{\Sigma пар} = 5 \text{ пФ}$  скорость нарастания  $SR = 2I_{к17(22)} / (C_1 + C_{\Sigma пар}) = 0,5 \cdot 10^{-3} / 5 \cdot 10^{-12} = 100 \text{ В/мкс}$ . Время установления на большом сигнале

$$t_{уст} = U_{вых} / SR + [\ln(SR / U_{вых} \omega_{ср}) - 1] / \omega_{ср} + t_{уст.мс},$$

где  $t_{уст.мс}$  находится из (3.72). При  $K_{Uос} = 3$  или при увеличении емкости коррекции, достаточной для аппроксимации АЧХ однополюсной функцией, время установления можно найти согласно (3.85) из следующего выражения:

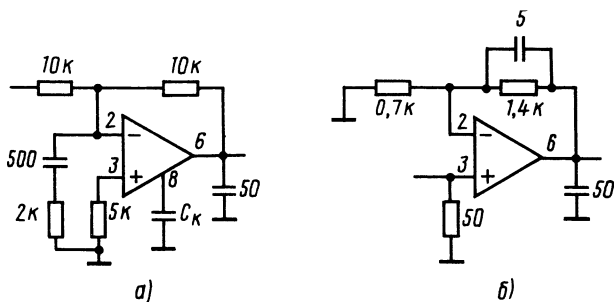


Рис. 6.8. Основные схемы включения ОУ типа HA2520 (154УД3)

$$t_{уст} = U_{вых} / SR + [\ln(SR \cdot 100 / U_{вых} \omega_{ср} \epsilon_d) - 1] / \omega_{ср}.$$

При  $U_{вых} = 10$  В,  $SR = 100$  В/мкс и  $\epsilon_d = 0,1\%$ ,  $K_{Uос} = 3$ ,  $f_{ср} = 6,6$  МГц,  $C_1 + C_{\Sigma пар} = 5$  пФ получим  $t_{уст} = 263$  нс. При включении усилителя с  $K_{Uос} = 1$  ( $f_{ср1} = 19,3$  МГц — колебательный режим) расчётное значение времени установления, найденное из предыдущего равенства,  $t_{уст} = 182$  нс. Это показывает определяющее влияние на  $t_{уст}$  частоты  $f_{ср}$ . Рекомендуемые изготовителем схемы включения ОУ представлены на рис. 6.8 (а, б). При увеличении емкости нагрузки ( $C_n > 50$  пФ) необходимо между выводом 8 и нулевой шиной включать внешнюю емкость коррекции.

*Усилитель с высокой скоростью нарастания выходного напряжения.* На рис. 6.9 приведена несколько упрощенная принципиальная схема интегрального ОУ типа 154УД4, изготавливаемого по технологии, близкой к технологии предыдущего усилителя, но с диффузионными резисторами. Одним из основных параметров в ОУ типа 154УД4 является скорость нарастания выходного напряжения. Усилитель имеет небольшой ток потребления при нулевом входном сигнале, типовое значение  $I_{пот}$  около 2 мА. Поэтому для увеличения скорости нарастания применяется принцип динамического увеличения тока в момент перегрузки, согласно которому скорость нарастания

$$SR = I_{K10(11)} k_{дин} / (C_{кор} + C_{\Sigma пар}),$$

где  $k_{дин} = I_{K10(11)пер} / I_{K10(11)}$  — коэффициент динамического увеличения тока;  $I_{K10(11)}$  — коллекторный ток транзистора VT10 (VT11) каскада усиления в состоянии покоя. При одинаковой топологии транзистора VT9 и диода VD5, а также транзистора VT12 и диода VD8 с учетом (4.21)

$$I_{K10(11)} = 0,5 I_{R1} \exp(0,5 I_{R1} R_{2(3)} / \varphi_T).$$

При  $R_1 = 150$  Ом,  $R_2 = R_3 = 100$  Ом имеем  $I_{K10(11)} = 0,15$  мА.

Большой скачок напряжения на входе ОУ приведет к резкому увеличению тока  $I_{R1}$  и связанного с ним коллекторного тока транзистора VT9 или VT18 в зависимости от полярности

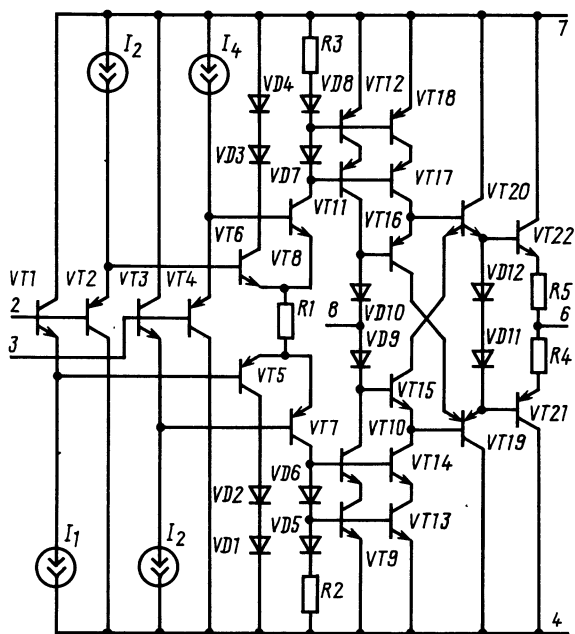


Рис. 6.9. Операционный усилитель типа 154УД4

напряжения входного сигнала. При возрастании токов в десятки раз (для определенности считаем  $k_{\text{дин}}=20$ ,  $C_{\text{кор}}+C_{\Sigma\text{пар}}=6$  пФ) получим расчетное значение скорости нарастания  $500$  В/мкс. Подробнее механизм работы в режиме перегрузки рассмотрен в § 4.4. Измерение скорости нарастания ОУ типа 154УД4 проводится при  $K_{U_{\text{ос}}}=5$ . При снижении коэффициента передачи замкнутого усилителя необходимо увеличивать  $C_{\text{кор}}$ , что приводит к снижению скорости нарастания. При включении ОУ с  $K_{U_{\text{ос}}}=1$  скорость нарастания выходного напряжения около  $200\dots250$  В/мкс. В момент перегрузки с учетом общего возрастания токов в каскадах усилителя, в том числе и выходного,  $I_{\text{пот}}=15\dots20$  мА. Поэтому использование данного усилителя в режимах с разомкнутой ОС, например в качестве компаратора напряжения, нежелательно.

Коэффициент усиления ОУ определяется коэффициентом усилением каскодной схемы и имеет типовое значения  $(2\dots4) \cdot 10^3$ . Амплитудно-частотная характеристика ОУ типа 154УД4 без частотной коррекции имеет два основных полюса  $f_{01}=8$  кГц и  $f_{02}=15$  МГц и частоту среза около  $30$  МГц. Частотную коррекцию осуществляют подключением конденсатора коррекции к выводу 8. При коэффициенте передачи  $K_{U_{\text{оу}}}<5$  предпочтительней RC-коррекция. Включение ОУ с RC-коррекцией показано на рис. 6.10.

Учитывая (4.10)—(4.12), элементы частотной коррекции можно определять из следующих выражений:

$$R_{\text{кор}} = r_{\varepsilon 13,18} f_{\text{ср}1} (1 + R_2/R_1) / f_{02},$$

$$C_{\text{кор}} \geq R_1 / \omega_{\text{ср}1} r_{\varepsilon 13,18} (R_1 + R_2).$$

При  $r_{\varepsilon 13,18} = 200 \text{ Ом}$ ,  $f_{\text{ср}1} = 20 \text{ МГц}$ ,  $f_{02} = 15 \text{ МГц}$  и включении усилителя в качестве инвертора-новторителя ( $R_2 = R_1$ ) получим  $R_{\text{кор}} = 530 \text{ Ом}$ ,  $C_{\text{кор}} = 20 \text{ пФ}$ .

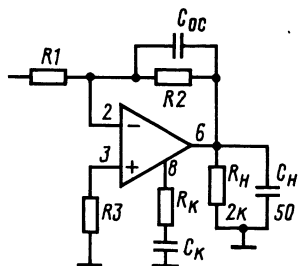


Рис. 6.10. Схема включения ОУ типа 154УД4

## 6.2. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Широкополосные ОУ являются также схемами с повышенным быстродействием: скорость нарастания выходного напряжения обычно превышает  $100 \text{ В/мкс}$ . Но главным свойством, позволяющим выделить их в отдельную группу, является широкополосность. Для оценки широкополосности применяются два параметра — частоту среза  $f_{\text{ср}1}$  и коэффициент широкополосности  $K_{U_{\text{ос}}} f_{\text{ср}}$ , где  $f_{\text{ср}}$  определяется как частота спада характеристики замкнутого ОУ по уровню  $-3 \text{ дБ}$ . Частоту  $f_{\text{ср}1}$  можно найти по результатам измерений при включении ОУ с  $K_{U_{\text{ос}}} = 1,5 \dots 2$ . При однополосной характеристике коэффициента усиления ОУ значения  $K_{U_{\text{ос}}} f_{\text{ср}}$  и  $f_{\text{ср}1}$  совпадают. Для широкополосных ОУ вид частотной коррекции, как правило, зависит от глубины ОС, поэтому параметры  $K_{U_{\text{ос}}} f_{\text{ср}}$  и  $f_{\text{ср}1}$  также различны. Более информативным параметром, по которому оценивается широкополосность, является частота  $f_{\text{ср}1}$ . Коэффициент широкополосности представляет интерес только для конкретного включения ОУ.

Принципиальным для интегральных широкополосных усилителей является уменьшение емкости нагрузки  $C_{\text{н}} = 10 \text{ пФ}$ , а также использование сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}} \geq 150 \text{ Ом}$ . Они могут иметь пониженные значения  $U_{\text{вых}}$  около 5 или 2 В и повышенные значения тока потребления  $I_{\text{пот}} = 20 \dots 30 \text{ мА}$ .

Электрические параметры широкополосных ОУ приведены в табл. 6.2.

**Широкополосный ОУ на комплементарных транзисторах.** Наибольшую известность в качестве широкополосного интегрального ОУ, выполненного на биполярных  $n-p-n$  и  $p-n-p$  транзисторах, получил ОУ типа НА5190. На рис. 6.11 представлена принципиальная схема ОУ НА5190, в которой источник тока условно обозначен  $I_1$ . Схема стабилизированного источника тока ОУ НА5190 построена аналогично показанной на рис. 4.7. Усилитель изготавливается на структурах с диэлектрической изоляцией компонентов и с эпитаксиальным коллектором  $p-n-p$  транзисторов.

Таблица 6.2. Электрические параметры широкополосных ОУ

$U_{\text{вх}}$ , мВ	$I_{\text{вх}}$ , мкА	$\Delta I_{\text{вх}}$ , мкА	$f_{\text{ср1}}$ , МГц	$K_{U_{\text{ос}}}/I_{\text{вх}}$ , МГц	$SR$ , В/мкс	$t_{\text{уст}}$ , нс	$K_{U_{\text{ос}}} \times 10^3$	$K_{\text{о.ф.}}$ , дБ	$I_{\text{пот}}$ , мА	$\pm U_{\text{н}}$ , В	$\pm U_{\text{вых}}$ , В	Тип ОУ
5	15	4	100	150	160	70	15	70	15	15	10	HA5190
5	20	6	—	600	—	350	15	60	25	15	10	HA2539
5	20	6	—	400	350	250	15	60	25	15	10	HA2540
5	13	1	110	1200	350	25	0,25	70	17	8	+2,3 -1,7	SE5539
5	20	2	110	700	—	—	0,22	70	18	8	+2,3 -1,7	NE5539
5	25	—	100	—	100	—	1	—	21	+12 -6	+2,5 -2,5	SL5416
5	10	1,2	110	—	280	60	0,35	60	25	+9 -6	+2,8 -2,8	H1420УД1

\* Время установления для уровня точности  $\varepsilon_d = 0,1\%$

В качестве пассивных компонентов применяются диффузионные, пинч- и балк-резисторы, а в высокочастотном тракте схемы — пленочные резисторы. Частоты  $f_T$   $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  транзисторов составляют 700...900 МГц. Расчетные значения режимных токов следующие:  $I_1 = 1$  мА,  $I_{R1} = I_{R8} = 3$  мА,  $I_{R9} = I_{R11} = 0,1$  мА,  $I_{R15} = I_{R16} = I_{R19} = I_{R20} = I_{R21} = I_{R23} = 4$  мА,  $I_{R25} = 3$  мА. Коэффициент усиления ОУ определяется усилением каскадной схемы. При некоторых упрощениях

$$K_{U_{\text{ос}}} \approx (r_{k22} \parallel r_{k23} \parallel r_{k27}) / (r_{э20} + R_э + R_{r1,2} / \beta_{n,p}),$$

где  $\beta_{n,p} = (\beta_n + \beta_p) / 2$ . Для получения  $K_{U_{\text{ос}}} > 15 \cdot 10^3$  при  $R_{r1,2} \rightarrow 0$  необходимо обеспечивать изготовление интегральных транзисторов с  $r_k$  (схема с ОБ) более 2,5 МОм при токах  $I_K = 4$  мА. Входное сопротивление схемы при  $\beta_n = \beta_p = 100$  около 10 кОм. Поэтому следует применять резисторы во внешних цепях с сопротивлением не более 1...2 кОм. Частота среза  $f_{\text{ср1}}$  около 100 МГц. Скорость нарастания выходного напряжения при суммарной емкости коррекции  $C_{\Sigma \text{кор}} = 13$  пФ и  $I_{K21(24)} = 4$  мА

$$SR = I_{K21(24)} / C_{\Sigma \text{кор}} = 4 \cdot 10^{-3} / 13 \cdot 10^{-12} \approx 300 \text{ В/мкс.}$$

Расчетное значение времени установления при  $U_{\text{вых}} = 5$  В,  $SR = 200$  В/мкс,  $K_{U_{\text{ос}}} = 5$ ,  $f_{\text{ср}} = 20$  МГц, определяемое по формуле  $t_{\text{уст}} = U_{\text{вых}} / SR + [\ln(100 SR / \varepsilon_d U_{\text{вых}} \omega_{\text{ср}}) - 1] / \omega_{\text{ср}}$ , составляет 90 нс при точности  $\varepsilon_d = 0,01\%$ . Время установления данного ОУ в значительной степени зависит от значений  $SR$ , которые, в свою очередь,

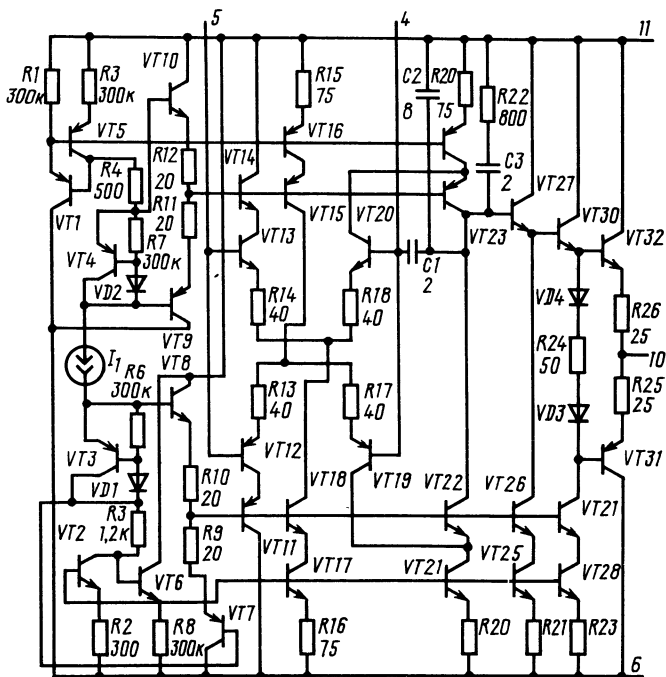


Рис. 6.11. Операционный усилитель типа HA5190

определяются токовым режимом и его стабильностью. Примеры включения ОУ типа HA5190, рекомендуемые изготовителем, приведены на рис. 6.12, а—в. Интегральные ОУ типов HA2539, HA2540, электрические параметры которых приведены в табл. 6.2, имеют принципиальные схемы, близкие по структуре к ОУ типа HA5190. Отличия в основном касаются схем источников стабилизации тока и выходного каскада.

**Широкополосные ОУ с пониженным выходным напряжением.** Общим для широкополосных ОУ типов SL541, NE/SE5539, а также ОУ типа H1420УД1 является пониженное выходное напряжение. Для широкополосных ОУ, особенно в интегральном исполнении, снижение выходного напряжения можно считать обоснованным, так как исходя из допустимой рассеиваемой мощности микросхемы при работе на низкоомную нагрузку  $R_n = 150 \text{ Ом}$  возникает ограничение максимального значения выходного напряжения. При  $R_n = 150 \text{ Ом}$  и  $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$  выходной ток составляет 33 мА. Данные интегральные ОУ изготавливаются с применением транзисторов с  $f_T \geq 1,2 \text{ ГГц}$  и  $U_{K0} \geq 12 \text{ В}$ . В усилителе SL541 используются также «боковые» *p-n-p* транзисторы.

*Усилитель типа SL541.* На рис. 6.13 представлена принципиальная схема интегрального ОУ типа SL541. Транзистор *p-n-p*



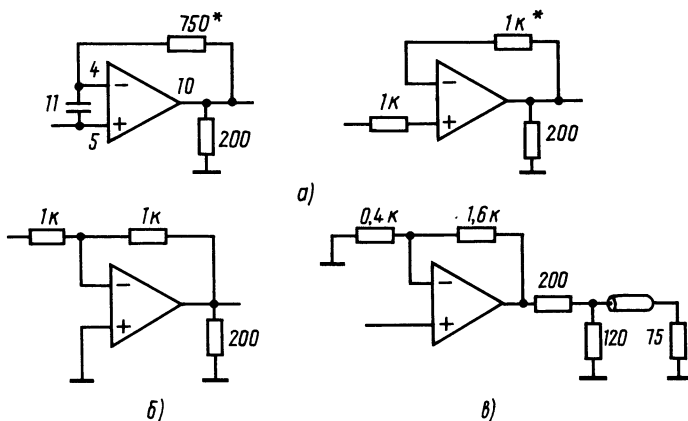


Рис. 6.12. Основные схемы применения ОУ типа HA5190

*VT17* включен как источник постоянного тока, поэтому его частотные свойства не влияют на частотные свойства усилителя. Транзистор *VT14* при работе в линейном режиме усилителя закрыт и открывается, когда значительно снижается напряжение на коллекторе транзистора *VT13*, фиксируя его уровень. Стабилитрон *VD7* вместе с транзисторами *VT19*, *VT20* схемы выходного повторителя обеспечивает сдвиг уровня постоянной составляющей напряжения. Коэффициент усиления данного ОУ определяется коэффициентом каскодно включенного ДУ

$$K_{U_{oy}} \approx (R_{\text{вых } VT17} \parallel R_{\text{вх.пн}}) / (R_r / \beta^2 + 2r_{\text{э},8,12} + R_3),$$

где  $R_3$  — внешнее сопротивление, включаемое между выводами 7, 8 — эмиттерами транзисторов *VT8*, *VT12*. В зависимости от значений  $R_3$  меняется  $K_{U_{oy}}$ , что дает возможность применять различные емкости коррекции, меняя частотную полосу и импульсные параметры ОУ. Например, при  $R_3 = 0$  допускается включение ОУ с  $K_{U_{oy}} = 20$  дБ без внешней емкости коррекции, что позволяет получать  $SR = 175$  В/мкс,  $t_{\text{уст}} = 42$  нс при  $\epsilon_d = 1\%$ . При  $R_3 = 100$  Ом и подключении  $C_{\text{кор}} = 22$  пФ обеспечивается работа усилителя с  $K_{U_{oc}} = 10$  дБ и параметрами  $SR = 140$  В/мкс,  $t_{\text{уст}} = 50$  нс при  $\epsilon_d = 1\%$ . Сдвиг ФЧХ разомкнутого усилителя SL541 равен  $135^\circ$  на частоте 45 МГц при  $R_3 = 0$ , а при  $R_3 = 150$  Ом аналогичный сдвиг фазы проявляется на частоте 80 МГц.

*Усилитель типа NE/SE5539.* Принципиальная схема данного ОУ показана на рис. 6.14. Усилитель содержит два канала усиления — первый канал на транзисторе *VT6* и второй канал на транзисторах *VT4*, *VT5* с цепью положительной ОС на транзисторе *VT8* и резисторе *R8*. Согласно [34] коэффициент усиления ОУ  $K_{U_{oy}} = K_{U1} K_{U2} / (1 - \gamma_{\text{ос.внутр}} K_{U2}) + K_{U3} (1 + \gamma_{\text{ос.внутр}} K_{U2})$ , где  $K_{U1}$  — коэффициент усиления полусхемы ДУ на транзисторе *VT4*,  $K_{U2}$  — ко-

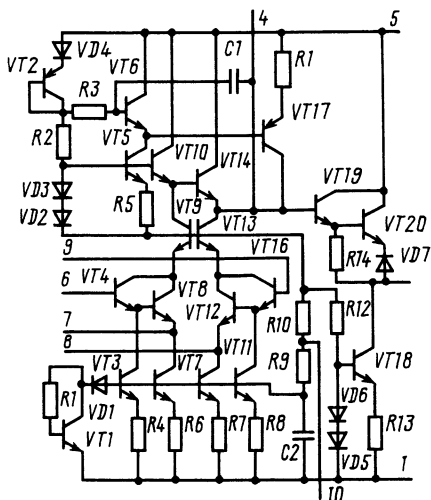


Рис. 6.13. Операционный усилитель типа SL541

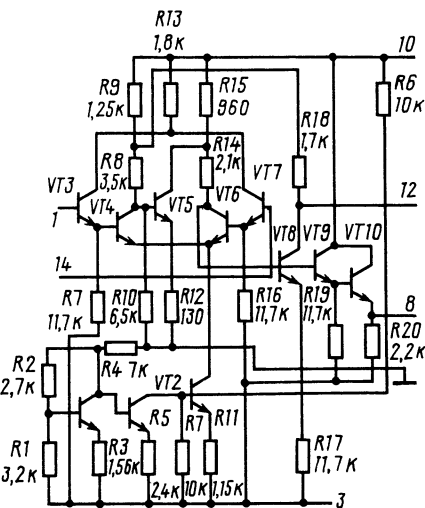


Рис. 6.14. Операционный усилитель типа NE/SE5539

эффицент усиления схемы на транзисторе  $VT5$ ,  $K_{U3}$  — коэффициент усиления полусхемы ДУ на транзисторе  $VT6$ ,  $\gamma_{oc.внутр}$  — коэффициент внутренней ОС, в который входит также коэффициент передачи напряжения на транзисторе  $VT8$ . На низких частотах усиление на транзисторе  $VT8$  значительно меньше единицы, на высоких частотах в зависимости от паразитной и внешней емкости, подключаемой к выводу схемы 12, усиление на транзисторе  $VT8$  начнет возрастать с определенной частоты. Это приводит к увеличению  $\gamma_{oc.внутр}K_{U2}$  и коррекции АЧХ усилителя. Усилитель типа NE/SE5539 при включении с  $K_{Uoc}=7$  имеет коэффициент широкополосности  $K_{Uoc}f_{cn}=1,2$  ГГц. Типовое время установления при включении с  $K_{Uoc}=2$  составляет 20 нс. К недостатку усилителя можно отнести низкий коэффициент усиления — 250...390. На рис. 6.15 приведены АЧХ и ФЧХ усилителя, на рис. 6.16 (а, б) — схемы его включения [34].

**Усилитель типа H1420УД1.** Интегральный ОУ типа H1420УД1 построен по схеме с параллельными высоко- и низкочастотным каналами [35] и изготавливается на тонких структурах с  $p-n$  изоляцией. Принципиальная схема усилителя в несколько упрощенном виде показана на рис. 6.17. Коэффициент усиления по низкочастотному каналу определяется произведением коэффициентов усиления полусхемы входного ДУ на транзисторе  $VT12$ , схемы второго ДУ (транзисторы  $VT1—VT10$ ) и коэффициента передачи в точку суммирования сигналов — коллектор транзистора  $VT17$ :

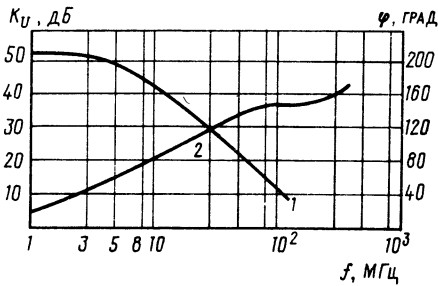
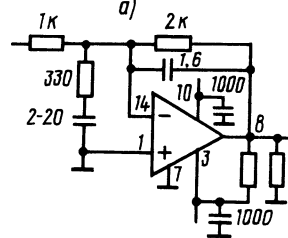
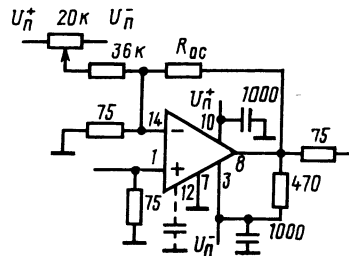


Рис. 6.15. Амплитудно-частотная (1) и фазочастотная (2) характеристики ОУ типа NE/SE539



б)

Рис. 6.16. Основные схемы включения усилителя типа NE/SE539

$$K_{U_{нч}} = \frac{R_9}{R_{r1,2}/\beta^2 + 2r_{3,12,17}} \cdot \frac{R_4 \parallel \beta R_6 \parallel 0,33r_{к\beta}}{2r_{4,7}} \cdot \frac{R_{14} \parallel 0,5r_{к\beta}}{R_{13} + R_{14} \parallel 0,5r_{к\beta}}$$

Коэффициент усиления по высокочастотному каналу — полусхемы входного ДУ на транзисторе VT17

$$K_{U_{вч}} \approx [(0,5r_{к\beta} \parallel R_{13} \parallel R_{14}) \parallel (\beta^2 R_n)] / (2r_{3,12,17} + R_{r1,2}/\beta^2)$$

При номинальных резисторах и  $r_{к\beta} = 40$  кОм коэффициенты усиления  $K_{U_{нч}} \approx 800$ ,  $K_{U_{вч}} \approx 70$  и  $K_{U_{oy}} = 870$ . Расчеты проводились при малом сигнале. При большом сигнале ( $U_{вых} = \pm 2$  В) типовые значения измеренного  $K_{U_{oy}}$  около 500. Расчетное значение входного сопротивления при  $\beta = 100$   $R_{вх} \approx 2\beta^2 r_{3,12,17} = 250$  кОм. На рис. 6.18 приведены АЧХ и ФЧХ усилителя с разомкнутой ОС. При включениях ОУ с  $K_{U_{oc}} < 10$  необходимо применять частотную коррекцию, которая может подключаться к выводу б микросхемы или ко входу усилителя. На рис. 6.19 показано включение ОУ с RC-коррекцией по входу. Расчетные значения элементов входной коррекции находятся согласно (4.18) из следующих выражений:

$$R_{кор.вх} = (\bar{R}_1 + R_3) / \{f_1 [1 + K_{U_{вч}} R_1 / (R_1 + R_2)] / f_{ср1} - 1\},$$

$$C_{кор.вх} \geq K_{U_{вч}} R_1 / 2\pi f_{ср1} (R_{кор.вх} + R_1 + R_3)(R_1 + R_2).$$

Согласно данным рис. 6.18 частота  $f_1$ , на которой фазовый сдвиг составляет  $90^\circ$ , равна 20 МГц. Частоту среза  $f_{ср1}$  можно выбрать

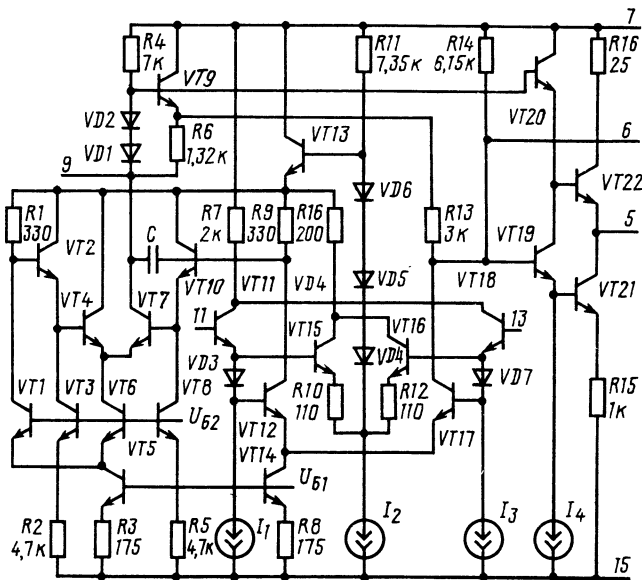
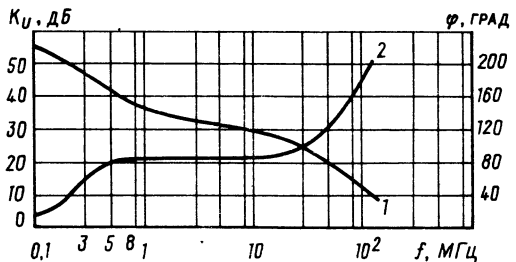


Рис. 6.17. Операционный усилитель типа H1420УД1

Рис. 6.18. Амплитудно-частотная (1) и фазочастотная (2) характеристики ОУ типа H1420УД1



равной 110 МГц. Расчетные значения для инвертирующего повторителя при  $R_3=0$ ,  $R_1=R_2=2$  кОм и  $K_{U_{вч}}=70$  равны  $R_{кор.вх} = 360$  Ом и  $C_{кор.вх} = 20$  пФ. Элементы входной RC-коррекции зависят от усиления по высокочастотному каналу. Поэтому для получения оптимальных результатов, например по времени установления, необходима подстройка элементов коррекции под конкретный ОУ. Типовое значение  $t_{уст}$  с точностью  $\varepsilon_d=0,1\%$  составляет 50 нс. Емкость в цепи обратной связи  $C_{ос}$  определяют из равенства  $C_{ос} \approx (C_{вх} + C_M) R_1 / (R_1 + R_2)$ , где  $C_{вх}$ ,  $C_M$  — входная и монтажная емкость усилителя. Примем  $C_{вх} + C_M = 3$  пФ, тогда при включении ОУ как инвертора-повторителя получим  $C_{ос} = 1,5$  пФ. Импульсное выходное напряжение усилителя при  $U_{вых} = 2$  В приведено на рис. 6.20. Увеличение амплитуды импульсного сигнала выше 2 В не рекомендуется из-за возрастания выброса и затягивания времени установления. Амплитуда выходного импульсного сигнала отрицательной полярности может достигать

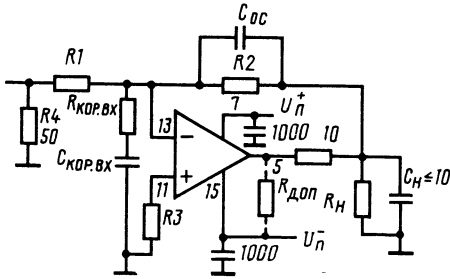


Рис. 6.19. Включение ОУ типа H1420UD1 в качестве инвертирующего усилителя

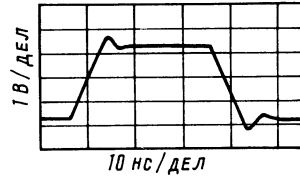


Рис. 6.20. Выходной импульсный сигнал ОУ типа H1420UD1

–2,5 В. Типовое значение скорости нарастания  $SR$  выходного напряжения 300 В/мкс. Для гармонического сигнала амплитудные значения  $U_{\text{вых}}$  могут быть около 3 В. С целью увеличения выходного напряжения сигнала отрицательной полярности подключается дополнительный резистор  $R_{\text{доп}}$  (см. рис. 6.19), при этом необходимо учитывать допустимую рассеиваемую мощность микросхемы  $P_{\text{рас}} \leq 730$  мВт.

## 7. ОСНОВНЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

### 7.1. ИНВЕРТИРУЮЩИЙ И НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛИ

Схемы замещения ОУ, включенных в качестве инвертирующего и неинвертирующего усилителей, и соотношения для выходных напряжений согласно [36, 37] даны в табл. 7.1.

В общем виде выходное напряжение для инвертирующего и неинвертирующего усилителей

$$U_{\text{вых}}^{-(+)} = [K_{U_{\text{оу}}} \gamma_{\text{вых}} / (1 + K_{U_{\text{оу}}} \gamma_{\text{вых}} \gamma_{\text{ос}})] \gamma_{\text{пр}}^{-(+)} (U_{\text{г}} + U_{\Sigma \text{раз}}^{-(+)}), \quad (7.1)$$

где

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{ос}} &= \frac{R_1 \parallel (R_{\text{вх.оу}} + R_3)}{R_2 + R_1 \parallel (R_{\text{вх.оу}} + R_3)} \frac{R_{\text{вх.оу}}}{R_{\text{вх.оу}} + R_3} \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \\ \gamma_{\text{пр}}^- &= \frac{R_2 \parallel (R_{\text{вх.оу}} + R_3)}{R_1 + R_2 \parallel (R_{\text{вх.оу}} + R_3)} \frac{R_{\text{вх.оу}}}{R_{\text{вх.оу}} + R_3} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \\ \gamma_{\text{пр}}^+ &= \frac{R_{\text{вх.оу}}}{R_3 + R_{\text{вх.оу}} + R_1 \parallel R_2}; \quad \gamma_{\text{вых}}^+ = \frac{R_{\text{н}} \parallel (R_1 + R_2)}{R_{\text{вх.оу}} + R_{\text{н}} \parallel (R_1 + R_2)}; \end{aligned}$$

Таблица 7.1

Схема замещения	Выходное напряжение
	<p style="text-align: center;">Инвертирующее включение</p> $U_{\text{вых}} = - \frac{K_{U_{oy}} \gamma_{\text{вых}} \gamma_{oc}}{1 + K_{U_{oy}} \gamma_{\text{вых}} \gamma_{oc}} \gamma_{\text{пр}}^- (U_{\Gamma} + U_{\Sigma \text{раз}}^-) \approx - \left\{ \frac{R_2}{R_1} / \left[ 1 + \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{[R_H \parallel (R_2 + R_1)] K_{U_{oy}}}{R_{\text{вых.oy}} + R_H \parallel (R_2 + R_1)} \right)^{-1} \right] \right\} \times [U_{\Gamma} - I_{\text{Б}}^- R_1 + (I_{\text{Б}}^+ R_3 - U_{\text{см}}) (R_1 + R_2) / R_2]$ <p style="text-align: center;">Неинвертирующее включение</p> $U_{\text{вых}} = \frac{K_{U_{oy}} \gamma_{\text{вых}} \gamma_{oc}}{1 + K_{U_{oy}} \gamma_{\text{вых}} \gamma_{oc}} \gamma_{\text{пр}}^+ (U_{\Gamma} + U_{\Sigma \text{раз}}^+) \approx \left\{ \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) / \left[ 1 + \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times \frac{[R_H \parallel (R_2 + R_1)] K_{U_{oy}}}{R_{\text{вых.oy}} + R_H \parallel (R_2 + R_1)} \right)^{-1} \right] \right\} [U_{\Gamma} + U_{\text{см}} + U_{\text{дс}} - I_{\text{Б}}^+ R_3 + I_{\text{Б}}^- R_1 R_2 / (R_1 + R_2)];$ $U_{\text{дс}} = U_{\text{вх.сф}} / K_{\text{о.сф}}$

$\gamma_{\text{пр}}^{-(+)}$  — коэффициент прямой передачи сигнала при инвертирующем (неинвертирующем) включении;  $\gamma_{\text{вых}}$  — коэффициент передачи на выходе схемы;  $U_{\Sigma \text{раз}}$  — приведенный ко входу сигнал разбаланса ОУ. Перепишем соотношение (7.1):

$$U_{\text{вых}}^{-(+)} = [1 / (1 + 1 / K_{U_{oy}} \gamma_{\text{вых}} \gamma_{oc})] (\gamma_{\text{пр}}^{-(+)} / \gamma_{oc}) (U_{\Gamma} + U_{\Sigma \text{раз}}^{-(+)}).$$

Отношение  $\gamma_{\text{пр}} / \gamma_{oc}$  определяет коэффициент усиления замкнутого ОУ, а отличие  $1 / (1 + 1 / K_{U_{oy}} \gamma_{\text{вых}} \gamma_{oc})$  от единицы — погрешность усиления. Погрешность усиления будет тем меньше, чем больше  $K_{U_{oy}}$ , чем сильнее выражены неравенства  $(R_1 + R_2) \parallel R_H \gg R_{\text{вых.oy}}$ ;  $R_1, R_2, R_3 \ll R_{\text{вх.oy}}$  и чем ближе  $\gamma_{oc}$  к единице. Для инвертирующего и неинвертирующего включений  $\gamma_{\text{пр}}^- / \gamma_{oc} \approx R_2 / R$  и  $\gamma_{\text{пр}}^+ / \gamma_{oc} = 1 + R_2 / R_1$  соответственно. Представим коэффициент передачи в виде

$$K_{U_{oc}} = [K_{U_{oc}} \gamma_{\text{вых}} / (1 + K_{U_{oy}} \gamma_{\text{вых}} \gamma_{oc})] \gamma_{\text{пр}}. \tag{7.2}$$

Продифференцировав (7.2), получим соотношения для оценки стабильности усиления замкнутого усилителя

$$\frac{dK_{U_{oc}}}{K_{U_{oc}}} = \frac{dK_{U_{oy}}}{K_{U_{oy}}} \left( 1 - \frac{K_{U_{oy}}}{F_{oc}} \right) + \frac{d\gamma_{вых}}{\gamma_{вых}} \left( 1 + \frac{\gamma_{вых}}{F_{oc}} \right) - \frac{d\gamma_{oc}}{\gamma_{oc}} \frac{\gamma_{oc}}{F_{oc}} + \frac{d\gamma_{пр}}{\gamma_{пр}}. \quad (7.3)$$

Параметрические изменения  $K_{U_{oy}}$ ,  $R_{вх.oy}$ ,  $R_{вых.oy}$ , сопротивлений ОС определяют нестабильность усиления замкнутого ОУ. Стабильность усиления в общем случае растет при увеличении глубины ОС.

## 7.2. ВЛИЯНИЕ НАГРУЗКИ, ВХОДНОЙ ЕМКОСТИ И ДРУГИХ ФАКТОРОВ НА ЧАСТОТНЫЕ И ИМПУЛЬСНЫЕ СВОЙСТВА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Изменения сопротивления и емкости нагрузки, входной емкости с учетом монтажной емкости, температуры среды и напряжения источников питания могут существенно влиять на частотные и импульсные свойства усилителей. Изменение сопротивления нагрузки приводит к изменению коэффициента усиления  $K'_{U_{oy}} = K_{U_{oy}} \gamma_{вых} = K_{U_{oy}} R_n / (R_n + R_{вых.oy})$  и частоты среза  $f'_{ср1} = f_{ср1} R_n / (R_n + R_{вых.oy})$ , как это показано на рис. 7.1. При увеличении емкости нагрузки происходит смещение частоты полюса  $f_{02} = 1/2\pi R_{вых.oy} C_n$  в сторону низких частот. Для обеспечения устойчивости необходимо дополнительно корректировать АЧХ усилителя. Для этой цели часто применяют включение емкости  $C_I$  в цепь ОС (рис. 7.2). Кроме того, дополнительно подсоединяется развязывающий резистор  $R_d = 10 \dots 200$  Ом. Выбор ОУ с уменьшенным  $R_{вых.oy}$  позволяет увеличивать допустимую емкость нагрузки. Увеличение емкости нагрузки может влиять на скоростные свойства усилителя, так как  $SR_{вых} = I_{вых} / C_n$ , а при значительной емкости  $C_n$  определять значение  $SR$  усилителя.

Входная емкость ОУ совместно с монтажной  $C_{вх} = C'_{вх} + C_m$  равна 1,5...5 пФ и более в зависимости от применяемых ОУ, а также условий монтажа. Коэффициент усиления ОУ с ОС в операторном виде с учетом входной емкости и частоты основного полюса  $\omega_{01}$

$$K_{U_{oc}}(p) = \frac{K_{U_{oc}}(1 + pR_2C_{вх}\gamma_{oc})}{1 + p(R_2C_{вх}\gamma_{oc} + 1/\omega_{01})/F_{oc} + p^2R_2C_{вх}\gamma_{oc}/\omega_{01}F_{oc}}. \quad (7.4)$$

Из (7.4) следует, что емкость  $C_{вх}$  приводит к возникновению дополнительных нуля и полюса в АЧХ усилителя. Компенсацию влияния емкости  $C_{вх}$  осуществляют подключением емкости  $C_{oc}$  в цепь ОС. Это можно учесть в (7.4), заменив  $R_2$  на  $Z_2 = R_2 \parallel 1/pC_2$ . Емкость  $C_2$  можно найти из условия компенсации, которое следует из равенства  $pZ_2C_{вх}\gamma_{oc} = 1$ :

$$C_{oc} \approx C_{вх}\gamma_{oc} = C_{вх}R_1/(R_1 + R_2). \quad (7.5)$$

Рис. 7.1. Амплитудно-частотная характеристика разомкнутого ОУ: 1 – без подключения нагрузки, 2 – с подключением нагрузки

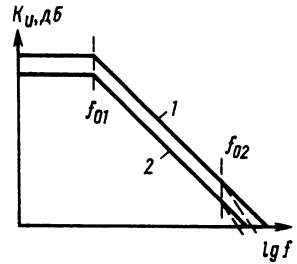
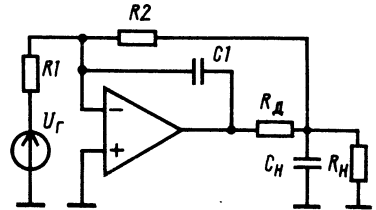


Рис. 7.2. Включение дополнительного резистора  $R_n$  при большой емкостной нагрузке



Иногда при неинвертирующем включении ОУ конденсатор емкостью, определяемой по (7.5), подключают в цепь положительной ОС.

При изменении в широких пределах напряжений источников питания в схемах ОУ в зависимости от степени стабилизации токовых режимов будет происходить значительное или слабо выраженное изменение токов и соответственно определенное изменение  $K_{U_{oy}}$ ,  $SR$  и малосигнальной частоты среза. Так как скорость нарастания выходного напряжения ОУ линейно связана с током, то прогнозирование данного параметра при изменении напряжения источников питания не представляет сложности. Например, для усилителей 153УД1 (153УД3), в которых применена логарифмическая стабилизация токов,

$$SR/SR_{U_{п(ном)}} = 1 - \lg [U_{п(ном)}/U_{п(изм)}].$$

При изменении  $U_{п}$  от  $\pm 15$  до  $\pm 9$  В расчетное значение  $SR/SR_{U_{п(ном)}} = 0,778$ , измеренные значения  $SR$  образцов усилителей 153УД1<sup>н(ном)}</sup> составляют 0,79 ... 0,755. Рассмотрим изменения малосигнальных частотных параметров усилителей при применении рекомендуемых изготовителем цепей коррекций, обеспечивающих устойчивость в режимах повторителей напряжения, на примере интегральных ОУ типов 153УД1, 153УД2 и 154УД3. Частота среза при единичном усилении для ОУ 153УД1

$$f_{ср1} = K_{U2} K_{U3} / 2\pi r_{э.вх} C_{кор1} (1 + K_{U2}), \quad (7.6)$$



для ОУ 153УД2

$$f_{\text{ср1}} = 1/4\pi r_{\text{э.вх}} C_{\text{кор}}, \quad (7.7)$$

для ОУ 154УД3

$$f_{\text{ср1}} = 1/2\pi (r_{\text{э.вх}} + R_3)(C_{\text{кор}} + C_{\Sigma\text{пар}}), \quad (7.8)$$

где  $r_{\text{э.вх}}$  — сопротивления эмиттерных переходов транзисторов входного ДУ. Для ОУ 153УД1  $r_{\text{э.вх}} = 1,5$  кОм,  $C_{\text{кор1}} = 5$  нФ, для ОУ 153УД2  $r_{\text{э.вх}} = 2,5$  кОм,  $C_{\text{кор}} = 30$  пФ, для ОУ 154УД3  $r_{\text{э.вх}} + R_3 = 1,65$  кОм,  $C_{\text{кор}} + C_{\Sigma\text{пар}} = 5$  пФ. При подстановке этих данных в (7.6) — (7.8) получим для ОУ 153УД1 и 153УД2  $f_{\text{ср1}} = 1$  МГц, для ОУ 154УД3  $f_{\text{ср1}} = 19$  МГц. Положив  $r_{\text{э.вх}} = 2\varphi_T/I_1$ , где  $I_1$  — ток источника тока во входном ДУ, и подставив это выражение в (7.6) — (7.8), имеем

$$f_{\text{ср1(УД1)}} = I_1 K_{U3}/4\pi\varphi_T C_{\text{кор1}}, \quad f_{\text{ср1(УД2)}} = I_1/8\pi\varphi_T C_{\text{кор}}, \quad (7.9)$$

$$f_{\text{ср1(УД3)}} = I_1/4\pi(\varphi_T + 0,5I_1 R_3)(C_{\text{кор}} + C_{\Sigma\text{пар}}). \quad (7.10)$$

Из (7.9) следует, что частота  $f_{\text{ср1}}$  ОУ 153УД1, 153УД2 линейно зависит от изменений тока  $I_1$ . Для ОУ 154УД3 с учетом того, что  $0,5I_1 R_3 = 0,37$  В, эта зависимость незначительна, определяющим является влияние паразитных емкостей полупроводниковой структуры при изменении напряжений питания. Отметим, что из (7.9), (7.10) следует также взаимосвязь между малосигнальной полосой и быстродействием ОУ при большом сигнале, которая справедлива для выбранных цепей коррекции:

$$f_{\text{ср1(УД1)}} = SR_{\text{УД1}}/4\pi\varphi_T, \quad f_{\text{ср1(УД2)}} = SR_{\text{УД2}}/8\pi\varphi_T, \quad f_{\text{ср1(УД3)}} = SR_{\text{УД3}}/4\pi(\varphi_T + I_1 R_3).$$

Влияние температуры окружающей среды на частотные свойства рассматриваемых ОУ определяется выражением, которое можно получить, продифференцировав соотношения (7.9), (7.10) по переменной  $T$ :

$$\frac{df_{\text{ср1(УД1)}}/dT}{f_{\text{ср1(УД1)}}} = \frac{dI_1/dT}{I_1} + \frac{dK_{U3}/dT}{K_{U3}} - \frac{1}{T}, \quad \frac{df_{\text{ср1(УД2)}}/dT}{f_{\text{ср1(УД2)}}} = \frac{dI_1/dT}{I_1} - \frac{1}{T},$$

$$\frac{df_{\text{ср1(УД3)}}}{dT} \approx -f_{\text{ср1(УД3)}} [dC_{\Sigma\text{пар}}/(C_{\text{кор}} + C_{\Sigma\text{пар}})]/dT.$$

Для усилителей 153УД1, 153УД2 температурные коэффициенты изменений токов компенсируют влияние изменений температуры на усилительные свойства каскадов, что также обеспечивает стабилизацию частотных параметров. Стабильность частотных свойств ОУ 153УД3 при изменении температуры обеспечивается высокой благодаря выбору  $R_3 \gg r_{\text{э.вх}}$ .

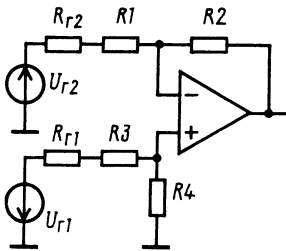


Рис. 7.3. Включение ОУ в качестве дифференциального усилителя

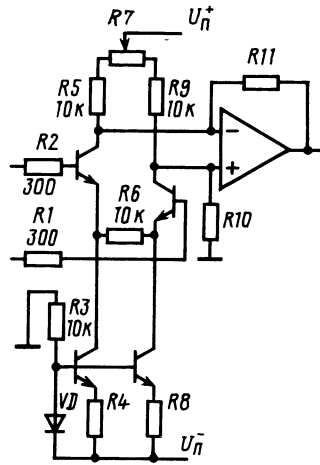


Рис. 7.4. Схема простого инструментального усилителя

### 7.3. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Инструментальный усилитель, или измерительный ДУ, отличается высоким входным сопротивлением, подавлением СФ сигнала и стабильным усилением дифференциального сигнала.

Простой ДУ, построенный на одном ОУ (рис. 7.3), имеет выходное напряжение без учета сопротивлений источников сигналов

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}} &= K_1 U_{\text{вх1}} - K_2 U_{\text{вх2}} + U_{\text{вх сф}} \left( K_{\text{о.сф.оу}}^{-1} + \frac{\Delta K_{1,2}}{K_{1,2}} \right) \frac{K_1 + K_2}{2} = \\
 &= \frac{R_2}{R_1} U_{\text{вх1}} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_{\text{вх2}} + \\
 &+ U_{\text{вх сф}} \left[ K_{\text{о.сф.оу}}^{-1} + \frac{2(R_2 R_3 - R_1 R_4)}{R_4(R_1 + R_2) + R_2(R_3 + R_4)} \right] \frac{K_1 + K_2}{2},
 \end{aligned}$$

где  $K_{1(2)}$  коэффициент усиления сигнала по неинвертирующему (инвертирующему) входу,  $U_{\text{вх1(2)}}$  — входной дифференциальный сигнал,  $U_{\text{вх.сф}} = 0,5(U_{r1} + U_{r2})$  — синфазная составляющая сигналов. Для уменьшения влияния СФ сигнала необходимо обеспечить равенство  $K_1 = K_2$ , что достигается при выборе  $R_1 = R_4$ ,  $R_1 = R_3$ . Тогда выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_2}{R_1} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) + U_{\text{вх сф}} \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{K_{\text{о.сф.оу}}}.$$

В данной схеме это трудно осуществить из-за влияния сопротивлений входных источников  $R_{r1}$ ,  $R_{r2}$ , а также их отличия между собой.

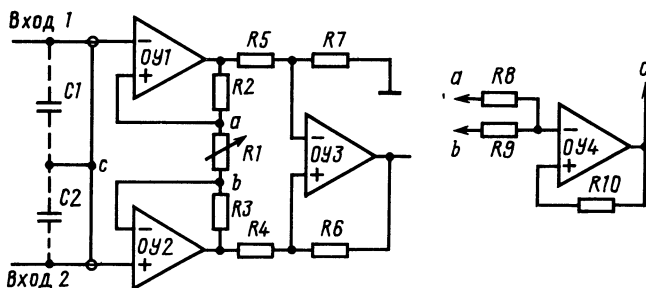


Рис. 7.5. Схема инструментального усилителя на нескольких ОУ

Приведенная на рис. 7.4 схема инструментального ОУ на одном ОУ и дополнительном входном ДУ улучшает развязку по входным сигналам, коэффициент усиления схемы  $K_{U_{oc}} = 20 \dots 50$ . Входное сопротивление по дифференциальному сигналу усилителя  $R_{вх} \approx \beta R_5$ ; при  $\beta = 100$  и  $R_5 = 10$  кОм  $R_{вх} = 10$  МОм. Отклонения сопротивлений резисторов  $R1, R2, R4, R5, R8 - R11$  от абсолютного значения не должны превышать 1%.

Наибольшее распространение получила схема, приведенная на рис. 7.5. Регулировка резистора  $R1$  позволяет изменять коэффициент усиления инструментального усилителя, при  $R_2 = R_3, R_4 = R_5, R_6 = R_7$

$$K_{U_{oc}} = (1 + 2R_2/R_1) R_7/R_5.$$

Входное сопротивление по обоим входам  $R_{вх1(2)} = R_{вх.оу} R_1 \times K_{U_{оу}}/R_2 \parallel R_{вх.сф1(2)}$  составляет сотни мегаом и более. Для уменьшения влияния высокочастотного входного СФ сигнала на входе схемы через паразитные емкости  $C1, C2$  иногда используется дополнительный ОУ4 (см. рис. 7.5), подключающийся к точкам  $a, b, c$  на схеме инструментального усилителя. Для уменьшения шунтирующего влияния  $R8, R9$  на резистор  $R1$  необходимо обеспечить  $R_8, R_9 \gg R_1$ . Ослабление входного СФ сигнала зависит от точности подбора резисторов, а также коэффициента ослабления СФ сигнала выбранных ОУ. При соответствующем подборе резисторов значение  $K_{о.сф}$  инструментального усилителя может достигать 100...120 дБ.

#### 7.4. РЕГУЛИРУЕМЫЕ И СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ, ПОВТОРИТЕЛИ

Существуют различные схемы включения ОУ, реализующие преобразование напряжения в ток, некоторые из них показаны на рис. 7.6. Включение нагрузки в цепь ОС усилителя (см. рис. 7.6, а) позволяет получить источник тока с выходным сопротивлением [19]  $R_{вых.ист} = K_{U_{оу}} R_1$ . Действительно, благодаря действию ОС  $I_2 = I_1$  с учетом полярности сигналов

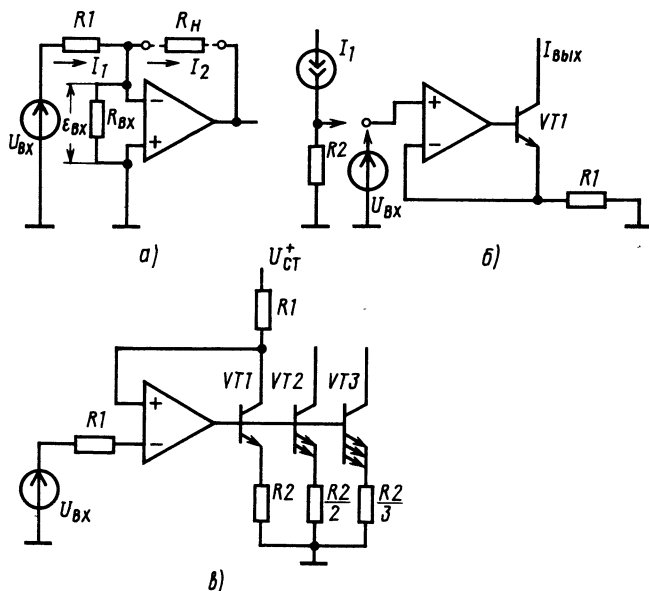


Рис. 7.6. Источники тока на ОУ

$$I_1 = [U_{\text{вх}} - (-\varepsilon_{\text{вх}})] / (R_1 \parallel R_{\text{вх.оу}}) = U_{\text{вх}} / (R_1 \parallel R_{\text{вх.оу}}) - U_{\text{вых}} / K_{U_{\text{оу}}} (R_1 \parallel R_{\text{вх.оу}})$$

и, следовательно,  $R_{\text{вых.ист}} = \partial U_{\text{вых}} / \partial I_2 = K_{U_{\text{оу}}} (R_1 \parallel R_{\text{вх.оу}})$ . При  $R_1 \ll \ll R_{\text{вх.оу}}$ ,  $R_{\text{вых.ист}} = K_{U_{\text{оу}}} R_1$  выходной ток  $I_2 = U_{\text{вх}} / R_1$ . Данное включение соответствует источнику тока с незаземленной нагрузкой. Источники тока с заземленной нагрузкой показаны на рис. 7.6, б, в. Схема на рис. 7.6, б обеспечивает регулировку эмиттерного тока транзистора  $I_3 = U_{\text{вх}} / R_1$ , а схема на рис. 7.6, в — коллекторного тока  $I_{\text{к1}} = (U_{\text{ст}} - U_{\text{вх}}) / R_1$ , причем выходными токами являются коллекторные токи транзисторов VT2, VT3.

Примеры стабилизированных источников напряжения приведены на рис. 7.7 и 7.8. Источники стабилизированных токов могут быть получены из схем на рис. 7.6 при фиксации входного сигнала. Основным параметром источника тока или напряжения является коэффициент стабилизации выходного тока или напряжения при изменении напряжения источников питания. Для простейшего стабилизатора на одном транзисторе (см. рис. 7.7, а)

$$K_{\text{ст}}^{-1} = \Delta U_{\text{ввых}} / \Delta U_{\text{п}} \approx r_{\text{д1}} / R_1 + R_{\text{н}} / r_{\text{кб}}.$$

Включение стабилитрона в качестве источника опорного напряжения с использованием положительной ОС (см. рис. 7.7, б) позволяет повысить стабильность напряжения:  $U_{\text{ввых}} = U_{\text{д1}} (1 + R_2 / R_1)$ , коэффициент стабилизации определяется в основном коэффициентом

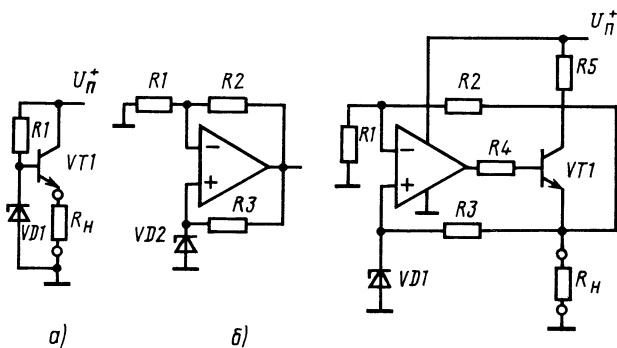


Рис. 7.7. Стабилизированные источники напряжения

Рис. 7.8. Стабилизированный источник напряжения с повышенной мощностью

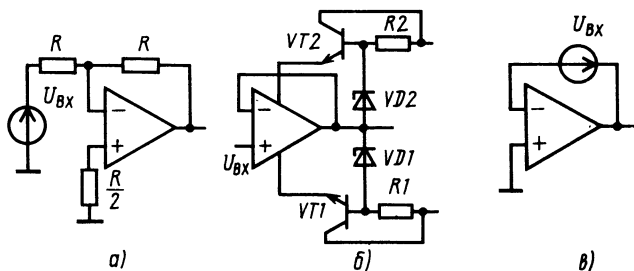


Рис. 7.9. Повторители напряжения на ОУ

том подавления в цепях питания  $K_{п.цп}$ . Но выходная мощность ограничивается применяемым ОУ. Увеличение мощности достигается включением дополнительного мощного транзистора (см. рис. 7.8). В этом случае  $K_{ст}^{-1} \approx R_n / r_{к\beta} (1 + \gamma_{ос} K_{U_{oy}})$ .

Схемы повторителей напряжения на ОУ приведены на рис. 7.9. Для схемы на рис. 7.9, а входное сопротивление  $R_{вх.пн} = R + R_{вх.оу} / (1 + 0,5 K_{U_{oy}})$ , для схемы на рис. 7.9, б без подключения схемы отслеживания выходного сигнала (транзисторы  $VT1, VT2$ )  $R_{вх.пн} = R_{вх.сф.оу}$ , при подключении  $R_{вх.пн} = R_{вх.сф.оу} / (1 - K_n)$ , где  $K_n$  — коэффициент передачи напряжения повторителей на транзисторах  $VT1, VT2$ , для схемы на рис. 7.9, в  $R_{вх.пн} = R_{вх.оу} K_{U_{oy}}$ . Повторитель тока можно получить, например, по схеме рис. 7.6, б при подключении к неинвертирующему входу ОУ источника тока  $I_1$  и резистора  $R_2$  ( $R_2 = R_1$ ).

## 7.5. АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ

В качестве примеров аналоговых схем приведем включения ОУ по схемам сумматора, вычитателя, интегратора, дифференциатора, логарифмического усилителя.

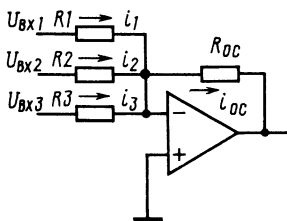


Рис. 7.10. Инвертирующий сумматор

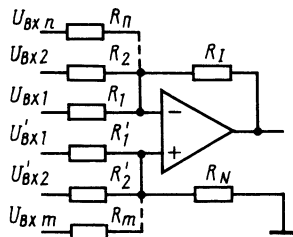


Рис. 7.11. Схема сумматора-вычитателя на ОУ

В основе схемы сумматора в инвертирующем включении, представленной на рис. 7.10, лежит равенство  $\sum i_{вх} = i_{oc}$  или  $U_{вх1}/R_1 + U_{вх2}/R_2 + U_{вх3}/R_3 = -U_{вых}/R_{oc}$ . Следовательно, выходное напряжение сумматора

$$U_{вых} = - \left( U_{вх1} \frac{R_{oc}}{R_1} + U_{вх2} \frac{R_{oc}}{R_2} + U_{вх3} \frac{R_{oc}}{R_3} \right).$$

При  $R_1 = R_2 = \dots = R_n$  и  $R_{oc} = R_1 K_{пер}/n$ , где  $n$  — число входов, получим усилитель с коэффициентом передачи  $K_{пер}$  и усреднением входных сигналов:

$$U_{вых} = - \sum_{i=1}^n U_{вхi} \frac{R_{oc}}{R_1} = - \frac{\sum_{i=1}^n U_{вхi}}{n} K_{пер}.$$

При  $n=3$ ,  $R_1=3 \text{ кОм}$  и  $K_{пер}=5$   $R_{oc}=5 \text{ кОм}$ .

Схема вычитания реализуется при включении ОУ в качестве дифференциального усилителя (см. рис. 7.3). При подключении нескольких входов к ОУ, как показано на рис. 7.11, осуществляются одновременно операции сложения и вычитания. Для правильной работы схемы необходимо, чтобы разность между суммарными коэффициентами передачи по обоим входам равнялась нулю:  $\Delta K_{пер} = \sum K_{пер}^+ - \sum K_{пер}^- = 0$ . В общем виде выходное напряжение схемы на рис. 7.11

$$U_{вых} = \sum_j (R_N/R_j) U_{вхj} - \sum_i (R_I/R_i) U_{вхi}.$$

Для выравнивания коэффициентов передачи по обоим входам ОУ к одному из них подключают дополнительный резистор с нулевым сигналом, определяемым из равенства

$$\sum_i \frac{R_I}{R_i} - \sum_j \frac{R_N}{R_j} \pm \frac{R_{доп}}{R_{i(j)}} = 0.$$

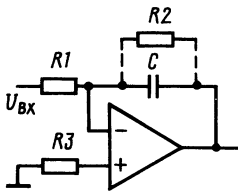


Рис. 7.12. Инвертирующий интегратор на ОУ

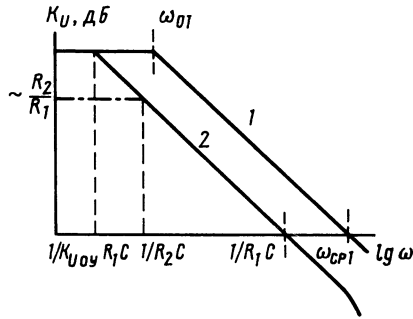


Рис. 7.13. Амплитудно-частотные характеристики ОУ (1) и интегратора (2)

Включение ОУ по схеме инвертирующего интегратора, представленного на рис. 7.12, обеспечивает получение выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = -(1/R_1 C) \int U_{\text{вх}} dt,$$

которое находится из условия  $i_{R1} = i_C$ , где  $i_{R1} = U_{\text{вх}}/R_1$ ,  $i_C = CdU_C/dt = -CdU_{\text{вых}}/dt$ . Включение емкости  $C$  в цепь обратной связи ОУ обеспечивает появление дополнительного полюса. На рис. 7.13 показана исходная однополюсная характеристика частотно-скорректированного ОУ и характеристика интегратора, содержащая новый полюс  $\omega_{\text{инт}} = 1/K_{\text{ouy}} R_1 C$  и второй полюс  $\omega_{\text{сп1}}$ . В реальном интеграторе кроме внешнего входного сигнала действуют внутренние источники сигналов ОУ — напряжения смещения, входных токов, что приводит к появлению на выходе сигнала ошибки и ограничивает во времени процесс интегрирования:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{R_1 C} \int U_{\text{вх}} dt + \frac{1}{C} \int \Delta I_{\text{вх}} dt + \frac{1}{R_1 C} \int U_{\text{см}} dt.$$

Данное соотношение справедливо при  $R_1 = R_3$ . Если  $R_3 = 0$ , то величина  $\Delta I_{\text{вх}}$  заменяется на  $I_{\text{вх}}$ . Сигнал ошибки можно уменьшить, введя резистор  $R_2$  в цепь ОС, если допустимо увеличение частоты полюса интегратора, которая становится равной  $1/R_2 C$ . При работе интегратора от ступеньки напряжения выходной сигнал изменяется по линейному закону во времени  $U_{\text{вых}} = -(U_{\text{вх}}/R_1 C)t$ , что используется, например, в генераторах с треугольным импульсом. Максимально возможная скорость нарастания выходного напряжения ОУ в режиме интегратора определяется скоростью нарастания ОУ или его выходного каскада, нагруженного на емкость интегратора  $I_{\text{вых}}/C$ . В практических схемах для уменьшения влияния сигнала ошибки исполь-

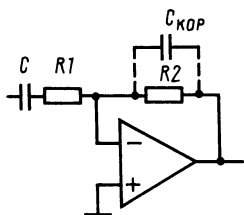


Рис. 7.14. Схема дифференциатора

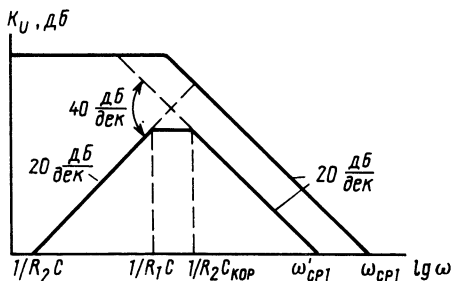


Рис. 7.15. Амплитудно-частотная характеристика дифференциатора

зуют работу интегратора в трех режимах — сброса или установления исходных условий, интегрирования и хранения сигнала, обеспечиваемых подключением и размыканием соответствующих цепей электронными ключами.

Включение конденсатора  $C$  на вход ОУ приводит к схеме дифференциатора, показанной на рис. 7.14, для которой характерным является получение выходного напряжения, пропорционального скорости изменения входного сигнала:  $U_{\text{вых}} = -R_2 C (dU_{\text{вх}}/dt)$ . Однако включение конденсатора  $C$  во входную цепь ОУ делает усилитель неустойчивым, так как суммарный фазовый сдвиг, вносимый дифференцирующей цепью и самим ОУ, может составить  $180^\circ$ . Соответствующее изменение АЧХ дифференциатора, приведенной на рис. 7.15, равно  $40 \text{ дБ/дек}$ . Поэтому во входную цепь включают дополнительный резистор  $R_1$ , который, образуя полюс на частоте  $f_1 = 1/2\pi R_1 C$ , обеспечивает устойчивость схемы. Кроме того, резистор  $R_1$  уменьшает усиление в области высоких частот и соответственно высокочастотные составляющие шума и ограничивает уменьшение емкостного входного тока от источника сигнала.

Обычно в цепь ОС вводится также конденсатор  $C_{\text{кор}}$ , который образует второй полюс с частотой  $f_2 = 1/2\pi R_2 C_{\text{кор}}$ . Схема с включением компонентов  $R_1$  и  $C_{\text{кор}}$  (см. рис. 7.14) является дифференциатором для частот, меньших  $f_1$ , усилителем в полосе частот от  $f_1$  до  $f_2$ , интегратором для частот от  $f_2$  до  $f'_{\text{ср}}$  и представляет собой активный полосовой фильтр первого порядка. При подаче на вход схемы дифференциатора треугольных импульсов на выходе наблюдаются прямоугольные импульсы.

Для оптимального подбора емкости  $C_{\text{кор}}$  [19] можно использовать данное преобразование импульсов, оценивая влияние на характер демпфирования прямоугольных импульсов. При подаче на вход дифференциатора прямоугольных импульсов на выходе возникнут дифференцированные значения напряжений фронтов входных импульсов максимальной амплитуды ( $U_{\text{вых}} = \pm U_{\text{вых.оу}}$ ) и разной полярности в зависимости от направления формирования



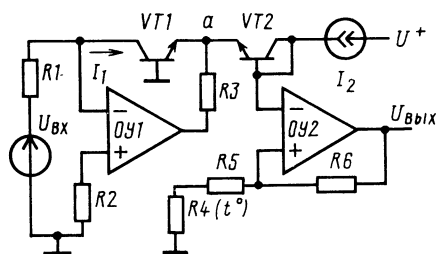


Рис. 7.16. Логарифмический усилитель на двух ОУ

фронта входного импульса и с учетом инверсии сигнала самим ОУ.

Использование нелинейной характеристики  $p-n$  перехода в цепи ОС усилителя позволяет получать логарифмическую зависимость выходного напряжения. Логарифмический усилитель, построенный на двух ОУ, приведен на рис. 7.16. Если снимать выходное напряжение с точки  $a$ —выхода усилителя ОУ1—и не учитывать действие источника тока  $I_2$ , то

$$U_{\text{вых}a} = m\varphi_T \ln(I_{\mathcal{E}1}/I_{\mathcal{E}01}), \quad I_{\mathcal{E}1} \approx I_1 = I_R = U_{\text{вх}}/R_1,$$

где коэффициент  $m = 1,2 \dots 2,3$  в зависимости от токового режима и типа кремниевого транзистора.

Температурный коэффициент выходного напряжения определяется как сумма температурного коэффициента потенциала  $\varphi_T$ , пропорционального величине  $1/T$  (при  $T = 300$  К значение  $1/T = 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ К}^{-1}$ ), и температурного коэффициента теплового тока  $I_{\mathcal{E}0}$ . Для исключения влияния температурных изменений теплового тока применяется дополнительный транзистор, идентичный первому,  $I_{\mathcal{E}01} \approx I_{\mathcal{E}02}$  и используется логарифмическая зависимость разности падений напряжения на переходах

$$\Delta U_{\mathcal{E}1,2} = m\varphi_T \left( \ln \frac{I_1}{I_2} - \ln \frac{I_{\mathcal{E}01}}{I_{\mathcal{E}02}} \right) \approx m\varphi_T \ln(U_{\text{вх}}/R_1 I_2),$$

которая подается на вход ОУ2 и усиливается с коэффициентом  $1 + R_6/(R_4 + R_5)$ .

Для компенсации температурной зависимости величины  $\varphi_T$  применяется терморезистор  $R_4$  с положительной величиной ТКС, равной  $3 \cdot 10^{-3} 1/^\circ \text{C}$ . Сопротивление  $R_3$  выбирается из условий допустимой нагрузки для ОУ1. Учитывая значительное изменение глубины ОС в ОУ1 при изменении тока  $I_1$ , требуется включение элементов частотной коррекции, обеспечивающих устойчивость схемы при максимальных значениях глубины ОС. При подключении диода или транзистора по схеме с ОБ на входе ОУ можно получать обратную, т. е. экспоненциальную, характеристику  $U_{\text{вых}} = -I_2 R_{\text{ос}} \exp(U_1/m\varphi_T)$ . Включения ОУ в качестве логариф-

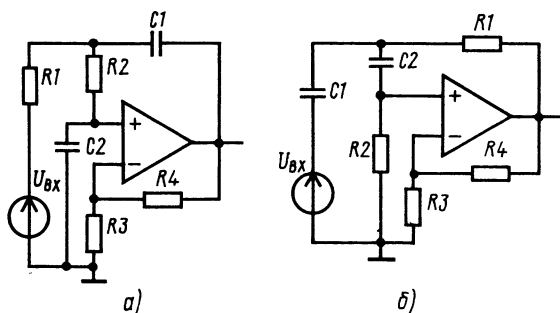


Рис. 7.17. Схемы активных фильтров нижних (а) и верхних (б) частот Саллена и Кея

мических и обратных преобразователей сигналов используются для целей компрессии, сжатия сигналов, их умножения и деления. Разновидностью использования нелинейных зависимостей падения напряжения на  $p$ - $n$  переходах, включаемых во внешние цепи ОУ, являются схемы диодно-функциональных преобразователей, которые обеспечивают преобразование выходного сигнала с изменяемым наклоном характеристики.

## 7.6. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Активные фильтры на ОУ анализируются в [9, 19, 38]. В общем виде передаточные характеристики второго порядка фильтров нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ) и полосового фильтра (ПФ) записываются в виде

$$\begin{aligned}
 H(p)_{\text{нч}} &= H_0 \omega_n^2 / B(p); & H(p)_{\text{вч}} &= H_0 p^2 / B(p); \\
 H(p)_{\text{пф}} &= H_0 p \omega_n \alpha / B(p); & B(p) &= p^2 + p \omega_n \alpha + \omega_n^2,
 \end{aligned}
 \tag{7.11}$$

где  $\omega_n$  — собственная частота;  $\alpha$  — декремент затухания,  $\alpha = 1/Q$ ,  $Q$  — добротность фильтра.

На рис. 7.17 представлены схемы активных ФНЧ и ФВЧ Саллена и Кея. Из сравнения передаточной характеристики ФНЧ (см. рис. 7.17, а)

$$\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{K_n / R_1 C_1 R_2 C_2}{p^2 + p [1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_2 + (1 - K_n)/R_2 C_2] + 1/R_1 C_1 R_2 C_2}$$

с  $H(p)$  в соотношении (7.11) следует

$$\begin{aligned}
 \omega_n &= \sqrt{1/R_1 C_1 R_2 C_2}; & H_0 &= K_n = 1 + R_4/R_3; \\
 \alpha &= \sqrt{R_2 C_2 / R_1 C_1 + \sqrt{R_1 C_2 / R_2 C_1 + \sqrt{R_1 C_1 / R_2 C_2} (1 - K_n)}}.
 \end{aligned}
 \tag{7.12}$$

В зависимости от требуемого наклона участка спада характеристики или, что то же самое, требуемой характеристики фильтра, подчиняющейся аппроксимации полиномами Баттерворта с затуханием  $\alpha = \sqrt{2} = 1,414$ , Бесселя с  $\alpha = 1,732$ , Чебышева с  $\alpha = 1,158$  при неравномерности 0,5 дБ или с  $\alpha = 1,045$  при неравномерности 1 дБ и др., выбираются сопротивления и емкости фильтров второго порядка.

Для схемы ФНЧ (см. рис. 7.17, а) при  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$  исходя из (7.12) имеем

$$RC = 1/2\pi f_n; K_n = 3 - \alpha.$$

Например, для ФНЧ с характеристикой Баттерворта ( $\alpha = \sqrt{2}$ ) и частотой спада 3 кГц на уровне  $-3$  дБ при выборе  $C_1 = C_2 = 0,05$  мкФ сопротивления  $R_1 = R_2 = 1/2\pi f_n C = 1,06$  кОм,  $R_4/R_3 = K_n - 1 = 2 - \alpha = 0,586$  при  $R_3 = 5$  кОм,  $R_4 = 2,93$  кОм.

Используются и другие варианты выбора элементов ФНЧ (см. рис. 7.17, а): с применением  $R_1 = R_2 = R$  и разных емкостей  $C_1$ ,  $C_2$  при  $K_n = 1(R_4 \rightarrow 0, R_3 \rightarrow \infty)$  имеем  $\omega_n = 1/R\sqrt{C_1 C_2}$ ,  $\alpha = 1/Q = 2\sqrt{C_2/C_1}$ ; с применением  $C_1 = C_2 = C$ , разных сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$  и  $K_n = 2$  имеем  $\omega_n = 1/\alpha R_1 C$ ,  $R_2 = R_1 \alpha^2$ .

Параметры ФВЧ по схеме Саллена и Кея на рис. 7.17, б, определяемые из передаточной характеристики, равны

$$\begin{aligned} \omega_n &= \sqrt{1/R_1 C_1 R_2 C_2}; H_0 = K_n; \\ \alpha &= \sqrt{R_1 C_1 / R_2 C_2} + \sqrt{R_1 C_2 / R_2 C_1} + \sqrt{R_2 C_2 / R_1 C_1} (1 - K_n). \end{aligned} \quad (7.13)$$

На практике, как и для ФНЧ, нашли применение три наиболее распространенных варианта ФВЧ: при  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ , при  $C_1 = C_2 = C$ ,  $R_1 \neq R_2$ ,  $K_n = 1$  и  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 \neq C_2$ ,  $K_n = 2$ . Параметры находятся при подстановке в (7.13).

В качестве ПФ часто используется схема Саллена и Кея для ПФ (рис. 7.18, а) и схема ПФ с параллельной ОС (рис. 7.18, б). Отличием последней схемы является включение частотно-зависимого контура в цепи отрицательной ОС. Для повышения добротности иногда к схеме фильтра с параллельной ОС подключают дополнительный ОУ2 с цепью положительной ОС через резистор  $R_7$ . Схема фильтра с параллельной ОС содержит две цепи, соответствующие ФНЧ —  $RIC_2$  и ФВЧ —  $R_4 C_1$ . Элементы фильтра (см. рис. 7.18, б) без дополнительного ОУ2 могут быть найдены при условии  $C_1 = C_2 = C$  из равенств [9]

$$R_1 = Q/\omega_n C K_n; R_2 = Q/\omega_n C (2Q^2 - K_n); R_4 = 2Q/\omega_n C,$$

где  $K_n = R_4/2R_1$ . Увеличение добротности приводит к возрастанию чувствительности фильтра к изменениям элементов схемы и ухудшению устойчивости. Обычно

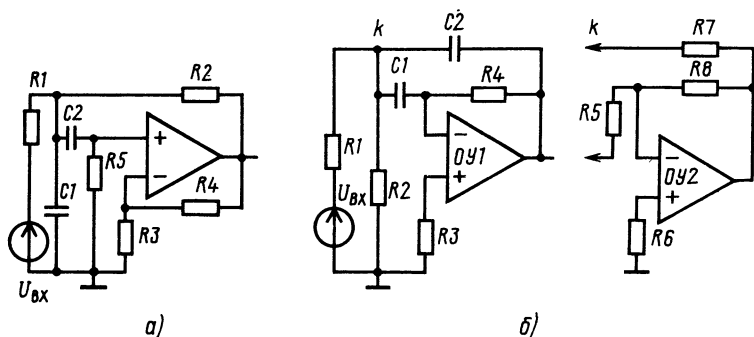


Рис. 7.18. Схемы полосовых фильтров:  
а — Саллена и Кея; б — с параллельной обратной связью

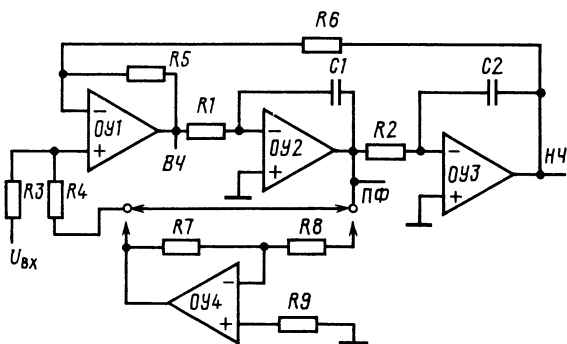


Рис. 7.19. Универсальный активный фильтр

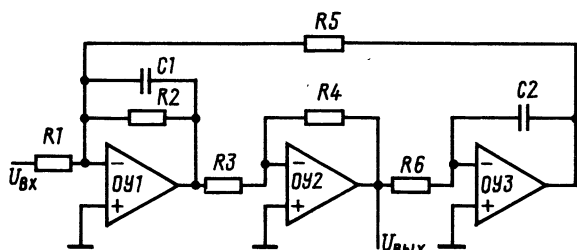


Рис. 7.20. Биквадратный полосовой фильтр

$Q < 10 \dots 20$ . Включение дополнительного ОУ2 в схему фильтра с параллельной ОС (см. рис. 7.18, б) увеличивает добротность до  $20 \dots 40$ . Элементы фильтра с дополнительным усилителем при  $R_1 = R_4 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$  согласно [9] находятся из равенств

$$R = Q / \omega_n C; \quad R_7 = RK_n Q / (2Q - 1); \quad K_n = R_8 / R_3;$$

$$R_2^{-1} = R_1^{-1} (Q - 1 - 2 / K_n + 1 / K_n Q); \quad U_{\text{ввых}} / U_{\text{вх}} = H_0 = \sqrt{Q} K_n.$$

Увеличение добротности и уменьшение чувствительности параметров фильтров достигается в универсальных фильтрах, основанных на методе переменных состояния. Универсальный фильтр содержит схемы сумматора и двух интеграторов, соединение которых дает решение для уравнения системы второго порядка с входящими в него величинами переменных состояния.

Схема универсального активного фильтра на трех ОУ представлена на рис. 7.19. Иногда для обеспечения независимого регулирования коэффициента усиления и добротности применяют четвертый ОУ, который включают в цепь резистора обратной связи  $R_4$ . При выборе  $R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = R_6 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$  параметры активного фильтра на трех ОУ равны  $\omega_n = 1 / RC$ ,  $\alpha = 1 / Q = 2 / (1 + R_4 / R_3)$ , а элементы определяются по формулам  $R = 1 / 2\pi f_n C$ ,  $R_4 = 2(Q - 1)R_3$ . При подключении четвертого ОУ  $R_3$ ,  $R_4$  находятся из требуемого коэффициента  $K_n$ , а  $R_7$ ,  $R_8$  исходя из значения добротности  $Q$ :  $R_4 = (K_n - 1)R_3$ ;  $R_7 = R_8 / Q$ .

По методу переменных состояния реализуется также биквадратный полосовой фильтр (рис. 7.20). Передаточная характеристика биквадратного фильтра имеет вид:

$$H(p) = H_0(p^2 + \omega_z \alpha_z p + \omega_z^2) / (p^2 + \omega_p \alpha_p p + \omega_p^2),$$

где  $\omega_z$ ,  $\omega_p$  — нули и полюсы собственных частот;  $\alpha_z$ ,  $\alpha_p$  — декременты затухания нулей и полюсов;  $H_0$  — постоянная. Достоинством этого фильтра являются его стабильность и высокие значения добротности  $Q \geq 100$ . Элементы биквадратного фильтра определяются при  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$  как  $R = 1/\omega_0 C$ ,  $R_1 = QR/K_n$ ,  $R_2 = Q/R$ .

## 7.7. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ

Возникновение гармонических колебаний в системе описывается дифференциальным уравнением второго порядка

$$d^2 U / dt^2 + 2\alpha dU / dt + \omega_0^2 U = 0. \quad (7.14)$$

В зависимости от параметров системы колебания могут быть затухающими (коэффициент  $\alpha > 0$ ), нарастающими ( $\alpha < 0$ ) и устойчивыми ( $\alpha = 0$ ). При  $\alpha = 0$  выходное напряжение системы  $U_{\text{вых}}(t) = U_0 \sin \omega t$ . Условием физического возникновения устойчивых колебаний в системе усилителя с ОС является компенсация потерь энергии в колебательном контуре или  $RC$ -фильтре, которая обеспечивается при балансе фаз и амплитуд выходного сигнала цепи ОС и сигнала на входе усилителя. Практически устойчивость гармонических колебаний в генераторе обеспечивается автоматической регулировкой усиливаемого сигнала или использованием схем нелинейного ограничения максимального выходного сигнала. В последнем случае осуществляется настройка генератора в исходном состоянии на нарастающие колебания ( $\alpha < 0$ ).

Для получения баланса фаз и стабильной генерации на основной частоте необходимо применять  $RC$ -фильтры с высокой добротностью. Поэтому широкое распространение в генераторах гармонических сигналов получили частотно-избирательные мостовые схемы. На рис. 7.21 представлены схемы генераторов с мостом Вина в цепи положительной ОС и автоматической регулировкой усиления [32, 33]. Потери напряжения сигнала в мосте Вина определяются [9] через коэффициент передачи цепи положительной ОС

$$\gamma_{oc(+)} = R_3 / [R_4 + R_3(1 + C_3/C_2) + j(\omega R_3 R_4 C_2 - 1/\omega C_3)].$$

Колебания возникают при  $\omega_0 R_3 R_4 C_2 - 1/\omega_0 C_3 = 0$  на частоте  $\omega_0 = 1/\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_3}$ . При  $R_3 = R_4 = R$ ,  $C_2 = C_3 = C$  коэффициент передачи  $\gamma_{oc(+)} = 1/3$ , частота генерации  $\omega_0 = 1/RC$ . Следовательно, для компенсации потерь выходной сигнал должен быть усилен с коэффициентом  $K_n = 1/\gamma_{oc} = 3$ . Без учета цепи с полевым транзистором  $VTI$  коэффициент усиления в схеме на рис. 7.21, а составляет

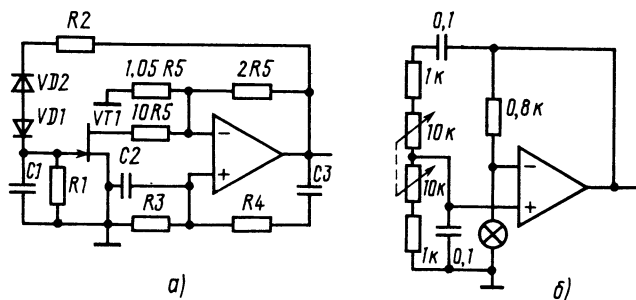


Рис. 7.21. Генераторы с мостом Вина и автоматической регулировкой усиления с помощью полевого транзистора (а) и лампочки накаливания (б)

2,9, с учетом цепи транзистора  $VT1$   $K_n=3,1$ . Транзистор  $VT1$  работает в крутой области характеристики и в зависимости от величины выпрямленного сигнала, поступающего на затвор, шунтирует в большей или меньшей степени сопротивление  $1,05R_5$  цепи отрицательной ОС. Для регулировки усиления могут применяться светодиоды, диоды, а также лампочки накаливания, как это показано на рис. 7.21, б. При изменении сопротивлений в плечах моста обеспечивается регулировка частоты автогенератора.

Дифференциальное уравнение (7.1) при интегрировании дважды [19] сводится к виду

$$U + 2\alpha \int U dt + \omega_0^2 \iint U dt = 0.$$

Моделируя его в аналоговом виде с помощью двух интеграторов или двух интеграторов и инвертора, можно построить различные варианты генераторов с синусоидальными и косинусоидальными сигналами, которые называют квадратурными генераторами. Пример схемы квадратурного генератора с использованием нелинейного ограничения в цепи ОС показан на рис. 7.22. При  $R_1 + R_4 = R_2 = R_3 = R$  и  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  частота колебаний  $\omega_0 = 1/RC$ . Для обеспечения исходных нарастающих колебаний необходимо иметь в схеме отношение постоянных времени  $(R_1 + R_4)C_1/R_2C_3$  несколько больше единицы. Нелинейное ограничение в цепи ОС стабилизирует частоту генерации.

Схема генератора прямоугольных импульсов — мультивибратора на ОУ представлена на рис. 7.23, а. При  $t=0$  и максимальном выходном напряжении, ограниченном напряжением диода Зенера  $U_z$ , напряжение на емкости  $C$  начнет увеличиваться с постоянной  $RC$ , стремясь в пределе к  $+U_z$ . Но при  $U_C \geq U_z/\gamma_{oc}$  усилитель перейдет в другое нелинейное состояние по выходу и емкость  $C$  начнет разряжаться, стремясь к напряжению  $-U_z$ , как это показано на рис. 7.23, б. Период колебаний мультивибратора [9] при  $U_z = |-U_z|$

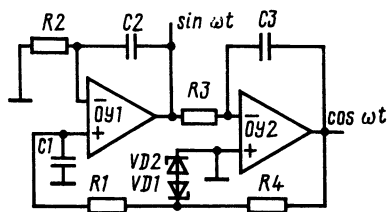


Рис. 7.22. Схема квадратурного генератора

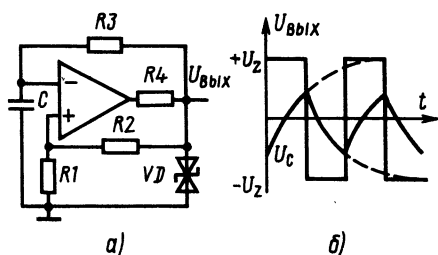


Рис. 7.23. Генератор прямоугольных импульсов:

а — схема; б — выходное напряжение

$$T = 2RC \ln \left[ \frac{(1 + \gamma_{oc})}{(1 - \gamma_{oc})} \right].$$

Меняя постоянную  $RC$  в широких пределах, можно изменять частоту колебаний, ограниченных только быстродействием ОУ при большом сигнале. Генератор прямоугольных и треугольных импульсов может быть реализован по схеме на рис. 7.24. Усилитель ОУ1 работает в режиме компаратора, усилитель ОУ2 в качестве интегратора. Частота колебаний регулируется резистором  $R2$ , амплитуда треугольных колебаний сигнала — резистором  $R5$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пат. 3818583 США, H01121/22.—75. Method for Fabrication Semiconductor Structure Having Complementary Devices / B. Polata.
2. Пат. 3953255 США, H01121/22.—76. Fabrication of Matched Complementary Transistors in Integrated Circuits / C. Combs.
3. Березин А. С., Мочалкина О. Р. Технология и конструирование интегральных микросхем / Под ред. И. П. Степаненко.—М.: Радио и связь, 1983.—232 с.
4. Шоки В. Теория электронных полупроводников: Пер. с англ.—М.: ИЛ, 1953.—570 с.
5. Тилл У., Лаксон Дж. Интегральные схемы. Материалы, приборы, изготовление / Пер. с англ. под ред. М. В. Гальперина.—М.: Мир, 1985.—501 с.
6. Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники.—М.: Энергия, 1974.—256 с.
7. Интегральные схемы на МДП-приборах / У. Пенней, П. Ватц, Д. Фордмуолт и др.: Пер. с англ. под ред. А. Н. Кармазинского.—М.: Мир, 1975.—527 с.
8. Справочник по полупроводниковой электронике / Под ред. Л. П. Хантера: Пер. с англ. под ред. Ч. Я. Шаца и И. И. Литвинова.—М.: Машиностроение, 1975.—508 с.
9. Грэм Дж., Тоби Дж., Хьюлсман Л. Проектирование и применение операционных усилителей / Пер. с англ. под ред. И. Н. Теллюка.—М.: Мир, 1974.—510 с.
10. Агаханян Т. М. Линейные импульсные усилители.—М.: Связь, 1970.—472 с.
11. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.—М.: Энергия, 1967.—615 с.
12. Middlebrook R. D. Differential Amplifiers.—New York: John Wiley and Sons, Inc., 1963.—P. 115.
13. Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы.—М.: Энергоатомиздат, 1983.—464 с.
14. Матавкин В. В. К расчету коэффициента ослабления синфазного сигнала дифференциального усилителя // Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника.—1974.—Вып. 1 (49)—С. 3—6.

15. **Матавкин В. В.** Анализ статических параметров интегрального операционного усилителя с дифференциальным входом // Ядерная электроника. Сер. Микроэлектроника.—М.: Атомиздат, 1975.—Вып. 2.—С. 36—51.
16. **Characteristics and Limitation of Transistors / R. D. Thorton, D. de Witt, E. R. Chenett, H. C. Hill.**—New York: Wiley, SEEC, 1963.—N 4.—P. 120—121.
17. **Матавкин В. В.** Температурный дрейф напряжения смещения интегрального операционного усилителя // Операционные и измерительные усилители постоянного тока / МДНТП.—М., 1974.—С. 97—105.
18. **Milcovic M.** Limits of Temperature Drift in Noncompensated DC Amplifiers // IEEE J. of Solid-State Circuits.—1970.—Febr.—P. 140.
19. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника / Пер. с англ. под ред. А. Г. Алексенко.—М.: Мир, 1982.—512 с.
20. **Техническая кибернетика.** Теория автоматического регулирования. Кн. 1 / Под ред. В. В. Солодовникова.—М.: Машиностроение, 1967.—770 с.
21. **Достал И.** Операционные усилители / Пер. с англ. под ред. М. В. Гальперина.—М.: Мир, 1982.—512 с.
22. **Simon Gy., Pap L.** Slewing Rate in Operational Amplifiers // Periodics Politechnic. El. XVII/1.—Budapest.—1972.—P. 1171—1183.
23. **Полонников Д. Е.** Операционные усилители. Принцип построения, теория, схемотехника.—М.: Энергоатомиздат, 1983.—216 с.
24. **Лаансоо А. А.** Расчет времени установления в УПТ с обратной связью при нелинейном режиме их работы // Тр. Таллин. политехн. ин-та. Сер. А № 288.—1970.—С. 133—143.
25. **Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В. И. Анисимов, М. В. Капитонов, Н. Н. Прокопенко, Ю. М. Соколов.**—Л.: Энергия, Ленинград. отд-ние, 1979.—151 с.
26. **Иванов С. Г., Матавкин В. В., Суслов В. Н.** Анализ скорости нарастания выходного напряжения ОУ // Функциональные микроэлектронные устройства и их элементы / Таганрог. радиотехн. ин-т им. В. Д. Калмыкова.—1978.—Вып. 4.—С. 131—134.
27. **Иванов С. Г., Матавкин В. В., Суслов В. Н.** Расчет скорости нарастания выходного напряжения операционного усилителя // Ядерная электроника / Под ред. Т. М. Агаханяна.—М.: Атомиздат, 1980.—Вып. 11—С. 39—46.
28. **Dobkin R.** Precision Op Amp Server Host of Design Needs // Electronic Design.—1983.—Sept.—P. 101—109.
29. **Linear Integrated Circuits // National Product Catalog.**—1975.—Feb.—P. 350.
30. **Widlar R. J.** Design Techniques for Monolithic Op Amp // IEEE J. of Solid-State Circuits.—1969.—Aug.—P. 184—191.
31. **Алексенко А. Г.** Основы микросхемотехники.—М.: Сов. радио, 1977.—404 с.
32. **Шило В. А.** Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре.—М.: Сов. радио, 1979.—366 с.
33. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И.** Применение прецизионных аналоговых ИС.—М.: Сов. радио, 1980.—224 с.
34. **Von Bechen P.** Monolithischer Operationsverstärker Dringt in GHz // Bereich vor Elektronik.—1979.—H. 6.—P. 20.
35. **А. с. 1223338 СССР, МКИ Н 03 F 3/45.** Широкополосный операционный усилитель / В. В. Матавкин, А. Н. Майборода.—Опублик. 1986, Бюл. № 13.
36. **Clayton G. V.** Operational Amplifiers // Wireless World.—1969.—Febr., Apr.—Aug.
37. **Матавкин В. В.** Анализ статических и динамических погрешностей ОУ // Цифровые и аналоговые ВМ в ядерной физике и технике / Под ред. Г. Н. Соловьева.—М.: Атомиздат, 1975.—Вып. 6.—С. 89—100.
38. **Хьюлсман Л. П., Аллен Ф. Е.** Введение в теорию и расчет активных фильтров / Пер. с англ. Н. Н. Слепова под ред. А. Е. Знаменского.—М.: Радио и связь, 1984.—384 с.
39. **Лурье О. Б.** Интегральные микросхемы в усилительных устройствах. Анализ и расчет.—М.: Радио и связь, 1988.—176 с.



## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие .....	3
1. СВЕДЕНИЯ О ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. СТРУКТУРЕ И ПАРАМЕТРАХ ИХ КОМПОНЕНТОВ .....	4
1.1. Методы изготовления интегральных операционных усилителей .....	4
1.2. Параметры и свойства интегральных компонентов .....	9
1.3. Конструктивно-топологические особенности проектирования интегральных компонентов .....	13
2. ОСНОВНЫЕ КАСКАДЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ, ИХ ПАРАМЕТРЫ .....	16
2.1. Дифференциальный усилитель .....	16
2.2. Дифференциальный усилитель с однофазным выходом .....	26
2.3. Каскодный усилитель с динамической нагрузкой .....	30
2.4. Выходной каскад .....	31
3. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ .....	34
3.1. Входные параметры .....	34
3.2. Усилительные характеристики .....	41
3.3. Частотные и временные характеристики при малом сигнале .....	45
3.4. Частотные и временные характеристики при большом сигнале .....	55
4. МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ .....	63
4.1. Уменьшение входных токов .....	63
4.2. Источники тока в схемах операционных усилителей .....	65
4.3. Частотная коррекция .....	68
4.4. Улучшение быстродействия операционных усилителей .....	74
5. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ СРЕДНЕГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ .....	76
5.1. Усилители широкого применения .....	76
5.2. Усилители с повышенным входным сопротивлением .....	85
5.3. Усилители с пониженной потребляемой мощностью .....	89
6. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ И ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ .....	92
6.1. Операционные усилители с повышенным быстродействием .....	92
6.2. Широкополосные операционные усилители .....	101
7. ОСНОВНЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ .....	108
7.1. Инвертирующий и неинвертирующий усилители .....	108
7.2. Влияние нагрузки, входной емкости и других факторов на частотные и импульсные свойства операционных усилителей .....	110
7.3. Инструментальный усилитель .....	113
7.4. Регулируемые и стабилизированные источники, повторители .....	114
7.5. Аналоговые схемы .....	116
7.6. Активные фильтры .....	121
7.7. Генераторы сигналов .....	124
Список литературы .....	126



Быстро-  
действующие  
операционные  
усилители

Издательство «Радио и связь»