А. Г. АЛЕКСЕНКО
Е. А. КОЛОМБЕТ
Г. И. СТАРОДУБ

ПРИМЕНЕНИЕ ПРЕЦИЗИОННЫХ АНАЛОГОВЫХ ИС



А. Г. АЛЕКСЕНКО ◆ Е. А. КОЛОМБЕТ ◆ Г. И. СТАРОДУБ

А.Г.Алексенко
Е.А.Коломбет
Г.И.Стародуб

ПРИМЕНЕНИЕ ПРЕЦИЗИОННЫХ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ

Издание второе, переработанное и дополненное

Москва
«Радио и связь»
1985

К 32.852
А 46
К 621.382.8.037.33.004.14

Рецензент канд. техн. наук Е. И. ГАЛЬПЕРИН

Редакция литературы по электронной технике

А 46 **Алексенко А. Г.** и др. Применение прецизионных аналоговых микросхем / А. Г. Алексенко, Е. А. Коломбет, Г. И. Стародуб. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1985. — 256 с., ил.

В пер.: 1 р. 20 к.

Рассматриваются схемотехника прецизионных аналоговых микросхем и их применение в радиоэлектронной аппаратуре. Основное внимание уделяется принципам построения и типовым каскадам аналоговых микросхем общего применения: операционным усилителям, компараторам и перемножителям напряжения, таймерам, интегральным стабилизаторам, цифро-аналоговым и аналого-цифровым преобразователям. Излагаются условия достижения предельных параметров аналоговых микросхем и схемотехнические способы улучшения их характеристик. По сравнению с первым изданием (1980 г.) материал значительно обновлен и дополнен новыми сведениями по применению.

Для инженерно-технических работников, связанных с разработкой и применением аналоговых микросхем. Может быть полезна радиолюбителям.

240300000-045
046(01)-85 100-85

ББК 32.852
6Ф0.32

© Издательство «Радио и связь», 1985

ПРЕДИСЛОВИЕ

Совершенствование микроэлектронной аппаратуры (МЭА) основывается на непрерывном улучшении параметров цифровых и аналоговых интегральных схем (АИС) и расширении их номенклатуры. Однако для достижения лучших технических характеристик современной МЭА в настоящее время недостаточно знать номенклатуру ИС, надо еще уметь выбрать из многих типов микросхем наиболее подходящие для реализации требуемой операции. Выбрать оптимальную цифровую микросхему не представляет труда благодаря тому, что разработаны методы схемотехнического проектирования. В то же время применение каждой АИС во многом специфично. Поэтому во втором издании книги авторы попытались не только изложить накопленный за последние годы опыт применения АИС отечественными и зарубежными специалистами, но и рассмотреть современный подход к обобщенной оценке их технического уровня и описать особенности применения.

Как и в первом издании книги, основное внимание уделяется вопросам применения операционных усилителей (ОУ), компараторов и перемножителей напряжения. За последние годы номенклатура этих АИС увеличилась почти вдвое. Они по-прежнему являются основной элементной базой аналоговой МЭА.

Вместе с тем главные усилия по совершенствованию АИС были направлены не столько на улучшение их параметров, сколько на повышение степени интеграции функций на одном кристалле. Благодаря этому разработаны БИС цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей, обеспечивших новое качество устройств ввода — вывода аналоговой информации в микро-ЭВМ. Был разработан первый таймер, который стал универсальным элементом при построении генераторов различных сигналов. Созданы специализированные АИС для аппаратуры высококачественного воспроизведения звука. Применение новых типов АИС позволяет значительно улучшить точностные, динамические, эксплуатационные и надежностные показатели МЭА, повысить ее технологичность и унифицировать электрические схемы, т. е. уменьшить традиционное для аналоговой схемотехники разнообразие специализированных схем.

Предисловие и гл. 2 написаны авторами совместно, гл. 1, 5 и 6 — Е. А. Коломбетом, а гл. 3, 4, 7 — Г. И. Стародубом.

Отзывы и замечания по книге просим направлять в адрес издательства «Радио и связь»: 101000 Москва, Почтамт, а/я 693.

Глава 1

МИКРОСХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Современные АИС имеют сравнительно сложную схемотехнику, основанную на достижениях полупроводниковой технологии. Однако, как показывает опыт, разработчику МЭА не обязательно знать все тонкости схемотехники и технологии изготовления АИС. Вместе с тем, не зная общих принципов их построения и современной номенклатуры, трудно ожидать создания надежной МЭА с предельным сочетанием точности, быстродействия и потребляемой мощности. Поэтому в этой главе дается общее представление о структурах основных типов АИС, их основных параметрах, особенностях применения, оценивается их технический уровень и описываются возможные направления развития.

1.1. ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМОТЕХНИКИ АИС

Особенности схемотехнических решений, используемых для построения АИС, обусловлены следующими ограничениями в технологии изготовления ИС: большими разбросами абсолютных значений параметров элементов, микронными размерами элементов, трудностью технологической совместимости различных активных элементов, отсутствием индуктивности среди элементов ИС. В ИС выгодно применять активные элементы вместо пассивных, занимающих большую площадь кристалла. Элементы, расположенные на кристалле рядом, имеют практически одинаковые параметры. Разработчики АИС проектируют их таким образом, чтобы в максимальной степени использовать преимущества полупроводниковой технологии и свести к минимуму влияние ограничений, накладываемых этой технологией.

Основным схемотехническим узлом АИС является дифференциальный усилитель ДУ (рис. 1.1,*а*). Симметрия ДУ относительно генератора постоянного тока $I_г$ делает его схему идеальной для применения в АИС, так как ДУ усиливает рассогласование между параметрами элементов плеч *VT1*, *R1* и *VT2*, *R1*. Вследствие того ДУ часто называют балансным или разностным (усилитель разницы между двумя сигналами, поданными на входы ДУ). Если $U_{вх1}=U_{вх2}$, т. е. изменения входных сигналов совпадают по

фазе и одинаковы по амплитуде, то токи в плечах ДУ постоянны, равны и $U_{вых1}=U_{вых2}=U^{+}_{п}-I_{г}R_1/2$. Одинаковые входные сигналы ДУ называются синфазными, а ДУ тем лучше, чем меньше изменение $\Delta U_{вых.с}=U_{вых1}-U_{вых2}$ вызывает изменение $U_{вх1}$ ($U_{вх1}=U_{вх2}$). В реальном ДУ из-за разбаланса плеч, т. е. разброса параметров резисторов и транзисторов, а также конечного значения выходного сопротивления генератора тока $I_г$ при $U_{вх.с}=U_{вх1}=U_{вх2}$ имеем $\Delta U_{вых.с}\neq 0$. Отношение $\Delta U_{вых.с}/U_{вх.с}$ называется коэффициентом усиления синфазного сигнала.

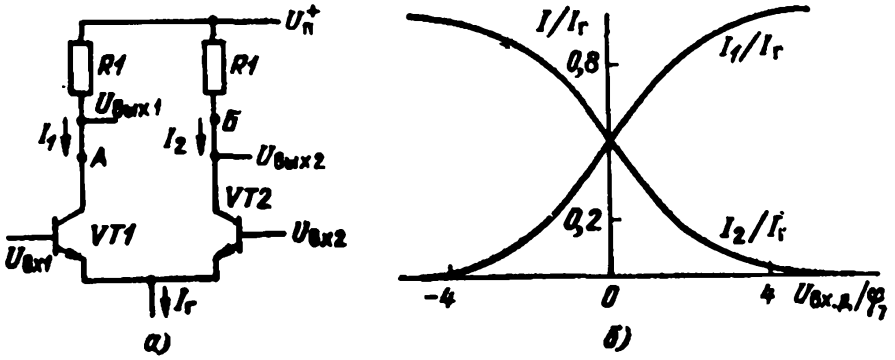


Рис. 1.1. Дифференциальный усилитель (*а*) и его вольт-амперная характеристика (*б*)

Если $U_{вх1}-U_{вх2}=U_{вх.д}\neq 0$, т. е. на вход ДУ подано дифференциальное напряжение $U_{вх.д}$, то происходит перераспределение токов между плечами каскада, но сумма токов $I_1+I_2=I_г$ остается постоянной. Учитывая, что $I_1=I_{к0}\exp(U_{э.б1}/\varphi_т)$, а $I_2=I_{к0}\exp(U_{эб2}/\varphi_т)$, где $I_{к0}$ — тепловой ток обратно-смещенного эмиттерно-базового перехода; $\varphi_т\approx[TK/11\,600]$ $В$ — температурный потенциал, получаем $I_1=I_г/[1+\exp(-U_{вх.д}/\varphi_т)]$ и $I_2=I_г/[1+\exp(U_{вх.д}/\varphi_т)]$. Здесь $U_{вх.д}=U_{э.б1}-U_{э.б2}$. Зависимости токов I_1 и I_2 от $U_{вх.д}$ показаны на рис.1.1,*б*.

Крутизна ДУ, а следовательно, и его коэффициент усиления K_U достигают максимального значения при $U_{вх.д}\approx 0$, т. е. при очень малых входных сигналах. В этом нетрудно убедиться, определив производную $dI_г/dU_{вх.д}$ и приравняв ее нулю.

Максимальное значение крутизны ДУ $S=dI_г/dU_{вх.д}$ для дифференциального выхода равно $I_г/2\varphi_т$. Следовательно, $K_U=SR_1=I_гR_1/2\varphi_т$. Из рис. 1.1,*б* видно, что в ДУ значение S близко к максимальному при $|U_{вх.д}|<2\varphi_т$, а уже при $U_{вх}>4\varphi_т$ усиление $U_{вх.д}$ практически отсутствует, так как в этом случае перераспределения токов в плечах практически не происходит. Как видно из выражения для K_U, его можно увеличить, только увеличив ток $I_г$ и сопротивление нагрузки. Однако в первом случае увеличивается входной ток ДУ $I_{вх}=I_г/2h_{21э}$, где $h_{21э}$ — коэффициент передачи базового тока транзистора, что нежелательно, так как уменьшается входное сопротивление ДУ. Во втором случае увеличивается площадь резисторов на кристалле и возрастает требуемое напряжение

питания $U^+_п$ для сохранения активного режима работы транзисторов *VT1*, *VT2*, что также недопустимо. Решением проблемы является замена резисторной нагрузки транзисторной. Простейшая структура транзисторной нагрузки показана на рис. 1.2,*а*. Этот узел называют отражателем тока, или токовым зеркалом. Ток в отража-

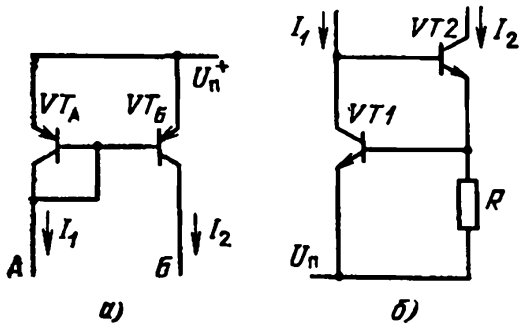


Рис. 1.2. Отражатель (*а*) и генератор (*б*) тока

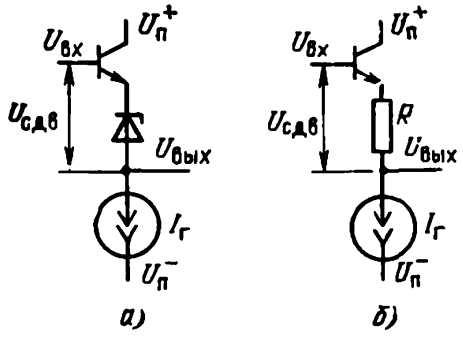


Рис. 1.3. Схемы сдвига постоянного напряжения на стабилитроне (*а*) и резисторе (*б*)

теле задается по цепи транзистора $VT_А$. Если транзисторы идентичны, а $h_{21э}\to\infty$, то справедливо равенство $U_{э.б\,А}=\varphi_т \ln(I_1/I_{к0}) = U_{э.б\,Б}=\varphi_т\ln(I_2/I_{к0})$, где $U_{э.б\,А}$ и $U_{э.б\,Б}$ — соответственно падения напряжения на эмиттерно-базовых переходах транзисторов $VT_А$ и $VT_Б$. Очевидно, что записанное равенство справедливо при $I_1=I_2$. Структура ДУ с активной транзисторной нагрузкой, подключаемой в точках *А* и *Б* схемы на рис. 1.1,*а* вместо резисторов, является основной в операционных усилителях (ОУ).

Для задания тока $I_г$ в ДУ используются транзисторные генераторы тока (ГТ). Одна из наиболее распространенных в АИС структур ГТ показана на рис. 1.2,*б*. По существу — это модифицированная схема отражателя тока, в которой $VT_А$ заменен резистором *R*, а *VT2* включен в цепь ОС. Выходом ГТ является коллектор транзистора *VT2*, ток через который $I_2=U_{э.б1}/R$, где $U_{э.б1}=\varphi_т\ln(I_1/I_{к0})$. Выходное сопротивление такого ГТ изменяется от $5\cdot10^2$ до 10^3 кОм в зависимости от значения I_2 и параметров транзисторов.

Дифференциальные усилители используют на входе АИС. В качестве промежуточных усилительных каскадов применяют либо ДУ, либо усилители, выполненные на транзисторе с общим эмиттером. Нагрузкой такого транзисторного усилителя, как правило, является ГТ с большим выходным сопротивлением [1].

Для согласования уровней выходных сигналов ДУ с напряжениями смещения на входах промежуточного усилителя в АИС используют схемы сдвига уровня, выполненные на базе эмиттерных повторителей (рис. 1.3). Схема на рис. 1.3,*а* обеспечивает сдвиг уровня $U_{вх}$, равный $U_{сдв}=U_{э.б}+U_{ст}$, где $U_{ст}$ — падение напряжения на стабилитроне. В схеме на рис. 1.3,*б* $U_{сдв}=U_{э.б}+I_гR$ и может регулироваться изменением *R* или $I_г$. Недостатками этой схемы являются большее, чем у первой, выходное сопротивление, равное

R, и меньшее быстродействие. Первая схема сдвига уровня обеспечивает низкое выходное сопротивление, равное примерно φ_T/I_Γ, и часто применяется в качестве выходного каскада АИС.

1.2. СТРУКТУРА ОУ И МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ЕГО ПАРАМЕТРОВ

В основу современных ОУ положена трехкаскадная структура (рис. 1.4) с ДУ на входе. Для увеличения входного сопротивления промежуточного каскада (транзисторы *VT6*, *VT11*) на его входе включен эмиттерный повторитель на транзисторе *VT5*. Выходной каскад с низким выходным сопротивлением и защитой

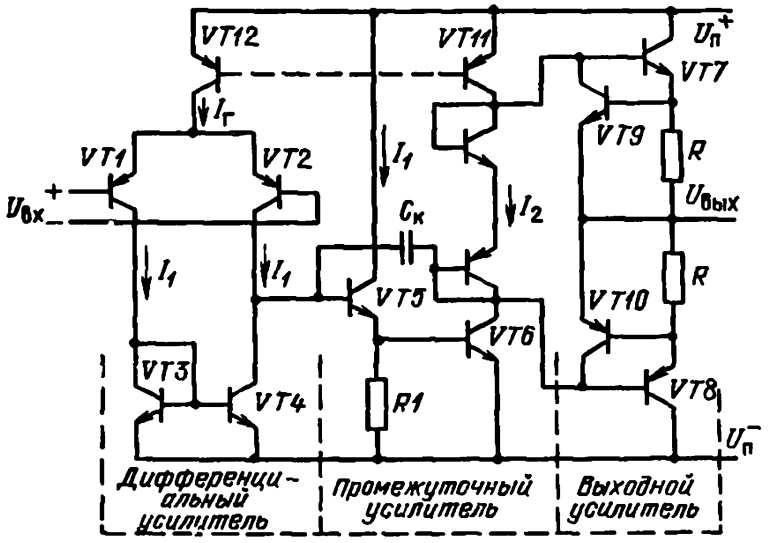


Рис. 1.4. Типовая схема операционного усилителя

от короткого замыкания образуют транзисторы *VT7—VT10*. На рис. 1.4 приведена упрощенная схема ОУ. Реальные схемы усилителя отличаются друг от друга схемами каскадов, технологией их изготовления и вследствие этого параметрами. В большинстве случаев для понимания особенностей применения ОУ в аппаратуре достаточно иметь представление о работе приведенной схемы.

Коэффициент усиления ОУ равен произведению коэффициентов усиления ДУ и промежуточного усилителя. Коэффициент усиления входного ДУ равен произведению его крутизны $S=I_1/\varphi_T$ на сопротивление нагрузки $R_{н1}=R_{вых1}\|R_{вх2}$, где $R_{вых1}=r_{к2}\|r_{к4}$ — выходное сопротивление ДУ; $R_{вх2}=h_{21э}(r_{э5}+h_{21э}r_{э6})$ — входное сопротивление промежуточного усилителя. Здесь через $r_к$ обозначено сопротивление обратно-смещенного перехода коллектор — база соответствующего транзистора, а через $r_э$ — сопротивление открытого перехода эмиттер — база.

Коэффициент усиления промежуточного усилителя равен произведению его крутизны $1/(r_{э6}+r_{э5}/h_{21э})$ на сопротивление его нагрузки $h_{21э}R_н$, где $R_н$ — сопротивление нагрузки на выходе усилителя ОУ. Таким образом, коэффициент усиления ОУ при низко-

частотном входном сигнале $K'_U = I_1 h_{21э} R_н / \varphi_T (1 + R_{вх2}/R_{вых1})$. При выводе этой формулы предполагалось, что $R_1 > h_{21э} r_{э6}$, $h_{21э} R_н \ll r_{к6} \| r_{к11}$ и токи через *VT3* и *VT4* одинаковы. При типовых для ОУ 153УД6 или 140УД6 значениях $I_1 = 10$ мкА, $I_2 = 300$ мкА, $h_{21э} = 100$, $r_к = 1$ МОм и $R_н = 2$ кОм получим $K_U \approx 5 \cdot 10^5$. Фактическое же K'_U в этой схеме ОУ в 2—3 раза меньше из-за действия внутренней цепи температурной ОС [1].

Для получения однополюсной передаточной характеристики между выходами ДУ и промежуточного усилителя включен корректирующий конденсатор $C_к$. Чтобы упростить получение выражения для $K'_U(\omega)$, предположим, что ДУ является идеальным генератором тока перезаряда конденсатора $C_к$, управляемым входным сигналом. Более того, будем считать, что промежуточный усилитель тока и выходной усилитель мощности не вносят фазовых искажений. Тогда изменение выходного напряжения промежуточного усилителя равно произведению входного напряжения на крутизну ДУ и на сопротивление конденсатора $C_к$, равное $1/pC_к$, т. е. $K'_U(p) = S/pC_к$. Следовательно, $K'_U(\omega) = I_1/\varphi_T \omega C_к$. Это выражение, справедливое для участка амплитудно-частотной характеристики с частотой входного сигнала, большей частоты первого полюса, позволяет рассчитать f_T ОУ. Частота единичного усиления f_T, при которой $K'_U(\omega) = 1$, определяется из выражения $\omega_T = 2\pi f_T = I_1/\varphi_T C_к$. Например, в ОУ 153УД2 или 140УД7 $I_1 = 10$ мкА, $C_к = 30$ пФ и, следовательно, $f_T \approx 1$ МГц. Частота f_T является малосигнальным динамическим параметром ОУ, который определяется при разомкнутой внешней ОС и малом входном напряжении $U_{вх}(f) \leqslant \varphi_T \approx 25$ мВ.

Если на вход ОУ подан дифференциальный прямоугольный сигнал $U_{п.с}$ идеальной формы, полностью переключающий ток $I_г = 2I_1$ из одного плеча входного ДУ в другое, то выходное напряжение нарастает не мгновенно, а с конечной скоростью v. Минимальное значение $U_{п.с}$ зависит от структуры и типа активных элементов на входе ДУ. Например, в ОУ на рис 1.4 отношение токов в плечах ДУ равно 9 при $U_{п.с} = 50$ мВ, а при $U_{п.с} = 100$ мВ это отношение примерно равно 70. В ОУ с полевыми транзисторами на входе для полного переключения токов в ДУ необходимо на его вход подать дифференциальное напряжение $U_{п.с} = 1$—3 В. Для ОУ, у которого $I_2 > 2I_1$, скорость нарастания выходного напряжения будет определяться скоростью заряда $C_к$ током $2I_1$, т. е. $v = 2I_1/C_к$, и при $2I_1 = 20$ мкА, $C_к = 30$ пФ получим $v \approx 0{,}67$ В/мкс. Выразив $C_к$ через f_T, можно для показанной на рис. 1.4 структуры ОУ записать соотношение $v = 4\pi f_T I_1/S$, связывающее скорость нарастания выходного напряжения ОУ с его частотой единичного усиления.

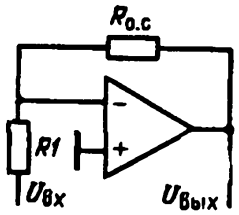
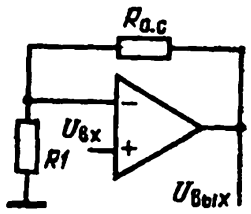
Важной динамической характеристикой ОУ является мощностная полоса пропускания f_P — частота, до которой сохраняется максимальный (обычно ± 10 В) размах выходного напряжения ОУ. При $f < f_P$ выходной сигнал синусоидален и равен $U_{вых}(t) = \Delta U_m \sin 2\pi f t$ при синусоидальном входном сигнале. Скорость на-

растания выходного сигнала $dU_{вых}(t)/dt = \Delta U_m 2\pi f \cos 2\pi f$. Максимальное для ОУ значение $dU_{вых}/dt = v$ достигается при $t=0$ на частоте $f_P = v/2\pi\Delta U_m$. Подставляя в последнее выражение $v = 0{,}67$ В/мкс и $\Delta U_m = 10$ В, получаем $f_P \approx 11$ кГц. Параметры, описывающие качество ОУ, можно разделить на три большие группы: статические, динамические и эксплуатационные.

Вследствие большого коэффициента усиления ОУ является высокочувствительным элементом, усиливающим как очень малые полезные сигналы (десятки микровольт), так и собственные шумы и наводки на внешние выводы. Несимметрия монтажа электрических схем, разброс и нестабильность параметров элементов микросхем и компонентов внешних цепей усиливают действие помех. Основной причиной, по которой коэффициент усиления ОУ делают большим, является обеспечение высокой стабильности его параметров при использовании глубокой отрицательной ОС.

В зависимости от вида цепи ОС различают инвертирующее и неинвертирующее включения ОУ. Упрощенные формулы для расчета параметров усилителя с ОС приведены в табл. 1.1. Точные выражения для расчета входного и выходного сопротивлений и коэффициента передачи ОУ с ОС достаточно громоздки [2] и применяются при расчетах только специализированных прецизионных схем.

Таблица 1.1
ВКЛЮЧЕНИЯ ОУ

Параметр	Инвертирующее включение	Неинвертирующее включение
		
Коэффициент передачи K'_U	$-R_{о.с}/R_1$	$1+R_{о.с}/R_1$
Входное сопротивление $R_{вх}$	$R_1 + \dfrac{(R_{о.с}+R'_{вых})R_{вх}}{R_{о.с}+R'_{вых}+R_{вх}+K'_U R'_{вх}}$	$\dfrac{R'_{вх}K'_U}{1+R_{о.с}/R_1}$
Выходное сопротивление $R_{вых}$	$R'_{вых}\dfrac{1+R_{о.с}/R_1}{K'_U}$	$\dfrac{R'_{вых}(1+R_{о.с}/R_1)}{K'_U}$

1.2.1. МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ТОЧНОСТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОУ

Действие статических погрешностей ОУ проявляется в том, что при равных потенциалах на входах выходное напряжение ОУ отличается от нуля. Для совместного их рассмотрения все ста-

тические погрешности приводят ко входу ОУ и общую ошибку определяют следующим выражением:

$$E_{ош} = E_{см} + \Delta U_{вых}/K'_U + U_c/K_{о.с} + \Delta U_п K_{п.п} + U_ш + I_ш R_г,$$

где $E_{см} = U_{см} + I_{вх}[\Delta R_г + I_р(R_{г1} + R_{г2})]/2 + d[U_{см} + \Delta R_г I_{вх} + (R_{г1} + R_{г2})I_р/2]/dT$; $\Delta U_{вых}$ — динамический диапазон выходного напряжения; U_c — синфазное входное напряжение; $\Delta U_п$ — нестабильность напряжения питания; $R_{г1}$, $R_{г2}$ — сопротивления источников входных сигналов; $\Delta R_г = R_{г1} - R_{г2}$.

Суммарную статическую ошибку чаще всего определяет слагаемое $E_{см}$, по величине которого можно судить о качестве входного каскада ОУ. Известные схемотехнические методы уменьшения $E_{см}$ сводятся к разовой или периодической компенсации $U_{см}$ и входных токов в диапазоне рабочих температур аппаратуры.

В современных АИС применяются чаще всего биполярные транзисторы, работающие в микрорежиме. Полевые транзисторы используются реже, так как они имеют значительно бóльшие значения $U_{см}$ и его дрейфа по сравнению с ДУ на биполярных транзисторах. Это объясняется в первую очередь большим разбросом напряжений исток — затвор в полевых транзисторах, который достигает десятых долей вольта. Однако в ОУ на полевых транзисторах входной ток значительно меньше, чем в ОУ на биполярных транзисторах.

Напряжение смещения нуля и способы его уменьшения. В ДУ на биполярных транзисторах $U_{см}$ определяется в основном разбросом напряжений $\Delta U_{э.б}$ эмиттерно-базовых переходов входных транзисторов $U_{см} \approx U_{э.б2} - U_{э.б1} = \Delta U_{э.б}$, а температурный дрейф $U_{см}$ равен $dU_{см}/dT \approx \Delta U_{э.б}/T$К. На точность ОУ может оказать существенное влияние дрейф прогрева, который проявляется при быстром изменении температуры. При этом приращение $U_{см}$ может быть выше значения, получаемого при медленном изменении температуры. Это явление связано с возникновением термических градиентов внутри подложки ИС при включении источника питания ОУ или переключении нагрузки. В первом случае мощность, рассеиваемая на выходе ОУ, быстро передается на его вход. Наибольшее влияние разницы температур проявляется в парных транзисторах ДУ, где она нарушает баланс дрейфов их эмиттерно-базовых напряжений. При разности температур транзисторов, равной всего лишь доле градуса, значительно превышается обычное значение дрейфа $U_{см}$ ДУ, равное 5мкВ/°С. Кроме дополнительного увеличения $U_{см}$ это может создать иллюзию бесконечного коэффициента усиления ОУ или эффект отрицательного выходного сопротивления. Кристаллы полупроводниковых ОУ имеют достаточно малые размеры и высокую однородность структур, обеспечивая в зависимости от конструкции схемы тепловые переходные процессы длительностью 1—500 мкс. Тем не менее при быстром прогреве аппаратуры возможны ошибки, существенно большие ожидаемых значений, обусловленных дрейфом $U_{см}$. В этом случае длительность процесса установления $U_{см}$ может достигать десятков секунд

в зависимости от типа ОУ и схемы его включения в аппаратуру.

На рис. 1.5 приведены экспериментальные зависимости $U_{см}$ от частоты сигнала при различных средних квадратических значениях амплитуды сигнала на входе ОУ типа 140УД7. При увеличении входного сигнала его влияние на $U_{см}$ проявляется при мень-

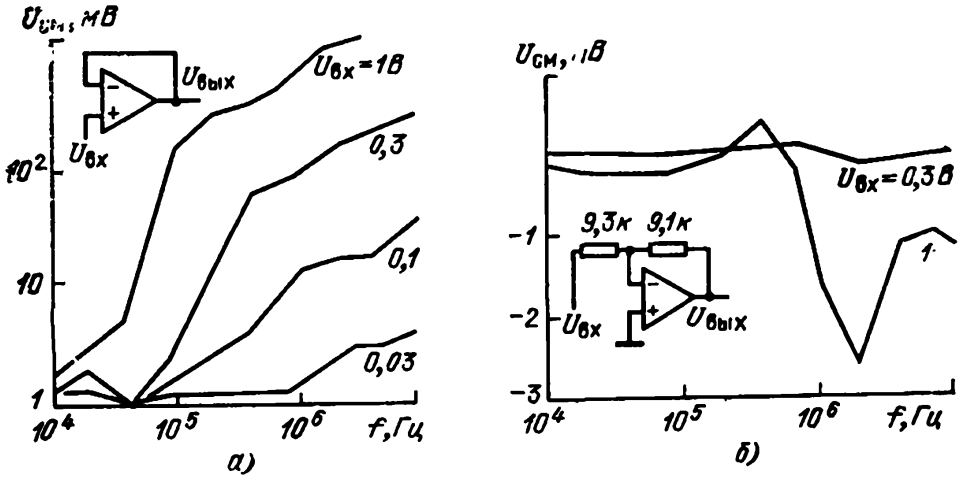


Рис. 1.5. Зависимости $U_{см}$ от параметров входного сигнала в неинвертирующей (*а*) и инвертирующем (*б*) включениях операционного усилителя

ших частотах. В инвертирующем включении входной сигнал оказывает значительно меньшее влияние на $U_{см}$, чем в неинвертирующем. Эти зависимости объясняются различной скоростью нарастания выходного напряжения для разнополярных входных сигналов и детектирующими свойствами *p-n* переходов при наличии паразитных емкостей во входном каскаде. Действие этих факторов на преобразование переменного напряжения в постоянное иллюстрируется изменением напряжения $U_э$ на объединенных эмиттерах транзисторов дифференциального каскада. Среди паразитных емкостей входного каскада наибольшее влияние на эффективность преобразования переменного напряжения оказывает конденсатор $C_п$, шунтирующий в ДУ генератор тока (рис. 1.6).

При положительной полуволне напряжения на одном из входов каскада и заземленном другом ток через транзистор *VT1* может превысить ток $I_э$ и достичь величины $I_{к1}=I_э+C_п dU_э/dt$. При отрицательной полуволне напряжения изменение тока через транзистор *VT2* определяется скоростью изменения напряжения $U_э$ и не превышает $I_э$. Эта разница максимальных значений токов, протекающих через транзисторы входного каскада, является основной причиной изменения напряжения смещения нуля от частоты и амплитуды входного сигнала.

Экспериментальные зависимости $U_{см}$ от частоты флуктуаций напряжения питания приведены на рис. 1.7. Из этих зависимостей вытекает целесообразность шунтирования выводов питания ОУ конденсаторами для уменьшения амплитуды высокочастотных составляющих помех от источников питания. Анализ показывает, что увеличение $U_{см}$ вследствие изменений параметров входного

сигнала и питающих напряжений устранить полностью нельзя, но можно увеличить частоту, на которой начинает проявляться описанный эффект [3]. Для этого в ОУ с внешней коррекцией уменьшают емкость корректирующего конденсатора. Наиболее эффективным средством для устранения высокочастотных гармоник является применение полосовых RC-фильтров на входе ОУ и в цепи его питания.

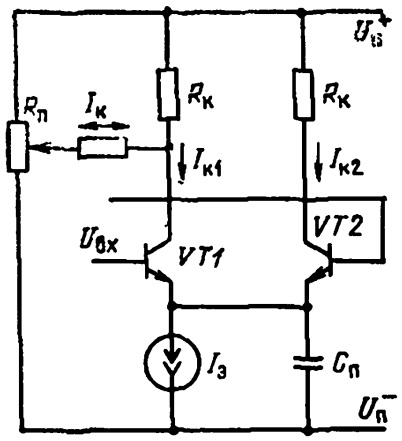


Рис. 1.6. Регулировка $U_{см}$ дифференциального усилителя по цепи нагрузки

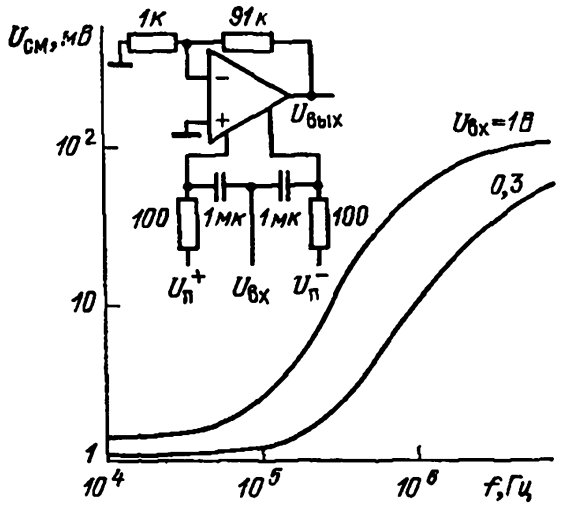


Рис. 1.7. Зависимость $U_{см}$ от амплитуды и частоты пульсаций напряжения питания

Регулировка $U_{см}$ обычно достигается либо подачей дополнительного тока в цепь коллекторов транзисторов входного ДУ по специальным внешним выводам, либо по входу ОУ. В первом случае (см. рис. 1.6) дополнительный ток $I_к$ вызывает изменение $U_{см}$ на величину $\Delta U_{см}=2I_к r_э/h_{21б}=2I_к\Phi_T/I_э$. При некотором значении $I_к$ результирующее $U_{см}$ уменьшается практически до нуля. Однако величина $U_{см}$ будет малой только при температуре, на которой осуществлялась регулировка.

Изменение температуры вызывает изменение $U_{см}$. Для ОУ без дополнительных резисторов в эмиттерных цепях транзисторов входного ДУ на каждый 1 мВ отрегулированного $U_{см}$ к исходному дрейфу добавляется дрейф, равный 3,3 мкВ/°С. Знак последнего с равной вероятностью может совпадать или нет со знаком исходного дрейфа. В ОУ на полевых транзисторах каждый 1 мВ отрегулированного $U_{см}$ приводит к дрейфу, равному 3,5 мкВ/°С, что сопоставимо с ОУ на биполярных транзисторах. Однако исходное напряжение $U_{см}$ в ОУ на полевых транзисторах значительно больше. Добавлением в эмиттерные (стоковые) цепи транзисторов ДУ равных по величине резисторов $R_э$ уменьшают изменение исходного разброса напряжений эмиттерно-базовых переходов в $(1+R_э/r_э)$ раз. Благодаря этому приращение дрейфа на 1 мВ отрегулированного $U_{см}$ будет равно (3 мкВ/°С)/$(1+R_э/r_э)$. Однако

исходная величина $U_{см}$ в таких ОУ обычно значительно больше, чем без $R_э$, из-за разброса сопротивлений последних.

Схема регулировки $U_{см}$ по входам ОУ иллюстрируется рис. 1.8, 1.9. Недостатком схем на рис. 1.8 является сильное влияние цепей регулировки на коэффициент усиления. Простое увеличение сопротивлений регулировочных резисторов для уменьшения такого влияния нецелесообразно, поскольку возрастают ошибки, обусловленные входными токами. Поэтому целесообразно включать на входе ОУ регулируемый источник двухполярного тока вместо подстроечного резистора.

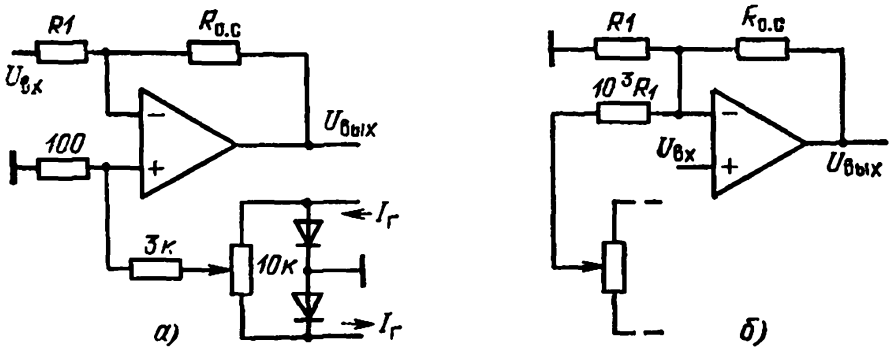


Рис. 1.8. Регулировка $U_{см}$ в инвертирующем (*а*) и неинвертирующем (*б*) усилителях

Возможный метод регулировки неинвертирующего повторителя при большом $U_{см}$ показан на рис. 1.9,*а*. Между выходом ОУ и цепью питания включены стабилитроны, ток через которые задается с помощью транзисторных генераторов тока. Благодаря тому, что ток генераторов постоянный, падение напряжения на стабилитронах также постоянно, а изменения напряжения на выходе ОУ и неинвертирующем входе равны и не зависят от входного сигнала. Нестабильность коэффициента передачи такого повторителя не превышает 0,2% при частоте входного сигнала меньше 1 кГц.

Благодаря своей простоте регулировка $U_{см}$ постоянным входным напряжением применяется и в дифференциальных усилителях. Однако шунтирование цепью регулировки сказывается на коэффи-

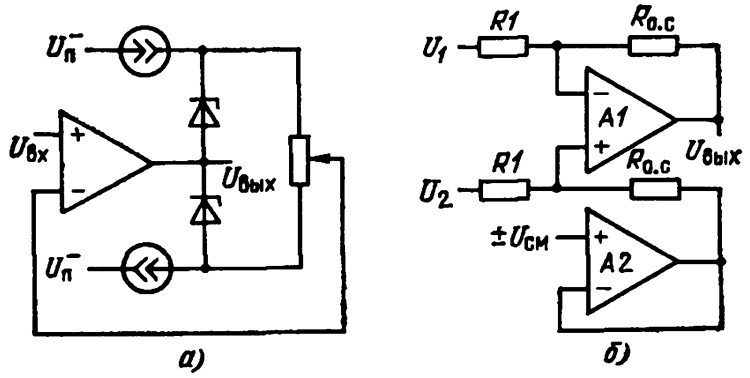


Рис. 1.9. Регулировка $U_{см}$ в повторителе (*а*) и дифференциальном усилителе (*б*)

циенте ослабления синфазного сигнала $K_{о.с}$. Небольшое рассогласование делителей, соединенных со входами усилителя, приводит к значительному ухудшению $K_{о.с}$. Чтобы обеспечить значение $K_{о.с}$, близкое к $K_{о.с}$, которое имеет ОУ, для регулировки $U_{см}$ используется дополнительный ОУ (*А2*, рис. 1.9,*б*). Очень низкое выходное сопротивление повторителя *А2* исключает влияние схемы регулировки на $K_{о.с}$.

При прохождении высокочастотного сигнала влияние $U_{см}$ можно практически исключить, введя цепь низкочастотной глубокой отрицательной ОС. Например, в широкополосном видеоусилителе 171УВ2 из-за сравнительно большого $U_{см}$ возникает существенный сдвиг выходного напряжения. Действие $U_{см}$ можно устранить, включив в цепь ОС видеоусилителя интегратор на ОУ с малым напряжением $U_{см}$ (рис. 1.10). В показанной схеме к выходу видеоусилителя 171УВ2 подключена цепь, сдвигающая постоянное выходное напряжение примерно до нуля. Сигнал поступает на вход интегратора 140УД14 через регулируемый делитель *R1*, *R2*. Потенциометром производится изменение коэффициента передачи цепи ОС таким образом, чтобы сигнал на входе интегратора был пропорционален входному напряжению видеоусилителя. Благодаря действию цепи ОС напряжение $U_{см}$ на выходе видеоусилителя 171УВ2 стремится к собственному напряжению смещения нуля ОУ [4].

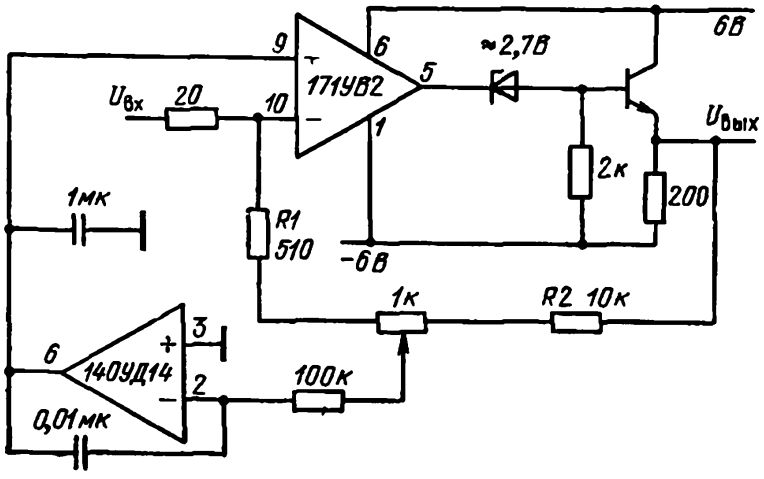


Рис. 1.10. Регулировка $U_{см}$ высокочастотного усилителя

Применение структуры модулятор — демодулятор является радикальным методом уменьшения $U_{см}$ до десятков микровольт, а дрейфа — до 0,1 мкВ/°С. Модулятор преобразует низкочастотную составляющую входного напряжения в переменное напряжение с амплитудой, пропорциональной входному сигналу. Модулированный сигнал затем усиливается усилителем переменного тока. Демодулятор восстанавливает усиленную низкочастотную составляющую входного сигнала, а затем сигнал проходит через *RC*-фильтр и подается на суммирующий вход основного усилителя. Недостатком схемы модулятор — демодулятор является то, что при рабо-

те транзисторных ключей возникает сигнал помехи, для подавления которого требуются сложные фильтры. Кроме того, такой усилитель обычно очень медленно возвращается в нормальное рабочее состояние после воздействия большого дифференциального напряжения на входе. Подобная описанной структура усилителя была реализована в виде полупроводниковой ИС 140УД13. В дополнение к перечисленным выше недостаткам этот ОУ имеет $K'_U \approx 10$, что существенно ограничивает его возможности.

Другим схемотехническим способом уменьшения $U_{см}$ является применение импульсной стабилизации напряжения смещения нуля (рис. 1.11), которое заключается в периодической регулировке $U_{см}$. Подстройка $U_{см}$ усилителя *A1* (рис. 1.11,*а*) осуществляется вспомогательным усилителем *A2*. Когда переключатели *S2* и *S3*

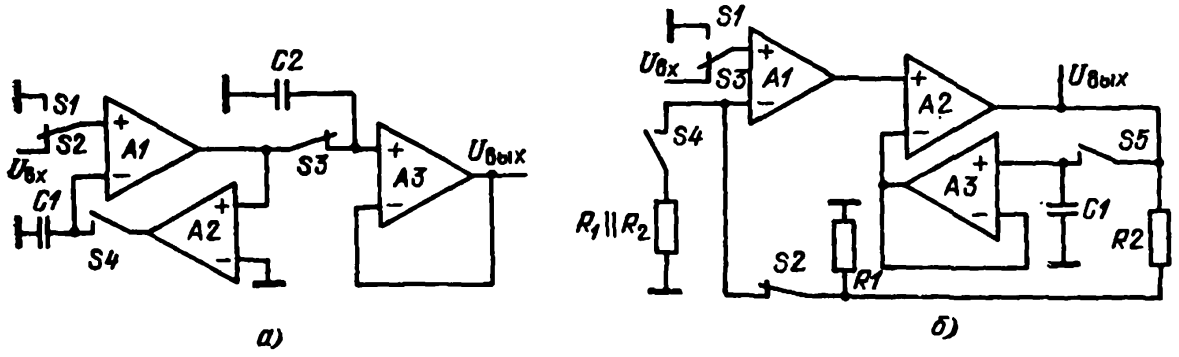


Рис. 1.11. Импульсная регулировка $U_{см}$ с устройствами выборки — хранения во входном (*а*) и выходном (*б*) каскадах

замкнуты, а *S1*, *S4* разомкнуты, схема работает как усилитель постоянного тока. При переключении *S1* — *S4* вход усилителя заземляется и усилитель *A2* устанавливает выходное напряжение *A1* равным нулю. Переключатель *S4* и конденсатор *C1* образуют устройство выборки и хранения (УВХ) (см. гл. 5). Корректирующий сигнал, устанавливающий нулевое смещение *A1*, запоминается на *C1*, после чего *S4* размыкается. Элементы *S3*, *C2* и *A3* образуют второе УВХ, функция которой заключается в том, чтобы запомнить предыдущее значение выходного сигнала *A1* на время подстройки $U_{см}$.

Несмотря на то, что описанная схема сложнее, чем с использованием модулятора — демодулятора, она удобнее для реализации в виде полупроводниковой ИС, так как не требует резисторов больших номиналов и использует лишь два внешних конденсатора. Отсутствие емкостных связей обеспечивает гораздо более быстрое, чем в случае модулятора — демодулятора, восстановление нормальной работы после воздействия большого дифференциального напряжения на входе. В быстродействующих ОУ с импульсной стабилизацией, требующих и быстродействующие УВХ, качество регулировки ограничивается ошибками УВХ. Эти ошибки можно уменьшить, включив между *A1* и *A3* вспомогательный усилитель *A2* (рис. 1.11,*б*). Цикл запоминания ошибки в этом усилителе начинается с того, что переключатели *S2* и *S3* размыкаются,

а *S1*, *S4* и *S5* замыкаются. В результате этого выходное напряжение *A2* становится равным нулю. В противоположном положении переключателей происходит усиление входного сигнала с коэффициентом $1+R_2/R_1$. Компенсирующее напряжение прикладывается ко входу *A2*, поэтому результирующее напряжение смещения нуля уменьшается в K'_{U2} раз, где K_{U2} — коэффициент усиления *A2*. Напряжение, хранимое на конденсаторе *C1*, $U_{C1}=K'_{U1}K'_{U2}U_{см1}/(1+K'_{U2})+U_{см3}$, где $U_{см1}$ и $U_{см3}$ — напряжения смещения нуля усилителей *A1* и *A3*; $K'_{U3}=1$. Поскольку компенсирующее напряжение вводится после первого каскада усиления, влияние ошибки, вносимой УВХ (элементы *A3*, *C1*, *S5*), значительно снижается.

Описанный принцип реализован в полупроводниковом ОУ НА-2900 (фирма Harris) с биполярными и МОП-транзисторами на одном кристалле. Этот усилитель наряду с отличными входными характеристиками ($U_{см}=50$ мкВ, $I_{см}=10^{-2}$ нА) имеет достаточно высокое для ОУ общего применения быстродействие (f_T около 3 МГц и $v=2{,}5$ В/мкс при $K'_U=10^8$). До появления ОУ типа НА-2900 дифференциальные усилители с импульсной стабилизацией проектировались на обычных ОУ, интегральных коммутаторах и отдельных МОП-транзисторах. Однако большинство этих схем довольно громоздки и сложны в управлении. Кроме того, их проектирование обычно усложнялось проблемами устойчивости из-за использования последовательного соединения нескольких усилительных каскадов на ОУ.

Входные токи, их температурный дрейф и компенсация. Входные токи ОУ, протекая через цепи источников входных сигналов, создают разницу ΔU падений напряжений на их внутренних сопротивлениях $R_{г1}$ и $R_{г2}$, равную $\Delta U=I_{вх1}R_{г1}-I_{вх2}R_{г2}$. Обозначим: $I_{вх1}=I_{вх}-I_р/2$; $I_{вх2}=I_{вх}+I_р/2$. Тогда $\Delta U=I_{вх}(R_{г2}-R_{г1})+I_р(R_{г2}+R_{г1})/2$.

Входные токи ОУ на биполярных транзисторах и их температурные зависимости в основном определяются коэффициентом передачи базового тока и его температурным дрейфом: $I_{вх}\approx I_г/2h_{21э}$; $I_р\approx I_{вх}(\Delta h_{21э}/h_{21э})$; $dI_{вх}/dT\approx-(dh_{21э}/dT)I_{вх}/h_{21э}$; $dI_р/dT\approx(dh_{21э}/dT)I_р/h_{21э}$, где $\Delta h_{21э}$ — технологический разброс $h_{21э}$. Температурная зависимость обусловлена изменением времени жизни неосновных носителей в базе. Зависимость $h_{21э}$ от температуры можно аппроксимировать двумя прямыми в диапазоне отрицательных и положительных температур. Благодаря этому запись и расчет температурных дрейфов входных токов упрощаются: $dI_{вх}/dT=CI_{вх}$ ($T=25$°C); $dI_р/dT=CI_р$ ($T=25$°C), где

$$C=\begin{cases}-0{,}005\%/°C & \text{при } T>25°\,C;\\ -0{,}15\%/°C & \text{при } T<25°\,C.\end{cases}$$

В ОУ с полевыми транзисторами на входе токи на несколько порядков меньше, однако их зависимость от температуры гораздо сильнее. В ОУ используются обычно полевые транзисторы с *p—n*-переходом, ток затвора которых определяется в основном токами утечки через обратно-смещенные переходы. Этот ток для кремни-

евых транзисторов обусловлен термогенерацией в зоне пространственного заряда, пропорционального объему этой зоны, который, в свою очередь, пропорционален корню квадратному от запирающего напряжения. Входной ток определяется из выражения $I_{вх} = I_{с.и0}\sqrt{(U_{з.с} + U_{з.и})/2V_{с.и}}$, где $I_{с.и0}$ — ток затвора, измеряемый в режиме короткого замыкания между стоком и истоком при некотором напряжении $U_{с.и}$. Для идентичных полевых транзисторов в ДУ разностный входной ток будет определяться рассогласованием величин $I_{с.и0}$, а входные токи ОУ с полевыми транзисторами на входе удваиваются на каждые 6° С, реально же на каждые 10°С $I_{вх}(T) = I_{вх}(T = 25°\text{ С})\, 2^{(T-25°\text{С})/10}$.

Подобную зависимость от температуры имеет и разностный ток. Уменьшение входного тока при низкой температуре обычно меньше ожидаемого из-за тока утечки по корпусу микросхемы. Несмотря на то, что при высоких температурах входные токи в ОУ с полевыми транзисторами на входе достигают значительной величины, они все же меньше, чем у большинства ОУ на биполярных транзисторах. Некоторые преимущества имеют только ОУ (например, 140УД6 и 140УД14) с супер-бета транзисторами на входе (биполярные транзисторы с $h_{21э} \approx 10^3$), когда требуется высокая стабильность входного тока в широком диапазоне температуры.

Уменьшения ошибки, вызванной входными токами, проще всего достичь, выравнивая суммарные сопротивления резисторов, подключенных ко входам ОУ. Такая компенсация входного тока удобна при постоянном сопротивлении резистора $R_{о.с}$ в цепи обратной связи. Если сопротивление $R_{о.с}$ изменяется, требуется новое выравнивание, в противном случае компенсация нарушается. Для устранения этого недостатка в ОУ на биполярных транзи-

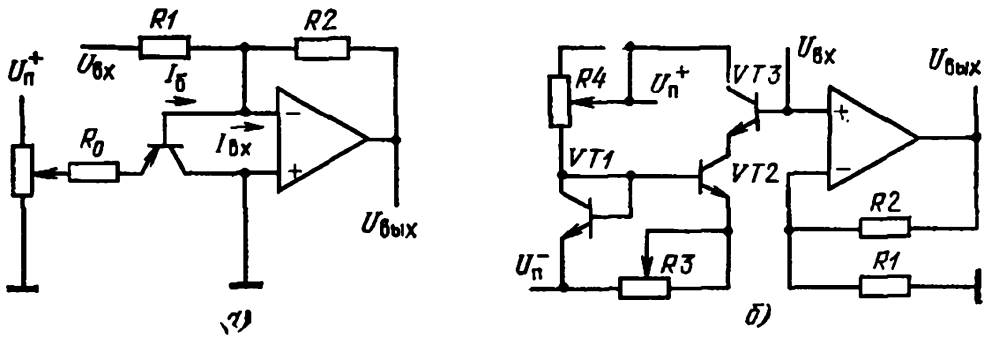


Рис. 1.12. Компенсация входного тока инвертирующего (*а*) и неинвертирующего (*б*) усилителей

сторах в инвертирующем включении применяется схема, показанная на рис. 1.12,*а*. В цепь инвертирующего входа включается биполярный транзистор, который отличается по типу проводимости от транзисторов входного каскада ОУ. Входной ток при любом сопротивлении резистора *R2* регулируется потенциометром. Сопротивление R_0 выбирается таким образом, чтобы входной ток ОУ

лежал в диапазоне изменения базового тока транзистора при регулировке сопротивления потенциометра.

Одного транзистора достаточно для компенсации входного тока в инвертирующем включении ОУ благодаря тому, что напряжение инвертирующего входа близко к нулю. При инвертирующем включении ОУ напряжение на неинвертирующем входе может изменяться в широком диапазоне, а эмиттерный ток компенсирующего транзистора должен оставаться постоянным. Схема, удовлетворяющая этим требованиям, показана на рис. 1.12,*б*. Транзисторы *VT1* и *VT2* образуют генератор тока, регулируемого резистором *R3*. Генератор тока задает эмиттерный и, следовательно, базовый ток транзистора *VT3*, компенсирующий ток неинвертирующего входа. При использовании усилителя с *n—p—n*-транзисторами на входе транзисторы должны быть *p—n—p*-типа, и наоборот. Для уменьшения влияния температурного дрейфа входных токов необходимо применять компенсирующие транзисторы, имеющие идентичные со входными транзисторами ОУ температурные характеристики. Самый очевидный способ уменьшения влияния температурного дрейфа входных токов вытекает из характера их температурной зависимости при низкой и высокой температурах. Как было показано выше, ОУ на биполярных транзисторах имеют минимальный дрейф при высокой температуре, а ОУ с полевыми транзисторами на входе — при низкой температуре. Это необходимо учитывать, выбирая тип ОУ для той или иной аппаратуры либо искусственно создавая внешние условия для получения минимального дрейфа входного тока данного ОУ.

Увеличение входного сопротивления ОУ. Входное сопротивление $R'_{вх}$ ОУ на биполярных транзисторах в неинвертирующем включении не превышает 10^7 Ом. Для большинства применений ОУ этого достаточно. Однако в ряде случаев применяются генераторы сигналов, у которых $R_г = 10^6 — 10^8$ Ом. Чтобы ОУ не влиял на работу таких генераторов, требуются дополнительные меры по увеличению $R'_{вх}$.

Существенно увеличить входное сопротивление ОУ на биполярных транзисторах можно, включив на его вход буферный ДУ на согласованных полевых транзисторах. Для уменьшения токов утечки по высокоомным входам (или по входам любого другого ОУ на полевых транзисторах) предусматривают низкоомные охранные кольца, размещенные на печатных платах вокруг входных выводов ОУ. Охранное кольцо, подключаемое к точке, изменения напряжения которой совпадают по фазе со входным сигналом, «захватывает» возможные токи утечки по плате.

В инвертирующем включении ОУ входное сопротивление определяется внешним резистором. Если требуется одновременно получить большие усиление и входное сопротивление, то применяют высокоомные резисторы в цепи ОС. Вследствие этого усилитель становится склонным к самовозбуждению. Использование Т-образного соединения резисторов в цепи ОС (рис. 1.13,*а*) позволяет получить эквивалентный высокоомный резистор в цепи ОС при

низкоомных резисторах *R2—R4*. В этой схеме сопротивление $R_{о.с.э}=(R_2+R_3+R_2R_3)/R_4$.

Для увеличения входного сопротивления инвертирующего усилителя иногда применяют неглубокую положительную ОС (рис. 1.13,*б*). Входной ток усилителя *A1*, протекающий через *R1*, отби-

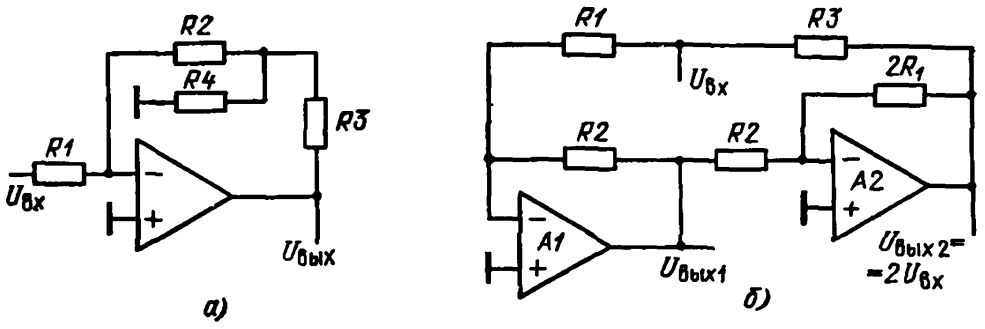


Рис. 1.13. Увеличение входного сопротивления инвертирующего усилителя использованием Т-образного резистора в цепи ОС (*а*) и введением положительной ОС (*б*)

рается от резистора *R3*, а не от источника входного сигнала. Для правильного функционирования схемы необходимо, чтобы $U_{вых}\approx \approx U_{вх}$. Тогда изменение напряжения на резисторе *R3* равно $U_{вх}$, а входное сопротивление усилителя $R_{вх}\approx R_1R_3/(R_3—R_1)$. При $R_1=R_3$ имеем $R_{вх}\to\infty$. Если $R_1>R_3$, усилитель самовозбуждается. Для достижения максимального входного сопротивления и сохранения устойчивости усилителя необходимо учитывать разброс сопротивлений и их температурную зависимость.

Большое входное сопротивление в рассмотренных схемах сохраняется только на низких частотах (10 Гц) из-за действия паразитного входного конденсатора $C_{вх}$, шунтирующего собственное входное сопротивление ОУ $C_{вх}\approx(C_{э.б}+C_{к.б}K_{U1})/2$, где K_{U1} — коэффициент усиления входного ДУ. Поскольку K_{U1} является функцией от частоты входного сигнала $U_{вх}$, то и $C_{вх}$ зависит от частоты и поэтому не может быть задана однозначно. Целесообразно аппроксимировать $C_{вх}$ только ее конечными значениями $C_{вх\,max}$ и $C_{вх\,min}$. Промежуточную емкость нет необходимости учитывать, так как ее реактивность в этом интервале постоянна и конденсатор $C_{вх}$ приобретает свойства резистора. Эффект постоянной реактивности возникает вследствие компенсирующего действия уменьшений реактивности емкости и K_{U1}. Типовые значения $C_{вх\,max}$ и $C_{вх\,min}$ 500 и 3 пФ соответственно. Однако столь высокое значение $C_{вх\,max}$ не оказывает влияния на работу схемы, так как оно сохраняется до частоты меньше 1 Гц. Если же емкость $C_{вх\,max}$ не влияет до частоты $f_{ср}$ (это справедливо для большинства ОУ на биполярных транзисторах), то на более высоких частотах ее действием можно пренебречь, несмотря на большое значение, а $C_{вх}$ аппроксимировать ее высокочастотным значением $C_{вх\,min}$. В ОУ с полевыми транзисторами на входе, имеющими входное сопротивление около 10 ГОм, емкость $C_{вх\,max}$ оказывает существен-

ное влияние на входное сопротивление. При $C_{вх\,max}=500$ пФ значение $R'_{вх}\approx 10^9$ Ом в таких ОУ сохраняется лишь до частоты 0,3 Гц. Выше частоты 100 Гц входные сопротивления большинства современных ОУ с полевыми и биполярными транзисторами на входе близки.

Влияние $C_{вх}$ наиболее ощутимо в неинвертирующем включении ОУ, когда эта емкость дополнительно увеличивается из-за частотной зависимости K'_U (см. 1.2.4). Эффективное значение емкости $C_{вх}$ можно уменьшить, включив в цепь положительной ОС конденсатор $C_к$, компенсирующий ток перезаряда входного паразитного конденсатора (рис. 1.14,*а*). Степень компенсации токов определяет результирующую входную емкость в соответствии с выражением $C_{вх.р}=C_{вх}-C_к R_2/R_1$. Усилитель возбуждается, когда коэффициент передачи по емкостной петле ОС станет больше, чем по цепи отрицательной ОС.

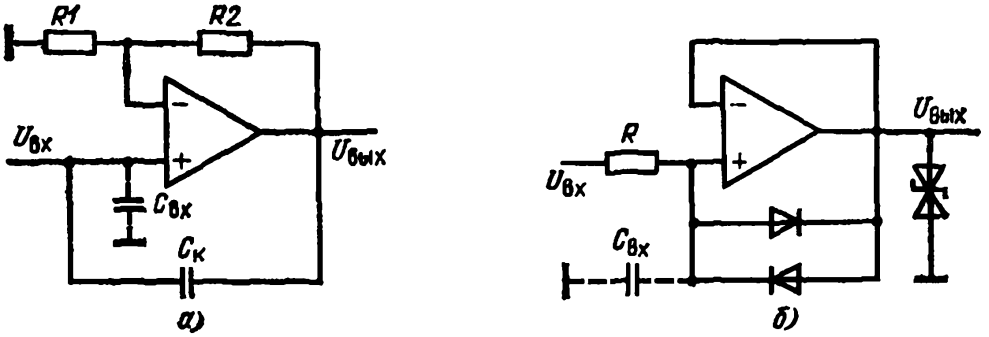


Рис. 1.14. Компенсация входной емкости в неинвертирующем усилителе (*а*) и повторителе (*б*)

Входную емкость ОУ может существенно увеличить диодная цепь защиты по входу. В этом случае минимальная емкость $C_{вх}$ увеличивается примерно до 15 пФ и образует со входным резистором пассивную RC-цепь. Влияние емкостей обратно-смещенных диодов можно уменьшить, включив их в цепь ОС усилителя (рис. 1.14,*б*). К выходу ОУ целесообразно подключить стабилитроны, у которых напряжение стабилизации $U_{ст}=U_п-3$ В. Благодаря этому достигается ограничение изменения входного напряжения при значении, равном $U_{ст}+U_д$, где $U_д$ — падение напряжения на открытом диоде. По сравнению с обычной схемой защиты по входу в приведенной на рис. 1.14,*б* схеме постоянная времени входной $RC_{вх}$-цепи оказывает действие на частоте, примерно в 3 раза бóльшей [5]. Это эквивалентно такому же уменьшению входной емкости усилителя, т. е. примерно до 5 пФ.

Эффективность компенсации входной емкости с помощью положительной ОС можно повысить, используя в качестве элемента ОС реальную входную емкость усилителя. Эта емкость обычно включает три составляющие: емкость источника сигнала $C_г$, емкость обратной связи и собственную входную емкость ОУ. В показанной на рис. 1.15 схеме компенсирующий конденсатор в цепи положительной ОС исключается, а вместо него функцию компен-

сации выполняет $C_п$ — собственная входная емкость *A1*. Благодаря этому не только уменьшается полная входная емкость усилителя, но и упрощается возможность взаимокомпенсации двух ее составляющих.

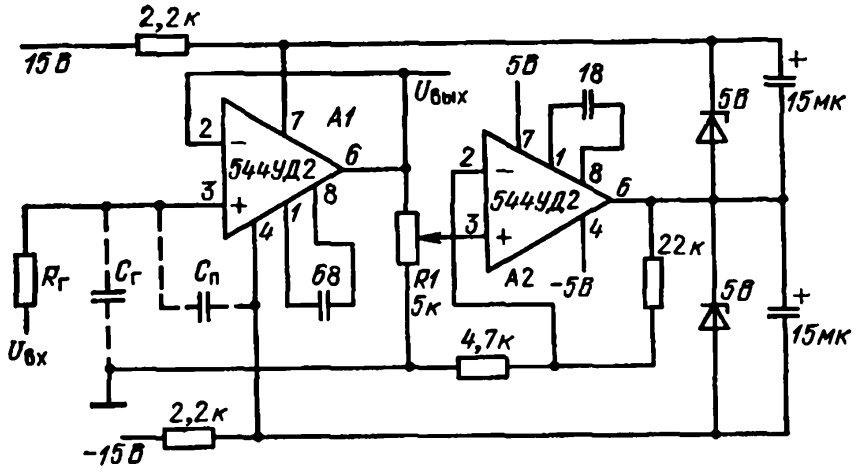


Рис. 1.15. Компенсация входной емкости дополнительным операционным усилителем

Входной усилитель *A1* подключен к незаземленному источнику питания, а компенсирующий сигнал ОС подается с выхода *A2*. Входной сигнал *A1* и напряжения в цепях его питания изменяются синфазно, благодаря чему и удается достичь компенсации входной емкости всего усилителя с помощью собственной входной емкости *A1*. Точность компенсации можно изменить резистором *R1*. Если в подстройке нет необходимости, то *R1* можно исключить, а *A2* включить, как обычный повторитель. Однако тогда емкость конденсатора, корректирующего амплитудно-частотую характеристику *A2*, необходимо увеличить в 2—3 раза.

Преимуществом схемы является не только значительное уменьшение полной входной емкости, но и менее жесткие требования к параметрам цепи положительной ОС. Благодаря отсутствию дополнительного конденсатора снижается склонность усилителя к самовозбуждению и уменьшается уровень шумов, поскольку при увеличении глубины положительной ОС увеличивается усиление на высоких частотах. Схема особенно хорошо работает при сигналах, поступающих от источника с большим внутренним сопротивлением. Применив показанную схему, можно уменьшить исходную емкость источника сигнала, равную 10 пФ, до 1 пФ, если сопротивление источника $R_г \approx 10$ МОм. Если же $R_г \approx 0$, то можно уменьшить действующее значение входной емкости до 0,5 пФ [6]. При использовании описанного устройства на входе измерительного прибора *A1* необходимо разместить на минимальном расстоянии от источника сигнала. В измерительном приборе, оснащенном щупом, усилитель *A1* с корректирующим конденсатором целесообразно разместить в щупе, а остальную часть устройства — в приборе.

1.2.2. МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОУ

Параметры, характеризующие быстродействие ОУ, можно разделить на параметры для малого и большого сигналов. К первой группе динамических параметров относятся частота среза $f_{ср}$, частота единичного усиления $f_т$ и время установления $t_у$. Эти параметры называются малосигнальными. так как они измеряются в линейном режиме работы каскадов ОУ ($U_{вх.д} \leqslant 50$ мВ, $\Delta U_{вых} \approx 1$ В). Ко второй группе относятся скорость нарастания выходного напряжения v и мощностная полоса пропускания f_P. Эти параметры измеряются при большом дифференциальном входном сигнале ($U_{вх.д} \gg 50$ мВ для ОУ на биполярных транзисторах и $U_{вх} > 1$ В для ОУ с полевыми транзисторами на входе).

Для устранения самовозбуждения при любой глубине ОС амплитудно-частотную характеристику ОУ делают однополюсной в диапазоне частот $0 < f < f_т$, подключая внешние или внутренние резистивно-емкостные корректирующие цепи. Динамические показатели ОУ зависят от метода коррекции и параметров элементов корректирующих цепей. Поскольку разработчики ОУ всегда оговаривают рекомендуемые параметры корректирующих элементов, а следовательно, и способы улучшения динамических показателей ОУ с внешними цепями коррекции, ниже рассмотрены более общие методы улучшения быстродействия ОУ в аппаратуре.

Последовательное включение ОУ позволяет получить бо́льшую суммарную частоту среза $f_{ср\Sigma}$, если коэффициенты усиления *A1* и *A2*, равные соответственно $K_{U1} = R_2/R_1$; $K_{U2} = R_4/R_3$, выбираются из условия $K_{U1} = K_{U2} = K_U = (K'_U + 1)/[(K'_U/\sqrt{K_{U\Sigma}}) - 1]$, где $K_{U\Sigma} = K^2_U$. Тогда $f_{ср\Sigma}$ максимальна и равна: $f_{ср\Sigma} = f_{ср}(1 + K'_U)/(1 + \sqrt{K_{U\Sigma}})$.

При последовательно включенных ОУ $f_{ср\Sigma} = f_{ср}(1 + K'_U)/(1 + K^{1/n}_U)$ и $K_{U\Sigma} = (1 + K'_U)(K'_U/K^{1/n}_{U\Sigma} - 1)$. Например, два ОУ типа 140УД7, включенные по схеме рис. 1.16 при $K_{U\Sigma} = 16$, имеют $f_{ср\Sigma} = 0{,}2$ МГц. Если применить один ОУ, то же усиление получится при $f_{ср} = 60$ кГц.

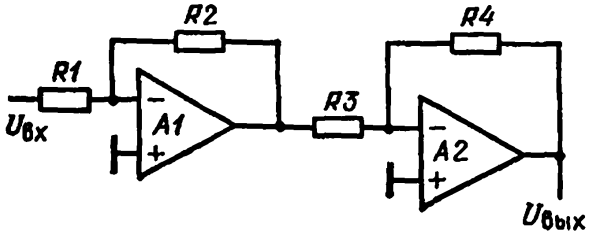


Рис. 1.16. Расширение полосы пропускания последовательным включением операционных усилителей

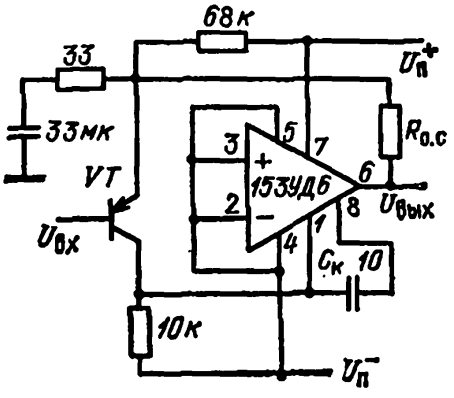
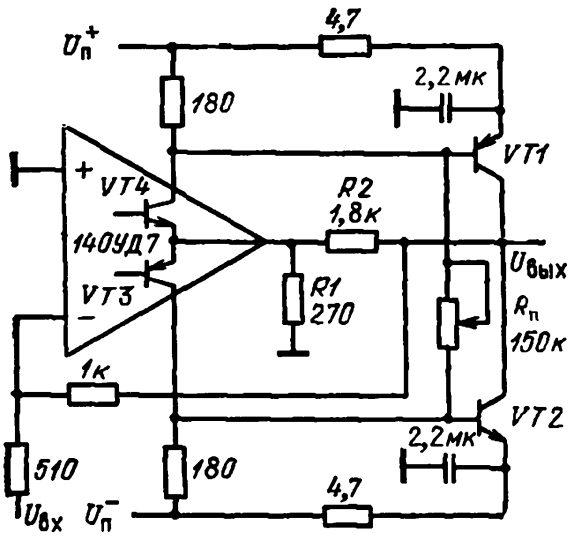


Рис. 1.17. Высокочастотный усилитель на низкочастотном операционном усилителе

Широкополосный усилитель на основе ОУ 153УД6 (рис. 1.7) можно построить, используя только промежуточный и выходной каскады последнего при отключенном входном. Высокочастотный транзистор ($f_т \approx 0{,}5$ ГГц) смещает уровень напряжения входного сигнала до режимного напряжения на входе промежуточного каскада ОУ (около 13,5 В). Коррекция амплитудно-частотной характеристики схемы осуществляется подбором емкости $C_к$. Допустимое напряжение эмиттер — коллектор VT должно быть не менее 15 В.

Величина v большинства ОУ обратно пропорциональна емкости корректирующего конденсатора $C_к$. Поэтому очевидным способом увеличения v в ОУ с внешней корректирующей цепью является уменьшение емкости $C_к$. Таким образом, можно увеличить v на порядок (при $K_U = 10$). Для увеличения v в ОУ с внутренней коррекцией к выходу усилителя можно подключить дополнительный каскад. Если коэффициент усиления выходного каскада k, то максимальное выходное напряжение $U_{вых}$ достигается за время, необходимое для изменения выходного напряжения ОУ на величину $U_{вых}/k$. Следовательно, v увеличивается в k раз. Полюс выходного каскада должен появиться на частоте, равной $kf_т$ для предотвращения возбуждения схемы. При $k > 10$ такой усилитель может самовозбуждаться в режиме повторителя, хотя в режиме усилителя ($K_U > 10$) обычно сохраняет устойчивость. Допустимые величины k зависят от типа транзисторов и максимальных для ОУ с минимальным сдвигом фазы входного сигнала (например, 140УД7).

В схеме усилителя рис. 1.18 дополнительный выходной каскад на транзисторах $VT1$ и $VT2$ управляется изменениями тока в цепях питания ОУ. Выходной каскад действует как усилитель тока с отрицательной ОС через транзисторы $VT3$ и $VT4$ внутреннего выходного каскада ОУ. Коэффициент усиления выходного усили-



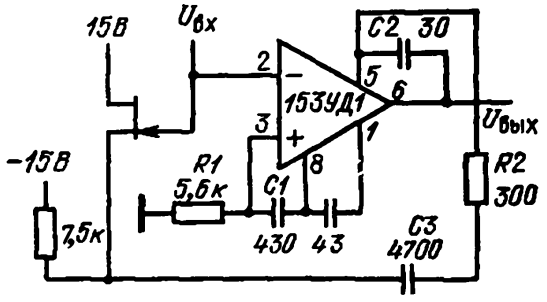


Рис. 1.19. Простейший высокочастотный параллельный канал для низкочастотного операционного усилителя

Рис. 1.18. Улучшение динамических параметров операционного усилителя включением усилителя, управляемого по цепи питания

теля равен R_2/R_1 и не зависит от сопротивления нагрузки. Если $R_2/R_1=10$, то для получения изменения выходного напряжения схемы от —10 до +10 В напряжение на выходе ОУ должно изменяться от —1 до 1 В. Наилучшие практические результаты получаются при отношении $R_2/R_1=6{,}7$ и сопротивления $R_1=270$ Ом. Тогда по сравнению с ОУ 140УД7 значение $f_т$ усилителя увеличивается от 1 до 7,5 МГц, v — от 0,5 до 5 В/мкс, а f_P — от 15 до 50 кГц. Возможная нестабильность работы усилителя при глубокой ОС может быть устранена регулировкой сопротивления потенциометра $R_п$. Сопротивление последнего определяется в режиме неинвертирующего повторителя при максимальном размахе выходного напряжения.

Скорость нарастания выходного напряжения ОУ 153УД1 можно увеличить включением параллельного высокочастотного каскада между неинвертирующим входом и входом выходного каскада (вывод *5*) (рис. 1.19). Использование истокового повторителя на входе параллельного каскада позволяет избежать увеличения входного тока, обычного при других типах параллельных каналов. Амплитудно-частотная характеристика прямого канала на ОУ формируется цепью *R1*, *C1*, *C2*, а параллельного — цепью *R2*, *C3* и полевым транзистором. Соотношение между постоянными времени этих цепей должно удовлетворять условию $C_2(R_2+1/S)>>3R_1C_1$. Усилитель не возбуждается при охвате ОС, если 0,1 кОм$<R_{о.с}<$10 кОм, емкость конденсатора нагрузки $C_н<$ $<$100 пФ, а выходная емкость генератора сигнала $C_г<$10 пФ.

Если допустимо усложнение схемы и требуется получение значительно большей скорости нарастания при одновременном улучшении точностных показателей ОУ, можно воспользоваться усилителем на основе ОУ 140УД14 (рис. 1.20). Параллельный канал в этой схеме, так же как в предыдущей, начинается истоковым

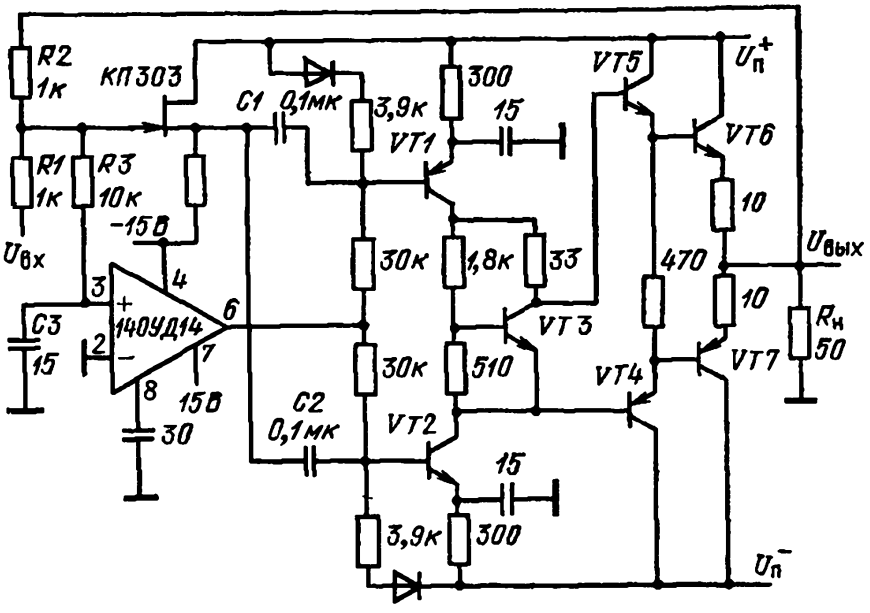


Рис. 1.20. Прецизионный быстродействующий усилитель

повторителем на полевом транзисторе КП303. Благодаря этому параллельный канал практически не влияет на входной ток усилителя. Дополнительное усиление, примерно равное 10, обеспечивает промежуточный каскад на биполярных транзисторах *VT1—VT3*. Этот каскад управляет составным повторителем на транзисторах *VT4—VT7*. Параллельный канал развязан по постоянному току от выхода усилителя конденсаторами *C1*, *C2*. Поскольку сигнал инвертируется транзисторами *VT1*, *VT2*, то цепь обратной связи с выхода усилителя подключается к неинвертирующему входу ОУ. Коэффициент передачи усилителя определяется отношением R_2/R_1. Фильтр на входе ОУ, состоящий из *R3* и *C3*, уменьшает влияние высокочастотного сигнала на работу усилителя. Приведенная схема позволяет получить скорость нарастания входного напряжения около 700 В/мкс при $R_1=R_2$ [7]. Мощностная полоса пропускания усилителя при размахе выходного напряжения ±12 В и выходном токе около 200 мА достигает 6 МГц. В схеме целесообразно использовать *n—p—n*- и *p—n—p*-транзисторные сборки типа 1НТ251 или 198НТ5.

Во многих применениях ОУ основной характеристикой является не скорость нарастания, а время регулирования выходного напряжения. Время регулирования $t_р$ отсчитывается от момента подачи на вход ОУ большого перепада входного напряжения до момента, когда выполнится равенство $|U_{вых}(t\to\infty)-U_{вых}(t)|=\delta$, где δ — допустимая ошибка регулирования. Из-за ограниченной скорости нарастания выходного напряжения усилителя $t_р$ определяется двумя составляющими. Первая — время нарастания $t_н$ выходного напряжения до величны, соответствующей линейному режиму работы ОУ (т. е. при $|U_{вх}-U_{вых}(t)/K_U|=U_л$),— определяется величиной v и равна: $t_н=K_U(U_{вх}-U_л)/v$, где $U_л=50$ мВ для входного ДУ на биполярных транзисторах и $U_л\approx 0{,}3$ В для входного ДУ на полевых транзисторах.

Вторая составляющая — время установления $t_у$ выходного напряжения в линейном режиме работы ОУ. Время установления трудно предсказать из других динамических показателей из-за существенной нелинейности передаточных характеристик каскадов во время переходного процесса. Усилители с высокой скоростью нарастания и широкой полосой могут иметь большое время установления. Теоретический анализ дает следующие ограничения, необходимые, но не достаточные для получения минимального $t_у$. Во-первых, должно быть $K'_U\gg 1/\delta$. Во-вторых, амплитудно-частотная характеристика ОУ с разомкнутой ОС должна быть однополюсной. Второй полюс в большинстве ОУ обусловлен боковыми *p—n—p*-транзисторами и появляется на частоте $f_2=2$—3 МГц. Процесс установления выходного напряжения ОУ аналогичен тому, который имел бы место после отключения от его входа источника напряжения величиной $U_л$ [8]. Независимо от способа коррекции минимальное время регулирования при использовании большинства ОУ достигается, если второй полюс появляется через две октавы после первого, источники питания шунтируются кон-

денсаторами, а в цепи ОС применяются низкоомные высокочастотные резисторы. При подаче на вход неинвертирующего усилителя сигнала по экранированному кабелю оплетку экрана необходимо соединить с инвертирующим входом ОУ. Благодаря тому, что напряжение на распределенной емкости кабеля практически постоянно при любом значении $U_{вх}$, эта емкость слабо влияет на $t_у$.

Успехи, достигнутые в технологии и схемотехнике АИС, позволяют в большинстве случаев обойтись без громоздких схем быстродействующих усилителей, выполненных на ОУ общего применения с параллельным высокочастотным каналом. Например, ОУ серии 154 позволяют получить скорость нарастания до 500 В/мкс, единичную полосу пропускания до 20 МГц (154УД4), а время регулирования с точностью 0,1% около 500 нс (154УД3). Однако в этих ОУ сравнительно большие входные токи. Поэтому целесообразно применять быстродействующие схемы на прецизионных ОУ с внешним параллельным каналом (см. рис. 1.20), когда требуются малые и входные токи и напряжение смещения нуля.

1.2.3. УЛУЧШЕНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ОУ

Эксплуатационные параметры ОУ определяют допустимые режимы работы его входных и выходных цепей и требования к напряжению питания. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробивных напряжений и допустимыми токами через транзисторы ОУ. Сравнительно низкие допустимые значения напряжений на входах и в цепях питания сдерживают применение ОУ в электротехнической аппаратуре. Небольшие максимальные значения выходного тока и напряжения ограничивают использование ОУ в электромеханических приборах, цепях сервопривода и управления электродвигателями, схемах дистанционного управления, звуковоспроизводящей аппаратуре и т. д. Ниже показаны некоторые методы улучшения эксплуатационных показателей ОУ, которые могут расширить их применение в перечисленных типах приборов.

Увеличение допустимой амплитуды входных напряжений осуществляют двумя способами — шунтированием входов ОУ делителем и введением следящих ОС по цепи питания. Первый способ понятен без объяснений. Для обработки высоковольтных входных сигналов с помощью низковольтных ОУ общего применения вводят следящие ОС по синфазному сигналу. Рассмотрим неинвертирующий повторитель и дифференциальный высоковольтный усилитель (рис. 1.21) на низковольтных ОУ. В неинвертирующем повторителе на рис. 1.21,*а* следящая ОС выполнена на высоковольтных транзисторах [9]. Транзисторы *VT3* и *VT4* образуют генераторы токов I_1, примерно равных по величине $I_1 \approx U_д/R_1$ и противоположных по знаку, где $U_д$ — падение напряжения на открытом диоде. Транзистор *VT3* выполняет функцию генератора вытекающего тока, а *VT4* — втекающего тока. Значение тока I_1 определя-

ется током стабилизации стабилитронов. Транзисторы *VT1*, *VT2* являются обычными эмиттерными повторителями. Дифференциальное напряжение питания ОУ равно 2 ($U_{ст}$—$U_{э.б}$), где $U_{ст}$ и $U_{э.б}$ — падения напряжения соответственно на открытом стабилитроне и эмиттерно-базовом переходе транзистора *VT1* или *VT2*. На-

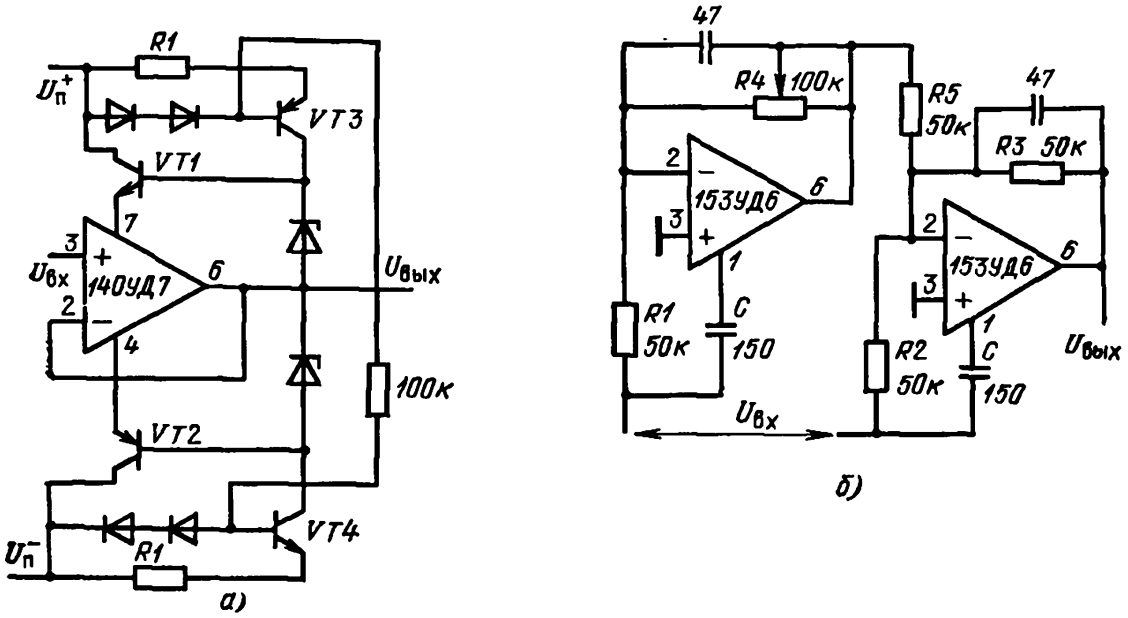


Рис. 1.21. Увеличение допустимого входного напряжения повторителя (*а*) и дифференциального усилителя (*б*)

пряжение питания схемы $U_п$ полностью определяется транзисторами, у которых допустимое напряжение эмиттер — коллектор должно быть больше $2|U_п|$. Например, при $|U_п|=120$ В, $U_{вх}=100$ В, $U_{ст}=10{,}7$ В получим $U_{вых}=100$ В, напряжение на выводе *7* равно 110 В, на выводе *4*—90 В, а на инвертирующем входе —100 В. При этом необходимо следить за тем, чтобы ток, отдаваемый ОУ в нагрузку, не превысил допустимого значения, обычно равного $I_д \approx 5$ мА, т. е. $U_{вх}/R_н < I_д$.

В схеме дифференциального усилителя (рис. 1.21,*б*) для получения минимального усиления синфазного сигнала необходимо с максимальной точностью выполнить равенство $R_4/R_1=R_3/R_2$. С этой целью в усилитель введен подстроечный резистор *R4* и тем самым исключено требование применения в качестве *R1*—*R5* прецизионных резисторов. Коэффициент усиления определяется отношением R_3/R_5. Использование усилителей 153УД2, допускающих введение параллельного высокочастотного канала через конденсаторы *C*, позволяет расширить полосу пропускания всего усилителя до 10 МГц.

Для построения высоковольтного инвертирующего усилителя можно воспользоваться схемой на рис. 1.22 [10]. К выходу низковольтного ОУ подключен дополнительный транзисторный усилитель. Поскольку этот усилитель инвертирует сигнал, то резисторный делитель в цепи общей ОС подключен к неинвертирующему входу ОУ. Транзисторы *VT1*, *VT2* обеспечивают базовые токи

выходных транзисторов, равные $(U_6+U_д)/R_3$, где U_6 — выходное напряжение усилителя; $U_д \approx 0{,}7$ В. При отрицательном напряжении U_6 открываются транзисторы *VT1* и *VT2* и выходное напряжение усилителя увеличивается. При $U_{вх}=0$ сквозной ток через *VT2* и *VT4* устанавливается потенциометром *R4*. Диоды *VD1*, *VD2* ограничивают обратное напряжение смещения эмиттерно-базовых переходов *VT1*, *VT3* на уровне 0,7 В. Коэффициент передачи усилителя равен — R_2/R_1. Напряжение питания ОУ задается стабилитронами и не должно превышать ±15 В. Примененные в схеме конденсаторы корректируют амплитудно-частотную характеристику усилителя и могут подстраиваться в зависимости от его конструкции и типа транзисторов *VT2*, *VT4*. Если в качестве *VT2*, *VT4* использованы мощные транзисторы, то сопротивление *R3* целесообразно уменьшить до 510 Ом для обеспечения высокой линейности усилителя.

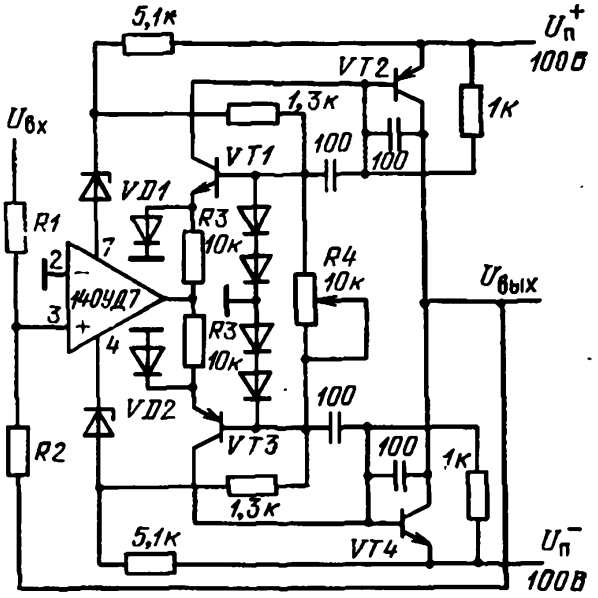


Рис. 1.22. Высоковольтный усилитель

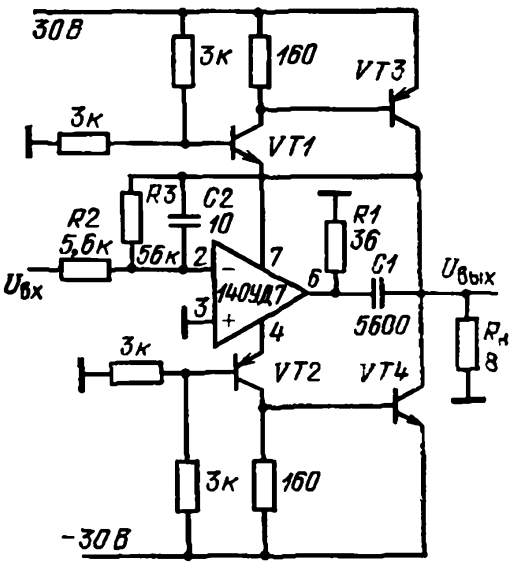


Рис. 1.23. Усилитель мощности

Описанную схему нетрудно применить при работе от одного высоковольтного источника питания. Например, если $U_{вх}>0$, то эмиттер *VT4* можно заземлить и заменить цепь транзистора *VT3* резистором с сопротивлением 10 кОм. Однако для нормальной работы ОУ при $U_{вх}=1$—3 В необходим дополнительный источник отрицательного напряжения питания $U^-_п=$—3 В. Если $U_{вх}>3$ В, то в ОУ вывод *4* можно заземлить и тогда источник $U^-_п$ не требуется. Для исключения попадания на вход ОУ высоковольтного напряжения при быстрых изменениях $U_{вх}$ или включении источника питания целесообразно вывод *3* зашунтировать защитными диодами.

Увеличение выходного тока обычно осуществляется подключением к ОУ мощного повторителя напряжения или усилителя тока, управляемого с выхода ОУ (см. рис. 1.20) или по цепи питания (см. рис. 1.18). Нетрудно увеличить амплитуду выходного

напряжения ОУ, ограниченную допустимым напряжением его источников питания, подключая к ОУ каскад, работающий от источника высокого напряжения питания (см. рис. 1.22) [11].

Используя описанные методы увеличения выходных тока и напряжения, можно построить на базе обычных ОУ усилителей, способные отдать в нагрузку мощность нескольких десятков ватт, что достаточно для многих электро- и радиотехнических устройств. К усилителям мощности можно отнести рассмотренные выше схемы (см. рис. 1.18, 1.20, 1.22). Наиболее простые схемы усилителей мощности получаются, если используется управление выходным каскадом по цепи питания ОУ. На рис. 1.23 показана модификация схемы рис. 1.18, полученная заменой резисторов в цепи питания ОУ транзисторами. Транзисторы *VT1* и *VT2* устанавливают напряжение питания ОУ, равное ±15 В. Благодаря подключению к выходу ОУ резистора *R1* с небольшим сопротивлением, через *VT1* и *VT2* будет протекать ток около 10 мА. Это позволяет при небольших сопротивлениях резисторов в коллекторных цепях *VT1* и *VT2* получить значительное по амплитуде напряжение, управляющее мощными выходными транзисторами *VT3* и *VT4*. Для устранения самовозбуждения усилителя частота среза мощного выходного каскада должна быть больше 100 кГц. На высоких частотах равномерный спад амплитудно-частотной характеристики усилителя формируется конденсторами *C1* и *C2*. Коэффициент усиления по напряжению определяется отношением $R_3/R_2 \approx 10$. Если разброс сопротивлений резисторов не превышает ±0,25% и отрегулировано $U_{см}$ операционного усилителя, то нелинейность усилителя не превышает 0,4% (при размахе выходного напряжения ±30 В), мощность, отдаваемая выходным каскадом в нагрузку, достигает 20 Вт, а мощностная полоса пропускания $f_P = 30$ кГц.

При работе ОУ на низкоомную или индуктивную нагрузку максимальный коэффициент полезного действия $K_п$ обычно не превышает 50%, но и это небольшое значение достигается при равенстве выходного сопротивления усилителя и сопротивления нагрузки. Обычно ОУ используется с отрицательной ОС, что делает очень малым его выходное сопротивление, поэтому для согласования с нагрузкой требуется дополнительный резистор $R_с$, включенный с ней последовательно.

Если же кроме отрицательной ОС усилитель охватить невозбуждающей положительной ОС (рис. 1.24), то требуемое сопротивление резистора $R_с$ можно значительно уменьшить, а величину $K_п$ увеличить. Для показанной схемы абсолютная величина резистора $R_с$ уменьшена до 25 Ом, т. е. в шесть раз по сравнению с требуемым сопротивлением, равным 150 Ом, а $K_п$ увеличен до 85%. Причем благодаря положительной ОС действующее

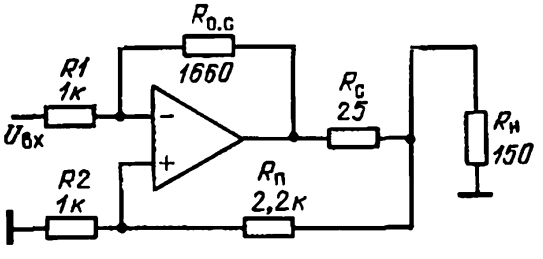


Рис. 1.24. Увеличение коэффициента полезного действия усилителя мощности

значение R_c приблизительно равно 150 Ом, хотя на этом резисторе теряется только 15% мощности.

Значения R_c и $R_п$ можно определить из следующих соотношений:

$K_U = K'_U/[1+(k_о - k_п)\,K'_U] \approx 1/(k_о - k_п)$ при $k_о - k_п \gg 1/K'_U$;

$R_{вых} = [R_c\,(1+K'_U\,k_о)+R'_{вых}]/[1+K'_U\,(k_о - k_п)] \approx R_c/(1-k_п/k_о)$ при $(k_о - k_п)\,K'_U \gg 1$ и $R'_{вых} \ll k_о\,K'_U\,R_c$,

где $k_о \approx R_1/R_{о.с}$ — коэффициент передачи по цепи отрицательной ОС; $k_п \approx R_2/R_п$ — коэффициент передачи по цепи положительной ОС.

При проектировании необходимо следить, чтобы выполнялось неравенство $k_о > k_п$, исключающее самовозбуждение усилителя. После расчета желательно провести экспериментальную подстройку R_c, поскольку даже незначительные погрешности приводят к существенному ухудшению $K_п$. Для приведенной схемы максимальная величина $K_п$ сохраняется до частоты 200 кГц.

Включение ОУ в цепи с напряжением питания больше допустимого нетрудно осуществить, используя делители напряжения питания (см. рис. 1.22, 1.23) или следящие ОС по цепи питания (см. рис. 1.22,*а*).

1.2.4. ОСНОВНЫЕ ПРИЧИНЫ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ ОУ В АППАРАТУРЕ И МЕТОДАХ ИХ УСТРАНЕНИЯ

Самовозбуждение ОУ, охваченного ОС, может быть обусловлено реактивностями его входного и выходного сопротивлений, образующих с внешними реактивностями (источника сигнала и нагрузки) *RC*/*RL*-цепи, частоты полюса или нули которых меньше f_T; реактивностью цепи ОС; различием значений f_T для инвертирующего и неинвертирующего включений ОУ и неидеальностью источников питания [12, 13].

Конденсатор $C_н$, подключенный к выходу ОУ, образует с его выходным сопротивлением $R_{вых}$ интегрирующую *RC*-цепь, постоянная времени которой увеличивается при повышении частоты входного сигнала, достигая максимального значения на частоте f_T. Если частота полюса этой цепи меньше f_T, то на передаточной характеристике ОУ появляется дополнительный полюс. В зависимости от величины своей емкости конденсатор $C_н$ снижает запас по фазе или приводит к возбуждению усилителя. В этом случае для уменьшения действия $C_н$ в ОУ с внешней коррекцией обычно достаточно увеличить емкости корректирующих конденсаторов. Для усилителей с внутренней коррекцией необходимо либо вводить дополнительные цепи коррекции, либо подбирать усилитель с малым $R_{вых}$, либо использовать на выходе согласующий повторитель. В любом случае частота полюса, обусловленного действием цепи $C_н R_{вых}$, смещается выше частоты f_T.

Простая схема включения дополнительной цепи коррекции, устраняющей влияние $C_н$ (рис. 1.25,*а*), основана на изменении характера частотной зависимости $K_U(p)$. Дополнительные резистор $R_ф$ и емкость $C_ф$ «развязывают» нагрузку от выхода ОУ, а дополнительный полюс, обусловленный цепью $R_ф C_н$, компенсируется нулем цепи $R_{о.с} C_ф$, если $R_ф C_н = R_{о.с} C_ф$.

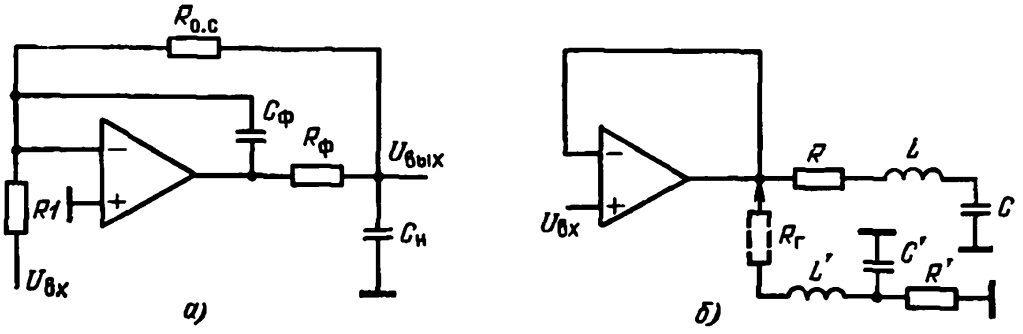


Рис. 1.25. Устранение самовозбуждения операционного усилителя при емкостной (*а*) и индуктивной (*б*) нагрузках

Подключение к выходу ОУ пассивного фильтра, длинной линии эквивалентных последовательному соединению индуктивности L и конденсатора C (рис. 1.25,*б*) также может стать причиной самовозбуждения ОУ. Передаточная функция схемы при $R=0$ имеет вид неустойчивого консервативного звена $K_U(p) = K_U/(p^2LC+1)$. Самовозбуждение ОУ можно устранить, включив резистор R между выходом ОУ и LC-контуром. Благодаря этому передаточная функция ОУ приводится к характеристике устойчивого колебательного звена $K_U(p) = K_U/(1+LCp^2+pRC)$. Минимальная колебательность переходного процесса и, следовательно, исключение влияния выходной LC-цепи достигается, если декремент затухания звена $\xi = R/2\sqrt{L/C} > 1/\sqrt{2}$. Отсюда получаем следующее условие выбора сопротивления R для устранения самовозбуждения ОУ: $R \geqslant \geqslant \sqrt{2L/C}$.

Подключение к выходу ОУ элемента с отрицательным сопротивлением (туннельный диод, тиристор, однопереходный транзистор или транзистор, работающий в области пробоя коллекторного перехода) также может привести к самовозбуждению. Для примера рассмотрим туннельный диод, эквивалентная схема которого представляет собой последовательное соединение индуктивности L' и параллельно включенных резистора с отрицательным сопротивлением R' и конденсатора C' (рис. 1.25,*б*). Передаточная функция имеет вид, присущий неустойчивому колебательному звену $K_U(p) = K_U/(1-pL'/R'+p^2L'C')$. Включая между выходом ОУ и нагрузкой дополнительный резистор $R_г$, передаточную функцию можно привести к виду, характерному для устойчивого колебательного звена $K_U(p) = K_U/[1-R_г/R'+p(R_гC'-L'/R')+p^2L'C']$, если выполнить условия $R_гC'-L'/R'>0$ и $1-R_г/R'>0$. Влияние туннельного диода на работу ОУ полностью исключается, если $R_г$

выбирается исходя из неравенства $\sqrt{2L'C'(1-R_т/R')} \leqslant R_т C' - L'/R'$.

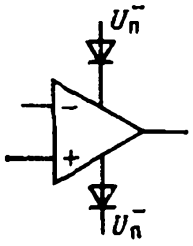
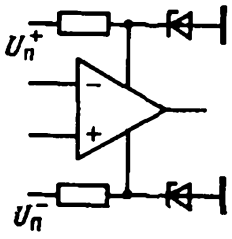
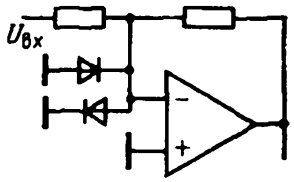
Влияние цепей питания на устойчивость работы ОУ устраняется применением низкоомных источников питания, зашунтированных высокочастотными конденсаторами. Для питания АИС и цифровых ИС желательно использовать разные источники или в крайнем случае размещать конденсаторы, шунтирующие питание, в непосредственной близости от ОУ.

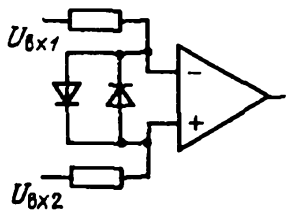
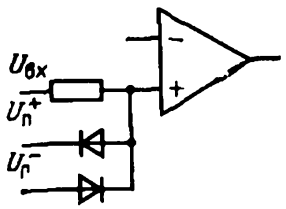
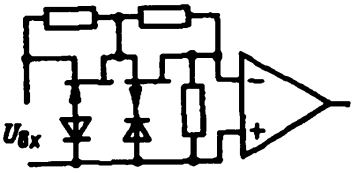
1.2.5. ЗАЩИТА ОУ ОТ ПЕРЕГРУЗОК

Высокие точностные и динамические параметры ОУ достигаются благодаря использованию в их схемах высококачественных транзисторов с небольшими пробивными напряжениями p—n-переходов. Поэтому при наличии вероятности попадания на выводы ОУ напряжений, превышающих предельно допустимые (по тех-

Таблица 1.2

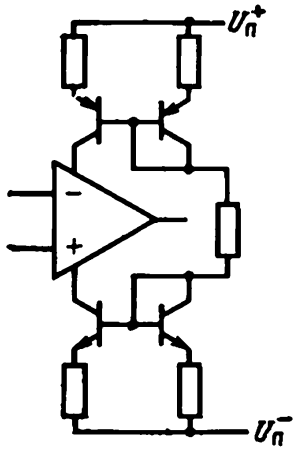
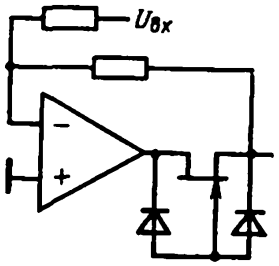
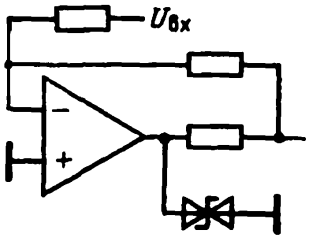
МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ОУ

По цепям питания		По входу
		
Защита от смены полярности напряжений источников питания. Диоды могут быть заменены эмиттерными повторителями с резисторными делителями в цепи базы	Защита от превышения напряжением питания предельно допустимого значения	Защита инвертирующего ОУ от попадания на вход большого напряжения при импульсном изменении $U_{вх}$ и включении напряжения питания

По входу		
		
Защита дифференциального усилителя от попадания на вход большого дифференциального напряжения	Предотвращение попадания на вход напряжения, большего, чем напряжение питания	Защита дифференциального усилителя, позволяющая избежать применения последовательных входных резисторов

Продолжение табл. 1.2

По выходу

		
При коротком замыкании выхода на общую шину или шины источников питания ток в нагрузке не превышает значения, установленного в генераторах тока с помощью резисторов	Ток, отдаваемый в нагрузку, ограничен током насыщения полевого транзистора. Следует выбирать полевой транзистор с минимальным сопротивлением канала сток — исток	Защищается выходная цепь ОУ при вероятном подключении выхода усилителя к источнику напряжения, значительно большего, чем напряжение питания ОУ. Защита при индуктивной нагрузке

ническим условиям), необходимо применять цепи защиты. Известные варианты защиты ОУ разделяют на три группы: по питанию, входу и по выходу. Наиболее распространенные и простые способы защиты ОУ от перегрузок по напряжению и току сведены в табл. 1.2.

В большинстве современных ОУ имеется внутренняя защита от короткого замыкания выхода на общую шину и источники питания (см. рис. 1.4). Однако в технических условиях работа внутренней цепи защиты либо гарантируется только при кратковременных перегрузках по выходу (обычно 0,1—10 мс), либо вообще не гарантируется. Объясняется это сложностью контроля работы цепи защиты на предприятиях-изготовителях ОУ.

1.3. СТРУКТУРА КОМПАРАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Полупроводниковые компараторы напряжения по массовости применения в микроэлектронной аппаратуре и номенклатуре уступают среди АИС только ОУ. Компараторы напряжения относятся к специализированным ОУ, в которых нормальным является нелинейный режим работы каскадов. Компаратор предназначен для сравнения входного сигнала с опорным. При этом в зависимости от того, больше входной сигнал опорного или меньше (на доли милливольта), на выходе компаратора за минимальное время должно установиться напряжение лог. 0 или лог. 1 (см. гл. 5). Приемниками выходных сигналов компараторов обычно являются

логические схемы. Поэтому выходные напряжения каждого компаратора напряжения согласуются с ТТЛ, ТЛЭС или КМОП-логическими схемами. Подобно ОУ в компараторах напряжения обычно три каскада: входной ДУ, промежуточный усилитель и формирователь уровня (ФУ) (рис. 1.26).

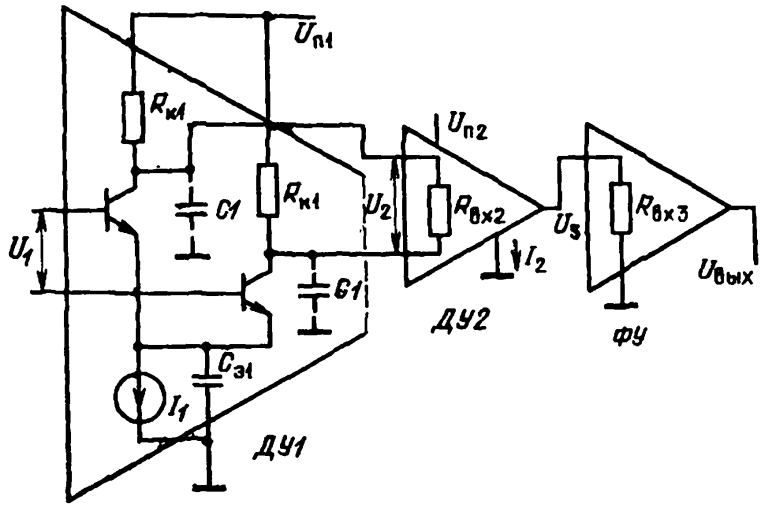


Рис. 1.26. Структура полупроводникового компаратора

Основные схемотехнические различия современных компараторов напряжения заключены в конструкции формирователя уровня (ФУ). Последний может быть эмиттерным повторителем (521СА5, 521СА2), одновходовым (521СА3) или дифференциальным (597СА1) усилителем, логическим элементом (597СА2, 521СА4) [14]. Однако независимо от своей конструкции формирователь уровня должен быть усилителем мощности, формирующим на выходе компаратора соответствующие уровни напряжений лог. 0 U^0 или лог. 1 U^1.

Точностные параметры компараторов аналогичны параметрам ОУ. В компараторах напряжения один динамический параметр — время переключения (иногда называют временем восстановления) выходного напряжения. Их эксплуатационные параметры отличаются от параметров ОУ только названиями уровней выходного напряжения.

При проектировании компараторов напряжения с предельным для данной технологии изготовления микросхем сочетанием точности, быстродействия и потребляемой мощности можно воспользоваться пороговой $A_в$ и удельной $A_п$ энергиями в качестве целевых фуикций оптимизации [14—16]. Здесь $A_в$ и $A_п$ — это энергии, затрачиваемые на входе компаратора и в цепи его питания за время переключения $U_{вых}$ от напряжения лог. 0 до напряжения лог. 1, или наоборот (см. § 1.6).

В полупроводниковых компараторах напряжения, предназначенных для точного ($\delta \leqslant 10^{-3}$) сравнения быстроменяющихся сигналов большой амплитуды, ДУ работают в нелинейном режиме в течение переключения выходного напряжения. Основным узлом

современных компараторов являются ДУ с резисторной нагрузкой. Особенно противоречивы требования к параметрам элементов и режиму работы входного ДУ, который определяет входные параметры компаратора (входные токи, напряжение смещения нуля, их температурные дрейфы и т. д.) и должен за минимальное время при минимальной потребляемой мощности обеспечить максимальный сигнал для переключения промежуточного усилителя. Поэтому в компараторах стремятся технологическими или схемотехническими средствами устранить насыщение транзисторов ДУ [17]. Для компаратора применимы методы улучшения точностных параметров, описанные для ОУ. Улучшение их динамических и эксплуатационных параметров рассмотрено в гл. 5.

1.4. ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРЫ И ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТАЙМЕРОВ

Таймеры предназначены для формирования импульсов с регулируемыми длительностью и скважностью. Все современные таймеры можно разделить на два класса: однотактные и многотактные со встроенным счетчиком [18].

Однотактные таймеры обеспечивают формирование временны́х интервалов с длительностью от микросекунды до часа. Структуры однотактных таймеров можно представить одной упрощенной схемой (рис. 1.27). Длительность формируемого таймером интервала

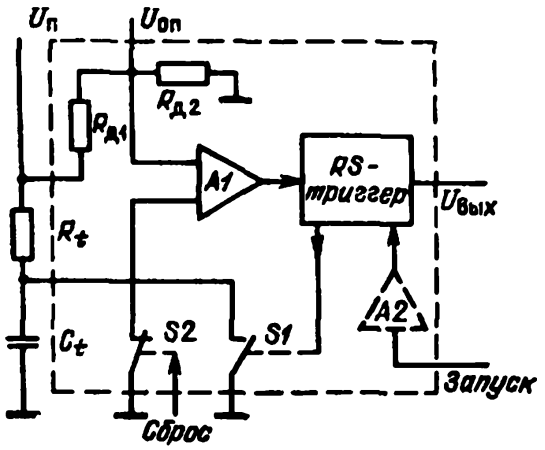


Рис. 1.27. Структурная схема однотактного таймера

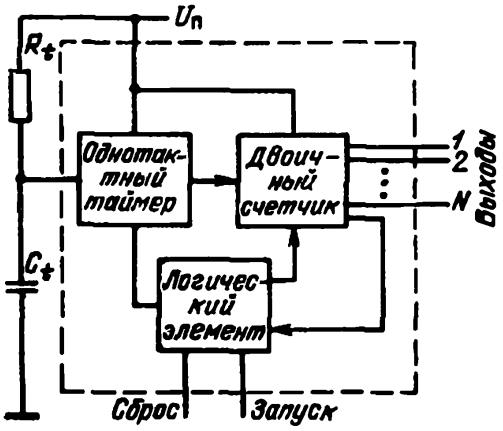


Рис. 1.28. Структурная схема многотактного таймера

времени определяется током заряда внешнего времязадающего конденсатора C_t. Ток заряда C_t, в свою очередь, определяется сопротивлением внешнего времязадающего резистора R_t. Формируемый таймером временно́й интервал $T_и$ пропорционален постоянной времени R_tC_t-цепи и определяется длительностью изменения напряжения на C_t в пределах некоторого диапазона, установленного внутренним резисторным делителем таймера.

Работает однотактный таймер, представленный в виде структуры на рис. 1.27, следующим образом. В исходном состоянии, ко-

гда ключ *S1* замкнут, напряжение на конденсаторе уменьшается до нуля и на выходе таймера устанавливается низкий уровень напряжения около 0,1 В. При подаче импульса на вход триггера в нем формируется сигнал, размыкающий *S1*, и на выходе таймера устанавливается высокое напряжение. Если входное сопротивление компаратора *A1* значительно больше сопротивления R_t, конденсатор C_t будет заряжаться только через R_t, а напряжение на C_t будет экспоненциально нарастать с постоянной времени R_tC_t, стремясь к своему максимальному значению, равному $U_п$. Как только напряжение на конденсаторе достигнет некоторой величины U_1, компаратор выработает сигнал, устанавливающий выходное напряжение триггера (а следовательно, и всего таймера) в исходное состояние $U_{вых} \approx 0$. Время $T_и$ должно быть значительно больше, чем длительность запускающего импульса. Это достигается соответствующим выбором сопротивления R_t и емкости C_t. Пороговое напряжение U_1 формируется в таймере внутренним резисторным делителем.

Описанный цикл работы таймера имеет место при включении его по схеме одновибратора, когда формируется один выходной импульс после подачи внешнего сигнала запуска на вход триггера. Для того чтобы таймер мог работать в режиме асинхронного мультивибратора, управляющий входной сигнал берется из времязадающей R_tC_t-цепи и подается на *RS*-триггер через второй компаратор *A2* с другим пороговым напряжением.

Чтобы иметь возможность прервать выполнение таймером заданной функции, независимо от завершенности временно́го цикла введен ключ *S2*. При подаче сигнала сброса *S2* замыкается, конденсатор полностью разряжается и напряжение на нем остается близким к нулю, пока сигнал сброса не будет выключен. Обычно при подаче сигнала сброса устанавливается низкое напряжение на выходе таймера.

Многотактные таймеры или таймеры со встроенными счетчиками разработаны для применения в аппаратуре, требующей использования генераторов сигналов сверхнизкой частоты с продолжительностью импульсов до нескольких суток. Семейство этих таймеров делится на две группы. К первой группе относятся программируемые таймеры, в которых формируемый временно́й интервал задается программным способом, т. е. установкой соответствующих перемычек на выходах счетчика. В зависимости от вида соединения выходов счетчика многотактный таймер умножает постоянную времени R_tC_t-цепи в n раз, где n определяет диапазон программирования или коэффициент умножения счетчиков. Группа программируемых таймеров содержит таймеры общего применения, выполненные по биполярной технологии, и микромощные, выполненные по КМОП-технологии. Вторая группа — специализированные таймеры со встроенными счетчиками, у которых однозначно задан коэффициент умножения.

Принцип построения программируемых таймеров демонстрируется на рис. 1.28. Работает такой таймер следующим образом. При

подаче на вход запуска импульса включается внутренний мультивибратор на однотактном таймере, генерируя импульсы длительностью $T_и = R_t C_t$. Подключенный к выходу таймера N-разрядный двоичный счетчик подсчитывает входные импульсы и формирует на N-выходах счетчика временны́е интервалы, длительность которых может устанавливаться от $T_и$ до $(2^N - 1)T_и$. На первом выходе формируется импульс длительностью $T_и$, на втором — длительностью $2T_и$, а на N-м — длительностью $2^{N-1}T_и$. Счетчик допускает объединение выходов, причем длительность формируемого в этом случае временно́го интервала определяется суммой длительностей импульсов на объединенных выходах. Например, объединены выходы, формирующие отдельно импульсы длительностью $T_и$, $8T_и$ и $128T_и$, тогда длительность формируемого временно́го интервала $T_и + 8T_и + 128T_и = 137T_и$. Таким образом, объединяя соответствующие выходы, можно получить любую длительность импульса или задержку его фронта в диапазоне $T_и$ — $(2^N - 1)T_и$. Выполнение таким таймером предварительно заданной программы можно прервать, подав на специальный вход импульс сброса. Для синхронной работы внутреннего однотактного таймера и счетчика используется управляющая логика.

В настоящее время серийно выпускается однотактный таймер 1006ВИ1. Этот таймер состоит из трех функциональных узлов: двух компараторов напряжения на входе, RS-триггера и инвертирующего усилителя мощности на выходе (рис. 1.29). Внутренний резисторный делитель задает пороговые напряжения, равные $2U_п/3$ для компаратора $A1$ и $U_п/3$ для компаратора $A2$. Длительность генерируемых выходных импульсов устанавливается внешней времязадающей цепью $R_t C_t$. Напряжение питания $U_п$, подключаемое к выводу 8 и измеряемое относительно вывода 1, должно лежать в пределах 5—16,5 В. Приращение собственного потребляемого таймером тока на 1 В изменения $U_п$ равно примерно 0,7 мА. Выход таймера обеспечивает втекающий и вытекающий токи до 200 мА, что позволяет управлять непосредственно лампочками и даже электромагнитными реле. Выходное сопротивление — около 10 Ом как для низкого ($U_{вых} \approx 0{,}1$ В), так и для высокого ($U_{вых} \approx U_п - 0{,}5$ В) уровней выходного напряжения. Запуск таймера осуществляется подачей на вывод 2 напряжения меньше $U_п/3$ (эту цепь обычно называют триггерным входом). По отношению к выводу 3 этот вход является инвертирующим. При высоком напряжении на выводе 2 состоянием выхода таймера можно управ-

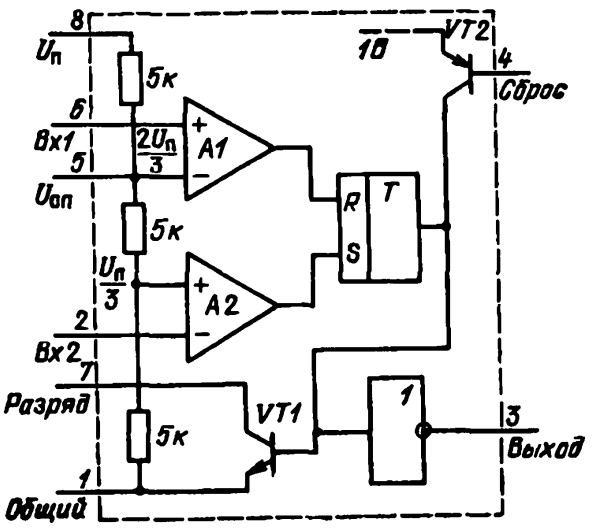


Рис. 1.29. Структура таймера 1006ВИ1

лять с помощью компаратора *A1* по выводу *6*, называемому обычно пороговым входом. Относительно изменений выходного напряжения этот вывод является неинвертирующим входом таймера. Входной ток, втекающий для компаратора *A1* (вывод *6*) и вытекающий для компаратора *A2* (вывод *2*), не превышает 0,5 мкА. Для сброса таймера, т. е. установления на его выходе низкого напряжения, независимо от напряжения на выводах *2* и *6* используется вывод *4*. Если напряжение на этом выводе меньше 0,4 В, напряжение на выводе *3* равно 0,1 В. При напряжении больше 1 В на выводе *4* цепь сброса выключена и не влияет на работу таймера. В дополнение к низкоомному выходу таймер имеет и вспомогательный высокоомный выход (вывод *7*), представляющий собой открытый коллектор транзистора *VT1*. Этот вывод обычно используется для организации обратной связи с выхода на входы таймера. Допустимое изменение напряжения на выводах *2*, *4*, *6* и *7* лежит в пределах 0—16,5 В. В таймере имеется доступ через вывод *5* и к двум другим входам внутренних компараторов, на которые поданы пороговые напряжения. Этот вывод от резисторного делителя позволяет дополнительно управлять работой таймера, изменяя пороговые напряжения компараторов при постоянном напряжении питания. Рекомендуется шунтировать вывод конденсатором емкостью ≈ 0.01 мкФ, чтобы избежать влияния внешних помех и пульсаций напряжения питания на точность работы таймера.

В режиме прямой трансляции сигнала со входа на выход таймер может работать в диапазоне частоты до 10 МГц. Однако приводимое в справочных данных значение погрешности формирования временно́го интервала, равное 0,5%, измеряется обычно при формировании импульсов длительностью 10 мкс. Время нарастания выходного напряжения таймера не превышает 100 нс.

Временны́е параметры этого таймера слабо зависят от изменений напряжения $U_п$ и температуры и полностью определяются схемами внутренних компараторов и качеством биполярной технологии их изготовления. В таймерах изготовленных по КМОП-технологии, отличающейся худшим согласованием параметров парных транзисторов, зависимость от $U_п$ и температуры выше, чем у таймеров, изготовленных по биполярной технологии.

Особенности применения таймера этого типа связаны с неидеальностью параметров его узлов. Чтобы параметры времязадающей R_tC_t-цепи не влияли на точность формирования временны́х интервалов, необходимо ограничить диапазон изменения сопротивления R_t и емкости C_t. Максимальное сопротивление R_t определяется входным током $I_{вх}$ компараторов, протекающим по цепям выводов *2* и *6*. Для формирования устойчивых временны́х интервалов достаточно выбрать максимальное сопротивление R_t из условия $R_{t\,max} < U_п/I_{вх}$, где $R_{t\,max} \approx 20$ МОм при $U_п = 10$ В и $I_{вх} \approx \approx 0{,}5$ мкА. При включении таймера по схеме мультивибратора, когда выводы *2* и *6* объединены, входные токи, втекающие по цепи вывода *6* и вытекающие по цепи вывода *2*, могут взаимокомпенсироваться и таймер может сохранить работоспособность при

$R_t > R_{t\,max}$. В режиме же одновибратора при $R_t \approx 20$ МОм отдельные образцы микросхем таймера не будут выполнять требуемую функцию. Поэтому не рекомендуется использовать времязадающие сопротивления $R_t > 10$ МОм.

Минимальное сопротивление R_t определяется максимально допустимым током, протекающим через внутренний транзистор *VT1* таймера, при его насыщении. Хотя допустимый выходной ток по выводу 7 устанавливают обычно равным 100 мА, нецелесообразно применять малые сопротивления R_t в сочетании с большими емкостями C_t. Объясняется это тем, что при разряде конденсаторов C_t большой емкости транзистор *VT1* не мгновенно переходит в режим насыщения, а только через некоторое конечное время $t_и$. В течение этого времени транзистор работает в активном режиме со средним значением напряжения коллектор — эмиттер около $U_п/2$. Если $R_{t\,min}$ выбрано из условия $R_{t\,min} > U_п/100$ мА, то транзистор *VT1* может выйти из строя из-за чрезмерной рассеиваемой в нем мощности. Поэтому рекомендуется при формировании малых временны́х интервалов ограничиться величиной $R_{t\,min} = 1$ кОм и выбрать исходя из этого емкость C_t. Если же таймер применяется в схеме, где $C_t \leqslant 100$ пФ, то сопротивление R_t может быть уменьшено до 150 Ом, что для аппаратуры специального назначения должно подтверждаться соответствующими техническими условиями.

Минимальная емкость времязадающего конденсатора C_t должна быть значительно больше изменений собственной входной емкости таймера в зависимости от напряжения на выводах *2*, *6* и *7*. Поскольку изменение входной емкости при перезаряде C_t не превышает нескольких пикофарад, не рекомендуется использовать $C_t < 100$ пФ при формировании точных временны́х интервалов. Можно применять конденсаторы C_t сколь угодно большой емкости, если их ток утечки пренебрежимо мал. Фактически же чем выше емкость конденсатора, тем больше его ток утечки. Для нормальной работы таймера необходимо, чтобы ток утечки C_t был меньше зарядного тока через R_t. Для формирования точных временны́х интервалов ток утечки через C_t должен быть на два порядка меньше его зарядного тока.

Выходной инвертирующий усилитель таймера работает в режиме класса АБ, вследствие чего на переходной характеристике возникает «полка» длительностью 10—20 нс при напряжении 1,5 В. Если таймер нагружен на быстродействующие ТТЛ-схемы (например, серий 530 или 533), то наличие такой «полки» недопустимо, так как она находится в их пороговой области и может вызвать ложное срабатывание. Чтобы выровнять линию переходного процесса, необходимо выход таймера зашунтировать конденсатором емкостью около 100 пФ.

Основная схема включения однотактного таймера для работы в режиме одновибратора приведена на рис. 1.30. Работает такой одновибратор следующим образом. При положительном входном напряжении, большем $U_п/3$, *RS*-триггер таймера удерживает вну-

тренний транзистор *VT1* насыщенным и напряжение на времязадающем конденсаторе C_t близко к нулю. Поэтому и выходное напряжение близко к нулю ($U_3 \approx 0{,}1$ В). При подаче на триггерный вход напряжения меньше $U_п/3$ компаратор *A1* в таймере переключает *RS*-триггер, транзистор *VT1* закрывается, напряжение

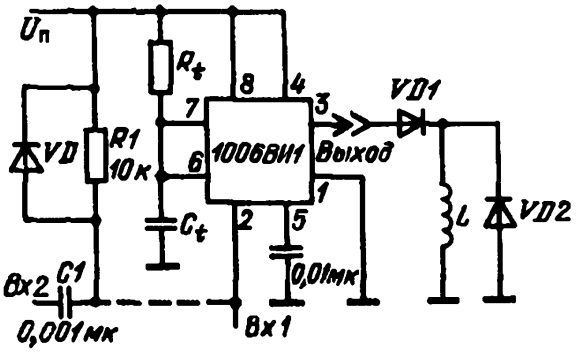


Рис. 1.30. Одновибратор на таймере 1006ВИ1

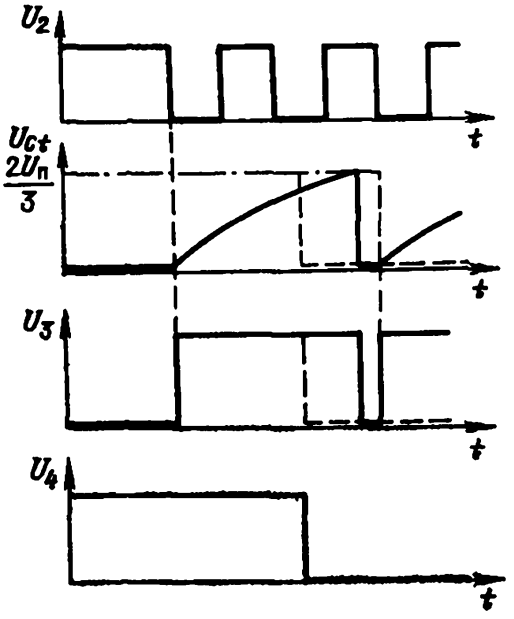


Рис. 1.31. Временные диаграммы работы одновибратора на таймере 1006ВИ1

Рис. 1.31

на C_t экспоненциально нарастает, стремясь к своему максимальному значению, равному $U_п$ (рис. 1.31), и на выходе устанавливается напряжение $U_з = U_п$. Скорость нарастания напряжения U_C на времязадающем конденсаторе C_t определяется постоянной времени цепи R_tC_t. Значение $U_3 \approx U_п$ сохраняется в течение времени увеличения U_C до $2U_п/3$. В момент, когда выполняется равенство $U_C(t) = 2U_п/3$, в таймере переключается в исходное состояние *RS*-триггер, транзистор *VT1* насыщается, разряжая конденсатор C_t, и, как в исходном состоянии, $U_C \approx 0{,}1$ В. Низкий уровень выходного напряжения таймера сохранится до тех пор, пока на триггерный вход вновь не поступит импульс, изменяющий напряжение на выводе *2* от $U_п$ до $U_п/3$. На положительный перепад входного напряжения от 0 до $U_п$ одновибратор не реагирует. Однако если отрицательный перепад напряжения от $U_п$ до 0 поступит на триггерный вход таймера в период увеличения U_C от 0 до $2U_п/3$, то таймер также его не воспримет.

В то же время конденсатор C_t будет мгновенно (за время меньше 50 нс) разряжен независимо от величины U_C, если в цепь сброса таймера (вывод *4*) подать напряжение меньше 0,4 В. Если цепь сброса не используется для управления работой одновибратора, то вывод *4* следует подключить к шине питания для уменьшения влияния внешних помех.

Время задержки $t_з$, в течение которого на выходе таймера сохраняется высокий уровень напряжения (около $U_п$), можно рассчитать из уравнения $U_C(t) = U_п[1 - \exp(-t/R_tC_t)] = 2U_п/3$, пред-

полагая, что $U_C=0$ при насыщенном транзисторе *VT1*. Это время $t_з=1{,}1\ R_tC_t$. Зависимости, позволяющие для требуемой величины $t_з$ определить возможные сочетания сопротивления R_t и емкости C_t, приведены на рис. 1.32. Время $t_з$ практически не зависит от $U_п$ при его изменении в диапазоне 5—15 В, поскольку пороговые напряжения внутренних компараторов таймера пропорциональны значению $U_п$.

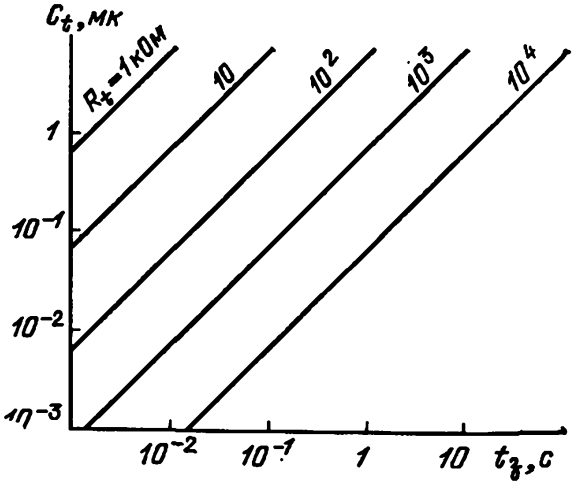


Рис. 1.32. Выбор R_t и C_t одновибратора в зависимости от требуемого $t_з(t_з=1{,}1R_tC_t)$

При расчете R_tC_t-цепи одновибратора следует учитывать, что низкий уровень напряжения запуска на выводе *2* не должен сохраняться дольше времени $1{,}1\ R_tC_t$. Нарушение этого условия приводит к тому, что через время $t_з$ таймер начинает генерировать импульсы произвольной формы. Это объясняется тем, что внутренние компараторы таймера не равносильны по своему воздействию на *RS*-триггер. Компаратор *A1*, управляемый по выводу *2*, обладает приоритетом при установлении состояния триггера. Компаратор *A2* может управлять триггером только тогда, когда на вывод *2* подано высокое напряжение. Если необходимо управлять одновибратором с помощью импульсов длительностью больше $1{,}1R_tC_t$, то эти импульсы следует подавать через дифференцирующую R_1C_1-цепь, как показано на рис. 1.30 (Вх 2). Диод *VD* ограничивает амплитуду напряжения на выводе *2* на уровне $U_п+U_д$.

Для формирования длительных временны́х интервалов при работе одновибратора в аппаратуре с высоким уровнем помех необходимо шунтировать вывод *5* конденсатором (если этот вывод не используется для управления работой таймера). Емкость шунтирующего конденсатора должна быть равна 0,01 мкФ. Нецелесообразно устанавливать шунтирующие конденсаторы емкостью больше 0,1 мкФ, поскольку это увеличивает чувствительность пороговых напряжений компараторов таймера к низкочастотным нестабильностям напряжения $U_п$. Одновибратор может переключиться и от воздействия на триггерный вход внешних помех большой мощности. Источником помехи может стать, например, паразитная цепь емкостной связи между сигнальными цепями многослойной печатной платы, на которой таймер установлен. Предотвратить ложное срабатывание одновибратора в таких случаях позволяет переход к управлению таймером по R_1C_1-цепи, показанной на рис. 1.30. Резистор *R1* уменьшает значение входного сопротивления (около 200 кОм) компаратора *A2* в таймере, увеличивая тем самым необходимую для переключения одновибратора мощность помехи.

Если таймер используется для управления электромагнитным реле, то его необходимо подключить к обмотке через диод *VD1* (рис. 1.30). При положительном выходном напряжении таймера в обмотке накапливается энергия, которая при переключении выходного напряжения вызывает его изменение на величину, бóльшую $U_п$. Вследствие этого на выходе таймера может появиться импульс отрицательного напряжения. Диод *VD2* ограничивает амплитуду этого импульса на уровне напряжения —0,7 В. Благодаря этому минимальное выходное напряжение приблизительно равно потенциалу общей шины таймера.

Для получения одиночной серии из N импульсов, задержанных относительно сигнала запуска и друг друга, можно включить последовательно N одновибраторов. Тогда каждый последующий одновибратор будет запускаться по отрицательному фронту предыдущего.

Базовая схема мультивибратора на таймере и изменения напряжений на его выводах в этом включении приведены на рис. 1.33. Времязадающий конденсатор C_t заряжается через последовательно включенные резисторы *R1*, R_t, а разряжается через резистор

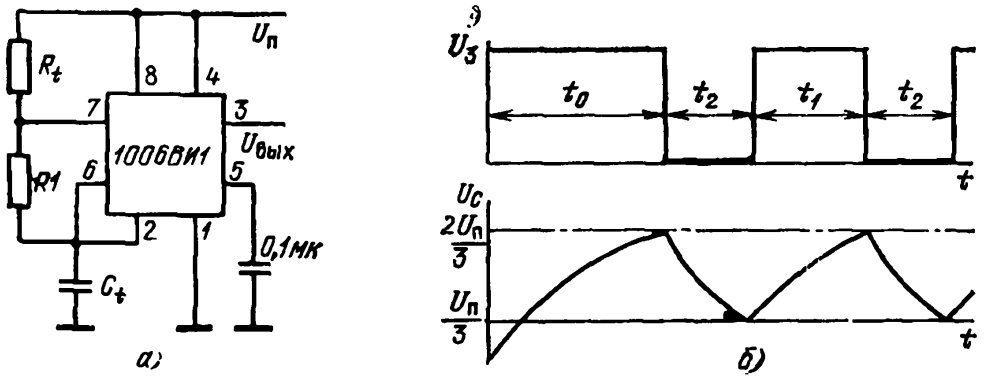


Рис. 1.33. Мультивибратор на таймере (*а*) и временны́е диаграммы его работы (*б*)

R1. Поэтому временные параметры рабочего цикла мультивибратора могут быть точно установлены соответствующим выбором соотношений между сопротивлениями *R1* и R_t.

Функционирование мультивибратора за время одного полного периода описывается временны́ми диаграммами на рис. 1.33. После включения источника питания конденсатор C_t заряжается от 0 до напряжения $2U_п/3$ за время $t_0 = 1{,}1(R_1 + R_t)C_t$. Напряжение на выходе таймера в течение этого времени — около $U_п$. В момент t_0, когда напряжение на C_t достигнет величины $2U_п/3$, потенциал на выводах *3* и *7* падает до нуля и конденсатор C_t начинает разряжаться от $2U_п/3$ до $U_п/3$. Время t_0 определяет продолжительность выхода таймера на периодический режим работы, после чего формируются одинаковые повторяющиеся сигналы. Рабочий цикл таймера в режиме мультивибратора складывается из времени заряда C_t от $U_п/3$ до $2U_п/3$ и времени разряда C_t от $2U_п/3$ до $U_п/3$.

Время заряда C_t равно $t_1 = (R_1 + R_t)C_t \ln[(U_п - 2U_п/3)/(U_п -$

$-U_п/3)] = 0{,}693(R_1+R_t)C_t$. Время разряда C_t равно $t_2 = 0{,}693R_1C_t$. Длительность рабочего цикла мультивибратора $T_и = t_1 + t_2$, а частота генерируемых выходных сигналов определяется выражением $f_г = 1{,}443/(2R_1 + R_t)C_t$.

Скважность выходных импульсов мультивибратора обычно определяют как отношение длительности импульса t_1 к сумме длительностей импульса и паузы: $Д = t_1/(t_1+t_2) = (R_1+R_t)/(2R_1+R_t)$. Возможные комбинации соотношений между сопротивлениями R_t, R_1 и емкостью C_t, необходимые для получения требуемых частоты $f_г$ и скважности $Д$ выходных импульсов мультивибратора, можно получить из графиков на рис. 1.34. Как видно из рис. 1.34, этот мультивибратор позволяет регулировать скважность выходных импульсов в диапазоне 50—100%.

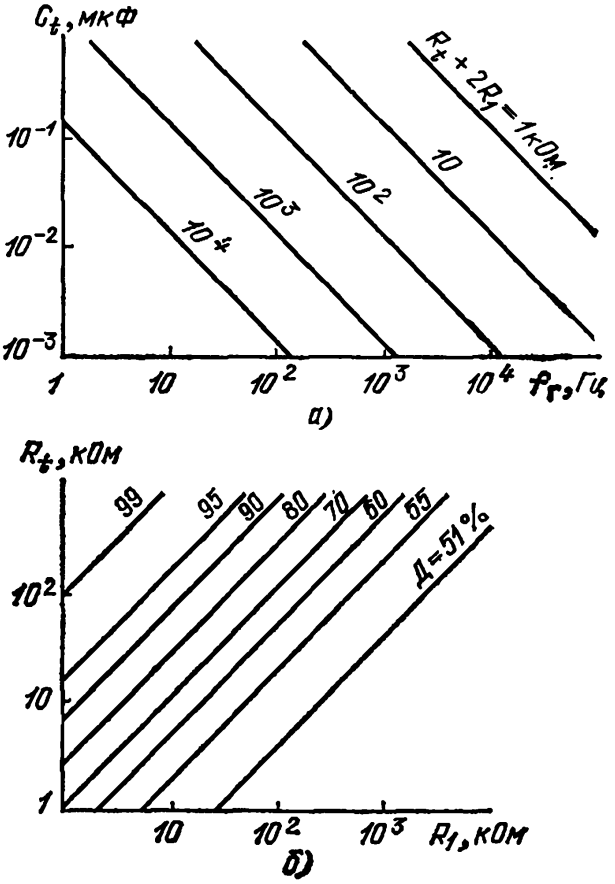


Рис. 1.34. Выбор R_1, R_t и C_t мультивибратора для требуемой частоты $f_г$ (*а*) и скважности (*б*)

1.5. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В электронной аппаратуре одинаково широко используются сигналы, представленные как в виде непрерывных переменных, так и в виде дискретных двоичных сигналов. Для взаимодействия электронных устройств, обрабатывающих непрерывные (аналоговые) сигналы с устройствами, оперирующими дискретными двоичными (цифровыми) сигналами, применяют цифро-аналоговые (ЦАП) и аналого-цифровые преобразователи (АЦП).

Распространение цифровой вычислительной техники, особенно активное в последние годы благодаря выпуску микропроцессорных БИС и однокристальных микро-ЭВМ, потребовало выпуска отечественной промышленностью БИС ЦАП и АЦП. Это объясняется тем, что большинство переменных информационных величин (ток, напряжение, скорость, температура, давление, освещенность и т. д.) представляется в аналоговой форме. Непосредственная обработка этих величин цифровыми устройствами невозможна без предварительного представления их в виде цифрового N-разрядного слова. Эту операцию осуществляют АЦП. В свою очередь, для точного управления изменениями аналоговых величин по результатам обработки цифрового слова в микро-ЭВМ необходимо

преобразовывать цифровую информацию в аналоговую с помощью ЦАП.

Из большого числа известных методов построения ЦАП и АЦП при их изготовлении в виде БИС распространение получили только некоторые, удовлетворяющие требованиям полупроводниковой технологии. В этом параграфе даются самые общие понятия о принципах построения и структурах преобразователей, изготовленных в виде полупроводниковых БИС. Основное внимание уделяется вопросам применения выпускаемых серийно БИС ЦАП и АЦП. Что касается глубокого изучения методов преобразования аналоговых сигналов в цифровые и наоборот, то для этого целесообразно обратиться к специальной литературе [19].

1.5.1. БИС ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Выпускаемые БИС ЦАП (§1.7) являются схемами параллельного действия, когда в одной точке суммируется N весовых токов в соответствии с разрядностью входного цифрового слова. Изготавливаемые по КМОП-технологии ЦАП серии 572 являются микромощными с низким быстродействием. Остальные ЦАП изготавливаются по биполярной технологии и имеют высокое быстродействие при значительной потребляемой мощности [20].

ЦАП, изготавливаемые по КМОП-технологии. Упрощенная структурная схема такого ЦАП приведена на рис. 1.35. Резистор-

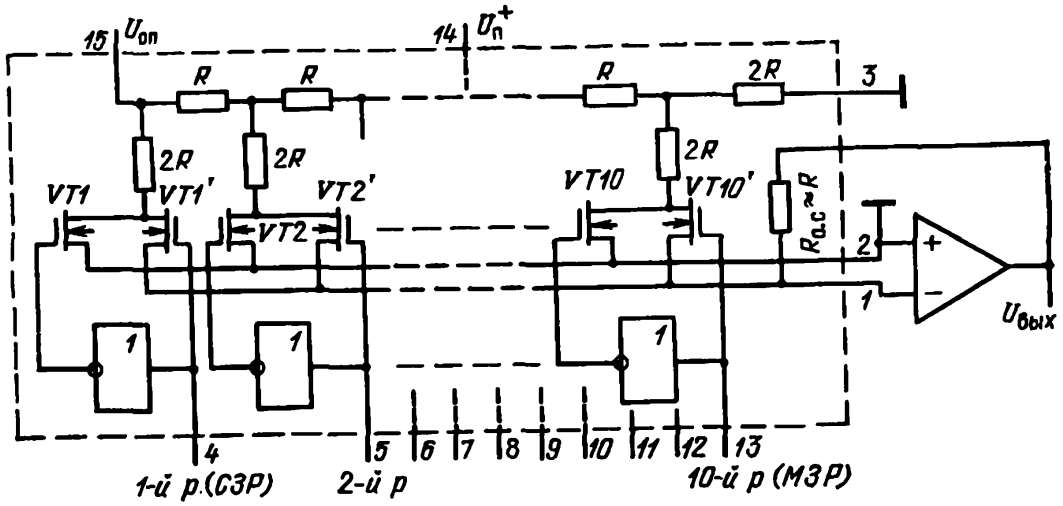


Рис. 1.35. Упрощенная схема ЦАП, изготовленных по КМОП-технологии

ная матрица типа R — $2R$ подключается к инвертирующему входу внешнего ОУ. Внутренний резистор $R_{о.с}$ включается в цепь ОС операционного усилителя. Таким образом, ЦАП с внешним ОУ образуют обычный инвертирующий усилитель, у которого входное напряжение равно опорному $U_{оп}$, а выходное напряжение зависит от сопротивления $R_м$ матрицы R — $2R$ между точками $U_{оп}$ и инвертирующим входом ОУ. В свою очередь, сопротивление $R_м$ зависит от того, подключены резисторы $2R$ к общей шине или инвертирующему входу усилителя. Поскольку состояние КМОП-

транзисторов (открыт или закрыт) VT_i и VT'_i зависит от поданного на их затворы логического сигнала, то напряжение $U_{вых} = U_{оп}R_{о.с}/R_м$ определяется цифровым N-разрядным словом на входах ЦАП.

В ЦАП серии 572 матрицу $R-2R$ образуют тонкопленочные резисторы, а сопротивлением $R_м$ управляют n-канальные МОП-транзисторы. Удельное сопротивление резисторов — около 2 кОм на квадрат. Сопротивления $R=10$ кОм в ЦАП 572ПА1 и 572ПВ1 и $R=30$ кОм в ЦАП 572ПА2. Абсолютный разброс сопротивлений R может достигать 50% при очень малом относительном их разбросе, обеспечивающем требуемую точность преобразования. В отличие от ЦАП 572ПА1, в двух других ЦАП требуемая точность согласования сопротивлений резисторов матрицы $R-2R$ обеспечивается после лазерной подгонки. Существенное влияние на точность преобразования оказывают транзисторные переключатели VT_i и VT'_i, включенные последовательно с сопротивлениями $2R$. Поэтому во всех КМОП ЦАП размеры транзисторов в первых шести разрядах изменяются по двоичному закону. Благодаря этому сопротивление открытых транзисторов $VT1$, $VT1'$ равно 20 Ом, $VT2$ и $VT2'$ — 40 Ом и т. д., а $VT6$, $VT6'$ и последующих она составляет 640 Ом. Применение лазерной подгонки сопротивлений резисторов в ЦАП 572ПА2 и 572ПВ1 позволяет уменьшить до требуемой величины влияние сопротивлений транзисторов, но их температурные коэффициенты остаются несогласованными с сопротивлениями резисторов матрицы. Поэтому у этих ЦАП значительны температурный коэффициент нелинейности преобразования (около $3 \cdot 10^{-6}/°C$) и коэффициент передачи (около $10^{-5}/°C$), существенно снижающие точность преобразования в диапазоне температуры.

Основные схемы включения БИС серии 572 даны в § 1.7. Ниже рассмотрены особенности применения КМОП ЦАП и методы улучшения их параметров на примере БИС 572ПА1. Специальное внимание при проектировании ЦАП на КМОП БИС серии 572 необходимо уделять выбору ОУ и его включению. Поскольку выходным сигналом этих ЦАП являются весовые токи, то при изменении входного тока ОУ в температурном диапазоне должно выполняться условие $I_{вх} < U_{оп}/R \cdot 2^{N+1}$. При изменении входного цифрового слова на выходе ОУ будет действовать ошибка, обусловленная его напряжением $U_{см}$ и равная $U_{см}(1+R_{о.с}/R_м)$. Поскольку отношение $R_{о.с}/R_м$ изменяется от 1 до 0, то ошибка, обусловленная $U_{см}$, изменяется в диапазоне 1—2 $U_{см}$. Влиянием напряжения $U_{см}$ можно пренебречь при использовании ОУ, у которого $U_{см} \ll U_{оп}/2^N$. Если применять ОУ с малым $U_{см}$ не представляется возможным, то следует отрегулировать $U_{см}$ по неинвертирующему входу (см. § 1.2) или использовать предназначенные для этого выводы ОУ. Хорошие результаты получаются, если неинвертирующий вход ОУ подключается к общей шине через резистор с сопротивлением, равным $R_{о.с} \| 2R$. В этом случае ошибка, обусловленная $I_{вх}$, не превышает $I_{вх}R/4$ и сравнима с ошибкой, обуслов-

ленной разностным входным током ОУ и равной I_pR. Например, для ОУ 153УД2, у которого $I_{вх} \approx 300$ нА, $I_р \approx 100$ нА и ЦАП 572ПА2, эта ошибка равна примерно 6 мВ, т. е. этот ОУ ограничит точность 12-разрядного ЦАП в лучшем случае на уровне десяти разрядов.

Точность работы ЦАП может ухудшить выбор ОУ со сравнительно малым собственным коэффициентом усиления. Можно пренебречь влиянием K'_U ОУ, если его величина удовлетворяет неравенству $K'_U \gg 2^{N+1}$.

Вследствие большой площади транзисторов *VT1—VT5* и *VT1'—VT5'* с уменьшенным сопротивлением в открытом состоянии значительна выходная емкость $C_{вых}$ (40—120 пФ в зависимости от кода входного цифрового слова) ЦАП серии 572. Эта емкость оказывает существенное влияние на время установления выходного напряжения ОУ до требуемой точности. Объясняется это тем, что $C_{вых}$, действующая между инвертирующим входом ОУ и общей шиной, образует полюс на частоте $f_п = 1/(2\pi R_м C_{вых})$. Если $f_п < f_т$, то исходная однополюсная амплитудно-частотная характеристика ОУ становится двухполюсной, а переходный процесс установления $U_{вых}$ — колебательным. Чтобы уменьшить действие полюса на время установления выходного напряжения ОУ, резистор $R_{о.с}$ шунтируют конденсатором $C_{о.с}$. Благодаря этому при частоте $f_0 = 1/(2\pi R_{о.с} C_{о.с})$ появляется нуль на амплитудно-частотной характеристике. Если $f_0 = f_п$, то переходный процесс установления $U_{вых}$ становится апериодическим. Поскольку $U_{вых}$ зависит от кода цифрового входного слова ЦАП, равенство $f_0 = f_п$ можно выполнить только для одной кодовой комбинации на входе, что снижает эффективность действия $C_{о.с}$. Влияние изменения $R_м$ можно уменьшить, шунтируя инвертирующий вход ОУ резистором $R_ш$. Тогда полюс появится на частоте $f'_п = 1/[2\pi C_{вых}(R_м \| R_ш)]$, и при $R_ш < R_м$ частота $f'_п$ будет меньше зависеть от $R_м$, чем $f_п$. В зависимости от частоты единичного усиления $f_т$ используемого ОУ рекомендуются значения сопротивления $R_ш$ и емкости $C_{о.с}$ рассчитывать из равенства $(R_м \| R_ш) C_{вых} = R_{о.с} C_{о.с} = (1 + \sqrt{1 + 8\pi f_т R_{о.с} C_{вых}})/(4\pi f_т)$. Последнее выражение обеспечивает минимальное время установления выходного напряжения ОУ в диапазоне изменения $U_{вых}$, равном ± 100 мВ, т. е. в зоне линейной работы входного каскада ОУ. При больших изменениях $U_{вых} > 1$ В скорость изменения выходного напряжения определяется скоростью нарастания v усилителя, если $\Delta U_{вых}/R_{о.с} C_{вых} > v$. Например, в ЦАП 572ПА1 при $U_{оп} = \Delta U_{вых} = 10$ В, $R_{о.с} = 10$ кОм и $C_{вых} = 100$ пФ ОУ не будет существенно влиять на скорость нарастания $U_{вых}$, если $v > 10$ В/мкс.

Влияние $C_{вых}$ на быстродействие ЦАП можно практически устранить, включив БИС 572ПА1, как показано на рис. 1.36,*а*. В этой схеме выходы транзисторов VT_i, VT'_i соединены с общей шиной и низкоомным источником опорного напряжения (вывод *1*). Выходная емкость такой перевернутой резисторной матрицы, об-

разованная распределенными емкостями двух резисторов R и $2R$, невелика (около 10 пФ), и благодаря этому собственное время установления $U_{вых}$ ЦАП не превышает 1 мкс. Если в схеме использовать ОУ 154УД3, то общее время установления $U_{вых}$ с точностью 0,1% не превышает 2 мкс. В отличие от основной схемы

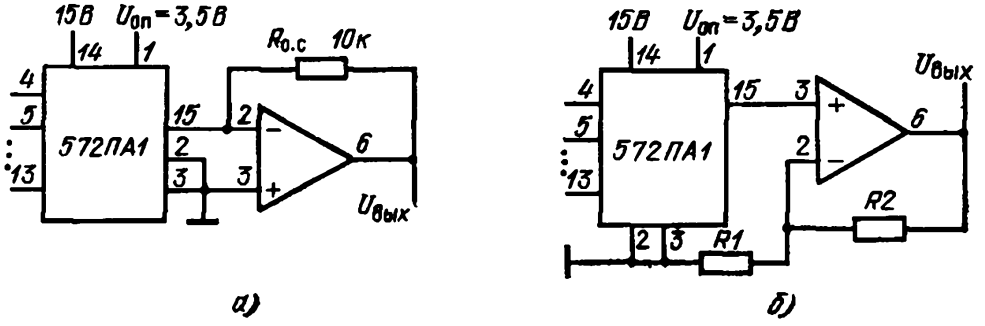


Рис. 1.36. Устранение влияния выходной емкости (*а*) и работа от одного источника питания (*б*) ЦАП 572ПА1

включения БИС 572ПА1, в приведенной на рис. 1.36,*а* допускается подача на вывод *1* только положительного напряжения $U_{оп}$. Максимальное значение $U_{оп}=3{,}5$ В для ЦАП 572ПА1 и $U_{оп}=2{,}5$ В для БИС 572ПА2 и 572ПВ1 в аналогичном включении. Последнее объясняется тем, что сопротивление открытого МОП-транзистора увеличивается при возрастании напряжений затвор—исток и, следовательно, изменяются сопротивления резисторов $2R$ матрицы. Это приводит к увеличению дифференциальной нелинейности преобразования, которая в ЦАП 572ПА1 близка к 0,1% при $U_{оп}=3{,}5$ В, а в ЦАП 572ПА2 при $U_{оп}=2{,}5$ В уже достигает 0,05%. Дополнительное преимущество описываемого включения КМОП ЦАП состоит в том, что можно получить выходное напряжение одинаковой полярности с $U_{оп}$ (рис. 1.36,*б*). Благодаря этому для питания ЦАП достаточно одного источника напряжения. Если отключить резистор *R1* от общей шины и соединить его с выводом *1*, то получим биполярный ЦАП, работающий в смещенном двоичном коде.

При использовании БИС 572ПВ1 в описываемом включении целесообразно в качестве $R_{о.с}$ применить один из его внутренних резисторов. Это позволяет получить согласование температурного коэффициента резисторной матрицы с $R_{о.с}$ и, следовательно, высокую точность преобразования в широком температурном диапазоне.

ЦАП, изготовленные по биполярной технологии. Упрощенная структура такого ЦАП приведена на рис. 1.37. Дифференциальное опорное напряжение между базами транзисторов и выходом *A1* примерно равно $U_{оп}$. Через транзисторы $VT1 - VT_N$ протекают весовые токи, равные $U_{оп}/R \cdot 2^N$. Для *A2* эти транзисторы являются генераторами весовых токов, переключаемыми логическими сигналами, подаваемыми на цифровые входы ЦАП. При любом сочетании нулей и единиц на входе ЦАП напряжение $U_{вых}$ уста-

навливается таким, чтобы был равен нулю потенциал инвертирующего входа *A2*. Следовательно, на анодах диодов *VD′* всегда поддерживается нулевое напряжение. Если на всех входах ЦАП напряжение меньше нуля, то диоды *VD* закрыты и на вход *A2* поступает максимальный ток, равный $\sum_{i=1}^{N} U_{оп}/R \cdot 2^i = U_{оп}/R$. В этом случае $U_{вых} = U_{оп} R_{о.с}/R$. Если на любой вход подано напряжение больше нуля, то соответствующий диод *VD′* закрывается, весовой

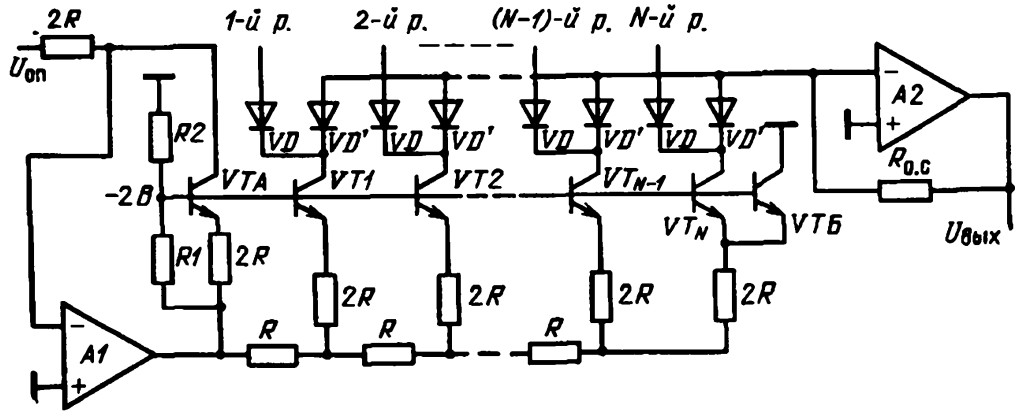


Рис. 1.37. Упрощенная схема биполярного ЦАП

ток переключается в цепь диода *VD*, $U_{вых}$ уменьшается. Таким образом, $U_{вых}$ будет пропорционально поданному на входы ЦАП двоичному числу. Для того чтобы транзисторы $VT1—VT_N$ имели одинаковые напряжения $U_{э.б}$ при различных весовых токах, площади их эмиттеров делают различными. Усилитель *A2* можно исключить из схемы, а $R_{о.с}$ заземлить. В этом случае падение напряжения на $R_{о.с}$ должно быть меньше 2 В, чтобы исключить насыщение транзисторов. Благодаря сравнительно большим весовым токам, переключаемым в ЦАП этого типа и малой выходной емкости, их быстродействие значительно выше, чем в КМОП ЦАП. Параметры и основные схемы включения выпускаемых в настоящее время ЦАП, изготовленных по биполярной технологии, приведены в § 1.7.

1.5.2. БИС АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В полупроводниковых АЦП получили наибольшее распространение два метода преобразования: последовательного приближения и параллельного преобразования [21].

Упрощенная структура АЦП последовательного приближения дана на рис. 1.38,*а*. Получив команду на выполнение преобразования от генератора трактов, регистр последовательного приближения (РПП) устанавливает напряжение лог. 1 в 1-м разряде ЦАП. Если при этом $I_{вх} > I_{ц}$, то компаратор напряжения выдает в РПП команду оставить напряжение лог. 1 в 1-м разряде ЦАП и подать лог. 1 на 2-й разряд ЦАП. Если после этого вновь $I_{вх} > I_{ц}$, то компаратор напряжения выдает в РПП команду оставить лог. 1

во 2-м разряде ЦАП и подать лог. 1 на 3-й разряд. Если же оказалось $I_{вх} < I_ц$, то компаратор выдает в РПП команду установить во 2-м разряде лог. 0 и на 3-й разряд ЦАП подать лог. 1. Затем вновь повторится описанный выше алгоритм работы блоков АЦП и так далее до N-го разряда. Работа АЦП синхронизируется тактовым генератором. После N тактов сравнения $I_{вх}$ с $I_ц$ на входе ЦАП получается N-разрядный двоичный код, который является цифровым эквивалентом входного аналогового сигнала.

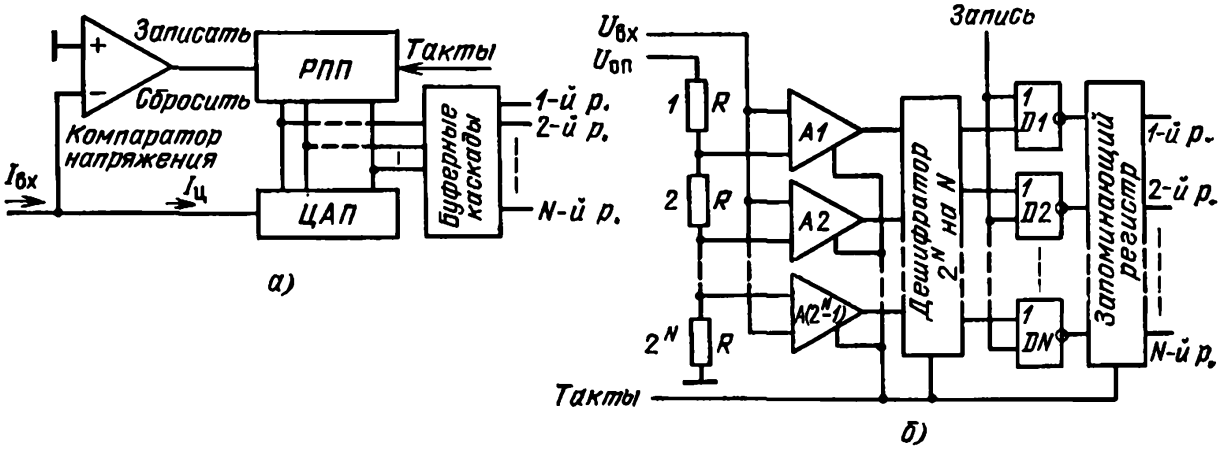


Рис. 1.38. Схема АЦП последовательного приближения (*а*) и параллельного преобразования (*б*)

Описанный способ преобразования применен в БИС 572ПВ1 и 1113ПВ1. Первым отечественным АЦП считают 572ПВ1. Однако этот прибор не является функционально законченным АЦП, так как содержит только ЦАП и РПП. Для использования в качестве АЦП последовательного приближения к БИС 572ПВ1 необходимо добавить компаратор, источник опорного напряжения и тактовый генератор (см. § 1.7). Последний должен формировать импульсы со скважностью 50% и максимальной частотой 250 кГц. Для преобразования аналогового сигнала в код требуется 27 тактов. Функционально законченным АЦП, сопрягаемым с микропроцессором, является БИС 1113ПВ1. Описание работы БИС 1113ПВ1 и назначение его выводов даны в § 1.7.

Упрощенная структура АЦП параллельного преобразования приведена на рис. 1.38,*б*. Основными элементами N-разрядного АЦП являются 2^N-1 компараторов напряжения. На один из двух дифференциальных входов каждого компаратора подается свое опорное напряжение. Индивидуальное опорное напряжение для каждого компаратора формируется внутренним резисторным делителем. Разность между опорными напряжениями двух ближайших компараторов равна $\Delta U/2^N$. Другие входы компараторов объединены, и на них подается входной сигнал. По функционированию и структуре компараторы напряжения в АЦП параллельного преобразования аналогичны компараторам 597СА1 и 597СА2, во входной каскад которых встроен триггер-защелка. На выходах компарато-

ров устанавливаются напряжения лог. 0 и лог. 1, соответствующие сигналам на входах компараторов в момент прихода фронта тактового сигнала. Длительность импульса опроса равна 1—10 нс. После окончания импульса опроса с помощью триггеров в компараторе хранится информация о мгновенном значении входного сигнала, представленная на их выходах в виде (2^N-1)-разрядного слова. Дешифратор представляет это слово в виде двоичного N-разрядного кода, и затем по команде дешифрированное слово записывается в выходной регистр. Поскольку каждая из 2^N-1 градаций входного сигнала оцифровывается отдельным компаратором, то время преобразования в таком АЦП определяется временем переключения компаратора и, следовательно, оно минимально возможное. Однако быстродействие достигается за счет значительных аппаратурных затрат и большого потребления. Например, для 8-разрядного параллельного АЦП требуется только 255 компараторов, а всего около $3 \cdot 10^4$ активных элементов. При этом потребляет он порядка 2,5 Вт.

Первый полупроводниковый параллельный АЦП 1107ПВ1 имеет 6 разрядов. Назначение его выводов и основное включение приведены в § 1.7. Кроме АЦП общего применения выпускаются специализированные АЦП К572ПВ2 и 1108ПП1. Преобразование аналоговой величины в код по методу двойного интегрирования с автоматическими коррекцией нуля и определением полярности входного сигнала выполняет КМОП БИС К572ПВ2. В основу метода положено представление аналогового входного сигнала пропорциональным ему временем интегрирования. Для получения этого времени используется интегратор, формирующий пилообразное напряжение. Поочередно интегрируются опорное и входное напряжения, и в течение времени интегрирования подсчитываются тактовые импульсы. По результатам подсчета тактовых импульсов устанавливается выходной код. Частота тактов выбирается кратной 50 Гц, чтобы обеспечить подавление наводок сети питания. Принцип автоматической регулировки смещения нуля, применяемый обычно в АЦП с двойным интегрированием, описан в § 1.2.

В КМОП БИС К572ПВ2 преобразуется входное напряжение в диапазоне $\pm 199{,}9 \ldots \pm 1999$ мВ. Коэффициент ослабления синфазного напряжения достигает 100 мкВ/В, а погрешность преобразования — около 0,01%. Для полного использования возможностей АЦП необходимы низковольтные источники опорного напряжения (меньше 5 В) с нестабильностью 0,02%. БИС К572ПВ2, обеспечивающая работу непосредственно на семисегментные цифро-знаковые индикаторы типа АЛС 324Б, позволяет строить миниатюрные прецизионные цифровые вольтметры. Рекомендуемые значения тактовой частоты 40, 50, 100, 200 кГц.

Преобразователь 1108ПП1 является преобразователем напряжение — частота. Упрощенная структура этого АЦП приведена на рис. 1.39. Входное напряжение преобразуется в пропорциональную ему частоту выходных импульсов одинаковой длительности следующим образом [22]. Напряжение $U_{вх}$ преобразуется в ток

$I_{вх}$. В исходном состоянии переключатель $S1$ замкнут и конденсатор C разряжен ($U_C=0$). При размыкании $S1$ с помощью одновибратора конденсатор заряжается со скоростью $I_{вх}/C$. Через $t=U_{оп}C/I_{вх}$, когда $U_C=U_{оп}$, переключается выходное напряжение компаратора и запускается одновибратор. При этом $S1$ замыкается, напряжение U_C уменьшается до нуля и на выходе одновибратора формируется короткий импульс. По срезу этого импульса вновь размыкается $S1$, и описанный цикл работы повторяется. Чем больше $U_{вх}$ и, следовательно, $I_{вх}$, тем меньше t и выше частота выходных импульсов одновибратора. В БИС 1108ПП1 функцию преобразователя напряжение — ток выполняет интегратор на ОУ с переключаемым генератором постоянного тока на входе. В § 1.7 показано, как с помощью 1108ПП1 преобразовать в частоту положительное и отрицательное напряжения и частоту в напряжение. Благодаря включению на выходе транзистора с открытым коллектором можно подавать результат преобразования как на ТТЛ, так и на КМОП-логические схемы. Частотный диапазон определяется внешней RC-цепью. Линейность преобразования 0,01 % сохраняется до частоты 10 кГц. При частоте 0,1 МГц линейность падает до 0,05%, а при 0,5 МГц — до 0,2%.

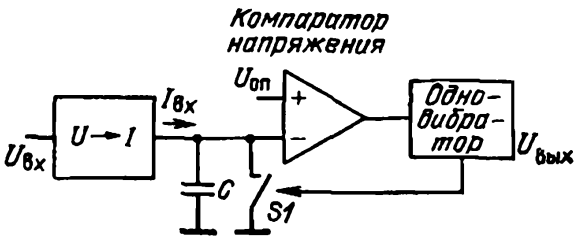


Рис. 1.39. Упрощенная схема преобразователя напряжения в частоту

При использовании 1108ПП1 в качестве преобразователя частота — напряжение в выходном сигнале содержатся высокочастотные гармоники, недопустимые во многих случаях. Применение на выходе интегрирующих RC-цепей обычно не дает желаемых результатов и приводит к искажению выходного напряжения при повышении его частоты. Подключив к выходу преобразователя ОУ (рис. 1.40), можно получить подавление высокочастотных гармоник на 40 дБ. Степень подавления зависит от согласованности параметров цепей на входах ОУ. Для получения максимального подавления введен подстроечный резистор $R1$. Ошибки смещения нуля ОУ устраняются регулировкой $R2$.

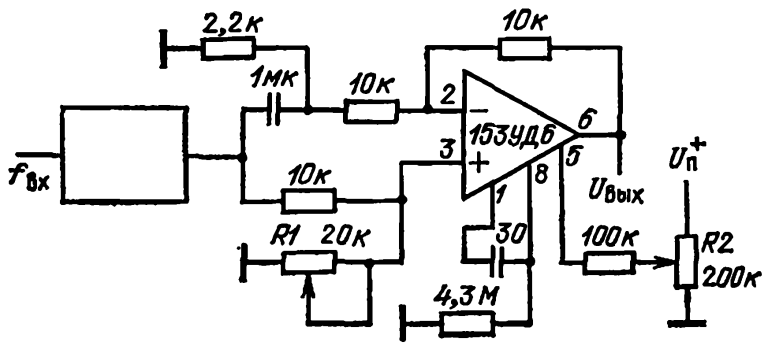


Рис. 1.40. Фильтр высокочастотных гармоник преобразователя частоты в напряжение типа 1108ПП1

1.6. ОЦЕНКА ТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ И ПЕРСПЕКТИВ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ АИС

Непрерывное ужесточение и разнообразие требований одновременно к точности, быстродействию и энергопотреблению выполнения аналоговых операций в электронной аппаратуре уже не могут обеспечиваться за счет применения АИС и расширения их номенклатуры. Чтобы с максимальной эффективностью проектировать и применять АИС, необходимо уметь выбирать из всего многообразия их типов и структур лучшие и достигать в них предельные сочетания точности, быстродействия и потребления для данного уровня развития схемотехники и технологии ИС. Решение подобных задач уже не представляет большого труда для разработчиков цифровой аппаратуры, которые развили аппарат логического проектирования и ввели обобщенные морфологические показатели качества [23]. В то же время, для АИС не определены обобщенные критерии оценки качества и способы оптимизации параметров, позволяющие выявить и реализовать резервы совершенствования их технического уровня независимо от степени интеграции элементов и функций в них. В этом параграфе показано, как с помощью введенных информационно-энергетических показателей можно привести частные технические характеристики различных типов АИС к единой системе параметров, дать обобщенную количественную оценку технического уровня АИС общего применения и определить наиболее перспективные направления их совершенствования и развития.

Решение охарактеризованных задач должно основываться на области науки, позволяющей представить в едином виде функционирование любой АИС. В настоящее время такой обобщающей наукой стала кибернетика, основанная на теории информации. Для ее использования применительно к АИС необходимо представить их в виде преобразователей информации, сведя частные параметры к единым показателям, принятым в теории информации.

Вместе с тем современная наука рекомендует с методологической точки зрения рассматривать в неразрывной связи с информационным и энергетический аспект. Введенный для цифровых ИС энергетический показатель качества (энергия переключения) стал их обобщенным показателем технического уровня (ОПТУ). Следовательно, для решения проблемы выбора и проектирования предельных по сочетанию параметров АИС необходимо представить их в виде преобразователей информации, затрачивающих на ее прием и передачу энергию. Сведение, таким образом, частных характеристик АИС к единым информационно-энергетическим показателям открывает возможности для проведения обобщенных количественных оценок качества новых разработок, унификации элементной базы и оптимизации параметров АИС с различным уровнем интеграции элементов и функций.

Обобщенная информационно-энергетическая модель АИС. Представим сначала АИС общего применения в виде преобразователей, а их частные параметры сведем к единым, принятым для информационно-измерительных систем [16]. Часть информации ΔX, поступающей на вход АИС, теряется из-за ее погрешности Δ_x. В качестве меры количества информации, содержащейся в сообщении X, в теории информации используют понятие энтропии $H(X)$.

Количество информации Q об X, содержащееся в выходном сообщении, равно разности энтропий входного сообщения и погрешности АИС: $Q=H(X)-$ $-H(\Delta_x)$. Для сигнала, ограниченного по амплитуде значениями X_1 и X_2, энтро-

ния максимальна при равномерном его распределении, а количество информации, получаемой на выходе АИС, $Q=\log_2[(x_2-x_1)/2\Delta_x]$.

Количество информации о входном сообщении, переданное на выход АИС, является ее точностной характеристикой. По аналогии с информационно-измерительными системами для оценки совокупности динамико-точностных характеристик АИС воспользуемся понятием пропускной способности C_t. Это максимальное количество информации Q_{max}, передаваемой на ввод АИС в единицу времени

$$C_t = Q_{max}/t_п, \tag{1.1}$$

где $t_п$ — время, необходимое для преобразования X с погрешностью Δ_x.

Энергетический аспект преобразования информации в дополнение к информационному был впервые исследован Бриллюэном [16]. Введено понятие «энергетической цены измерения», определяемой наименьшим количеством энергии, которую необходимо затратить на входе измерительного устройства для получения ответа на один двоичный вопрос (да — нет) с вероятностью правильного ответа 0,5. Для идеального прибора, у которого устранены все погрешности, за исключением термодинамических флуктуаций, энергетический порог чувствительности достигает своего предельного значения $3{,}5\cdot10^{-20}$ Дж.

Введем пороговую энергию $A_в$, определяющую минимальную удельную (на 1 бит) полезную энергию, которую необходимо затратить на входе АИС для получения на ее выходе максимальной информации Q_{max} об X. Эта энергия имеет размерность Дж/бит и рассчитывается из выражения [24]

$$A_в = I_{вх} U_{вх\,max}\, t_п/Q_{max}, \tag{1.2}$$

где $I_{вх}$ — входной ток АИС; $U_{вх\,max}$ — входное напряжение, при котором Q достигает максимума.

Очевидно, что реальные затраты энергии $A_{в.р}$ на входе АИС будут всегда больше $A_в$ из-за действия паразитных входных емкостей АИС. Поэтому эффективность использования затрачиваемой на входе АИС энергии можно оценить коэффициентом полезного действия входной цепи $\eta=A_в/A_{в\,р}$. Очевидно, что η будет зависеть от структуры входной цепи АИС и технологии ее изготовления.

Для трансляции входной информации на выход АИС потребляет мощность P от источников питания. По аналогии с $A_в$ для характеристики этого процесса воспользуемся энергией

$$A_п = P\, t_п/Q_{max}, \tag{1.3}$$

где $P=U^+_п I_{п1}+U^-_п I_{п2}$ определяется токами $I_{п1}$ и $I_{п2}$, отбираемыми АИС от источников питания с напряжениями $U^+_п$ и $U^-_п$. Величину $A_п$ назовем удельной энергоемкостью АИС. Она имеет размерность Дж/бит и определяет минимальную энергию, которую необходимо затратить по цепи питания, чтобы АИС передала на выходы 1 бит входной информации.

Значения $A_в$ и $A_п$ определяются всей совокупностью показателей точности, быстродействия и потребления (обычно 15—20), характеризующих АИС любого типа, и, следовательно, могут быть обобщенными показателями их технического уровня. То, что $A_в$ и $A_п$ имеют понятный физический смысл, выгодно отличает их от используемых до сих пор показателей для АИС некоторых типов, определяемых отношением или произведением только частных параметров.

Информационно-энергетические показатели ОУ. Результат преобразования входной информации передается на выход ОУ с погрешностью

$$\Delta_x = K_U E_{ош}, \tag{1.4}$$

где K_U — коэффициент передачи ОУ с ОС, а $E_{ош}$ дано в § 1.2.

Время преобразования информации в ОУ до требуемой относительной погрешности $\delta = \Delta_x / U_{вх}$ запишем, используя выражение для $t_р$, полученное в [8]:

$$t_{п.у} = (U_{вх} U_л) K/v + (K/2\pi f_T) \ln \{[U_л/(\delta - \delta_с K) U_{вх}]^2 + 1\}, \tag{1.5}$$

где $\delta_с = E_{ош}/U_{вх}$ — относительная статическая погрешность. В отличие от выражения для $t_р$, в приведенном $t_у = 0$ при $\delta > U_л/U_{вх}$. Точность используемой аппроксимации для $t_у$ упрощает расчеты и обеспечивает погрешность меньше 15%.

С учетом действия $\delta_с$ количество информации, получаемой на выходе ОУ в результате измерения входного сообщения $U_{вх}$ при равномерном законе его распределения, можно записать в виде

$$Q = -\log_2 (\delta + \delta_с). \tag{1.6}$$

Подставляя (1.5) и (1.6) в (1.1), получаем выражение для пропускной способности ОУ с ОС

$$C_{ty} = -\log_2 (\delta + \delta_с)/t_{п.у}. \tag{1.7}$$

Максимальное значение C_{ty} достигается при $K_U = 1$ и $U_{см} = 0$ (повторитель с отрегулированным напряжением смещения нуля). Величины $A_в$, $A_п$ и C_t, вычисленные для современных ОУ (рис. 1.41), определялись при $\delta = 10^{-3}$, где C_t для всех ОУ близки к своему максимальному значению. Значения $A_в$ рассчитывались при $U_{вх} = 10$ В при использовании всего диапазона допустимых входных сигналов большинства ОУ (для 153УД1, 140УД1 и 140УД5 $U_{вх} = 5$ В). Увеличение входного напряжения пропорционально увеличивает $A_в$, и, следовательно, для сравнения ОУ достаточно определить их энергии $A_в$ при каком-либо одном значении [24].

Усилители выборки — хранения (УВХ). Этот тип АИС можно рассматривать как модификацию ОУ на более высоком уровне функциональной интеграции. Обладая всеми функциональными возможностями ОУ (УВХ в режиме выборки), УВХ выполняют дополнительную функцию — хранение аналогового сигнала. Полезным результатом работы УВХ является количество информации о входном сообщении, которое содержится в выходном сигнале к моменту начала хранения. Относительно конечного результата работы режим выборки (установление с заданной точностью однозначной связи между входным и выходным сигналами) является «паразитным», однако неизбежным вследствие несовершенства элементов и схемотехники УВХ. Именно поэтому основные параметры УВХ характеризуют режим выборки, а хранение описывают обычно только скоростью d изменения хранимого сигнала, т. е. скоростью потери полученной информации (гл. 5).

Статическую погрешность $\Delta_в$ выборки УВХ можно определить, используя выражение (1.4), а количество информации о входном сигнале, получаемой на выходе УВХ в режиме выборки — из выражения (1.6) при $\delta_с = \Delta_в/U_{вх} = \delta_в$.

В режиме хранения за время $t_х$ часть выбранной информации $\Delta Q_х$ теряется из-за действия ошибки хранения $\Delta_х = dt_х$. Следовательно, суммарное коли-

чество информации, получаемой за один цикл работы УВХ (выборка и хранение), $Q = Q_в - \Delta Q_х = \log_2(\delta + \delta_в + \delta_х)$. При работе УВХ обычно выбирают $t_х$ с таким расчетом, чтобы $\Delta_х \ll \Delta_в$. Поэтому предельные возможности УВХ полностью определяются его параметрами в режиме выборки. Поскольку характеристики ОУ и УВХ в режиме выборки совпадают, то для расчета времени выборки $t_в$ и пропускной способности C_t УВХ можно воспользоваться выражениями (1.5) (1.7), заменив $\delta_с$ на $\delta_в$. Рассчитанные при аналогичных принятых для ОУ исходных данных значения пропускной способности C_t, $A_в$ и $A_п$ наиболее перспективных типов полупроводниковых УВХ приведены на рис. 1.41.

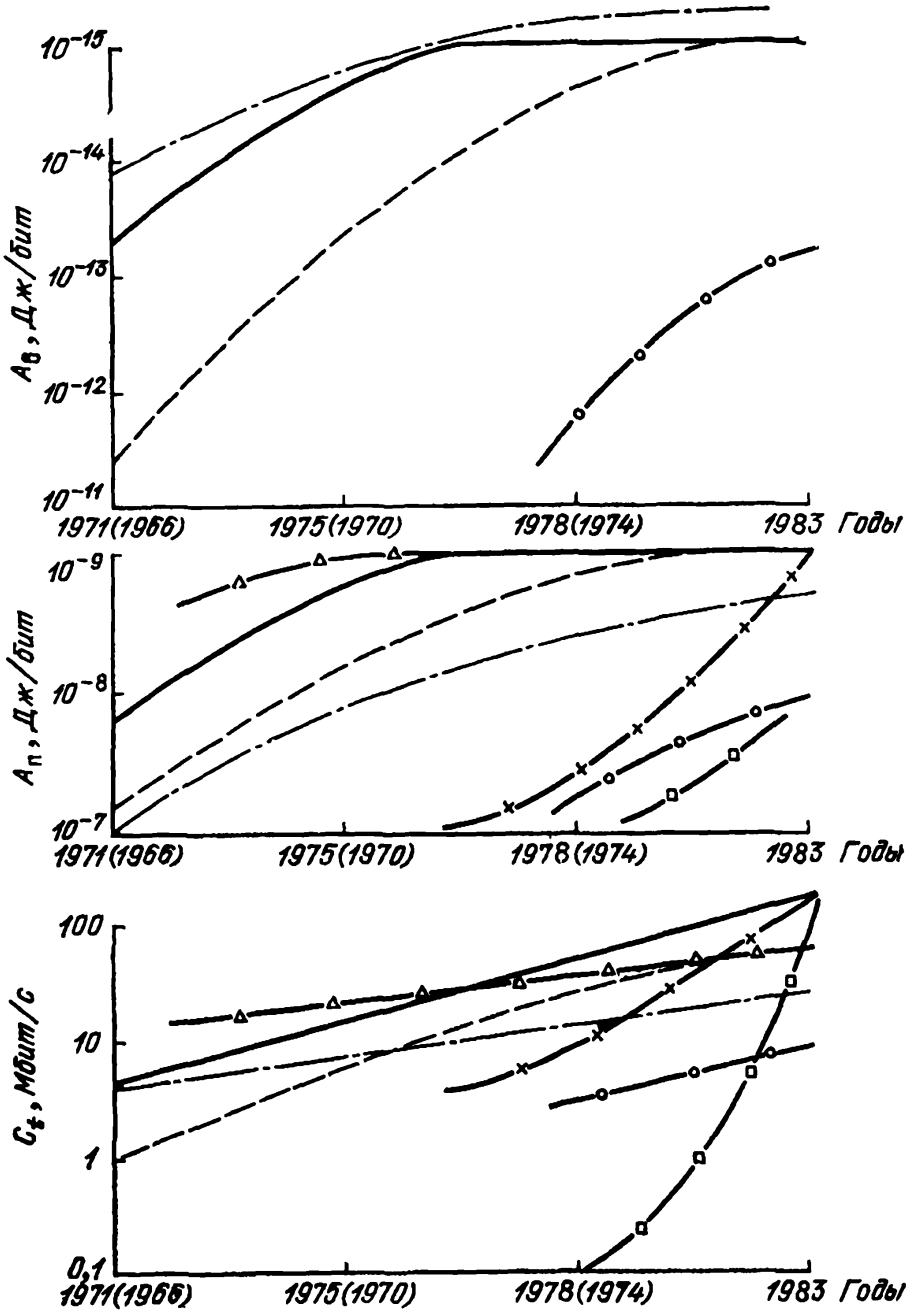


Рис. 1.41. Динамика совершенствования информационно-энергетических показателей АИС:

——— — компараторы; — — — — ОУ на биполярных транзисторах; —·—·— — ОУ с полевыми транзисторами на входе; —О—О— — устройства выборки — хранения; —△—△— — КМОП ЦАП; —×—×— — биполярные ЦАП; —□—□— — АЦП. В скобках указан год разработки изделия за рубежом

Компараторы напряжения. Любое количество входной информации компаратор напряжения преобразует в одио бинарное сообщение, определяемое на его выходе уровнями напряжений лог. 0 или лог. 1 в зависимости от того, больше или меньше входной сигнал $U_{вх}$ опорного $U_{оп}$.

Погрешность преобразования входной информации компаратора определяется напряжением ошибки Δ_x, выражение для которого аналогично (1.4) при $K_U=1$ и $U_{вых}=U^1-U^0$. При $|U_{вх}-U_{оп}|=|E_{ош}|$ выходное напряжение равно логическому пороговому $U^{п}\approx(U^1-U^0)/2$. Если разность $U_в=U_{вх}-U_{оп}$ лежит в диапазоне $U_в<|E_{ош}|$, то равновероятны оба состояния на выходе компаратора.

Пусть бинарным элементам $\bar{x}_1$ $\bar{x}_2$ входного сообщения X соответствуют элементы $\bar{y}_1$, $\bar{y}_2$ выходного сообщения Y. Если уровни напряжения $\bar{x}_1,\bar{x}_2$ попадают в диапазон $\pm E_{ош}$ или на вход компаратора воздействуют помехи, то однозначная связь между X и Y нарушается. Наибольшая скорость передачи информации в бинарном канале достигается при равенстве вероятностей $p(\bar{y}_1/\bar{x}_2)=p(\bar{y}_2/\bar{x}_1)=p_л$ ошибочного приема входного сообщения [25]. В этом случае пропускную способность компаратора как бинарного канала можно определить из выражения $C_{t.к}=[(1-p_л)\log_2 p_л+(1-p_л)\log_2(1-p_л)]/t_{п.к}$, где числитель определяет количество информации Q, получаемой от компаратора. При $p_л\to 0$ $C_{tк}\to 1/t_{п.к}$ и $C_{tк}\to 0$, если $p_л\to 0{,}5$.

Выражения для $A_в$ и $A_п$ компаратора напряжения рассчитаны в [14]. Нетрудно показать, что при $U_в=2$—15 мВ величина $A_в$ слабо зависит от $U_в$ [24]. Поэтому при расчетах $A_в$ для компараторов, у которых значение $t_{п.к}$ нормируется при $U_в=5$ мВ, можно воспользоваться выражением $A_в\approx I_{вх}(5\text{мВ}+U_{см})t_{п.к}$. Рассчитанные величины $A_в$, $A_п$ и C_t при $\Delta T=100°$ С для основных типов компараторов [24] приведены на рис. 1.41.

Информационно-энергетические показатели ЦАП и АЦП. Количество информации, получаемой от ЦАП (АЦП) в случае равномерного закона распределения входной информации, равно их разрядности N. Величина N и время преобразования $t_п$ входной информации в выходную у любого ЦАП (АЦП) являются нормированными параметрами. Поэтому величины C_t и $A_п$ получаются непосредственной подстановкой в (1.1), (1.3) значений $t_п$, $N=Q$, $U_п$, $I_п$ для ЦАП (АЦП) без промежуточных (как в ОУ, компараторах напряжения, УВХ) вычислений. Что касается $A_в$, то в ЦАП этот показатель вырождается в суммарную энергию, затрачиваемую источником информации на переключение его входной логики (энергия переключения). В АЦП величина $A_в$ определяется соответствующим типом входного узла (обычно ОУ, УВХ, компараторов), т. е. показателем использованной на входе АИС, а не АЦП. Значения C_t и $A_п$, вычисленные для наиболее перспективных типов отечественных и зарубежных полупроводниковых ЦАП и АЦП [24], приведены на рис. 1.41.

Для совместного рассмотрения значения $A_в$, $A_п$ и C_t в зависимости от времени разработки представлены в виде графиков на рис. 1.41. Последние демонстрируют динамику совершенствования АИС, выражающую в уменьшении их пороговой энергии и удельной энергоемкости и увеличении пропускной способности. Из анализа рис. 1.41 можно сделать следующее заключение. За 10 лет разработок в области АИС увеличилась в 10^2—10^3 раз их чувствительность ко входной информации и уменьшились в 10—10^2 раз затраты энергии на ее получение. Наиболее значительные улучшения параметров АИС обеспечивались в

первую очередь за счет совершенствования технологии их изготовления. В различных типах АИС в разное время достигаются одни и те же предельные значения пороговой энергии $A_{в.п} \approx 10^{-15}$ Дж/бит и удельной энергоемкости $A_{п.п} \approx 10^{-9}$ Дж/бит. Зарубежные типы компараторов и ОУ достигли этих значений соответственно в 1973 и 1975 гг., и в последующих разработках наблюдались в основном вариации между потребляемой мощностью и быстродействием при неизменных $A_в$ и $A_п$. Несмотря на непрерывные усилия разработчиков ОУ и компараторов их последующие успехи сводятся к некоторому уменьшению погрешности преобразования Δ_x в основном за счет совершенствования технологии. Так, с разработкой технологии, позволяющей в едином цикле получать высококачественные дополняющие биполярные и полевые транзисторы, удалось в ОУ достичь $A_в \approx 0{,}3 \cdot 10^{-15}$ Дж/бит, т. е. уменьшить достигнутое ранее значение втрое. Однако величина $A_п$ в этих ОУ пока больше $A_{п.п}$, достигнутой в ОУ на биполярных транзисторах с диэлектрической изоляцией элементов.

Наибольший разрыв между достигнутыми значениями $A_в$ и $A_п$ и предельными для современного уровня развития технологии АИС наблюдается в УВХ. По-видимому, это объясняется несовершенством традиционной схемотехники УВХ. Имея $A_в$ и $A_п$ значительно больше предельных, УВХ, видимо, будут продолжать сравнительно быстро совершенствоваться в основном схемотехнически, пока запас, обеспечиваемый технологией, не будет исчерпан.

Хотя ЦАП были изготовлены в виде полупроводниковых ИС позже операционных усилителей и компараторов (примерно на 5 лет), однако ЦАП на КМОП сразу достигли $A_п \approx 10^{-9}$ Дж/бит, и до настоящего времени это значение почти не уменьшилось. Вместе с тем значительный прогресс был достигнут при разработке ЦАП по биполярной технологии, у которых величины C_t и $A_п$ за 10 лет были улучшены более чем на порядок. В последних разработках этих ЦАП величина $A_{п.п}$ уже практически достигнута.

Что касается одновременного значительного (более чем на порядок) уменьшения $A_{в.п}$ и $A_{п.п}$ в АИС общего применения, то для этого пока нет видимых технологических и схемотехнических предпосылок. Вместе с тем предельно достижимая величина $A_в$, определяемая уровнем термодинамических флуктуаций, равна $3{,}5 \cdot 10^{-20}$ Дж/бит, и, следовательно, проблема значительного уменьшения $A_{в.п}$ ждет своего решения. По-видимому, это относится и к $A_{п.п}$.

Из сказанного можно сделать вывод, что основные типы АИС общего применения к настоящему времени достигли предела совершенствования своего технического уровня, определенного в основном возможностями технологии их изготовления при традиционной схемотехнике. Вследствие этого, а также благодаря массовому применению АИС в аппаратуре интенсифицировалось второе направление их развития — создание многофункционных аналого-цифровых БИС (АЦП, устройства ввода — вывода, аналоговые процессоры). Именно в области проектирования и применения этих структур целесообразно видеть наиболее плодотворные перспективы развития АИС. Переход к обобщенным информационно-энергетическим показателям качества АИС, аналогичным принятым для цифровых ИС позволяет перейти к синтезу оптимальных структур многофункциональных блоков из однотипных по параметрам аналоговых и цифровых ИС, отличающихся только выполняемой функцией. То, что энергии $A_в$ и $A_п$ определяются всей совокупностью показателей точности, быстродействия и потребления, позволяет использовать $A_в$ и $A_п$ в качестве целевых функ-

ций при оптимизации структур АИС с целью достижения в них предельных сочетаний точности, быстродействия и потребления для современного уровня развития микроэлектроники.

1.7. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ

Отечественной промышленностью выпускаются полупроводниковые ОУ с различными сочетаниями точности, быстродействия и потребляемой мощности (табл. 1.3). Наиболее массовыми и дополняющими друг друг являются ОУ серий 153 и 140. Усилители серии 153 имеют внешние корректирующие цепи

Таблица 1.3

ПАРАМЕТРЫ ОУ

Параметр	153УД1 140УД2	153УД2	153УД3 140УД9	153УД4	153УД5	153УД6	140УД1 А	140УД1 Б	140УД5 А	140УД5 Б	140УД6
Коэффициеит усиления K_U', 10^3	25	50	25	25	500	50	0,9	2	1,5	2,5	50
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{о.с}$, дБ	70	70	80	70	100	80	60	60	50	60	70
Напряжеиие смещения нуля $U_{см}$, мВ	5	5	2	5	1,5	2	10	10	8	5	6
Дрейф $dU_{см}/dt$, $\frac{\text{мкВ}}{°\text{C}}$	35	30	15	50	5	15	20	20	45	6	—
Входной ток $I_{вх}$, нА	500	500	200	400	100	75	$5\times\times10^3$	$8\times\times10^3$	10^3	$5\times\times10^3$	50
Дрейф $dI_{вх}/dt$, $\frac{\text{нА}}{°\text{C}}$	1,5	0,2	3	3	0,15	0,2	60	60	7	25	—
Разностный входной ток $I_р$, нА	150	150	50	100	30	20	10^3	$2\times\times10^3$	300	10^3	10
Коэффициент подавления нестабильности питаиия $K_{п.п}$, дБ	70	75	70	70	90	80	60	60	60	60	80
Частота единичного усиления $f_т$, МГц	1	0,7	1	0,7	0,1	0,6	3	8	8	14	1
Мощностная полоса пропускания $f_Р$, кГц	8	10	8	3	0,05	10	—	—	—	—	20
Скорость нарастания выходиого напряжения v, $\frac{\text{В}}{\text{мкс}}$	0,2	0,5	0,2	0,1	$5\times\times10^{-3}$	0,5	0,2	0,8	3	6	2,5
Потребляемый ток $I_п$, мА	5	3	3,6	0,7	2	3	4,2	8	12	16	4
Диапазон напряжения питания $\Delta U_п = \pm U_{п\,min} - \pm U_{п\,max}$, В	9—18	5—18	9—18	3—7	5—16	5—18	6,3	12,6	6—13	6—13	5—20

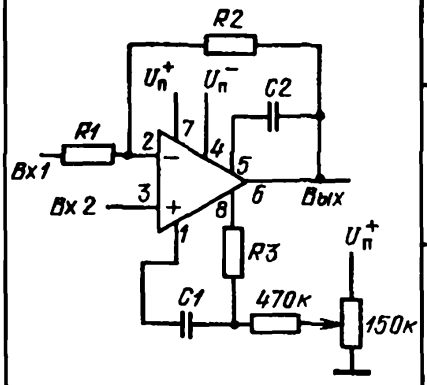
а у большинства ОУ серии 140 цепи частотной коррекции выполнены внутри корпуса на кристалле ИС (табл. 1.4). Усилители серий 544, 574, а также ОУ 140УД8 и 140УД13 имеют полевые транзисторы на входе. Операционный усилитель 1408УД1 является высоковольтным, в ОУ 1408УД2 на одном кристалле размещены два ОУ типа 140УД7, а в ОУ 1401УД2 на одном кристалле — четыре ОУ. Усилитель 171ВУ2 — специализированный широкополосный, а ОУ 550УП1 является усилителем мощности. Достигнутые успехи в технологии изготовления АИС позволили начать развитие новой серии 154 быстродействующих ОУ.

Отечественной промышленностью выпускаются полупроводниковые компараторы серий 521 и 597. Эти компараторы можно разделить на четыре группы:

140УД7 1408УД2	140УД8 544УД1	140УД10 140УД11	140УД12		140УД13	140УД14	140УД17	1401УД2	1408УД1	154УД1	154УД3	154УД4	171ВУ2	544УД2	550УП1	К574УД1
			I_y=1,5 мкА	I_y=15 мкА												
50	25	25—50	200	100	10^{-2}	25	200	50	100	200	10	10	0,5	20	0,5	150
70	80	70	70	70	110	85	100	70	80	80	90	70	80	70	50	80
4	20	4÷10	5	5	0,05	2	0,075	5	5	5	10	5	2	10	20	20
—	20	—	—	—	1	5	0,3	35	10		30	50				50
200	0,05	250—500	10	50	1	2	4	150	20	20	400	1500	10^4	0,1	4×10^3	5
—	—	—	—	—	—	0,02	0,12	1	7			5				
70	0,02	300—70	3	15	0,2	0,5	3	30	3	10	50	500	3×10^3	0,03	$0,5\times10^3$	0,3
75	80	70	80	80	90	80	95	75	80	80	70	70		70		80
0,8	1	15	0,3	1	10^{-2}	0,5	0,4	1	0,8	1	10	30	50	15	3	18
10	30	200	1	10	—	1			—	30	200	10^3	300	150		
0,7	5	30	0,1	0,8	—	0,2	0,1	0,5	2	10	80	400	100	20	10	90
3	3	8	0,03	0,2	1	0,4	5	2	4	0,15	4	6	20	7	20	5,5
5—20	15	15—18	1,5—18	1,5—18	15	5—18	3—18	2—15	7—40	4—18	5—18	5—17	8	15	12	15

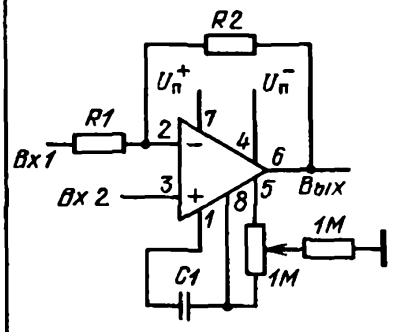
Включение ОУ *Таблица 1.4*

153УД1 (740УД1), 153УД3



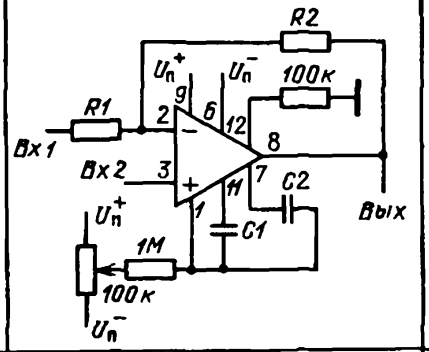
	$K_U=\frac{R_2}{R_1}$	C_1, пФ	R_3, кОм	C_2, пФ
Неинвертирующее включение	1	$5\cdot10^3$	1,5	200
	10	$5\cdot10^2$	1,5	20
	100	$1\cdot10^2$	1,5	3
	1000	10	0	3
Инвертирующее включение	1	$2,5\cdot10^3$	1,5	100
	10	$4,5\cdot10^2$	1,5	18
	100	$1\cdot10^2$	1,5	3
	1000	10	0	3

153УД2, 153УД6 (740УД5-1)



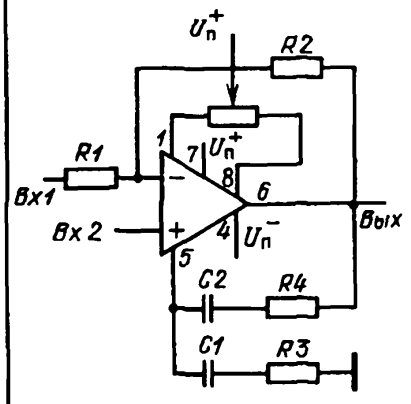
$C_1=30$ пФ$/K_U$, $K_U=R_2/R_1$,
$C_1=3$ пФ при $K_U\geq10$.

153УД4 (710УД2-М1)



$C_1=51$ пФ$/K_U$, $C_2=150$ пФ$/K_U$.
Если $K_U=R_2/R_1\geq10$, то $C_1=5,1$ пФ
и $C_2=15$ пФ

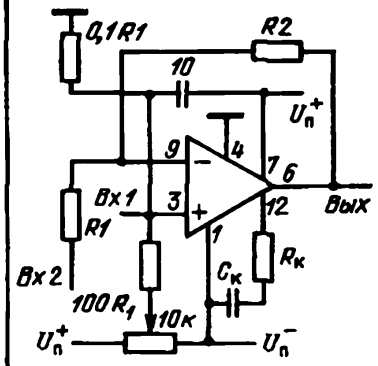
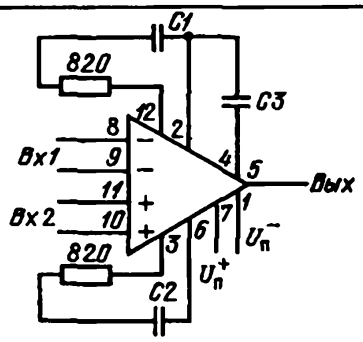
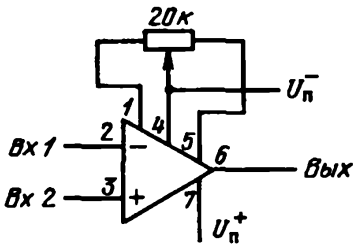
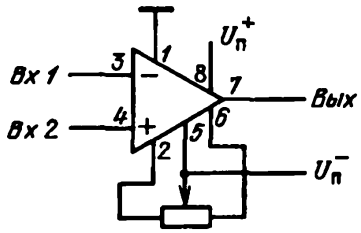
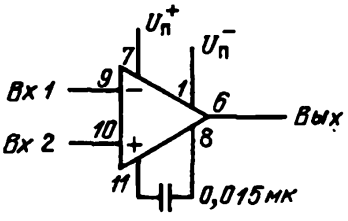
153УД5



$K_U=\frac{R_2}{R_1}$	R_3, Ом	C_1, мкФ	R_4, Ом	C_2, мкФ
1	10	0,05	39	0,02
10	27	0,05	270	10^{-4}
100	47	10^{-2}	0	0
10^3	470	10^{-3}	0	0
$\geq10^4$	10^4	$5\cdot10^{-5}$	0	0

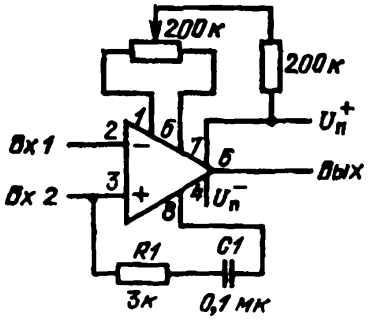
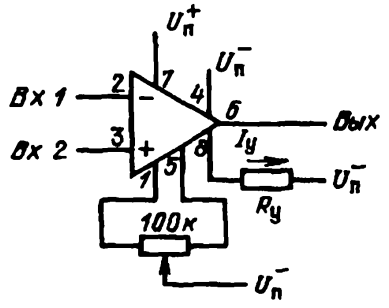
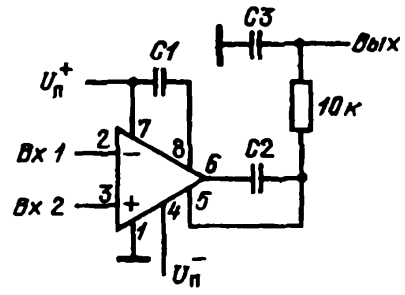
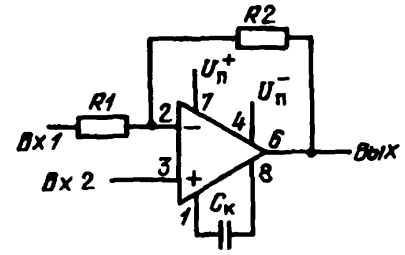
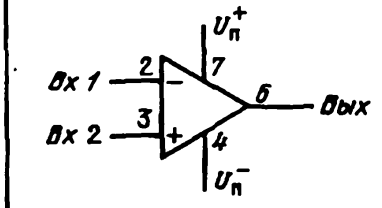
компараторы общего применения (521СА2, 521СА5), прецизионные (521СА3, 597СА3), быстродействующие (597СА1, 597СА2) и специализированные (521СА1, 521СА4). Параметры и основные схемы включения этих компараторов приведены ниже (см. рис. 1.42, табл. 1.5). Для нормальной работы компаратора 597СА1 между его выходами и источником напряжения — 2 В необходимо

Продолжение табл. 1.4

140УД1 (740УД3)		$K_U = \frac{R_2}{R_1}$	R_2, кОм	$C_к$, пФ	$R_к$, Ом	
		1	1	10^3	75	
		10	10	510	320	
		100	10^2	100	620	
		>100	10^3	100	620	
140УД5А (Б)		K_U	$U_п^{\pm}$, В	C_1, пФ	C_2, пФ	C_3, пФ
		1	±12	10 (13)	10(15)	51(15)
		1	±6	5,1(10)	5,1(10)	51(27)
		>10	±12...±6	430	0	0
140УД6(740УД4), 140УД7		Включение в 140УД7 $C_к$ = 10 пФ между выводами 2–8 в инвертирующем включении увеличивает v до 20В/мкс				
140УД8		Применены полевые транзисторы на входе				
140УД9		Является усовершенствованной модификацией ОУ140УД2				

включить резисторы с сопротивлением 100 Ом. В компараторах 597СА3 и 521СА3 выводы $U+$ необходимо подключить к источнику питания, определяющему размах выходного напряжения. Быстродействие компаратора 521СА3 можно увеличить на 30—40%, если объединить выводы *5* и *6*. Компараторы 521СА5 и 597СА3 выпускаются в корпусах с планарными выводами. В компа-

Продолжение табл. 1.4

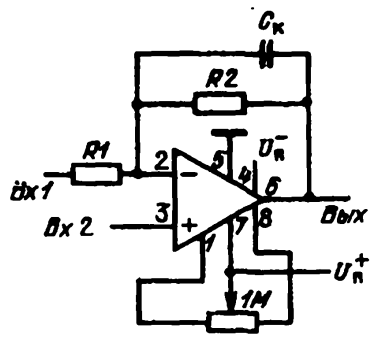
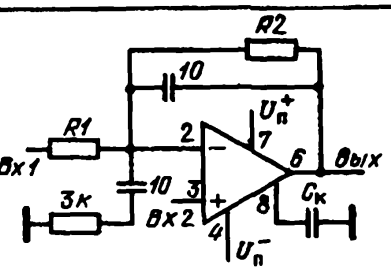
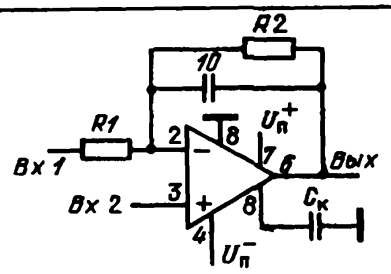
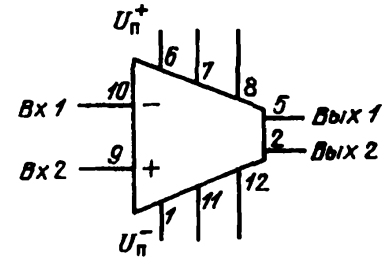
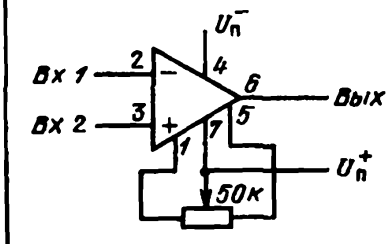
140УД10, 140УД11		Цепь R1 C1 подключается в инвертирующем включении для получения $v = 150$ В/мкс
140УД12		Скорость нарастания в зависимости от I_y определяется выражением $v = (I_y / 1{,}5\ \text{мкА})\, 0{,}04$ В/мкс, где $I_y = (U_п^+ - U_п^-)/R_y$, $I_y \leq 0{,}5$ мА
140УД13		
140УД14		$C_к = 30$ пФ (R_1/R_2) при $10 \geq (R_2/R_1) \geq 1$; $C_к = 3$ пФ при $(R_2/R_1) \geq 10$
140УД17		Общая ошибка выполнения операции $E_{ош} < 1$ мВ

C_1, пФ	C_2, мкФ	C_3, мкФ	$f_{ср}$, кГц
$2{,}4 \cdot 10^3$	0,1	0,15	1
$7{,}5 \cdot 10^2$	0,03	0,047	3
$2{,}4 \cdot 10^2$	0,01	0,015	10
75	$3 \cdot 10^{-3}$	$4{,}7 \cdot 10^{-3}$	30

раторах 597СА3, чтобы сбалансировать напряжение смещения нуля, необходимо включить между выводами *3* и *4* (верхний компаратор) или выводами *5* и *6* (нижний компаратор) переменный резистор с сопротивлением 10—50 кОм. Средний отвод резисторов соединяется с выводом *13*.

В настоящее время выпускаются два типа простейших аналоговых перемножителей 526ПС1 и 140МА1 (их часто называют балансными модуляторами)

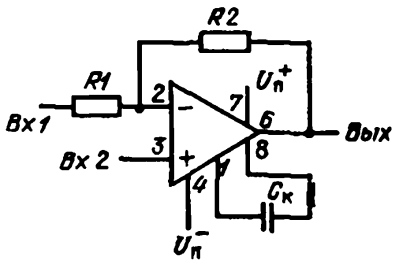
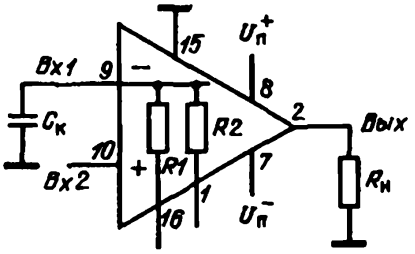
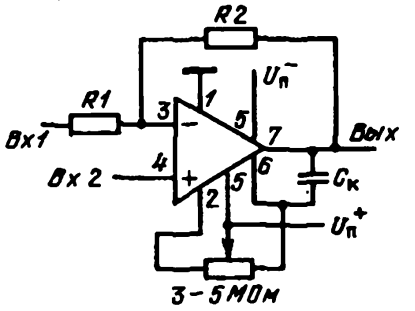
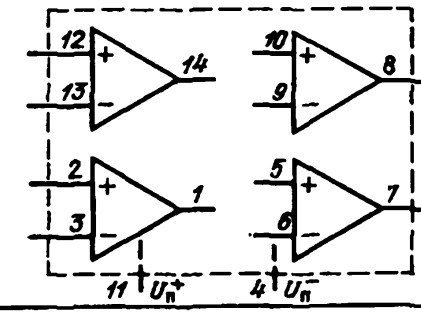
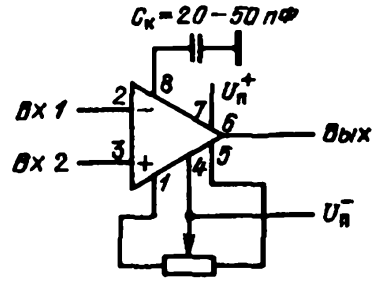
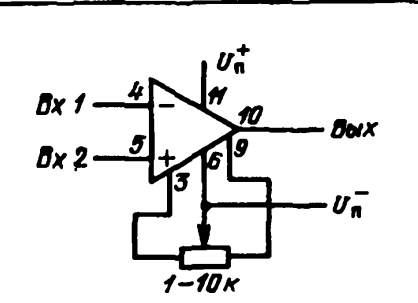
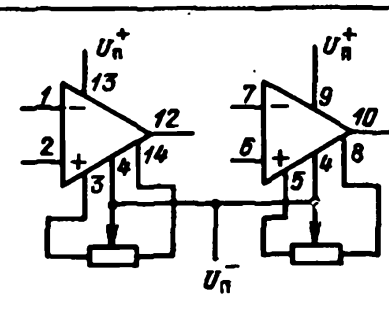
Продолжение табл. 1.4

154УД1		$K_U = R_2/R_1$. $C_к = 5{,}6$ пФ, если $K_U \leqslant 3$; $C_к = 0$, если $K_U > 3$
154УД3		$C_к = 3$ пФ$/K_U$, если $K_U = R_2/R_1 = 1-3$; $C_к = 10$ пФ, если $K_U > 3$
154УД4		
171УВ2		Объединением выводов попарно 7, 8 и 11, 2 увеличивается K'_U
544УД1		На входе применены полевые транзисторы

и два типа прецизионных перемножителей 525ПС1 и 525ПС2. Ниже приведены основные параметры этих перемножителей (табл. 1.6) и основные схемы их включения (рис. 1.43). Во всех перечисленных типах перемножителей $U_{вых} = kXY$, где k — масштабный коэффициент; X и Y — напряжения, подаваемые на входы ИС.

Однако для балансных модуляторов $x = x(t) = (4/\pi) \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n\pi/2)\cos n\omega t$, а

Окончание табл. 1.4

544УД2		$C_к = 0{,}5 - 50$ пФ, если $K_0 = 1 - 20$; $C_к = 0$, если $K_U = R_2/R_1 = 1$
550УП1		$R_1 \approx 9$ кОм, $R_2 \approx 1$ кОм, $f_т \approx 1/2\pi (C_к + 5\text{ пФ}) R_1$, R1 и R2 используются в цепи ОС; $R_н \geqslant 150$ Ом
574УД1		$C_к = 30$ пФ$/K_U$, если $K_U \leqslant 6$; $C_к = 5$ пФ, если $K_0 > 6$. При $K_U = +1$ включить в цепь ОС резистор 10 кОм, зашунтированный $C_ш \approx 10$ пФ
1401УД2		
1409УД1		
1408УД1		
1408УД2		

для перемножителя 525ПС1, имеющего два дифференциальных входа, $x = x_2 - x_1$ и $y = y_2 - y_1$. Схема включения этого перемножения (см. гл. 2) содержит ОУ, необходимый для согласования сравнительно большого выходного сопротивления с нагрузкой. В перемножителе 525ПС2 такой ОУ размещен на одном кристалле с 525ПС1. В модифицированном варианте (525ПС3) дополнительно

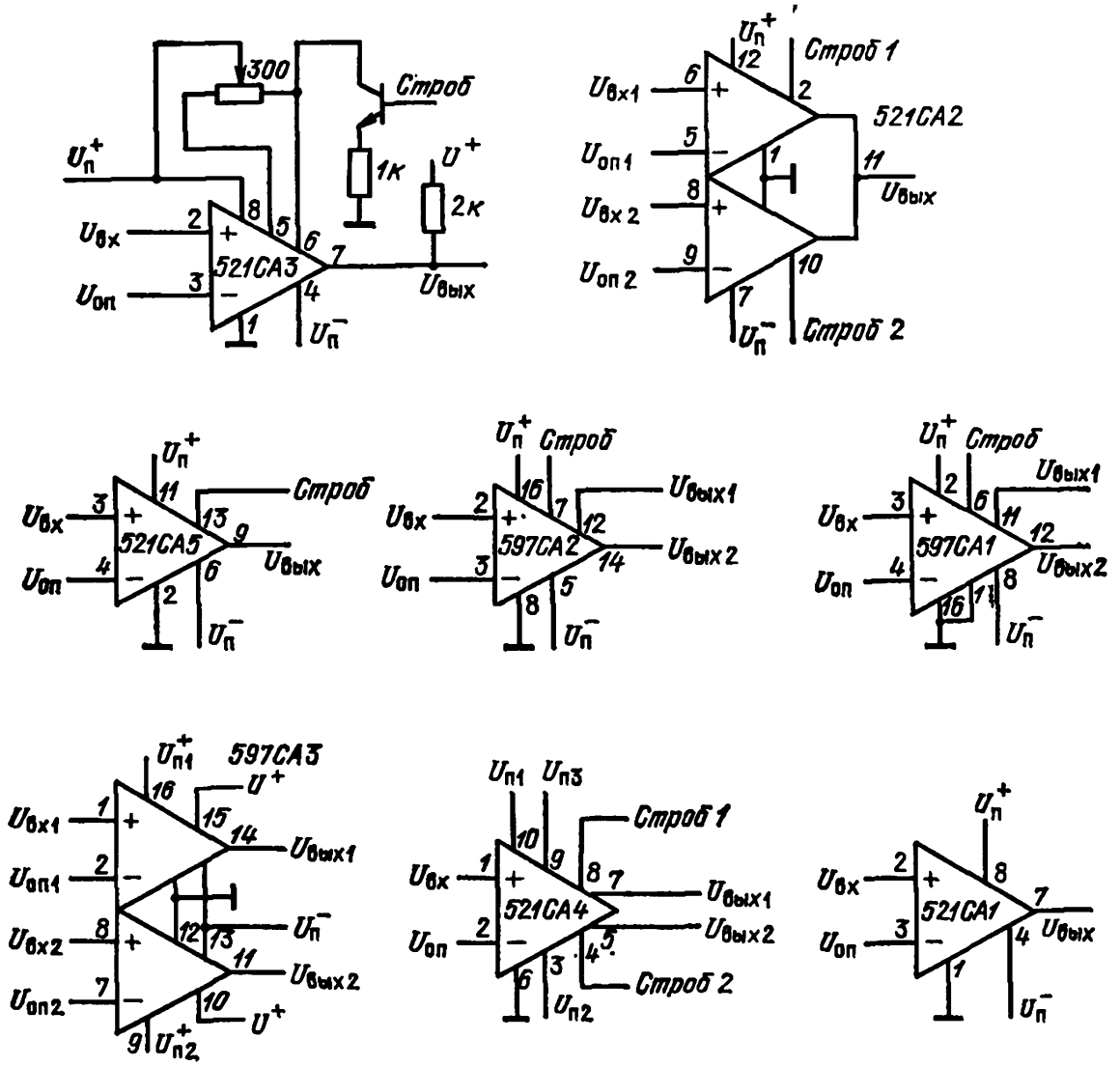


Рис. 1.42. Схемы включения компараторов

на кристалле 525ПС2 размещены внутренние подстроечные резисторы вместо внешних потенциометров, необходимых практически во всех случаях применения 525ПС2. Перемиожитель 525ПС3 наиболее близок к своей идеальной модели.

Структура 572ПА1 и его осиовная схема включения в аппаратуре показаны на рис. 1.35. В отличие от других ЦАП этой серии, в 572ПА1 при иапряжении питания $U_п = 15$ В уровень лог. 1 равен 3,6 В, т. е. при работе от ТТЛ-схем на входах необходимо применять цифровые ИС с открытым коллектором. Напряжение лог. 1 можно уменьшить, снизив напряжение $U_п$, однако тогда увеличится нелинейность преобразования. Например, при $U_п = 5$ В из-за нелинейности преобразования погрешность ЦАП увеличится до 0,5% (табл. 1.7).

Структура 572ПА2 аналогична структуре 572ПА1. Основное различие (кроме разрядности) состоит в том, что между входными выводами БИС и входами собственно ЦАП включены последовательно два 12-разрядных запоминающих регистра. Запись в регистры производится при подаче напряжения лог. 1 на выводы *6* (запись в 1-й регистр) и *21* (запись во 2-й регистр). Благодаря тому, что приемники входных цифровых сигналов 572ПА2 и 572ПВ1 подключены к отдельиому источнику питания $U_{п1}$, для совместимости с ТТЛ-схемами до-

Таблица 1.5

ПАРАМЕТРЫ КОМПАРАТОРОВ

Параметр	521СА1	521СА2	521СА3	521СА4	521СА5	597СА1	597СА2	597СА3
Коэффициент усиления K'_U, В/мВ	1	1	150	3	2	1	1	70
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{о.с}$, дБ	70	70	80	70	70	80	80	80
Напряжение смещения нуля $U_{см}$, мВ	3,5	3,5	3	4	3	2	2	6
Входной ток $I_{вх}$, мкА	75	100	0,4	2	3	10	10	0,35
Разность входных токов $I_р$, мкА	10	30	0,2	0,5	1	1	1	0,15
Время переключения $t_п$, нс	110	90	300	26	30	6,5	12	300
Напряжение питания от $\pm U_{п\,min}$ до $\pm U_{п\,max}$, В	+12; −6	+12; −6	От +5 до ±15	От ±7 до ±10;	+12; −6	+6; −5,2	+5; −6	От ±12 до ±18
Ток потребления $I_п$, мА	10	8	5	5	3	35	35	2
Выходные уровни	ТТЛ	ТТЛ	ТТЛ, КМОП	ТТЛ	ТТЛ	ТЛЭС	ТТЛ	ТТЛ, КМОП
Выходной ток, мА	0,4	2,5	50	5	2	10	5	4

статочно выбрать $U_{п1}=5$ В, а для совместимости с КМОП-схемами подключить вывод $U_{п1}$ к шине питания входного цифрового устройства (рис. 1.44). Цифроаналоговые преобразователи серии 572 обычно выходят из строя при подаче входных сигналов до включения источника питания или при отрицательном напряжении на любом выводе, кроме $U_{оп}$.

В ЦАП 594ПА1 при напряжении $U_{п1}=5$ В для управления БИС используются ТТЛ-схемы. Если необходимы входные КМОП-логические сигналы, то выводы *19* и *20* объединяют и $U_{п1}=5$—15 В. При этом входное напряжение лог. 0 составляет 0,3 $U_{п1}$, а входное напряжение лог. 1 — около 0,7 $U_{п1}$. Рекомендуется источник напряжения $U_{оп}$ подключить к выводу *23* через температурно-стабильный резистор около 20 кОм.

В ЦАП К1108ПА1 вывод *8* целесообразно шунтировать диодами для исключения изменений напряжения в диапазоне $|U_8|>0{,}7$ В. Если необходим биполярный режим работы, то выводы *7* и *8* необходимо объединить. Запрещается подавать на выводы микросхемы сигналы при выключенном напряжении питания: $U_{п1}=5$ В±10%; $U_{п2}=15$ В±5%. Опорное напряжение может изменяться в диапазоне 2—10,5 В.

В ЦАП К1118ПА1 дифференциальный токовый выход (рис. 1.45). Максимальное значение выходного тока 51 мА. При этом изменение выходного напряжения не должно выходить за границы диапазона —1,3 ... +2,5 В. По выводу

15 ток втекающий, а по выводу *14* вытекающий. От источника опорного напряжения потребляется ток, равный 3,2 мА. К выводу *11* подключается конденсатор, корректирующий частотную характеристику внутреннего ОУ.

Выводы *12* и *10* являются соответственно неинвертирующим и инвертирующим входами этого ОУ. Подключаемые к выходам ЦАП резисторы 51 Ом обеспечивают согласование с нагрузкой, имеющей тоже волновое сопротивление. Вывод $U_{п2}$=—2 В необходимо шунтировать конденсатором емкостью 10 мкФ, а вывод *9* — конденсатором емкостью 0,1 мкФ. Входные резисторы 51 Ом обеспечивают согласование с ЭСЛ-схемами серии 100.

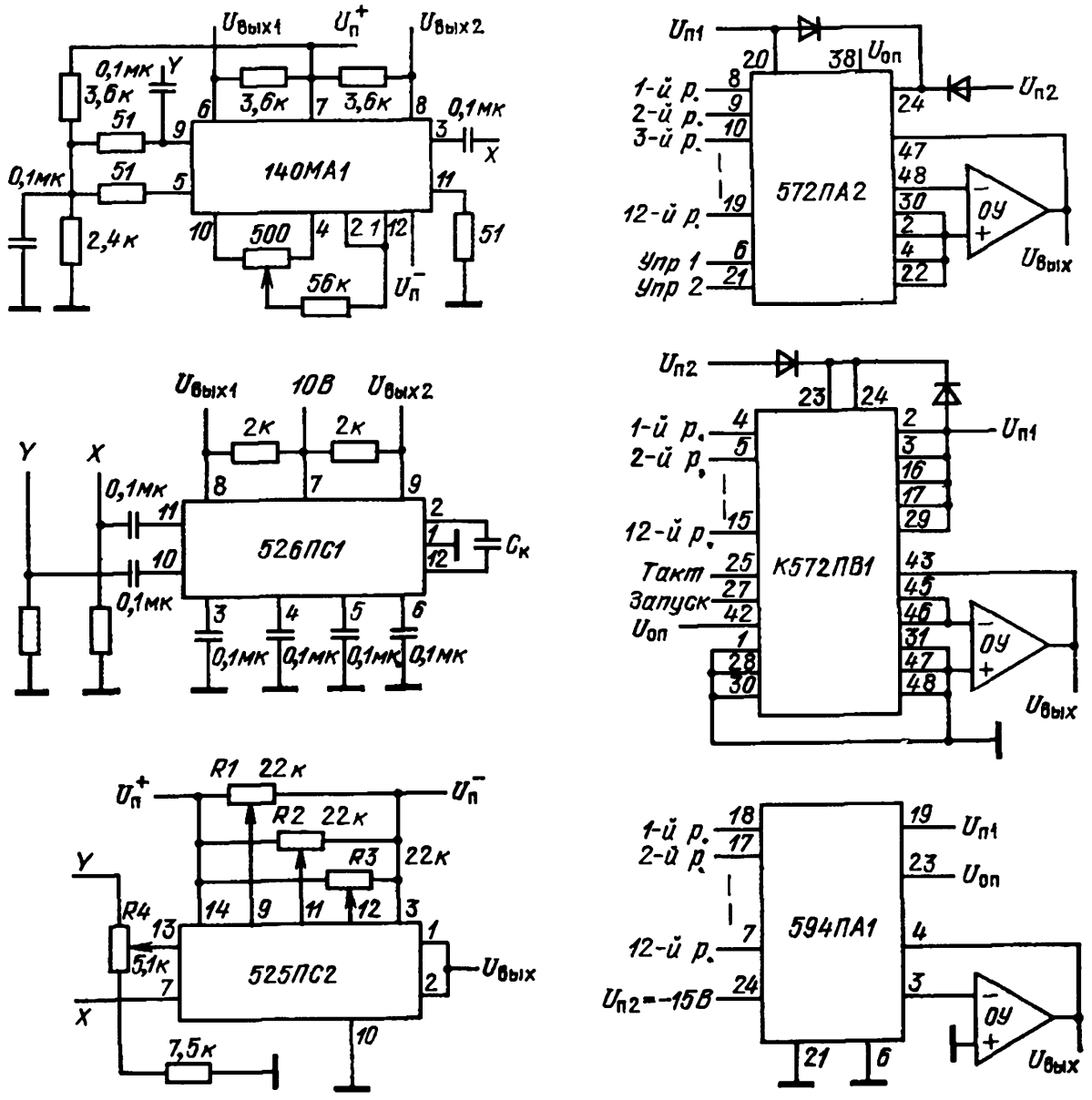


Рис. 1.43. Схемы включения перемножителей

Рис. 1.44. Схемы включения медленных ЦАП

Параметры серийно выпускаемых АЦП приведены в табл. 1.8. В БИС 572ПВ1 напряжение лог. 1 на выводах *22*, *23* должно быть не меньше 10 В. При подаче напряжения лог. 0 на вывод *2* потенциал выводов *4*—*7*, соответствующих старшим разрядам, устанавливается в «третье состояние», т. е. выходное сопротивление по этим выводам становится около 1 МОм. При подаче

Таблица 1.6

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ

Параметр	526ПС1	140МА1	525ПС1	525ПС2
Масштабный коэффициент, 1/В	0,4	3,5	0,1	0,1
Входной ток/разность входных токов, мкА/мкА	12/3	12/3	8/1	2/—
Напряжение смещения нуля, мВ	—	20	500	10
Погрешность перемножения, % от 10 В	10	10	2	1
Температурный дрейф погрешности перемножения, %/°С	1	1	0,08	0,02
Остаточное напряжение по входу X/по входу Y, мВ	—	1/4	50/100	80/50
Нелинейность перемножения по входу X/по входу Y, % (-10 В$<X, Y<$10 В)	10	10	2/2	0,5/0,2
Коэффициенты подавления опорного/модулирующего сигналов, дБ/дБ	40/20 $f=10$ МГц	46/46 f=500/3 кГц	—	—
Граничные частоты с амплитудной/векториой погрешностями 1%, кГц	—	—	300/20	100/10
Полоса пропускания, МГц	80	2	1,5	1
Скорость нарастания $U_{вых}$, В/мкс	60	5	10	40
Допустимое входное напряжение, В	3	3	12	10
Напряжение питания, В	10	От ±6 до ±12	От ±6 до $\frac{+48}{-15}$	От ±12 до ±18
Потребляемый ток, мА	4	5,5	6	4

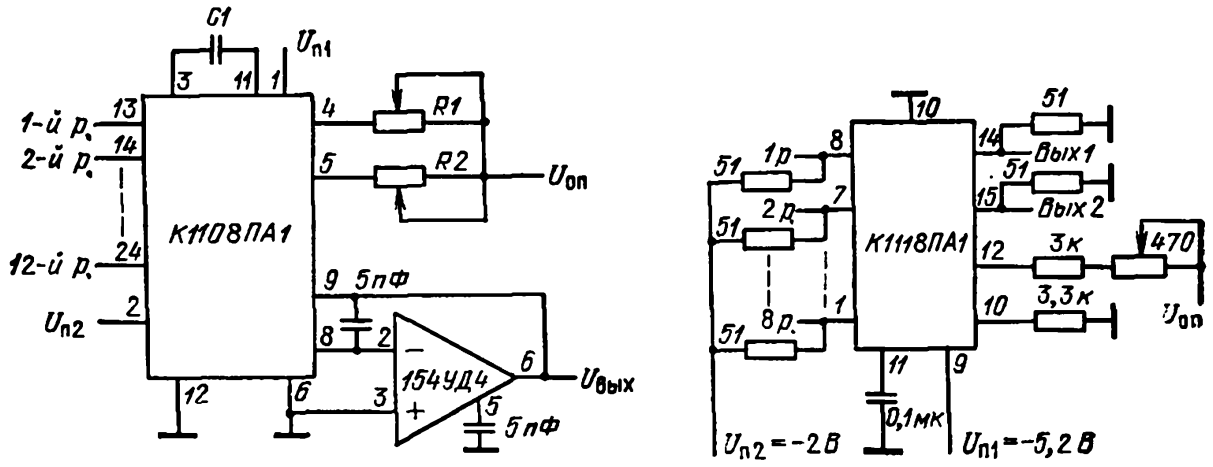


Рис. 1.45. Схемы включения быстродействующих ЦАП

Таблица 1.7

ПАРАМЕТРЫ ЦАП

Параметр	572ПА1	572ПА2	572ПВ1	594ПА1	К1108ПА1	К1118ПА1
Разрядность, бит	10	12	12	12	12	8
Интегральная нелинейность, МЗР	—	—	2	—	—	0,19
Дифференциальная нелинейность, %	0,1	0,025	0,1	0,012	0,024	—
Погрешность коэффициента передачи, %	От 0,5 до —3	±0,5	±2,5	10	0,3	10
Время преобразования, мкс	5	10	10	3,5	0,4	0,05
Напряжение источников питания $U_{п1}/U_{п2}$, В/В	5—17 / 14—17	5—17 / 14—17	5—17 / 14—17	5—17 / —15	5 / —15	—5,2
Потребляемый ток, мА	2	2	4	30	30	130
Опорное напряжение, В	От +15 до —15	От +15 до —15	От +15 до —15	10	2—10	10
Входные логические напряжения	КМОП	ТТЛ, КМОП	ТТЛ, КМОП	ТТЛ	ТТЛ	ЭСЛ

напряжения лог. 0 на вывод *16* потенциал остальных восьми разрядных выводов устанавливается в «третье состояние». Это позволяет производить побайтовый обмен информацией с 8-разрядной шиной данных микро-ЭВМ. Напряжение на выводе *17* определяет режим работы БИС. При напряжении лог. 0 на этом выводе преобразователь 572ПВ1 может использоваться в качестве АЦП, а при напряжении лог. 1 — в качестве ЦАП. Чтобы АЦП, выполненный на базе БИС 572ПВ1, беспрерывно преобразовывал входное напряжение после одно-

Таблица 1.8

ПАРАМЕТРЫ АЦП

Параметр	572ПВ1	1113ПВ1	1107ПВ1
Разрядность, бит	12	10	6
Время преобразования, мкс	100	25	0,15
Интегральная нелинейность, %	0,05	0,1	0,8
Дифференциальная нелинейность, %	0,05	0,1	—
Погрешность коэффициента передачи, %	10	0,4	—
Напряжение смещения нуля, %	—	0,3	—
Потребляемые токи от источника $U_{п1}$/от источника $U_{п2}$), мА/мА	3/5	10/20	30/200
Входное сопротивление, кОм	—	10	10
Напряжение питания $U_{п1}/U_{п2}$, В/В	5—17 / 14—17	5/—15	5/—6
Опорное напряжение, В	±15 В	10,24	от —1,9 до —2,1
Выходные логические напряжения	ТТЛ	ТТЛ	ТТЛ

кратиого запуска, необходимо вывод *28* отключить от общей шины и соединить с выводом *22* (рис. 1.46).

Аналого-цифровой преобразователь 1113ПВ1 может преобразовывать однополярное напряжение 0—10 В (вывод *15* заземлен) и двухполярное ±5 В (на вывод *15* напряжение не подается). При напряжении лог. 1 на выводе *11* потенциалы на выходах буферных каскадов устанавливаются в «третье состояние»,

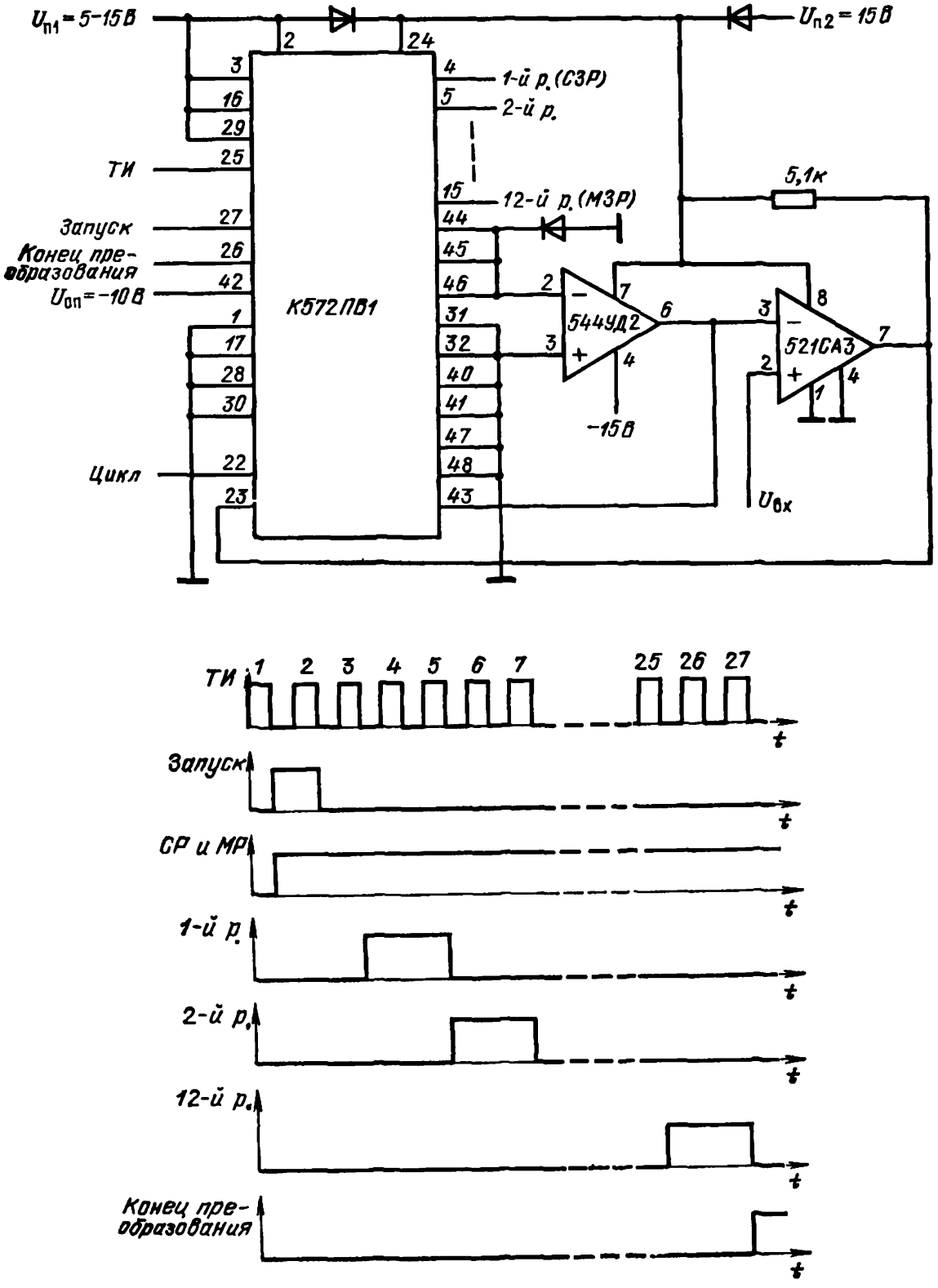


Рис. 1.46. Микромощный АЦП

а регистр последовательного приближения (см. рис. 1.47) — в исходное состояние. При напряжении лог. 0 на выводе *11* запускается внутренний тактовый генератор и начинается преобразование входного аналогового сигнала в код. В течение преобразования на выводе *17* сохраняется напряжение лог. 1. По окончании преобразования на выводе *17* устанавливается напряжение лог. 0, открываются буферные каскады и на выходах АЦП устанавливается результат преобразования. В АЦП 1113ПВ1 имеются две общие шины — аналоговая (вывод *14*) и цифровая (вывод *16*). Напряжение между этими выводами должно быть меньше 0,2 В. Не допускается подача сигналов на АЦП при выключенном источнике питания. Рекомендуется подавать аналоговое напряжение на вход после подачи цифровых сигналов управления. Типовое входное сопротивление по выводу *13* равно 10 кОм. Цепь резисторов *R1—R4* позволяет регулировать напряжение смещения нуля АЦП в диапазоне ±0,3%, как показано на рис. 1.47. Для регулировки полной шкалы используется резистор 2000М. При обработке биполярного входного сигнала резистор *R2* следует исключить. Чтобы внешние резисторы не ухудшали точности АЦП в температурном диапазоне, дрейф их сопротивления должен быть не больше 10^{-3}/° С.

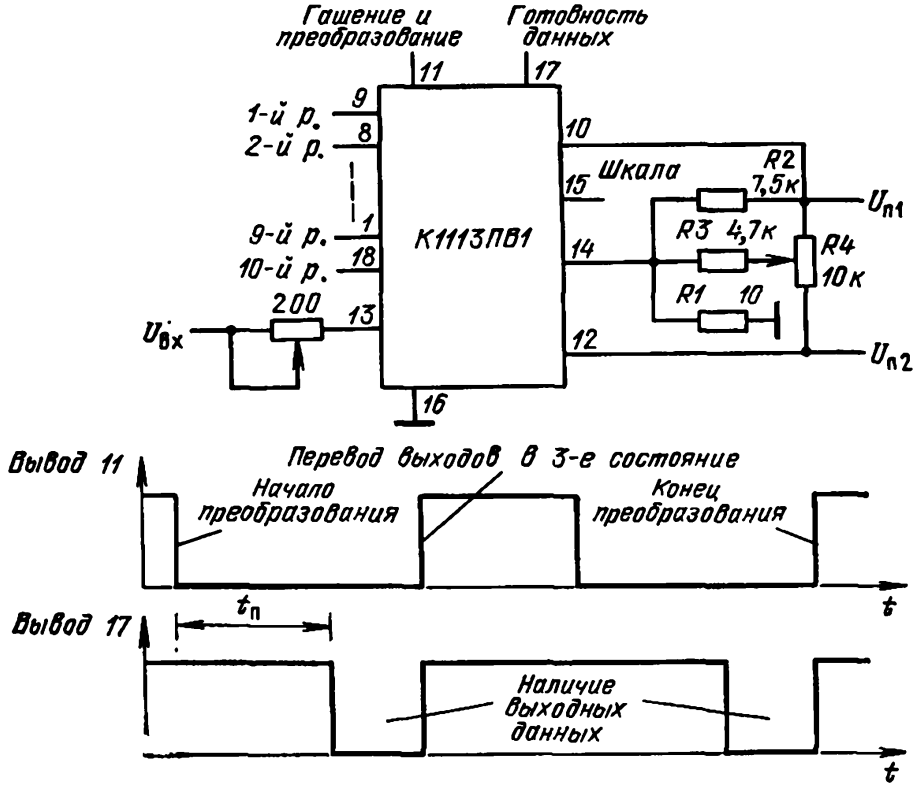


Рис. 1.47. Функционально законченный АЦП

Интегрирующий АЦП 572ПВ2 допускает обработку входных сигналов, источник которых не связан по общей шине с $U_п$ (рис. 1.48). При этом напряжение между выводами *9* и *24* должно быть в диапазоне 2,4—3,2 В. При использовании $U_{оп}=0{,}1$ В необходимо, чтобы $C_1=0{,}47$ мкФ, $R_1=47$ кОм, $C_2=1$ мкФ. Если $U_{оп}=1$ В, то $C_1=0{,}047$ мкФ, $R_1=470$ кОм, $C_2=0{,}1$ мкФ. Подключаемый к выводу *21* конденсатор должен иметь емкость, рассчитываемую из выражения $C=4{,}5/f_т$ мкФ. Частота $f_т$ определяется постоянной времени RC-цепи, подключаемой между выводами *21* и *22*. Вместо RC-цепи между этими выводами можно

включить кварцевый резонатор. Допускается подача на вывод *23* тактовых импульсов от внешнего генератора. Чтобы проконтролировать правильность работы БИС АЦП, необходимо выводы *20* и *21* объединить. При этом цифровые индикаторы должны показать число 1888. На АЦП практически не влияет напряжение в контролируемой точке благодаря тому, что его входное сопротивление больше 30 МОм.

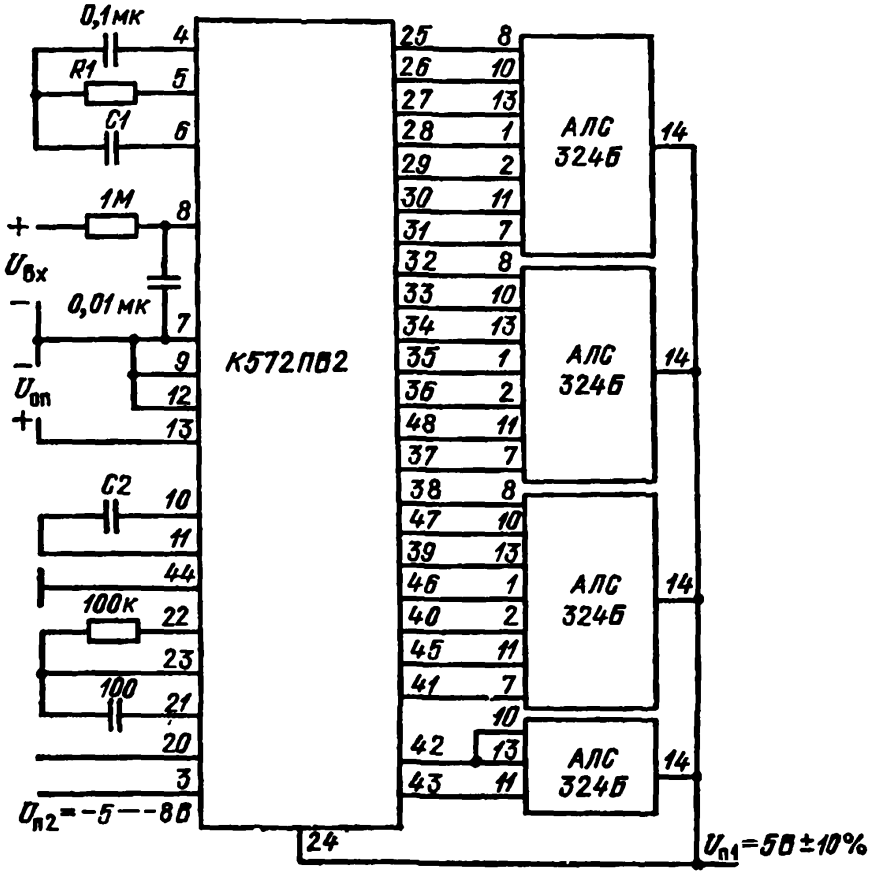


Рис. 1.48. Цифровой вольтметр

В преобразователях положительного и отрицательного напряжений на базе 1108ПП1 в частоту диапазон входного сигнала определяется *R1*, *C1* и *C2*. Коэффициент передачи можно отрегулировать с помощью *R3*. Цепь резисторов *R4*, *R5* используется для регулировки смещения. Сопротивление *R2* выбирается так, чтобы протекающий через него ток и ток, отбираемый из нагрузки по цепи вывода *7*, были в сумме меньше 8 мА. Сопротивление *R1* определяет ток заряда емкости конденсатора *C2*. Значение резистора *R1* выбирается из условия $R_1 = [U_{вх\,max}(0{,}9 — \Delta C)/0{,}25]$ кОм, где $U_{вх\,max}$ — максимальное изменение $U_{вх}$; ΔC — относительный разброс емкости *C1*. Температурный дрейф *R1* непосредственно влияет на точность преобразования и должен быть минимален. Диапазон регулировки сопротивления *R5* должен находиться в пределах 10—100 кОм, а температурный дрейф не должен превышать 10^{-4}/°С. Сопротивление $R_4 \approx$ $\approx$ 10 МОм, а $R_3 \approx 0{,}2\ R_1$. Чтобы отрегулировать коэффициент передачи и смещение нуля, необходимо произвести следующую процедуру. Подать на вход напряжение, при котором выходная частота должна составлять $10^{-3}\ f_{max}$; если это не выполняется, следует подрегулировать *R5*. Затем подать на вход макси-

мальное входное напряжение и установить с помощью *R3* на выходе f_{max}. Максимальная точность преобразования получается, если нестабильность не превышает 1%. Выводы питания необходимо шунтировать конденсаторами емкость 0,1 мкФ (рис. 1.49).

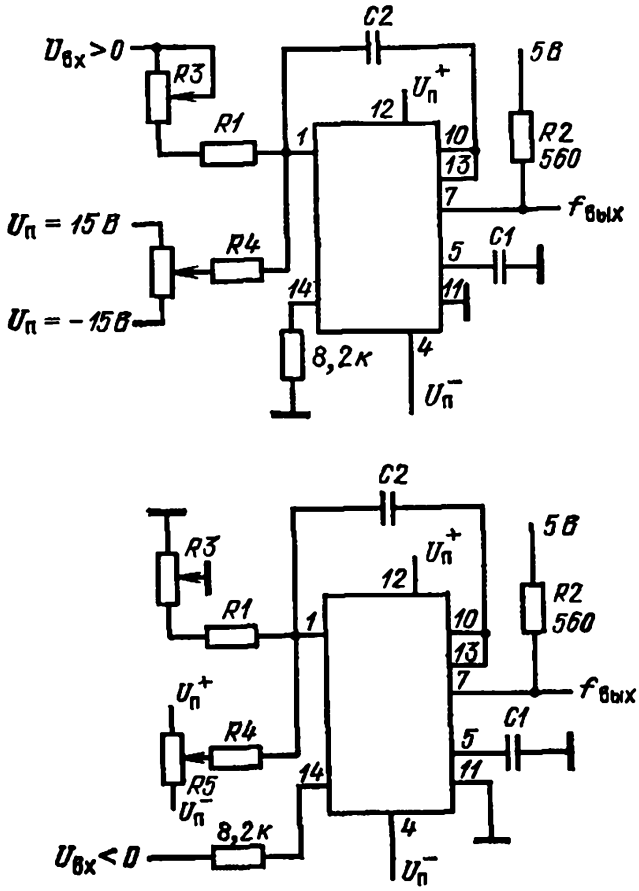
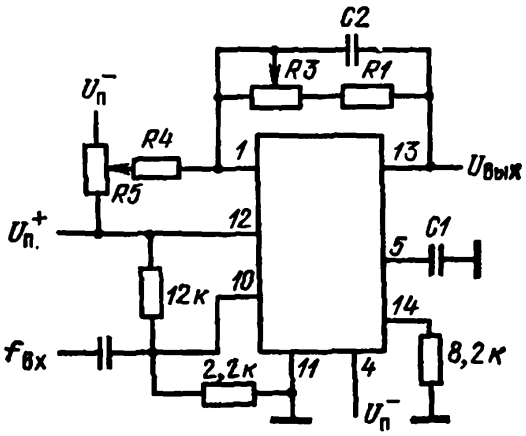


Рис. 1.49. Схемы включения преобразователей напряжения в частоту типа 1108ПП1



При работе БИС 1108ПП1 в режиме преобразователя частота — напряжение напряжение на выводе *10* равно 2,5 В. На вход подаются ТТЛ-сигналы. Преобразователь срабатывает по срезу импульсов. При использовании входных сигналов другой амплитуды необходимо следить за тем, чтобы при передаче среза импульса напряжение на выводе 10 уменьшалось до —0,6 В.

Глава 2

УСТРОЙСТВА, ВЫПОЛНЯЮЩИЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОПЕРАЦИИ

Для решения ряда задач необходимо в современной микроэлектронной аппаратуре совместно использовать аналоговые и цифровые методы обработки сигналов. К таким задачам относятся математическое моделирование сложных динамических систем, обработка результатов экспериментов в реальном масштабе времени, обработка сигналов в замкнутой петле систем автомати-

ческого контроля и управления процессами, вывод данных из цифровой ЭВМ на графопостроители и т. д.

Такие математические операции, как усиление, логарифмирование, суммирование, вычитание, дифференцирование, интегрирование, умножение, деление выполняются устройствами, построенными на ОУ, перемножителях и таймерах. Достоинством аналоговых методов обработки сигналов на АИС является высокое быстродействие вычислений, осуществляемых в реальном масштабе времени. Приведенные ниже схемы демонстрируют выполнение наиболее распространенных математических операций над аналоговым входным сигналом; рассмотрены некоторые методы улучшения статических и динамических характеристик известных схем. Показано, что современная элементная база аналоговых и цифроаналоговых ИС и БИС позволяет выполнять математические операции над аналоговыми сигналами с точностью до единиц милливольт за время, примерно равное единицам микросекунд.

2.1. РЕГУЛИРОВКА КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ НА ОУ

В различных вычислительных и измерительных устройствах, в системах связи и управления требуются усилительные схемы с регулируемым коэффициентом усиления. Интегральный ОУ является, по существу, идеальным элементом для реализации таких схем. Построенные на основе ОУ схемы отличаются простотой, гибкостью, стабильностью параметров, хорошей воспроизводимостью. Существует много способов регулировки коэффициента усиления: переменным резистором, аналоговым или цифровым управляющим сигналом и автоматически с помощью нелинейных элементов, стоящих в цепи ОС усилителя. Одно из основных требований, предъявляемых к схемам с регулируемым коэффициентом усиления, заключается в том, чтобы при всех изменениях коэффициента усиления остальные параметры схемы оставались постоянными.

Ниже рассмотрены основные варианты таких схем с регулируемым коэффициентом усиления от простейших усилителей с переменным резистором до сложных с автоматической регулировкой

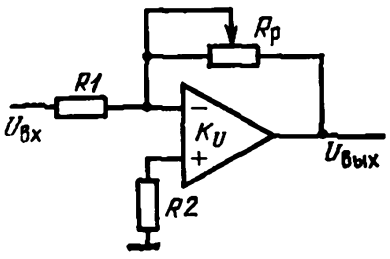


Рис. 2.1. Схема включения нелинейного элемента в цепь ОС инвертирующего усилителя

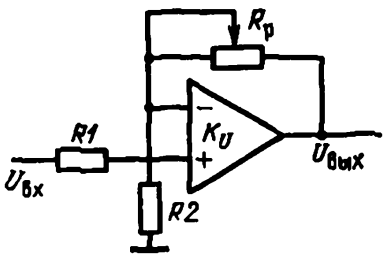


Рис. 2.2. Схема включения нелинейного элемента в цепь ОС неинвертирующего усилителя

усиления (АРУ). Представлены практические рекомендации по улучшению некоторых характеристик этих усилителей.

Известны [26] четыре основных способа включения регулирующего элемента в цепь отрицательной ОС для управления коэффициентом усиления усилителей (рис. 2.1—2.3). В двух первых схемах элемент, регулирующий коэффициент усиления, соединен с выходом, в двух других — со входом усилителя. Коэффициенты усиления усилителей на рис. 2.1—2.3 могут быть представлены соответственно в следующем виде: $K_U = -R_р/R_1$; $K_U = (R_р + R_2)/R_2$; $K_U = -R_1/R_р$; $K_U = (R_2 + R_р)/R_р$. Эти выражения справедливы при условии, что сопротивление источника сигнала равно нулю, а коэффициент усиления ОУ при разомкнутой петле ОС и входное сопротивление стремятся к бесконечности.

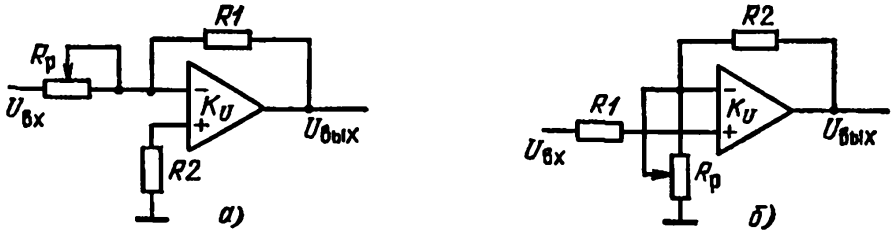


Рис. 2.3. Схемы включения нелинейного элемента на входах инвертирующего (*а*) и неинвертирующего (*б*) усилителей

Коэффициентом усиления ОУ можно легко управлять, изменяя соотношение между сигналами, поступающими на входы усилителя (рис. 2.4) [27]. Сигналы одинаковой амплитуды подавляется как синфазная помеха, и выходное напряжение равно нулю. Когда сигнал на одном входе ОУ больше, чем на другом, происходит его усиление.

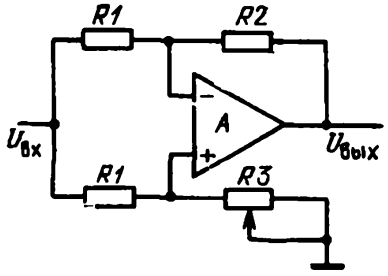


Рис. 2.4. Схема с нелинейной зависимостью коэффициента усиления от угла поворота движка потенциометра

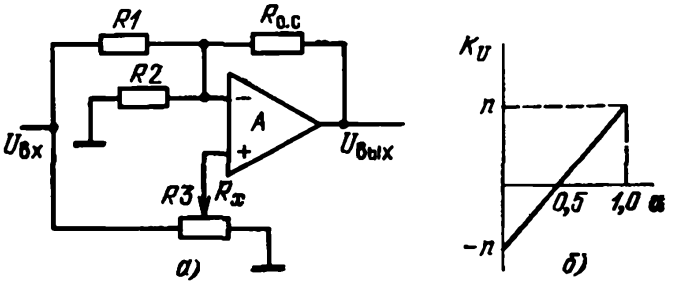


Рис. 2.5. Усилитель с линейной регулировкой K_U (*а*) и зависимость K_U от угла поворота движка потенциометра (*б*)

В приведенной схеме сопротивления резисторов *R1* и *R2* выбираются исходя из заданного входного сопротивления (в данном случае равного $R_1/2$) и максимального коэффициента усиления, определяемого как $K_U = -R_2/R_1$. Изменяя сопротивление резистора ОС *R2*, можно добиться максимального ослабления входного сиг-

нала ($K_U \approx 0$) при максимальном сопротивлении резистора, регулирующего K_U (при $R_3 = R_2$). Коэффициент усиления схемы определяется выражением $K_U = -(R_2 - R_3)/(R_1 + R_3)$, из которого следует, что при изменении сопротивления *R3* от максимума ($R_3 = R_2$) до нуля K_U изменяется от нуля до $-R_2/R_1$. Важно отметить, что при любом значении K_U в этих пределах постоянное напряжение на выходе ОУ практически остается неизменным. Для получения лучших качественных характеристик схемы необходимо применять ОУ с высоким коэффициентом ослабления синфазных сигналов (например, 140УД17).

На рис. 2.5,*а* показана схема на ОУ, коэффициент усиления которой также регулируется переменным резистором, подключенным к инвертирующему входу [28]. Однако предлагаемая схема, в отличие от предыдущей, имеет линейную зависимость K_U от положения движка потенциометра (при использовании потенциометра группы *А*) и может изменить знак коэффициента усиления. Действительно, для K_U справедливо следующее выражение: $K_U = -[R_{o.c}/R_1 - \alpha(1 + R_{o.c}/R_1 + R_{o.c}/R_2)]$, где $\alpha = R_x/R_3$; R_x — часть сопротивления потенциометра *R3* между движком и общей шиной.

Если сопротивления резисторов *R1* и *R2* выбрать равными $R_{o.c}/n$ и $R/(n-1)$ соответственно, то выражение для K_U приобретет вид $K_U = -n(1-2\alpha)$.

Таким образом, когда на неинвертирующем входе нулевой потенциал ($\alpha = 0$), $K_U = -n$. В другом крайнем положении движка потенциометра *R3* при $\alpha = 1$ $K_U = n$. Зависимость коэффициента усиления схемы от α изображена на рис. 2.5,*б*. Из этой зависимости следует, что при изменении положения движка потенциометра K_U изменяется линейно от $-n$ до $+n$. Величина n должна выбираться исходя из требуемого максимального значения коэффициента усиления схемы.

На практике для получения хорошей линейной зависимости необходимо выполнение двух условий. Во-первых, сопротивление источника сигнала должно быть достаточно малым по сравнению с сопротивлением резисторов, включенных в схему. Это связано с тем, что при изменении положения движка потенциометра изменяется ток в цепи ОС ОУ, а следовательно, и ток через сопротивление источника сигналов $R_г$. В результате, при больших $R_г$ нарушится линейная зависимость коэффициента усиления. Во-вторых, в схеме необходимо использовать ОУ с малыми входными токами смещения, поскольку при регулировке K_U будет изменяться эквивалентное сопротивление, подключенное к неинвертирующему входу, что приведет к дополнительному изменению выходного напряжения.

Еще одна схема усилителя с регулируемым коэффициентом усиления показана на рис. 2.6,*а* [29]. Коэффициент усиления схемы равен

$$K_U = \frac{R_3}{R_3 + R_4}\left(\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_p - R_4} - \frac{R_2}{R_1}\right).$$

или

$$K_U = \frac{R_3}{R_2 + \alpha R_p}\left(\frac{\alpha R_p}{R_3} + \frac{\alpha}{1-\alpha} - \frac{R_2}{R_1}\right), \qquad (2.1)$$

где $\alpha = R_4/R_p$ — относительная часть сопротивления потенциометра R_p, подключенная к неинвертирующему входу. Из этих выражений следует, что K_U при изменении α от 0 до 1 изменяется от выбранного отрицательного значения, определяемого как $-R_3/R_1$, через 0 (при $R_4R_1 = R_2[R_3 \| (R_p - R_4)]$), до положительного зна-

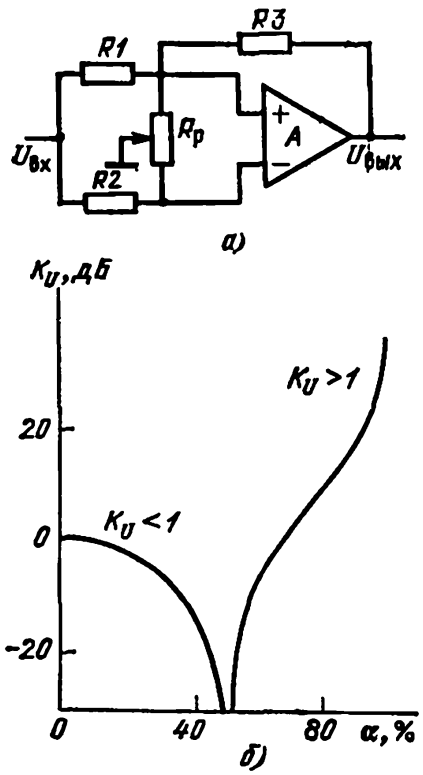


Рис. 2.6. Схема регулировки коэффициента усиления при включении потенциометра между входами ОУ (*а*) и зависимость усиления от угла поворота движка потенциометра (*б*)

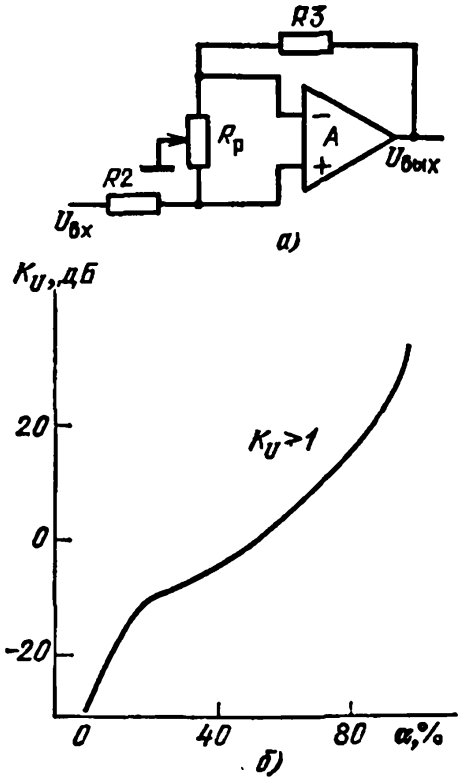


Рис. 2.7. Схема регулировки коэффициента усиления при включении потенциометра между входами ОУ (*а*) с непрерывной зависимостью от угла поворота движка потенциометра (*б*)

чения, равного коэффициенту усиления ОУ с разомкнутой петлей ОС. С помощью резистора *R3* легко подобрать необходимые положительное и отрицательное значения K_U; положение движка потенциометра R_p, соответствующее значению $K_U = 0$, можно сдвинуть изменением отношения сопротивлений резисторов R_2/R_1.

На рис. 2.6,*б* показана зависимость коэффициента усиления схемы от угла поворота движка потенциометра R_p в одном из частных случаев: при $R_1 = R_3$ и $R_p = 2(R_2 - R_3)$. Второе выражение обеспечивает $K_U = 0$ при $\alpha = 1/2$ (движок потенциометра установлен в среднее положение).

В схеме на рис. 2.7,*а* отсутствует резистор *R1* на инвертирующем входе. В результате при изменениях α от 0 до 1 коэффициент

усиления будет положительным: $K_U=[R_3/(R_2+\alpha R_p)]\cdot[\alpha/(1-\alpha)+\alpha R_p/R_3)]$.

Скорость изменения зависимости K_U от положения движка потенциометра R_p можно регулировать резисторами *R2* для $K_U<1$ и R_3 для $K_U>1$. На рис. 2.7,*б* изображена зависимость коэффициента усиления от величины α при $R_3=R_2$, что соответствует единичному усилению для $\alpha=1/2$. Из рисунка видно, что эта зависимость близка к логарифмической. Следует отметить, что при изменении α от 0,1 до 0,9 коэффициент усиления усилителя изменяется более чем на четыре порядка.

В программируемых системах или при регулировке коэффициента усиления одновременно во многих схемах возникает необходимость в цифровом управлении коэффициентами усиления или ослабления сигналов [30—32]. Принцип создания таких систем совпадает с описанными выше схемами, у которых коэффициент усиления регулируется потенциометром, только в роли нелинейных сопротивлений в данном случае используется набор постоянных резисторов, включаемых в цепь ОС с помощью аналоговых ключей. Порядок подключения резисторов определяется цифровым сигналом (кодом), управляющим аналоговыми ключами.

Некоторые схемы усилителей с программируемым коэффициентом усиления могут строиться на основе цифро-аналоговых преобразователей, если усиление или ослабление аналоговых сигналов осуществляется двоичным кодом [33]. К усилителям с регулируемым коэффициентом усиления можно отнести схемы с управлением выходным сигналом. Эти усилители относятся к классу нелинейных, у которых коэффициент усиления зависит от выходного напряжения, а характер этой зависимости можно изменять одним или несколькими внешними компонентами. Схемы такого типа обычно используются в системах управления и моделирования [34, 35].

Простейший усилитель постоянного тока с управлением выходным сигналом может быть построен на основе ОУ общего применения (например, К140УД7) и двух транзисторов различного типа проводимости (рис. 2.8). Приведенная схема имеет ярко выраженную нелинейную зависимость между входным (в области сотен милливольт) и выходным напряжениями, представляющую собой экспоненциальную кривую с положительным наклоном (рис. 2.9). Транзистор *VT1*, работающий в режиме эмиттерного повторителя, управляет эмиттерным током транзистора *VT2*. С помощью резистора $R_{о.с}$ с коллектора *VT2* в базу первого транзистора заведена ОС. Когда поступает входной сигнал $U_{вх}$, через резистор *R1* начинает протекать ток i_2 в направлении, противоположном току i_3 с выхода схемы. С увеличением $U_{вх}$ увеличивается ток i_2, а следовательно, уменьшается базовый ток $i_{б1}$ транзистора *VT1*. Изменение этого тока усиливается транзисторами и вызывает уменьшение тока i_2, вследствие чего увеличивается разность напряжений $U_{АВ}$ между инвертирующим входом усилителя и его выходом.

Таким образом, между точками *А* и *Б* схемы образуется отрицательное сопротивление $R_0 = R_{0.c}/[1+(1+h_{21э_1})]h_{21э_2}$, где $h_{21э_1}$ и $h_{21э_2}$ — коэффициенты усиления транзисторов *VT1* и *VT2* соответственно.

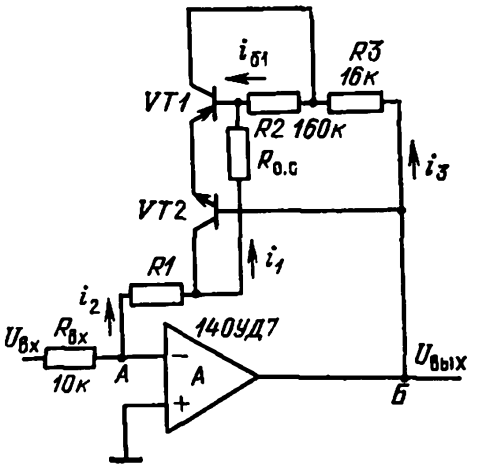


Рис. 2.8. Усилитель с регулировкой коэффициента усиления по входу

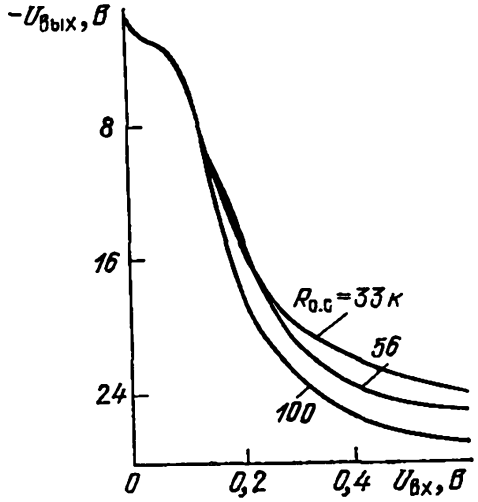


Рис. 2.9. Передаточная характеристика усилителя с регулировкой коэффициента усиления по входу

Таким образом, коэффициент усиления схемы K_U, определяемый как отношение $R_0/R_{вх}$, носит нелинейный характер. Управление ходом зависимости K_U от входного (выходного) напряжения можно осуществлять изменением $R_{0.c}$. На рис. 2.9 показаны передаточные характеристики усилителя при трех значениях $R_{0.c}$. Схема может работать в широком диапазоне температур с хорошей воспроизводимостью параметров (не хуже 5%).

При использовании диодов или транзисторов для построения усилителей с нелинейной передаточной характеристикой возникает проблема температурной стабилизации точек перегиба, в которых происходит изменение коэффициента усиления. На рис. 2.10 приведена схема нелинейного усилителя, K_U которого практически не зависит от температуры. При малых входных сигналах транзисторы *VT2* и *VT3* закрыты и коэффициент усиления схемы определяется резисторами *R1* и *R2*. Когда напряжение на выходе усилителя достигает определенного значения, которое задается управляющим напряжением $U_{упр}$, резисторами *R3*, *R4* и в данной схеме равно 2 В, транзистор *VT3* насыщается, в результате чего коэффициент усиления уменьшается вдвое. При дальнейшем увеличении выходного напряжения (более 4 В) насыщается транзистор *VT2* и коэффициент усиления схемы, в этом случае равный отношению сопротивления параллельно соединенных резисторов *R2*, *R4* и *R6* к сопротивлению резистора *R1*, снова уменьшается вдвое.

Температурная стабилизация точек перегиба в этой схеме достигается включением транзисторов *VT1* и *VT4*, работающих в

диодном режиме. Транзистор *VT4* компенсирует температурный сдвиг напряжения эмиттер — база $U_{э.б}$ транзисторов *VT2* и *VT3* в области малых сигналов; при этом падения напряжения на резисторах *R4* и *R6* совпадают с $U_{вых}$. Когда *VT2* и *VT3* насыщаются, изменение напряжения $U_{э.б}$ этих транзисторов с температурой компенсируется транзистором *VT1*. В этом случае падения напряжения на резисторах *R3* и *R5* равны $U_{упр}$.

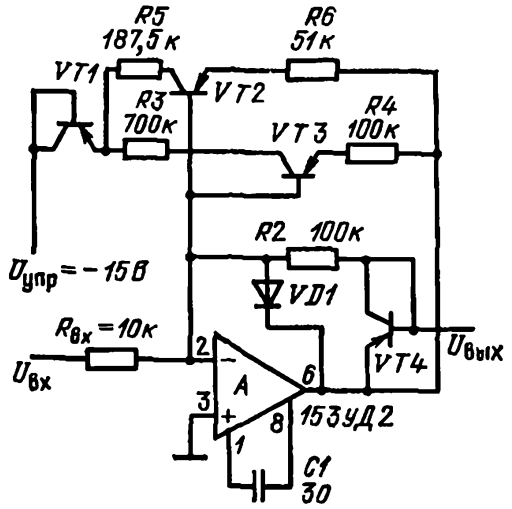


Рис. 2.10. Нелинейный усилитель

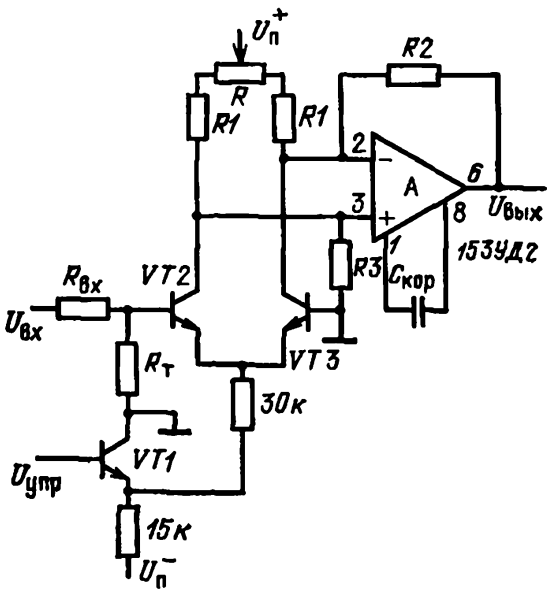


Рис. 2.11. Схема управления K_U усилителя дифференциальным каскадом

Для получения хорошей передаточной характеристики предложенную схему не рекомендуется нагружать на низкоомную нагрузку, поскольку наличие на выходе транзистора *VT4* приводит к значительному увеличению выходного сопротивления усилнтеля и, следовательно, к дополнительному снижению выходного напряжения. В таких случаях обычно применяют согласующие каскады на выходе схемы.

Регулировка коэффициента усиления схем на ОУ с помощью переменных резисторов представляет собой довольно трудоемкий процесс, обеспечивающий невысокую точность. Поэтому более широкое распространение получили устройства, в которых коэффициент усиления изменяется элементом, имеющим нелинейную зависимость полного сопротивления от приложенного управляющего напряжения [36—38].

Разновидностью усилителя с коэффициентом усиления, регулируемым аналоговым сигналом, является схема на рис. 2.11, в которой в качестве управляющего нелинейного элемента используется пара согласованных транзисторов *VT2* и *VT3* в дифференциальном включении. Управление коэффициентом усилителя осуществляется напряжением $U_{упр}$, подаваемым на базу эмиттерного повторителя, сформированного транзистором *VT1*. Изменение напряжения на эмиттере *VT1* вызывает изменение тока через резис-

тор 30 кОм и соответственно через резистор *R2* в цепи ОС. В результате изменяется коэффициент усиления схемы.

Эта схема имеет высокую линейность, а использование в цепи базы транзистора *VT2* терморезистора $R_т$ позволяет скомпенсировать температурный дрейф K_U в широком диапазоне температур. Использование микросхемы 1НТ591 вместо пары согласованных транзисторов *VT2* и *VT3* позволит существенно улучшить характеристики схемы. Корректирующий конденсатор $C_{кор}$ в ОУ подбирается из условия нахождения требуемой верхней граничной частоты.

В литературе описаны два распространенных метода, обеспечивающих автоматическое управление коэффициентом усиления схем [39—42]. При первом методе изменяются малосигнальные параметры усилительного элемента (например, транзистора) изменением рабочей точки по постоянному току. Этот метод удобен для построения высокодобротных схем, в которых сигнал ограничивается единицами милливольт. При использовании этого метода в низкочастотных цепях с *RC*-связями низкий уровень ограничения сигнала по амплитуде и широкая полоса пропускания обеспечивают плохое отношение сигнал-шум. Увеличение амплитуды сигнала вызывает нелинейные искажения, поскольку линейность рабочих характеристик усилительного прибора не может сохраняться при значительном изменении смещения в схемах с *RC*-связями.

Второй метод предназначен для низкодобротных схем и основан на применении элементов, полное сопротивление которых изменяется электрическим способом (см. п. 2.1.4). При включении таких элементов в схему обеспечивается управление коэффициентом усиления (происходит требуемое ослабление сигнала). Однако нелинейные характеристики обычно используемых на практике элементов и в этом случае сокращают пределы изменения входного напряжения относительно управляющей точки до 100 мВ.

Таким образом, ни один из указанных методов не решает проблемы достижения малых искажений при высоком отношении сигнал-шум. Однако следует отметить, что при определенных условиях второй метод позволяет достичь лучших характеристик даже в схемах с высокой добротностью.

На основании предыдущих рассуждений можно сформулировать три положения, которыми следует руководствоваться при построении качественных низкодобротных систем с автоматической регулировкой усиления (АРУ): подбирать нелинейный элемент по передаточной характеристике с учетом диапазона изменения полного сопротивления; использовать нелинейный элемент в режиме, в котором вносимые им искажения минимальны; в каждом конкретном случае выбирать такую схему включения элемента, при которой обеспечивается АРУ сигналов большого уровня с минимальными искажениями.

В качестве элементов с электрически изменяемым полным сопротивлением применяются следующие приборы: диоды, варикапы, светоуправляемые резисторы, биполярные и полевые транзисторы

[26]. Преимущества и недостатки каждого прибора в таком режиже в основном известны и сведены в табл. 2.1. Оценка параметров, которые необходимо учитывать в схемах АРУ, производится по пятибальной системе. Например, варикап не может быть использован в общем случае в схемах с низкой добротностью, поскольку его полное сопротивление изменяется с частотой. Такое общее сравнение показывает, что наиболее предпочтительными во всех отношениях являются БТ и ПТ (сумма баллов 17 и 20 соответственно).

Таблица 2.1

Элемент	Изоляция сигнал — управляющий вход	Мощность на управляющем входе	Зависимость полного сопротивления от частоты	Диапазон изменения полного сопротивления	Стоимость	Общая оценка
Диод	1	2	5	2	5	15
Светоуправляемый резистор	5	1	2	4	2	14
Варикап	2	4	1	1	1	9
Биполярный транзистор	3	3	4	3	4	18
Полевой транзистор	4	5	3	5	3	20

Все схемы, рассмотренные в п. 2.1.4, могут являться основой для построения усилителей с АРУ. Однако ряд недостатков делает применение этих схем весьма ограниченным.

Часто для непосредственного управления электромеханическими приборами, например соленоидами и индикаторами, требуется больший размах напряжения, чем можно получить на выходе ОУ при обычном напряжении источника питания. Для большинства усилителей общего применения разность амплитуд положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения (размах) не превышает 25 В при напряжении питания ±15 В, поскольку в этом случае 5 В из общего приложенного напряжения теряется в выходном каскаде. Обычно для получения большого размаха выходного напряжения используют специализированные высоковольтные усилители и источники питания. Стоимость этих специализированных усилителей и отдельных источников питания в несколько раз выше, чем аналогичных низковольтных ОУ.

Одиако при использовании ОУ с дифференциальным выходом [43] можно получить размах выходного напряжения значительно больше полного приложеиного напряжения источника питания (рис. 2.12). Здесь при подаче на усилитель напряжения питания ±15 В размах выходного напряжения достигнет 50 В из-за наличия на выходах ОУ сигналов противоположной полярности размахом 25 В. Сигнал с выхода схемы может подаваться на любую нагрузку, не соединенную с общей шиной.

К недостаткам данной схемы следует отнести то, что на выходе иаблюдается дополнительный фазовый сдвиг, поэтому фазовая ошибка ограничивает точность приведенной схемы на значительно меньших частотах, чем амплитудная.

Схема другого усилителя с дифференциальным выходом, построенного также на двух обычных ОУ, когда сигнал снимается между их выходами, приведена на рис. 2.13. Эта схема имеет одинаковые фазовые сдвиги на обоих выходах и поэтому обеспечивает усиление в большей полосе частот. Полное входное сопротивление такого усилителя выше, чем предыдущего, так как сигнал подается непосредственно на входы ОУ, а не на суммирующий резистор. Кроме того благодаря наличию дифференциальных входов схема способна подавлять синфазные сигналы. Коэффициент подавления этих сигналов в данном случае определяется средним значением соответствующих коэффициентов обоих усилителей. Однако следует учитывать, что при работе такого усилителя от незаземленного источника сигнала для протекания токов смещения необходимо ввести дополнительные резисторы между входами ОУ и общей шиной.

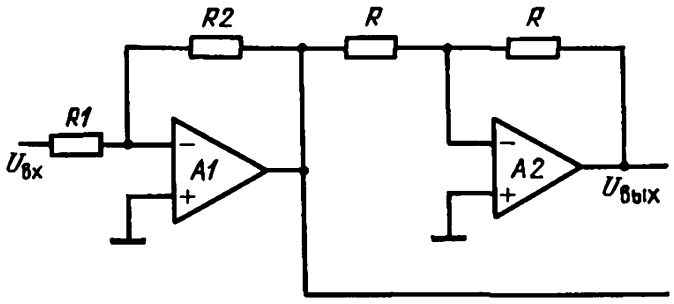


Рис. 2.12. Усилитель с дифференциальным выходом при последовательном включении ОУ

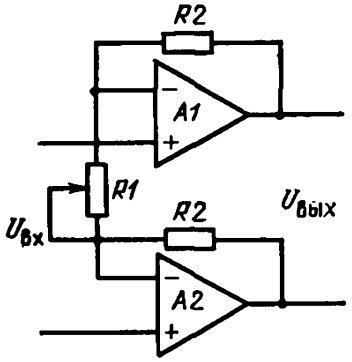


Рис. 2.13. Усилитель с дифференциальным выходом при параллельном включении ОУ

Для получения дифференциального выхода в приведенной схеме используется общая ОС по току, которая обеспечивается резистором *R1* и поддерживает дифференциальные входные напряжения обоих усилителей в пределах нуля. Ток в цепи ОС определяется падением напряжения на резисторе *R1*, равном $U_{вх}$. В связи с тем, что ток между выходами двух усилителей протекает через резисторы ОС в различных направлениях, напряжения на выходах ОУ имеют противоположную полярность. При низком коэффициенте усиления размах выходного напряжения схемы может ограничиваться допустимым значением синфазного входного напряжения усилителя. Так, для получения большого размаха напряжения на выходе схемы при единичном коэффициенте усиления на ее вход необходимо подать такой же сигнал, значение которого может выйти за пределы диапазона допустимых синфазных напряжений одного из усилителей. Чтобы обеспечить условие получения максимального размаха напряжения, входной сигнал должен быть двуполярным относительно общей шины, равномерно распределенным между входами обоих усилителей. Если же один из входов соединен с общей шиной, то полный размах выходного напряжения может быть достигнут лишь в случае, когда коэффициент усиления схемы не менее 2.

На рис. 2.14 приведена схема усилителя с дифференциальным выходом, построенного на двух параллельно соединенных ОУ. Напряжения противоположной полярности на выходах усилителей формируются на счет перекрестного соединения их входов между собой. Эта схема имеет также вход для дифференциального сигнала.

Описанный дифференциальный усилитель имеет относительно низкое входное сопротивление, обусловленное ОС по напряжению. Действительно, входное сопротивление такого усилителя определяется резисторами, включенными во входной цепи. В результате при работе усилителя от высокоомного источника возникают ошибки, связанные с перераспределением входного сигнала. Для

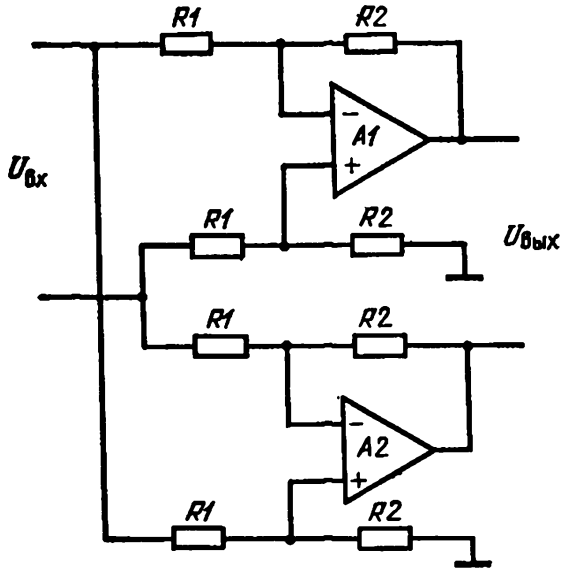


Рис. 2.14. Усилитель с дифференциальным выходом на параллельно соединенных дифференциальных усилителях

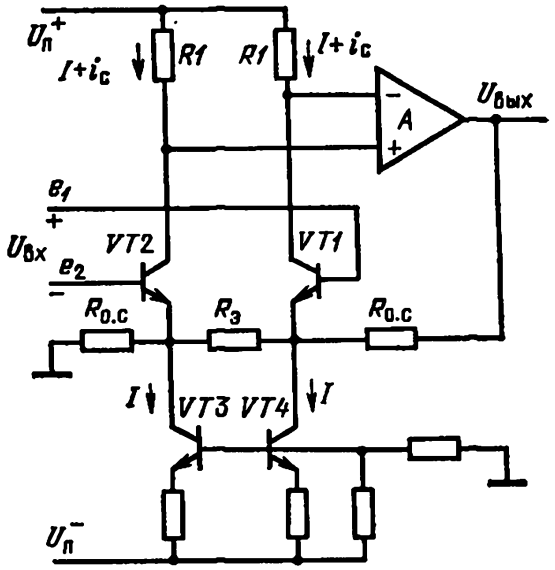


Рис. 2.15. Дифференциальный усилитель с обратной связью по току

ликвидации таких ошибок ОС по напряжению заменяют ОС по току (рис. 2.15), при этом значительно увеличивается входное сопротивление усилителя. Резистор $R_{о.с}$ в цепи ОС не шунтирует входного сопротивления ОУ, поскольку он включается в эмиттерную цепь входного транзистора. Если выполняется условие $R_э \gg r_э$, где $r_э$ — динамическое сопротивление эмиттера транзисторов, то входное сопротивление для дифференциального сигнала $R_{вх}=h_{21э}R_э/R_{о.с}$, где $h_{21э}$ — коэффициент усиления входного транзистора. Приведенная схема имеет несколько завышенное значение входного сопротивления для синфазных сигналов, поскольку эти сигналы выделяются на резисторах ОС и внутреннем сопротивлении источника тока, а не на эмиттерных резисторах. В результате входное сопротивление для синфазных сигналов определяется сопротивлением двух резисторов обратной связи $R_{о.с}$: $R_{вх.син}=h_{21э}R_{о.с}/2$.

Коэффициент усиления схемы также определяется цепью ОС, поскольку ток в этой цепи пропорционален напряжению входного сигнала $U_{вх}$. Действительно, при подаче входного сигнала разность напряжений между эмиттерами транзисторов практически становится равной входному напряжению (транзисторы работают в режиме эмиттерных повторителей). Это приводит к перераспределению эмиттерных токов транзисторов и, следовательно, к разбалансу напряжений на переходах эмиттер — база транзисторов, из-за чего появляется ошибка при передаче входного сигнала к эмиттерным резисторам. Однако вследствие разбаланса токов между входами ОУ возникает отличная от нуля разность напряжений, которая вырабатывает корректирующий сигнал в цепи ОС. Этот сигнал

в виде тока прикладывается к эмиттеру одного из транзисторов и уравнивает эмиттерные токи транзисторов, поддерживая тем самым разность напряжений между входами ОУ близкой к нулю. Ток ОС протекает через резистор $R_{о.с}$, и вызывающее этот ток выходное напряжение равно $U_{вых}=(1+2R_{о.с}/R_э)U_{вх}$.

2.2. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Для логарифмирования аналогового сигнала используются ОУ с p—n-переходом в цепи ОС. Способы включения p—n-перехода в цепь ОС ОУ показаны в табл. 2.2. Для всех трех показанных в таблице структур логарифмических усилителей (ЛУ) справедливо следующее выражение для выходного сигнала:

$$U_{вых}=E_0 \log I_T/I_{к.о} \approx E_0 \log U_{вх}/RI_{к.о},$$

где $E_0=[\ln 10]\varphi_T \approx 2{,}3\varphi_T$;

φ_T — температурный потенциал; $I_{к.о}$ — тепловой ток p—n-перехода.

В первых двух структурах ЛУ коллекторное и базовое напряжения транзисторов близки к нулю и почти постоянны при логарифмировании. Однако первая структура ЛУ не может работать с разнополярными сигналами, поскольку база транзистора заземлена, а точность логарифмирования второй структуры ЛУ существенно зависит от коэффициента передачи $h_{21э}$ базового тока транзистора. Так как $h_{21э}$ уменьшается при малых токах (10^{-9} А), диапазон логарифмирования входных токов $I_г$ второй структуры меньше, чем первой, почти на 3 декады (рис. 2.16).

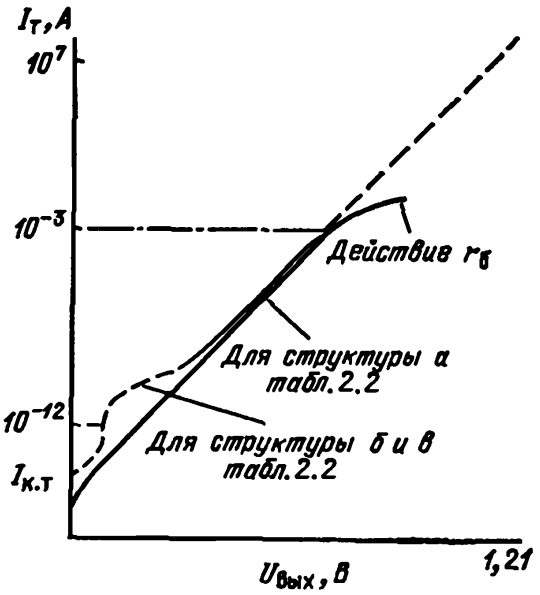


Рис. 2.16. Передаточные характеристики логарифмических усилителей

Если необходимо обеспечить минимальное сопротивление, подключаемое к выходу ОУ со стороны цепи ОС, то целесообразно применить третью структуру ЛУ. Однако в этом случае из-за использования резисторного делителя в цепи коллектора транзистора дополнительным источником ошибки логарифмирования может стать изменение коллекторно-базового напряжения.

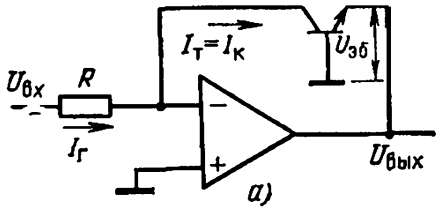
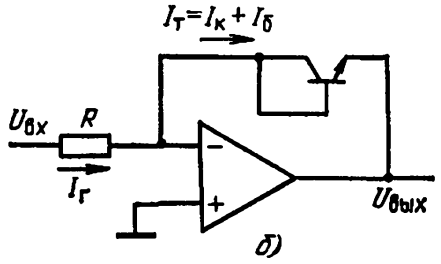
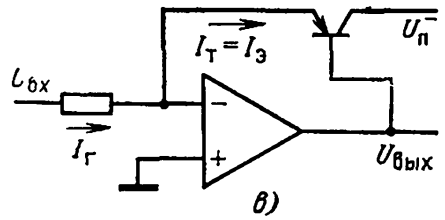
2.2.1. СТАТИЧЕСКИЕ ОШИБКИ ЛОГАРИФМИРОВАНИЯ

Ошибки ЛУ обусловлены неидеальными p—n-переходами транзистора в цепи ОС и ОУ.

Ошибки, вызванные p—n-переходом. В прецизионных ЛУ обычно применяется структура *а* табл. 2.2 с наибольшим диапазоном

Таблица 2.2

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ЛУ

Структура	Выходное напряжение	Ток в цепи ОС	Диапазон рабочих токов
 *а)*	$U_{вых}=E_0\left(\log\frac{I_T}{I_{к.о}}-\log h_{21б}\right)$	$I_T=h_{21б}I_{к.о}\left(\exp\frac{U_{эб}}{\varphi_T}-1\right)$	10^{-12} А$<I_г<10^{-3}$ А (9 декад)
 *б)*	$U_{вых}=E_0\left[\log\frac{I_T}{I_{к.о}}-\log h_{21б}\left(1+\frac{1}{h_{21э}}\right)\right]$	$I_T=h_{21б}I_{к.о}\left(1+\frac{1}{h_{21э}}\right)\times\left(\exp\frac{U_{эб}}{\varphi_T}-1\right)$	10^{-9} А$<I_г<10^{-3}$ А (7 декад)
 *в)*	$U_{вых}=E_0\left[\log\frac{I_T}{I_{к.о}}-\log h_{21\,б}\left(1+\frac{1}{h_{21\,э}}\right)\right]$	$I_T=h_{21б}I_{к.о}\left(\exp\frac{U_{эб}}{\varphi_T}-1\right)$	10^{-9} А$<I_г<10^{-3}$ А (6 декад)

рабочих токов, для которой точное выражение (без учета ОУ) выходного напряжения записывается в следующем виде:

$$U_{вых}=U_{э.б}=E_0\,(\log I_к/I_{к.о}-\log h_{21\,б})-U_{к.э}/\mu+I_к\,r_б,$$

где $1/\mu=(dU_{э.б}/dU_{к.б})\approx 10^{-3}/3$ — коэффициент, учитывающий действие изменения коллекторного напряжения на величину $U_{э.б}$; $r_б$ — сопротивление области базы транзистора.

Действием изменения напряжения $U_{к.э}$ можно пренебречь, так как $U_{к.э}\approx U_{э.б}$. Тогда при больших ($I_г>10^{-3}$ А) и малых ($I_г<10^{-12}$ А) уровнях входного тока $I_г$ диапазон логарифмирования ограничен соответственно напряжением $I_к r_б$ и тепловым током $I_{к.о}$ (рис. 2.17).

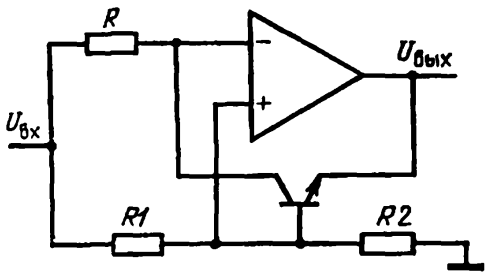


Рис. 2.17. Схема компенсации влияния $r_б$ транзистора

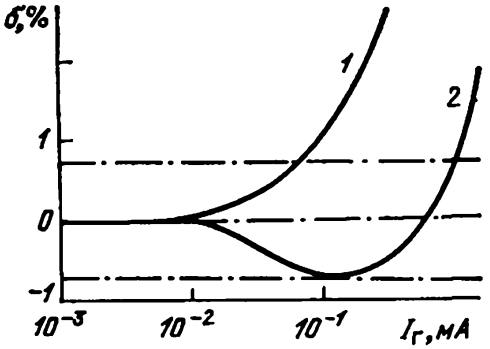


Рис. 2.18. Зависимости точности логарифмирования от тока $I_г$ без компенсации влияния $r_б$ (*1*) или с компенсацией (*2*)

Ошибку, обусловленную сопротивлением $r_б$, можно уменьшить, включив в цепь ОС резисторный делитель (рис. 2.17)[1]. Сопротивление *R2* выбирается небольшим, чтобы его нагружающее действие было незначительным. Для этой схемы ЛУ выходное напряжение

$$U_{вых}=E_0\,[\log(I_к/I_{к.о})-\log h_{21\,б}]-[R_2/(R_1+R_2)-r_б/R]\,U_{вх}.$$

При $R_2/(R_1+R_2)=r_б/R$ второе слагаемое равно нулю. Однако выполнив это равенство, трудно достичь полной компенсации действия сопротивления $r_б$ из-за его существенной нелинейности. На рис. 2.18 для сравнения показаны зависимости ошибки логарифмирования от входного тока для первой структуры *а* табл. 2.2 (непрерывная линия) и схемы на рис. 2.17 (штрихпунктирная линия).

Ошибки, обусловленные ОУ. Эти ошибки возникают в первую очередь из-за действия напряжения смещения нуля $U_{см}$, входных токов $I_{вх}$ и их температурный дрейфов. Относительная ошибка логарифмирования $\delta=[U_{см}+\Delta U_{см}+(I_{вх}+\Delta I_{вх})\,R_г]/U_{вх}$, где $\Delta U_{см}$ и $\Delta I_{вх}$ — изменения $U_{см}$ и $I_{вх}$ в рабочем диапазоне температуры;

[1] При токе 1 мА сопротивление $r_б=0{,}25$—10 Ом в зависимости от типа транзистора. Кремниевые транзисторы с малым сопротивлением $r_б$ имеют обычно больший тепловой ток $I_{к.о}$.

$R_г$ — сопротивление источника сигнала. В отличие от ошибки, вызываемой действием $r_б$, влияние ошибок ОУ увеличивается при уменьшении амплитуды входного сигнала. Действие ОУ минимально при сбалансированных сопротивлениях на его входах, отрегулированном $U_{см}$ и скомпенсированных входных токах (см. гл. 1).

Температурный дрейф выходного напряжения ЛУ определяется температурными зависимостями E_0 и $I_{к.о}$ и дрейфом параметров ОУ. Следует учитывать, что тепловой ток $I_{к.о}$ удваивается на каждые 7,5° С увеличения температуры, а температурный дрейф E_0=2—3 мВ/° С.

2.2.2. САМОВОЗБУЖДЕНИЕ ЛУ И ЕГО УСТРАНЕНИЕ

В отличие от узлов с пассивной ОС в логарифмических усилителях цепь ОС одновременно активная и нелинейная, а ее коэффициент передачи зависит от входного сигнала.

При малых изменениях эмиттерного тока транзистора проводимость цепи ОС равна $dI_э/dU_э \approx I_э/\varphi_T = 1/r_э$ и, следовательно, меняется от 1/25 МОм до 1/25 Ом при 1 мА$>I_э>$1 нА. Поэтому обычные методы устранения самовозбуждения (например, включение конденсатора $C_к$ в цепь ОС параллельно нелинейному элементу) неприменимы по следующим причинам. При большом токе, например $I_э$=1 мА, полюс, обусловленный $r_э$, появится на частоте, большей $f_т$=1 МГц, если $C_к \approx 0{,}01$ мкФ. При уменьшении входного сигнала, например $I_э \approx 1$ нА, тот же конденсатор приводит к появлению полюса на частоте 1 Гц. Кроме того, при $I_э$=1 мА усилитель должен работать на нагрузку 25 Ом и при этом обеспечивать размах выходного напряжения $U_{вых} \approx 0{,}7$ В, в то время как большинство усилителей не допускает применения нагрузки сопротивлением меньше 2 кОм.

Наиболее простым решением данной задачи является включение резистора $R_э$ между эмиттером транзистора и выходом ОУ (рис. 2.19,*а*). Резистор $R_э$ уменьшает также нагружающее действие выхода ОУ и коэффициент передачи с выхода последнего на эмиттер транзистора. Поскольку максимальное изменение выходного напряжения в большинстве ОУ равно 10 В, а ток через $R_э$ равен сумме токов $I_э$ и нагрузки $I_н$, то $R_э$ выбирается из условия $R_э$= =9,3 В/($I_э+I_н$).

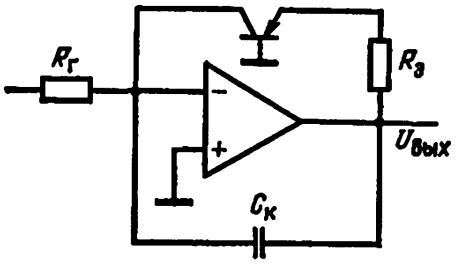


Рис. 2.19. Схема коррекции АЧХ логарифмических усилителей

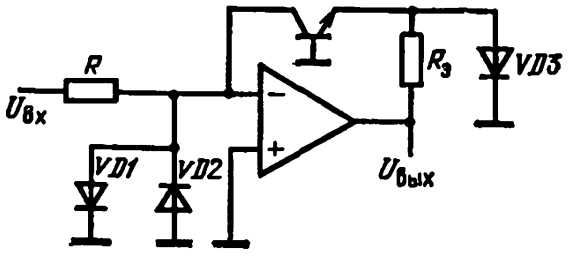


Рис. 2.20. Включение диодов для защиты транзистора в логарифмическом усилителе

Коэффициент передачи ЛУ (рис. 2.19) $K_U(p)=(R_э+r_э)\times$ $\times[1+pR_г(C_н+C_к)]/R_г[1+pC_к(R_э+r_э)]$, где $C_и$ — паразитная емкость на инвертирующем входе. На частоте $\omega>1/C_к(R_э+r_э)=$ $=\omega_1$ получим $K_U=1+C_и/C_к$. Амплитудно-частотные характеристики ОУ и ЛУ пересекаются на частоте $\omega_2=\omega_т/(1+C_и/C_к)$, и логарифмический усилитель не утрачивает устойчивости, если выполняется неравенство $\omega_1<\omega_2$. Например, если $R_э=$ 2,2 кОм, $\omega_т=$ $=10^7$ рад/с, $C_н=10$ пФ и $r_э=$ 26 Ом, то $C_к=88$ пФ (обычно выбирается $C_к=100$ пФ), как следует из выражения $C_к=(1+$ $+\sqrt{1+4\omega_т C_и(R_э+r_э)})/2\omega_т(R_э+r_э)$.

Защита ЛУ от перегрузок. Как правило, логарифмические усилители оперируют сигналами одной полярности и используют высококачественные транзисторы, напряжение пробоя перехода в которых невелико. Поэтому необходимо применять показанные на рис. 2.20 цепи защиты транзистора. Диоды *VD1, VD2* исключают изменение напряжения на коллекторе транзистора за пределами диапазона ±0,7 В. Диод *VD3* предотвращает увеличение напряжения на эмиттере транзистора, большее 0,7 В. Таким образом, на переходах транзистора падение напряжения не может стать больше 0,7 В.

2.2.3. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ЛУ

В простейшей схеме ЛУ (рис. 2.21) для получения высокой точности логарифмирования в диапазоне изменения входного тока на 6 декад применен регулируемый источник опорного напряжения. Логарифмирование входного сигнала осуществляется

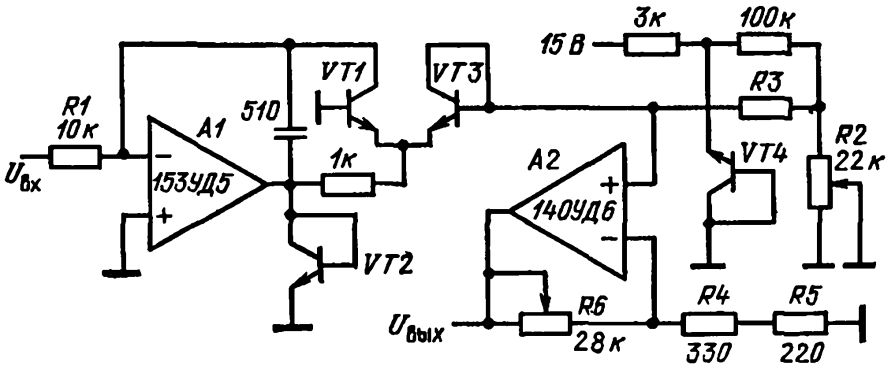


Рис. 2.21. Одновходовый термокомпенсированный логарифмический усилитель

усилителем *A1*. Усилитель *A2* используется для компенсации ошибок смещения, обусловленных *A1*, и усиления выходного напряжения этого усилителя до требуемого значения. Благодаря действию отрицательной ОС в прецизионном ОУ 153УД5 коллекторный ток транзистора *VT1* устанавливается равным $U_{вх}/R_1$. Значение коллекторного тока транзистора *VT3* подбирается таким, чтобы при $U_{вх}=0$ выходное напряжение *A2* также было примерно равно ну-

лю. Если параметры транзисторов *VT1* и *VT3* идентичны, то справедливо выражение

$$\Delta U_{э.б} = U_{э.б1} - U_{э.б} = \varphi_T \ln (I_1/I) = \varphi_T \ln (R_2 U_{вх}/R_1 U_{оп}).$$

Поскольку база транзистора *VT1* заземлена, напряжение появляется на неинвертирующем входе ОУ 140УД6 и $U_{вых} = A \log \times (U_{вх}/Б)$, где $A = E_0(R_4 + R_5 + R_6)/(R_4 + R_5)$ и $Б = R_1 U_{оп}/R_3$.

Включением терморезистора *R5* с дрейфом —0,33%/°С уменьшается собственный дрейф схемы, равный примерно +0,33%/°С. Действие входных токов ОУ 14ОУД6 можно уменьшить, установив сопротивление диода *VT3* близким к сопротивлению цепи *R4 R5*. Масштабные коэффициенты *А* и *Б* подстраиваются резисторами *R6* и *R2*. При использовании в схеме резисторов с разбросом сопротивлений меньше 1% диапазон логарифмирования равен 1 мкА — 10 мА. Температурный дрейф существенно сказывается при $I_{вх} < 1$мкА.

Дифференциальный термокомпенсированный ЛУ показан на рис. 2.22. В верхней части схемы для устранения возможного самовозбуждения ЛУ включены резистор *R1* и конденсатор *C1*. Действие сопротивления базы $r_б$ компенсируется делителем *R2—R4*. Резисторы *R5—R7* обеспечивают компенсацию тока смещения, протекающего в цепи инвертирующего входа ОУ. Диоды *VD1*, *VD2* и резистор *R8* образуют цепь ограничения отрицательного нап-

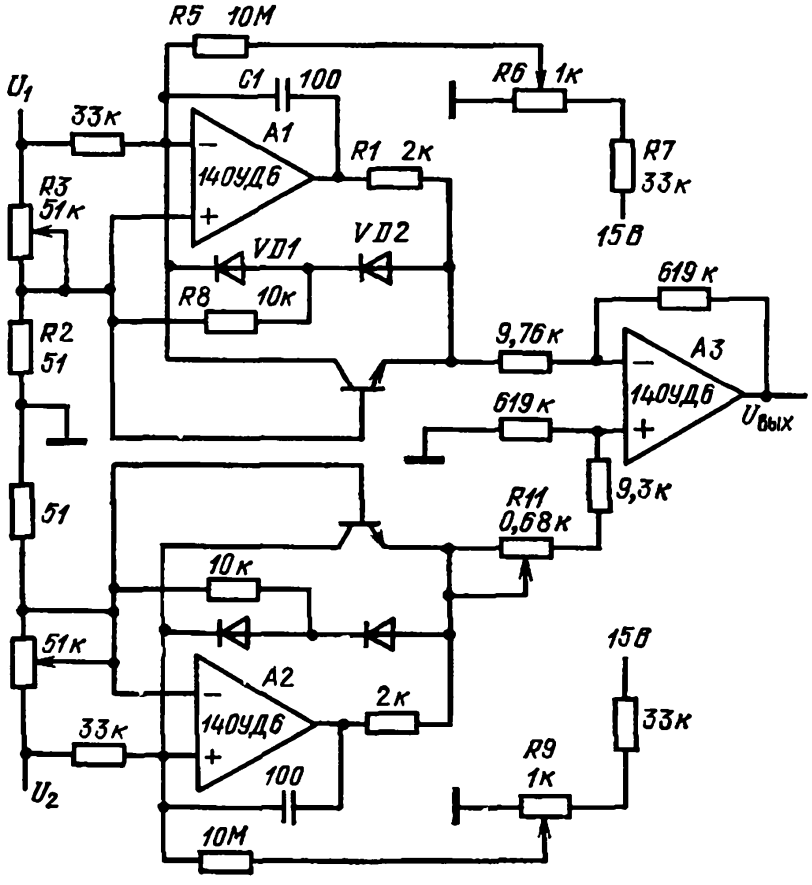


Рис. 2.22. Дифференциальный логарифмический усилитель

ряжения, запирающего p—n-переход. Аналогичные перечисленным элементы включены в нижний логарифмический усилитель. Выходные сигналы усилителей *A1* и *A2* подаются на дифференциальный усилитель *A3*, коэффициент передачи которого выбран так, чтобы $U_{вых}=5\log(U_1/U_2)$. Регулировкой сопротивлений *R6* и *R9* устанавливается минимальный уровень диапазона логарифмирования $U_{вх}$, а подстройкой *R3* и *R10* — максимальный уровень. Изменением сопротивления *R11* достигается минимальная ошибка из-за усиления синфазной составляющей входного сигнала усилителем *A3*.

Динамические характеристики описанных ЛУ зависят от входного сигнала. При входных токах больше 1 мкА частотная характеристика определяется в основном постоянной времени RC-цепи, включенной в цепь ОС входных усилителей. Если $I_{вх}<1$ мкА, то определяющей является постоянная времени $r_э C_к$ и, следовательно, скоростные характеристики ухудшаются пропорционально уменьшению тока $I_{вх}$ [44].

2.3. СУММАТОР И ВЫЧИТАТЕЛЬ

В обычном инвертирующем сумматоре (рис. 2.23,*а*) сумма токов I_0, протекающих через входные резисторы R_{oi}, равна току, протекающему через резистор $R_{о.с}$ в цепи обратной связи, т. е. $\sum_{i=1}^{n} I_{oi}=-I_{о.с}$, где знак I_{oi} определяется полярностью входного аналогового сигнала $U_{вх\,i}$. Поскольку $I_{oi}=U_{вх\,i}/R_{oi}$ и $I_{о.с}=U_{вых}/R_{о.с}$, выражение для выходного напряжения записывается в виде $U_{вых}=\sum_{i=1}^{n} K_{o\,i}U_{вх\,i}$, где $K_{o\,i}=-R_{о.с}/R_{o\,i}$ — коэффициент передачи i-го входного сигнала. Чтобы исключить влияние входного тока ОУ на точность суммирования, необходимо неинвертирующий

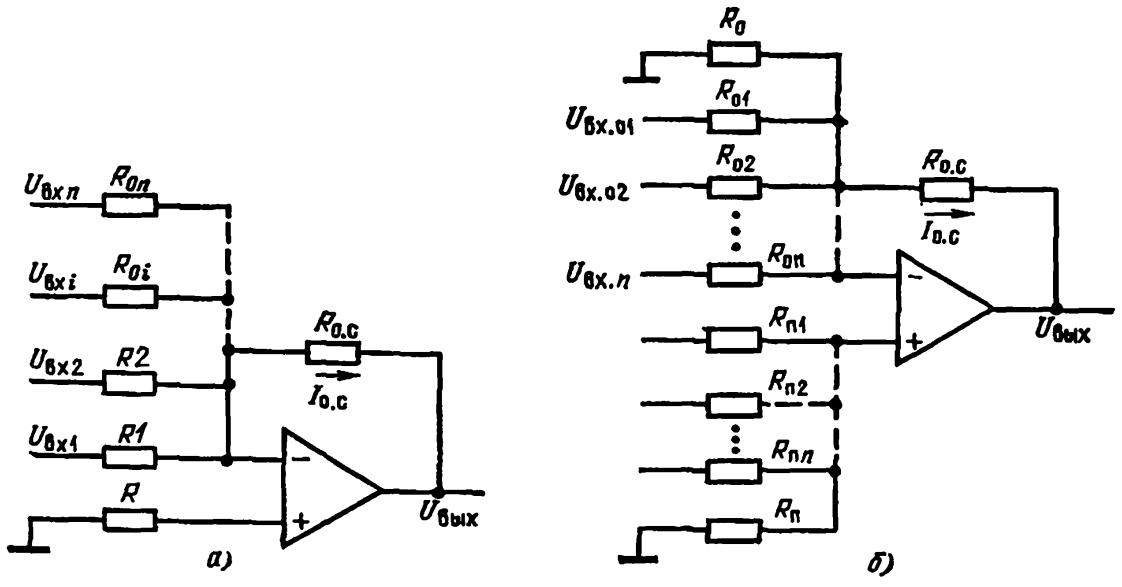


Рис. 2.23. Инвертирующий (*а*) и параллельный (*б*) сумматоры

вход ОУ заземлить через резистор R, сопротивление которого вычисляется из уравнения $1/R=1/R_{\text{о.с}}+\sum_{i=1}^{n} 1/R_{\text{о}\,i}$.

Операционный усилитель позволяет суммировать или вычитать сигналы одновременно по обоим входам (параллельное суммирование). Расчеты при суммировании с использованием неинвертирующего входа достаточно трудоемки. Поэтому для выполнения параллельного суммирования часто применяют последовательное соединение двух обычных сумматоров (последовательное суммирование), что увеличивает ошибку, обусловленную входными токами ОУ. Ниже приведен расчет сопротивлений суммирующих цепей с равными полными сопротивлениями по обоим входам усилителя, значительно упрощающий проектирование параллельного сумматора.

При использовании обоих входов ОУ (рис. 2.23,*б*) можно сложить входные сигналы с различными по знаку коэффициентами передачи, т. е. выполнить операции суммирования или вычитания произвольного числа сигналов на одном ОУ. В этом случае выходное напряжение [45] $U_{\text{вых}}=\sum_{i=1}^{n} K_{\text{о}\,i}U_{\text{вх}\,i}+\sum_{j=1}^{m} K_{\text{п}\,j}U_{\text{вх}\,j}$, где $K_{\text{о}\,i}<0$; $K_{\text{п}\,j}>0$; $K_{\text{п}\,j}$ — коэффициент передачи j-го входного сигнала $U_{\text{вх}\,j}$ по неинвертирующему входу. Выравнивание полных сопротивлений по входам достигается подключением поправочных резисторов $R_{\text{о}}$ или $R_{\text{п}}$. Используя принцип суперпозиции, нетрудно получить выражение для напряжения на неинвертирующем входе при $R_{\text{о}}=\infty$:

$$U_{\text{п}}=\sum_{j=1}^{m}\left[\left(\frac{U_{\text{вх}j}}{R_{\text{п}j}}\right)\Big/\sum_{j=1}^{m}\left(\frac{1}{R_{\text{п}j}}+\frac{1}{R_{\text{п}}}\right)\right].$$

Поскольку такое же напряжение должно быть и на инвертирующем входе, ток в резисторе $R_{\text{о.с}}$

$$I=\sum_{i=1}^{n}(U_{\text{вх}\,i}-U_{\text{п}})/R_{\text{о}i}=\sum_{i=1}^{n}U_{\text{вх}\,i}/R_{\text{о}i}-U_{\text{п}}\sum_{i=1}^{n}(1/R_{\text{о}i}).$$

Тогда

$$U_{\text{вых}}=U_{\text{п}}-IR_{\text{о.с}}=\left[\left(\frac{1}{R_{\text{о.с}}}+\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{R_{\text{о}i}}\right)\Big/\left(\frac{1}{R_{\text{п}}}+\sum_{j=1}^{m}\frac{1}{R_{\text{п}j}}\right)\right]\sum_{j=1}^{m}\frac{R_{\text{о.с}}}{R_{\text{п}j}}U_{\text{вх}\,j}-$$

$$-\sum_{i=1}^{n}\frac{R_{\text{о.с}}}{R_{\text{о}i}}U_{\text{вх}i}.$$

Чтобы обеспечивалось равенство сопротивления R_{Σ} на входах ОУ, необходимо выполнить условие $(1/R_{\text{о.с}})+\sum_{i=1}^{n}(1/R_{\text{о}\,i})=(1/R_{\text{п}})+\sum_{j=1}^{m}(1/R_{\text{п}\,j})$. Отсюда $1/R_{\text{п}}=(1/R_{\text{о.с}})/(1-\sum_{i=1}^{n}K_{\text{о}\,i}-\sum_{j=1}^{m}K_{\text{п}\,j})$.

Если $R_{\text{п}}=\infty$, то из аналогичных вычислений получим $1/R_{\text{о}}=$ $=-(1-\sum_{i=1}^{n} K_{\text{о}\,i}-\sum_{j=1}^{m} K_{\text{п}\,j})/R_{\text{о.с}}=-1/R_{\text{п}}$.

Только положительные значения сопротивлений, найденные по двум последним формулам, имеют смысл. Поэтому если $1-\sum_{i=1}^{n} K_{\text{о}\,i}>$ $>\sum_{i=1}^{m} K_{\text{п}\,j}$, то сумматор должен содержать только резистор $R_{\text{п}}$; если $1-\sum_{i=1}^{n} K_{\text{о}\,i}<\sum_{j=1}^{m} K_{\text{п}\,j}$, то только резистор $R_{\text{о}}$, а если $1-\sum_{i=1}^{n} K_{\text{о}\,i}=$ $=\sum_{j=1}^{m} K_{\text{п}\,j}$, то резисторы $R_{\text{о}}$ и $R_{\text{п}}$ не требуются.

При проектировании параллельных сумматоров на ОУ обычно заданы либо только весовые коэффициент входных сигналов, либо дополнительно величины R_{Σ}.

В первом случае алгоритм проектирования следующий: выбирается удобное $R_{\text{о.с}}$; вычисляются сопротивления резисторов $R_{\text{о}\,i}$, $R_{\text{п}\,j}$, $R_{\text{п}}$; если $R_{\text{п}}<0$, то инвертирующий вход заземляется через резистор $R_{\text{п}}$, а если $R_{\text{п}}>0$, то неинвертирующий вход заземляется через резистор с сопротивлением $R_{\text{п}}$.

Пример. Требуется выполнить операцию $U_{\text{вых}}=4U_1+2U_2-2U_3-U_4$, т. е. $K_{\text{о}1}=4$, $K_{\text{о}2}=2$, $K_{\text{о}3}=-2$, $K_{\text{о}4}=-1$.

Выбирая $R_{\text{о.с}}=10$ кОм, получаем $R_{\text{п}1}=2{,}5$ кОм; $R_{\text{п}2}=5$ кОм; $R_{\text{о}1}=5$ кОм; $R_{\text{о}2}=10$ кОм; $R_{\text{п}}=-5$ кОм. Следовательно, инвертирующий вход ОУ должен быть заземлен через резистор с сопротивлением 5 кОм.

Во втором случае проделываются аналогичные вычисления, только сопротивление $R_{\text{о.с}}$ не выбирается, а вычисляется и равно произведению R_j на больший (по абсолютной величине) из коэффициентов $1+\sum_{i=1}^{n} K_{\text{о}i}$ или $\sum_{j=1}^{m} K_{\text{п}j}$. Хотя в полученных выше формулах все резисторы предполагались активными, полученные выражения справедливы и для реактивных $R_{\text{о}i}$ и $R_{\text{п}j}$.

2.4. АНАЛОГОВЫЕ ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ И ДЕЛИТЕЛИ

В аналоговом перемножителе напряжений выходное напряжение пропорционально произведению входных. Если произведение получается с правильным алгебраическим знаком, перемножитель называют четырехквадрантным. На базе перемножителя можно построить схемы возведения в квадрат, извлечения квадратного корня, можно решать многие задачи автоматического управления и контрольно-измерительной техники. Использование перемножителей упрощает решение сложных нелинейных уравнений, нахождение действующих значений сигналов, вычисление тригонометрических функций и т. д. Современные интегральные перемножители и операционные усилители дополняют друг друга по функциональным возможностям, а их комбинации позволяют реализовать практически любые операции над аналоговым сигналом [46].

Среди разнообразных аналоговых перемножителей на ИС наи-

большее распространение получили четыре: с управляемым сопротивлением, с переменной крутизной, логарифмические и с нормировкой токов. Последний тип перемножителей, объединяющий и элементы остальных, оказался наиболее удобным для изготовления в виде полупроводниковой микросхемы.

Перемножители на основе управляемого сопротивления наиболее просты. Если сопротивление пропорционально управляющему напряжению, то ток через это сопротивление пропорционален произведению или частному входного и управляющего сигналов. В качестве управляемых напряжением сопротивлений можно использовать полевые транзисторы. На начальном участке вольт-амперной характеристики полевой транзистор является резистором с сопротивлением, управляемым по цепи затвора. Действие температурного дрейфа нелинейности зависимости этого сопротивления от управляющего напряжения на точность умножения значительно уменьшается включением полевого транзистора в цепь ОС усилителя. Этот тип перемножителя (делителя) целесообразно использовать в тех случаях, когда для двух квадрантов необходимо получить максимальное быстродействие и не требуется высокая точность вычисления.

Умножитель на логарифмических усилителях наиболее очевиден для построения и прост при расчете. Алгоритм их синтеза сводится к выполнению последовательности операций: $\ln x$, $\ln y$, $\ln x + \ln y = \ln xy$, $\text{antiln}[\ln xy] = xy$. Известно большое число различных схем одноквадрантных умножителей (делителей), состоящих из трех логарифмических усилителей и одного антилогарифмического [46]. Недостаток (общий для большинства схем на логарифмических усилителях) заключается в зависимости полосы рабочих частот от входных сигналов. Например, ширина полосы пропускания при входном напряжении 10 В составляет 100 кГц, а при 1 В сужается до 10 кГц. Объясняется это тем, что при больших входных напряжениях в цепях логарифмического перемножителя протекают большие входные токи и, следовательно, быстрее перезаряжаются паразитные емкости в схеме.

Умножение на основе переменной крутизны в простейшем двухквадрантном перемножителе (см. рис. 1.6) достигается изменением эмиттерного тока $I_э$ (а следовательно, и крутизны $S = I_э/\varphi_т$) транзисторов *VT1* и *VT2*. Изменение коллекторного тока $I_т$ любого из указанных транзисторов в зависимости от U_x описывается выражением $I_т = I_э U_x / 2\varphi_т$. Операционный усилитель преобразует дифференциальный выходной ток транзисторов *VT1*, *VT2* в напряжение $U_{вых} = \Delta I_т R_1$. Учитывая, что изменение тока $I_э$ от напряжения U_y определяется равенством $I_э = U_y / R_2$, получим

$$U_{вых} = I_э U_x R_1 / 2\varphi_т = U_x U_y R_1 / 2 R_2 \varphi_т.$$

Используя рассмотренные выше методы, практически невозможно достичь точности перемножения лучше 0,1%. Если необходима высокая точность и достаточна полоса рабочих частот несколько десятков герц, целесообразно применять импульсные перемножите-

ли. Последние при умножении низкочастотных аналоговых сигналов обеспечивают по крайней мере на порядок более высокую точность, чем перемножители, работающие по принципу нормировки токов. Например, описанный ниже перемножитель 525ПС1 позволяет получить погрешность умножения около 1%. В то же время импульсный перемножитель позволяет умножить два сигнала с погрешностью не более 0,05%, т. е. в 20 раз точнее [47].

Рассмотренные типы перемножителей применяются главным образом для построения специализированных схем. Для решения задач, требующих средних точности и быстродействия, были изготовлены полупроводниковые перемножители, большинство из которых использует метод нормировки токов. Перемножители с нормировкой токов обладают наилучшей совокупностью таких параметров, как линейность, широкополосность, температурная стабильность. Их отличает незначительная прямая передача входного сигнала на выход. Как правило, они обладают дифференциальным входом, а следовательно, дополнительной схемотехнической универсальностью [46].

В упрощенной схеме первого отечественного полупроводникового перемножителя 525ПС1 (рис. 2.24) умножение осуществляет

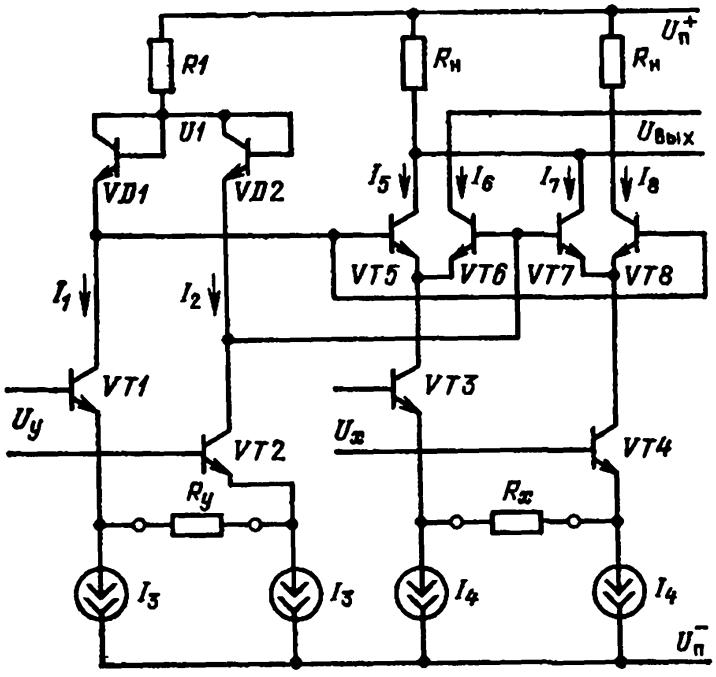


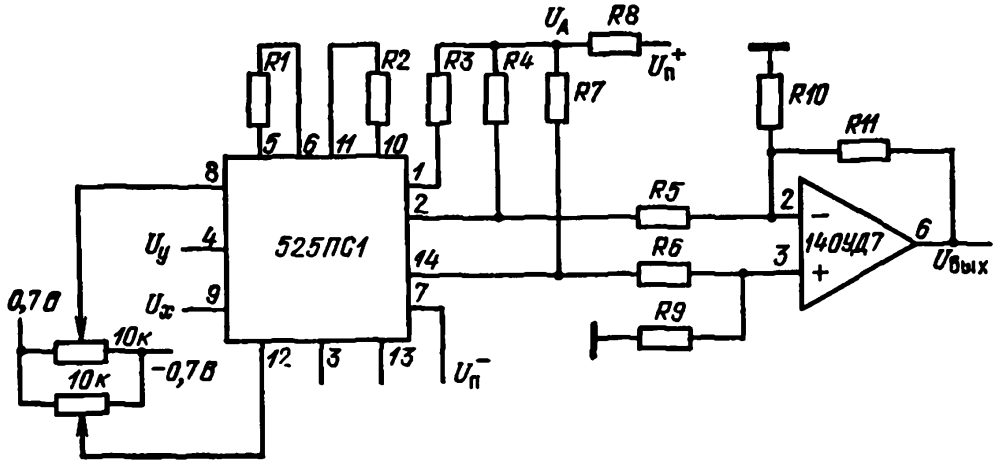
Рис. 2.24. Упрощенная схема полупроводникового перемножителя 525ПС1

счетверенный дифференциальный каскад на транзисторах *VT5—VT8*. Перекрестные связи коллекторов этих транзисторов обеспечивают инверсию сигналов, необходимую для четырехквадрантного умножения. Входные каскады на транзисторах *VT1—VT4* преобразуют напряжения U_x и U_y в токи, а диоды *VD1, VD2* логарифмируют токовый сигнал по входу *Y*. Антилогарифмирование сигнала *Y* и умножение его с сигналом *X* осуществляются счетверенным

каскадом. Описанный алгоритм умножения позволяет получить на выходе связь между входными (I_1—I_4 и выходными (I_5—I_8) сигналами в виде отношений токов. Используя очевидные соотношения между этими токами и токами I_3, I_{13}, нетрудно получить $U_{вых}=KU_xU_y$, где $K=2R_н/R_xR_yI_3$ — масштабный коэффициент [46].

Все приведенные в схеме на рис. 2.24 резисторы являются внешними. Поэтому усиление можно устанавливать в соответствии с конкретными требованиями разработчика. Например, если необходимо умножать входные сигналы амплитудой, изменяющейся в диапазоне ±10 В, то при $K=1$ $U_{вых}=\pm 100$ В, т. е. недопустимо велико. Поэтому обычно выбирают $K=0{,}1$, обеспечивая $U_{вых}=\pm 10$ В.

Основная схема включения умножителя 525ПС1 показана на рис. 2.25, а в таблице под рисунком приведены сопротивления внешних резисторов при различных значениях $U^+_п$.



Фис. 2.25. Основное включение перемножителя 525ПС1 для четырехквадрантного умножения

СОПРОТИВЛЕНИЕ РЕЗИСТОРОВ В СХЕМЕ РИС. 2.25 ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЗНАЧЕНИЯХ $U^{\pm}_п$

Напряжение источников питания, В	Диапазон входных сигналов, В	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_8	R_9	R_{10}	R_{11}	U_A, В
$U^+_п=48$, $U^-_п=-15$	$U_x\geqslant-10$, $U_y\leqslant10$	15	15	11	11	100	100	11	3,92	9,09	10	100	32
$U^+_п=30$, $U^-_п=-15$	$U_x\geqslant-10$, $U_y\leqslant10$	15	15	10	8,06	100	100	8,06	0	9,31	10	127	30
$U^+_п=15$, $U^-_п=-15$	$U_x\geqslant-10$, $U_y\leqslant10$	15	15	1,5	1,5	100	100	1,5	0	10	10	759	15
$U^+_п=15$, $U^-_п=-15$	$U_x\geqslant-5$, $U_y\leqslant5$	8,2	8,2	3	3,4	100	100	3,4	0	9,09	10	100	15
$U^+_п=12$, $U^-_п=-12$	$U_x\geqslant-5$, $U_y\leqslant5$	8,2	8,2	2,5	1,5	100	100	1,5	0	9,53	10	223	12
$U^+_п=6$, $U^-_п=-6$	$U_x\geqslant-1$, $U_y\leqslant1$	1,5	1,5	1,3	1	10	10	1	0	113	∞	113	6

Примечание. Сопротивления резисторов *R1—R11* указаны в килоомах.

Точность перемножения можно повысить до 0,5% (типовое значение 2%), уменьшив токи I_3 до 0,8 мА и ограничившись диапазоном входных сигналов ± 5 В. Последнее достигается в основном благодаря уменьшению нелинейных искажений в логарифмирующих и антилогарифмирующих каскадах схемы. Быстродействие 525ПС1 можно повысить, подключая к его выходу широкополосный ОУ, преобразующий дифференциальный сигнал тока в напряжение (рис. 2.26). Сопротивление резистора $R_н$ выбирается так, чтобы при изменениях выходного тока в диапазоне $\pm 0{,}2$ мА относительно своего типового значения 1 мА транзисторы работали в линейной области. Для получения минимальной погрешности перемножения транзисторы в парах должны быть идентичными. Выбор усилителя определяется требованиями к полосе пропускания всей схемы. Например, если необходима малосигнальная полоса пропуска 5 МГц, а частота, до которой сохраняется максимальный размах выходного напряжения схемы, 1,4 МГц, то ОУ должен иметь полосу пропускания на уровне единичного усиления не менее 10 МГц, а скорость нарастания выходного напряжения — около 100 В/мкс. Сопротивление $R_{о.с}$ выбирается исходя из требуемого размаха выходного напряжения ($R_{о.с}=25$ кОм для $U_{вых}=\pm$ ± 10 В).

Деление двух аналоговых сигналов можно осуществить, включив перемножитель в цепь ОС усилителя [2]. Однако в этом случае, во-первых, деление возможно только в двух квадрантах, поскольку U_x и U_y должны иметь противоположную полярность для сохранения отрицательной ОС, а во-вторых, при малых входных напряжениях погрешность возрастает.

Деление сигналов можно выполнить и с помощью перемножителя 525ПС1, управляя величиной тока I_3. В этом случае $U_{вых}=$

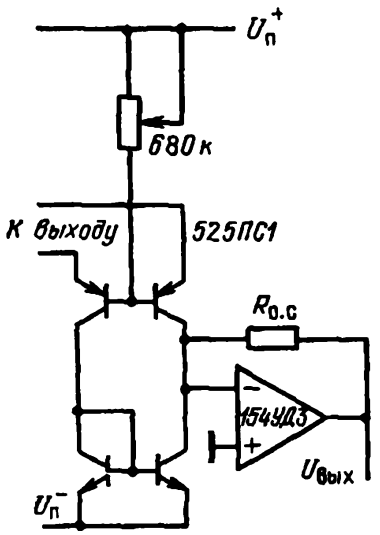


Рис. 2.26. Схема увеличения быстродействия перемножителя 525ПС1

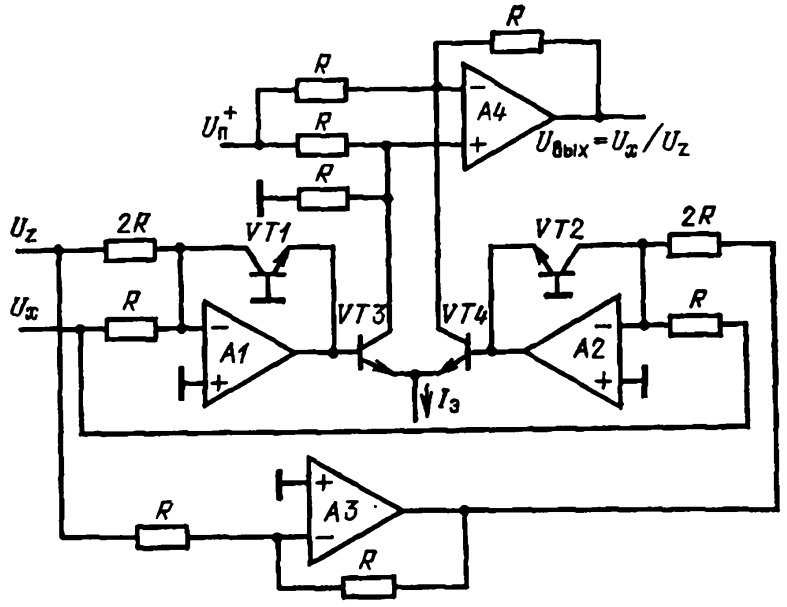


Рис. 2.27. Делитель на ОУ (*A1—A4*—1401УД2) и дифференциальном каскаде

$=KU_xU_y/U_z$, где U_z является функцией от тока $I_3=(U_z-U^-_п-U_{э.б})/(R_3+0{,}5$ кОм$)\approx U_z/14{,}3$ кОм$+1$ мА. При $U_x=U_y=5$ В нормированное относительно тока 1 мА выходное напряжение $U_{вых}=2{,}31/I_3$, где ток I_3 — в миллиамперах. Начальный сдвиг выходного напряжения устраняется вншней регулировкой.

Аналоговые делители на перемножителях имеют обычно точность не лучше 5%, которая сохраняется в сравнительно узком диапазоне изменения амплитуды входных сигналов. Поэтому разработаны специализированные аналоговые делители, лучшие из которых построены по методу переменной крутизны и на логарифмических усилителях [48].

В делителе, построенном по методу переменной крутизны (рис. 2.27), напряжение подается на два идентичных усилителя *A1* и *A2*. Сигнал U_z и сигнал $-U_z$, проинвертированный *A3*, прикладываются в суммирующие точки тех же усилителей. Напряжения U_x и U_z преобразуются в токи, которые суммируются и вычитаются усилителями *A1* и *A2*. Напряжения U_x и U_z пропорциональны логарифмам суммы и разности этих токов. Транзисторы *VT3* и *VT4* дифференциального антилогарифмического усилителя преобразуют разность коллекторных токов в напряжение $U_{вых}=\Delta I_к 2R_{о.с}$, где $\Delta I_к=I_э I_z/2I_x$; $I_z=U_z/2R$; $I_x=U_x/R$. Поэтому $U_{вых}=2I_э R_{о.с}U_z/U_x$.

Точность деления такой схемы существенно зависит от параметров ОУ. Поскольку входные токи большинства ОУ — порядка 100 нА, они существенно ограничивают динамический диапазон входных сигналов, который мог бы определяться диапазоном «идеальности» вольт-амперной характеристики p—n-перехода, равным 10 нА — 100 мкА. Несколько лучшие результаты можно получить, используя ОУ с полевыми транзисторами на входе, сохраняя постоянной температуру и вводя регулировку смещения нуля усилителя. Симметричная структура схемы обеспечивает ее работу в двух квадрантах. При идеально сбалансированных токах в симметричных цепях нелинейные искажения отсутствуют. Балансировку можно провести, подбирая сопротивления входных резисторов. Если диапазон изменения значений делителя ограничен напряжениями 10 мВ — 1 В, то, используя 1%-ные резисторы, можно получить точность около 1%. При токе $I_э=0{,}2$ мА и использовании ОУ 1401УД2 или аналогичных по параметрам полоса пропускания — около 0,5 МГц. Полоса пропускания расширяется более чем на порядок в случае применения ОУ 154УД3 и большем токе $I_{оп}$.

2.5. ВЫДЕЛЕНИЕ СРЕДНЕГО КВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ

Простую схему выделения среднего квадратического значения сигнала можно построить на базе счетверенного ОУ 1401УД2 (рис. 2.28). Схема состоит из четырех функциональных блоков: выделителя абсолютной величины сигнала на базе *A1*, логарифмического усилителя на *A2*, антилогарифмического усилителя и интегратора-сумматора на *A4*. Необходимо выделение абсолютной ве-

личины сигнала, так как логарифмический усилитель обрабатывает только положительные сигналы. Схема на *A1* преобразует входное напряжение в ток $I_{к1}=|U_{вх}|/R$, протекающий в коллекторной цепи транзистора *VT1*. На коллекторе этого транзистора напряжение поддерживается близким к нулю с помощью *A2*.

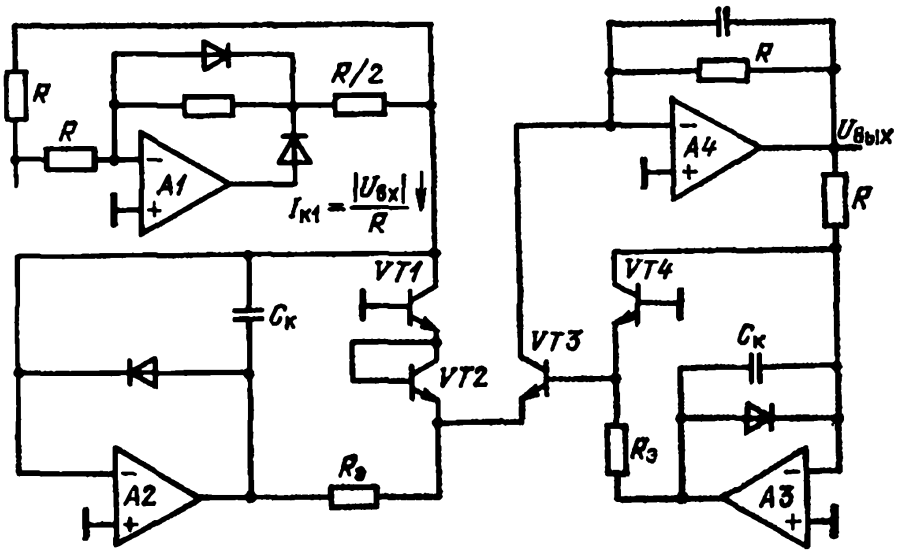


Рис. 2.28. Схема выделения среднего квадратического значения с помощью счетверенного ОУ

В цепь обратной связи *A2* включены два транзистора, чтобы получить удвоенный логарифм от тока $I_к$, т. е. возведение в квадрат входного напряжения. Затем выходное напряжение *A2* поступает на антилогарифмирующий усилитель, а точнее на эмиттер транзистора *VT3*, включенного в цепь обратной связи *A3*. Если в качестве *VT1*, *VT4* и *VT2*, *VT3* использованы идентичные по параметрам транзисторы, то справедливо равенство $U_{э.б1}+U_{э.б2}=U_{э.б3}+U_{э.б4}$, где $U_{э.б1}$—$U_{э.б4}$ — соответственно эмиттерно-базовые напряжения *VT1*—*VT4*. Тогда токи, протекающие через транзисторы, будут связаны соотношением $I_{к3}=I_{к1}I_{к2}/I_{к4}$, где $I_{к1}$—$I_{к4}$ — соответственно токи через транзисторы *VT1*—*VT4*. Последнее равенство будет тем точнее, чем больше $h_{21э}$ транзисторов и чем меньше входные токи ОУ коллекторных токов транзисторов. Поскольку через транзисторы *VT1* и *VT2* протекает одинаковый ток, равный $I_{к1}=I_{к2}=|U_{вх}|/R$, то $U_{вых}=I_{к3}R=\sqrt{U_{вх}^2}$. Диоды в цепях обратной связи *A2* и *A3* исключают обратное смещение эмиттерно-базовых переходов транзисторов напряжением, большим 0,7 В. Назначение и выбор сопротивления $R_э$ и емкости $C_к$ описаны в § 2.2.

2.6. ИНТЕГРАТОРЫ

Интегрирование аналоговых сигналов осуществляется ОУ с емкостной ОС (рис. 2.29). Благодаря большому коэффициенту усиления и малому входному току напряжение на инвертирующем входе усилителя близко к нулю, а токи во входной цепи $I_г$ и

цепи ОС I_c приблизительно равны, т. е. $U_{вх}/R_1 = -U_{вых}/(1/pC)$ или $U_{вых}(t) = -(1/RC)\int_0^t U_{вх}dt$. Основные составляющие ошибок интегрирования обусловлены напряжением смещения нуля $U_{см}$ и входными токами ОУ. При $U_{вх}=0$ входные токи усилителя протекают через конденсатор, заряжая его. Это приводит к появлению линейно изменяющейся составляющей выходного напряжения, которая при $t\to\infty$ приводит к нарастанию выходного напряжения ОУ до максимального значения даже при $U_{вх}=0$.

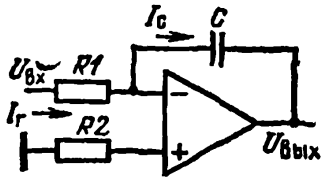


Рис. 2.29. Простейший интегратор

Если заземлить неинвертирующий вход ОУ через резистор *R2*, сопротивление которого совпадает с сопротивлением *R1*, то на погрешность интегрирования будет влиять только разность входных токов усилителя, которая обычно в 3—5 раз меньше $I_{вх}$. Выбирая сопротивления резисторов *R1* и *R2* из условия $R_1=R_2\gg U_{см}/I_р$, можно практически исключить и влияние $U_{см}$.

Для интегратора, построенного на ОУ с однополюсной амплитудно-частотной характеристикой, передаточная функция при $R_1=R_2=R$ имеет вид $U_{вых}/U_{вх} = -K'_U/(p/K'_U f_{ср}+1)(pK'_U RC+1)$.

Переходная характеристика реального интегратора, в отличие от идеального, не является абсолютно линейной, хотя и весьма близка к ней на бóльшей части переходного процесса. Учитывая, что $K'_U \gg 1$ и обычно $K'_U RC \gg 1/f_{ср}$, получаем

$$U_{вых}(t) = U_{вх} K'_U \{[1-\exp(-t/K'_U RC)]/[(1-1/K'_U RC f_{ср})+ +\exp(-tf_{ср})/(K'_U RC f_{ср}-1)]\}.$$

Отклонение реальной переходной характеристики от идеальной сказывается особенно сильно в начальный момент интегрирования (из-за конечного быстродействия ОУ) и в области больших значений времени из-за конечного значения K'_U. Наибольшая точность интегрирования достигается, когда время интегрирования $t_и \ll K'_U RC$, а амплитуда сигнала на выходе интегратора $U_{вых} \ll U_{вх}K'_U$. Более подробно улучшение характеристик инвертирующего интегратора в области высоких частот и влияние выходного сопротивления ОУ рассмотрены в [49].

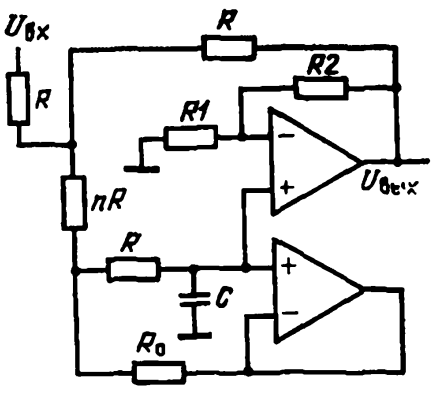
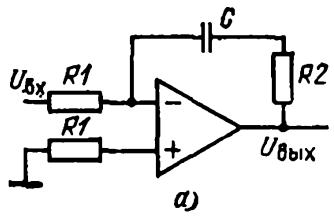
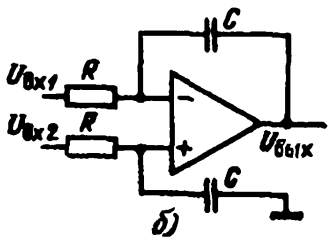
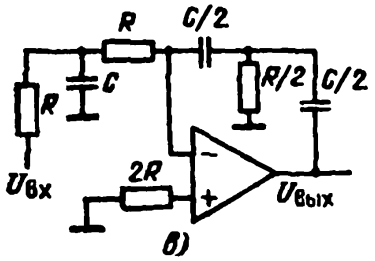


Рис. 2.30. Интегратор с уменьшенной емкостью интегрирующего конденсатора

Функциональные возможности базовой схемы интегратора можно существенно расширить, изменив цепь ОС (табл. 2.3). В схеме *а* табл. 2.5 дополнительно к интегрированию входного сигнала осуществляется суммирование результата интегрирования со входным сигналом, умноженным на отношение R_2/R_1. В схеме *б* показано, как проинте-

Таблица 2.3

СТРУКТУРЫ ИНТЕГРАТОРОВ

Тип	Структура	Выполняемая операция
С суммированием	 а)	$U_{вых} = -\frac{1}{R_1 C}\int U_{вх}\,dt + \frac{R_2}{R_1} U_{вх}$
Дифференциальный	 б)	$U_{вых} = \frac{1}{RC}\int (U_{вх\,2} - U_{вх\,1})\,dt$
Двойной	 в)	$U_{вых} = \frac{4}{(RC)^2}\int\int U_{вх}\,dt$

грировать разность двух напряжений. Если в этой схеме заменить резисторы генераторами токов, то на выходе получится результат интегрирования разности токов. Способ получения двойного интеграла от входного аналогового сигнала демонстрирует схема *в*.

В рассмотренных схемах интеграторов для получения большой постоянной интегрирования (т. е. величины RC) используются конденсаторы большой емкости. Однако они очень громоздки и имеют плохие частотные характеристики. На рис. 2.30 показана схема интегратора, требующего сравнительно малую емкость конденсатора. Передаточная характеристика интегратора определяется выражением $U_{вых}/U_{вх} = \beta/\{(2-\beta)+pRC[2+(2n+1)(R+R_0)/R_0]\} = 1/(\alpha+Tp)$, где $\alpha = (2-\beta)/\beta$; $T = RC[2+(2n+1)(R+R_0)/R_0]/\beta$, $\beta = (1+R_2)/R_1$. При $\beta=2$ это выражение приводится к виду $U_{вых}/U_{вх} = 1/(pT)$. Иными словами, при $\beta=2$ показанная схема представляет собой идеальный интегратор. Из формулы для α видно, что β требует точной настройки. Однако β в этой схеме определяется от-

ношением двух сопротивлений, и поэтому данный параметр можно сделать не зависящим от температуры.

Если R_0 представляет собой выходное сопротивление усилителя с единичным усилением, то отношение R/R_0 может быть очень большим. На базе усилителя можно построить повторитель с выходным сопротивлением около 1 Ом и коэффициентом передачи 0,9995. Тогда при $R_0=1$ кОм, $R=10$ кОм и $C=100$ пФ можно реализовать интегратор, имеющий постоянную интегрирования $T=1$ мс. Учитывая, что собственное входное сопротивление повторителя напряжения на постоянном токе может достигать значений порядка 10 ГОм, положительная ОС в усилителе не будет приводить к заметному ухудшению добротности конденсатора C. В предложенной схеме интегратора при сравнительно небольших емкостях C достижимы постоянные времени интегрирования, типичные для многих применений интеграторов на ОУ. Эта особенность делает схему удобной для реализации в виде полупроводниковой микросхемы, в которой тонкопленочный конденсатор может быть размещен на одной с ОУ и резисторами подложке. Коэффициент передачи такого интегратора удобно регулировать резистором nR. Изменить это сопротивление можно как при изготовлении ИС интегратора (например, с помощью лазерной подгонки), так и при настройке в аппаратуре конкретного типа, если от резистора nR сделаны внешние выводы для подключения подстроечного резистора [50].

Во многих случаях при интегрировании сигнала, частота которого изменяется в широких пределах, необходимо сохранить постоянным коэффициент передачи интегратора. Для этого на входе интегратора вместо обычного резистора используют переключающиеся конденсаторы. Цепь, заменяющая резистор в интеграторе, обведена на рис. 2.31 штриховой линией. При такой замене необходимо, чтобы управляющий переключателями $S1$ и $S2$ сигнал имел частоту, равную наивысшей гармонике в спектре частот входного сигнала. Такой управляющий сигнал рекомендуется формировать, используя блок фазовой автоподстройки частоты, работающий в режиме умножителя, или получить его с помощью соответствующей подпрограммы в микропроцессорной системе [51].

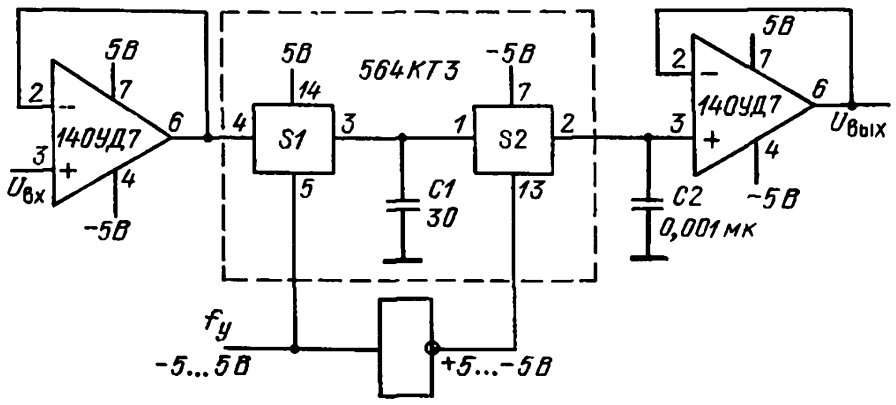


Рис. 2.31. Интегратор на переключаемых конденсаторах

Часть схемы, обведенная штриховой линией, в зависимости от состояния ключей выполняет две операции. В первом такте (переключатель *S1* открыт, а *S2* закрыт) входной сигнал проходит на конденсатор *C1* — осуществляется выборка входного сигнала, во втором такте (переключатель *S2* открыт, а *S1* закрыт) сигнал с *C1* поступает на *C2* и на выход устройства. Действующее сопротивление $R_д$ части схемы, обведенной штриховой линией, пропорционально частоте управляющего сигнала и емкости запоминающего конденсатора *C1* и равно $R_д = 1/(f_у C_1)$. Выходное напряжение обычного интегратора на ОУ $U_{вых}(t) = -\int_0^t [U_{вх}(f_{вх})/(2\pi f_{вх} RC)]\,dt +$ $+ U_{вых}(t=0)$.

Учитывая, что для нормальной работы описываемого устройства частота управляющего сигнала $f_у$ должна быть значительно больше частоты входного сигнала $f_{вх}$, т. е. $f_у = Nf_{вх}$, переписываем выражение для $U_{вых}(t)$ в следующем виде:

$$U_{вых}(t) = -\int_0^t [U_{вх} N f_{вх} C_1/(2\pi f_{вх} C_2)]\,dt + U_{вых}(t=0).$$

Введем обозначение $K = NC_1/(2\pi C_2)$, при котором последнее выражение упрощается: $U_{вых}(t) = K\int_0^t U_{вх}dt + U_{вых}(t=0)$.

Необходимо отметить, что для лучшего понимания работы интегратора приведены упрощенные расчетные выражения для $U_{вых}$. При точных расчетах $K = 1/(1+2\pi C_2/NC_1)$. Последнее выражение совпадает с приведенным ранее при $C_2 \gg C_1$, что обычно выполняется на практике. Рассматриваемая схема во многих случаях предпочтительнее обычного инвертирующего интегратора, в котором выходной каскад усилителя насыщается из-за наличия напряжения смещения нуля.

В приведенной схеме коэффициент передачи K сохраняется постоянным при изменении частоты входного сигнала от 10 Гц до 10 кГц. Было выбрано $N = 32$, при котором расчетное значение $K = 0{,}13$, а экспериментальное $K = 0{,}16$. Для указанных на схеме параметров элементов значения $N > 32$ вызывают искажения выходного сигнала. Размах входного интегрируемого сигнала устанавливался равным ±2,5 В, при этом на выходе получался сигнал амплитудой ±0,4 В, постоянный в указанном выше диапазоне частот.

Аналоговые интеграторы со сбросом. Из-за неидеальности ОУ выходное напряжение интегратора, полученное в процессе интегрирования, не уменьшается до нуля при подаче нулевого входного сигнала, а, продолжая изменяться, достигает максимального значения. Это делает практически невозможным правильное интегрирование низкочастотных сигналов. Для устранения этого недостатка выходное напряжение интегратора периодически «сбрасывают» до некоторого заданного значения. В простейшем интеграторе для сброса используется аналоговый ключ на МДП-транзисторе (рис. 2.32). В режиме «сброс» (ключ замкнут) задаются начальные ус-

ловия интегрирования. Ключ увеличивает начальную ошибку интегрирования на $U_к = U_{вх} r_{отк}/R$, где $r_{отк}$ — сопротивление открытого МДП-ключа. В режиме интегрирования МДП-ключ разомкнут и вносит ошибку из-за конечного значения сопротивления $r_р$ в разомкнутом состоянии, заряда C токами утечки МДП-транзистора и передачи части управляющего сигнала в цепь интегрирования. Преобладает в суммарном токе утечки МДП-ключа обычно ток утечки перехода сток — исток $I_у \approx U_{вых}/r_р$ [52].

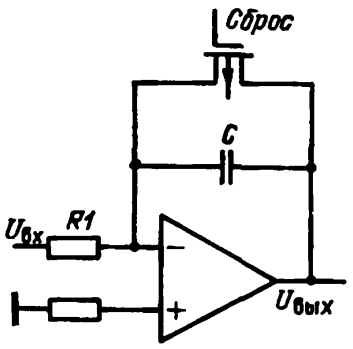


Рис. 2.32. Простейший интегратор со сбросом

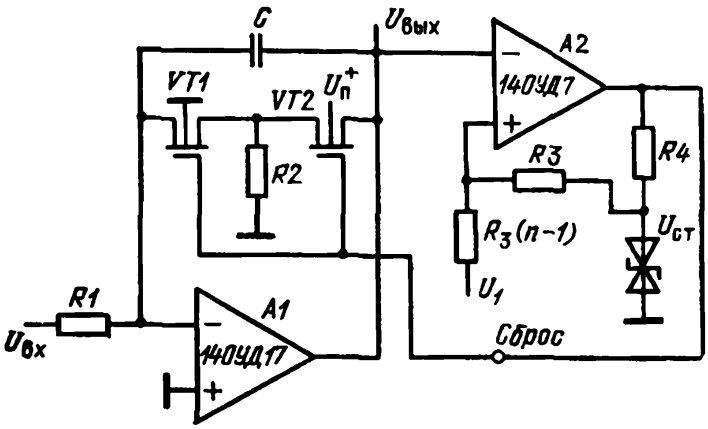


Рис. 2.33. Интегратор с автоматическим сбросом

Уменьшить ток утечки перехода сток — исток можно, использовав двухтранзисторную цепь сброса (рис. 2.33). Напряжение сток — исток $U_{с.и}$ транзистора *VT1* в режиме интегрирования уменьшается до величины $U_{с.и} = U_{R2} \approx U_{вых} R_2/r_р$. Следовательно, ток утечки между стоком и истоком *VT1* будет меньше в $r_р/R_2$ раз, чем в схеме на рис. 2.32.

В схеме на рис. 2.33 выходной сигнал подается на регенераторный компаратор — компаратор с положительной ОС и гистерезисом передаточной характеристики. В момент, когда выходное напряжение достигает величины, равной $[U_1 + (n-1)U_{ст}]n$, переключается выходное напряжение *A2* и транзисторы *VT1*, *VT2* открываются. Вследствие этого выходное напряжение $U_{вых}$ интегратора, изменяясь с постоянной времени $R_{вых}C$ ($R_{вых}$ — выходное сопротивление *A1* без обратной связи), стремится к величине, равной $[U_1 - (n-1)U_{ст}]/n$. В момент, когда $U_{вых} = [U_1 - (n-1)U_{ст}]/n$, выходное напряжение *A2* вернется в свое исходное состояние, транзисторы *VT1*, *VT2* закроются и будет продолжено интегрирование $U_{вх}$, т. е. снова $U_{вых} = (1/R_1C) \int U_{вх} dt$. Границы изменения выходного напряжения *A1* можно регулировать, изменяя соотношение между резисторами в цепи обратной связи *A2*. Сопротивление резистора *R4* выбирается с таким расчетом, чтобы обеспечить нормальную работу стабилитрона и не превысить максимально допустимого выходного тока *A2*.

2.7. АНАЛОГОВЫЕ ДИФФЕРЕНЦИАТОРЫ

Уравнения, описывающие функционирование простейшего аналогового дифференциатора (рис. 2.34) на базе идеального ОУ, записываются исходя из равенства $I_г = I_{о.с}$ при $R_1 = 0$ и $C_{о.с} = 0$. Тогда $U_{вых}(p) = -U_{вх}(p) R_{о.с}/pC_1$ или $U_{вых}(t) = -C_1 R_{о.с} dU_{вх}/dt$. Статические ошибки определяются в основном значениями $U_{см}$ и входных токов усилителей. При повышении частоты возрастает усиление дифференциатора и увеличивается составляющая ошибки, обусловленная внутренними шумами ОУ ($U_{вых.ш} \approx e_ш RCp$). Дифференциатор имеет двухполюсную АЧХ с нулем, что указывает на возможность его самовозбуждения и появления динамической ошибки из-за колебательности переходного процесса. Кроме того, полное входное сопротивление дифференциатора имеет емкостный характер, и, следовательно, на высоких частотах может увеличиваться ток, отбираемый от генератора сигнала, что меняет условия работы последнего, если его сопротивление недостаточно мало [53].

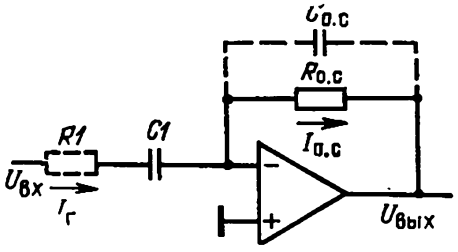


Рис. 2.34. Простейший дифференциатор

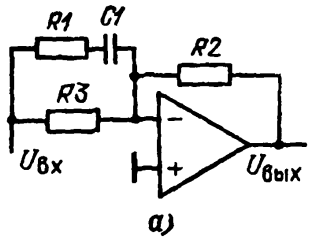
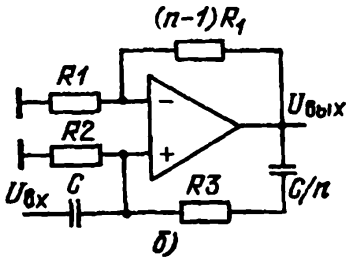
Полное входное сопротивление дифференциатора можно увеличить, включив последовательно с конденсатором $C1$ резистор $R1$. Уменьшения влияния шумов и улучшения стабильности схемы можно достичь, шунтируя резистор $R_{о.с}$ конденсатором $C_{о.с}$.

Функциональные возможности дифференциаторов можно существенно расширить, изменив их цепь ОС (табл. 2.4). Так, в схеме *а* к результату дифференцирования добавляется некоторая часть входного сигнала, которую можно изменить соответствующим выбором отношения R_2/R_3. Максимальная рабочая частота этого дифференциатора не превышает $1/(2\pi R_1 C)$. Чтобы обеспечить нормальную работу схемы *б* в табл. 2.4, необходимо выполнить условие $R_3 \ll R_2/n$. Диапазон рабочей частоты для этой схемы меньше $n/(R_3 C)$. Он выбирается с таким расчетом, чтобы $\omega_2 \approx \approx n/R_3\ C < \omega_3$. В схеме *в* существенное влияние на точность работы может оказать конечное значение коэффициента ослабления синфазного сигнала. Поэтому в дифференциаторе целесообразно использовать усилители 140УД6, 153УД5 или аналогичные им по параметрам. Наконец, в схеме *г* дифференциатора выходное напряжение шума почти в 100 раз меньше, чем в описанных выше схемах. В последних двух схемах дифференциаторов значение максимальной рабочей частоты такое же, как в первой, если $R_2 = R_1$.

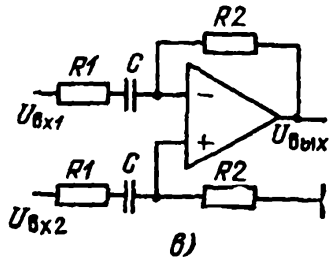
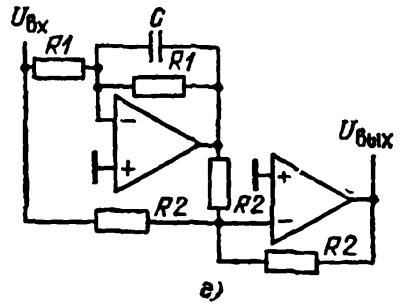
Рассмотренные схемы дифференциаторов обеспечивают хорошую точность при частоте входного сигнала больше нескольких сотен герц. Для обработки сигналов низкой частоты используются специализированные дифференциаторы. Одна из возможных схем показана на рис. 2.35. Точность и устойчивость к воздействию шумов этой схемы значительно лучше, чем у рассмотренных

Таблица 2.4

МОДИФИЦИРОВАННЫЕ СХЕМЫ ДИФФЕРЕНЦИАТОРОВ

Тип	Структура	Выполняемая операция	Примечание
Суммирующий	 а)	$U_{вых} = -\left(R_2 C \frac{d U_{вх}}{dt} + U_{вх} \frac{R_2}{R_3} \right)$	Рабочая частота $0<\omega<1/(R_2C)$
Неинвертирующий	 б)	$U_{вых} = (n+1) R_2 C \frac{d U_{вх}}{dt}$	$R_3 \ll R_2/n$. Рабочие частоты $\omega<n/R_3C$; $\omega_2 = n/(R_3C)<\omega_3$

Окончание табл. 2.4

Тип	Структура	Выполняемая операции	Примечание
Дифференциальный	 *в)*	$U_{вых} = R_2 C \frac{d(U_{вх1} - U_{вх2})}{dt}$	Дополнительная погрешность из-за конечного значения $K_{о.с.}$ $0 < \omega < 1/(R_2 C)$
Малошумящий	 *г)*	$U_{вых} = R_1 C \frac{dU_{вх}}{dt}$; $U_{вых\,ш}(p) = U_ш \left(1 + \frac{1}{1 + p R_1 C}\right)$	$U_{вых.ш}$ почти в 10^2 раз меньше, чем в простейшем дифференциаторе

выше дифференциаторов, даже если в последних применены прецизионные ОУ и конденсаторы с малыми токами утечки и дрейфами.

Устройство состоит из двух усилителей выборки — хранения (УВХ) и одного ОУ. Как показано в гл. 5, УВХ обеспечивают выборку входного сигнала за короткий промежуток времени, а затем длительное время удерживают на выходе выбранное напряжение.

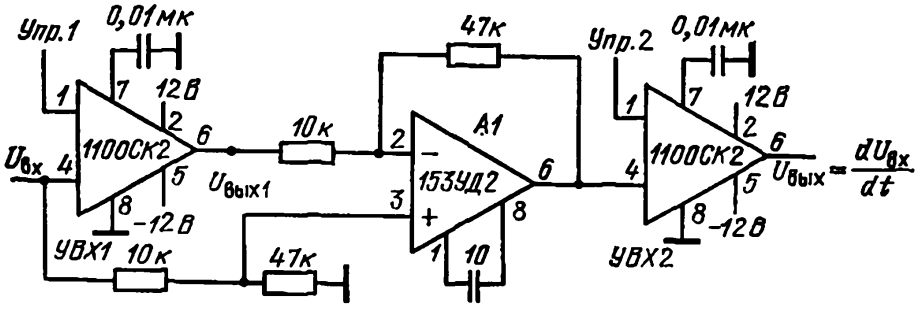


Рис. 2.35. Дифференциатор сигналов низкой частоты

В результате этого выходное напряжение УВХ1 представляет собой ступенчатую аппроксимацию линейно изменяющегося входного сигнала $U_{вх}$. Чем выше частота выборок входного сигнала, тем точнее аппроксимация $U_{вх}$ на выходе УВХ1. Дифференциальный усилитель *А1* усиливает разность $U_{вх}—U_{вых\,1}$. За время выборки эта разность равна нулю и, следовательно, равны нулю выходное напряжение *А1* и входное напряжение УВХ2. Однако в течение каждого периода хранения УВХ1 дифференциальный входной сигнал *А1* не равен нулю, поскольку входной сигнал дифференциатора продолжает изменяться, а выходной сигнал УВХ1 сохраняется постоянным. Таким образом, в режиме хранения УВХ1 напряжение на выходе *А1* увеличивается пропорционально изменению входного напряжения во времени. Если изменение $U_{вх}$ относительно $U_{вых\,1}$ сравнительно мало́ в течение времени хранения УВХ1, то эта пропорциональность является линейной.

Как на входе дифференциального усилителя, так и на выходе *А1* изменение напряжения имеет пилообразную форму. Вершины пилообразных сигналов образуют огибающую, которая представляет собой производную по времени от входного сигнала. Чтобы выделить эту огибающую, применяется УВХ2, которое в режиме выборки повторяет входной пилообразный сигнал и переходит к хранению в момент, когда достигается напряжение, соответствующее вершине сигнала. Таким образом, на выходе УВХ2 появляется ступенчато аппроксимированный сигнал.

В рассматриваемом дифференциаторе высокочастотная составляющая шума не оказывает на его работу столь существенного влияния, как в обычной схеме на ОУ. Преимуществом рассмотренной схемы является и то, что рабочая частота здесь устанавливается простым изменением частот выборок УВХ. Благодаря этому дифференциатор может работать в широком диапазоне частот

входного сигнала, в отличие от своего аналогового варианта, где увеличение постоянной времени дифференцирующей RC-цепи для уменьшения влияния шума приводит к сужению полосы рабочих частот.

Математическое описание работы устройства может быть представлено уравнением $U_р = (dU/dt)dt$, где $U_р$ — результирующее выходное напряжение непосредственно перед следующей выборкой входного сигнала; dU/dt — изменение входного напряжения между выборками.

Период выборки УВХ1 следует сразу за переходом УВХ2 к хранению. Чтобы этого достичь, для управления работой УВХ1 можно использовать одновибратор на таймере 1006ВИ1 (см. гл. 1). Длительности выборок УВХ можно установить одинаковыми, если применены запоминающие конденсаторы с одинаковой емкостью. Емкости приведенных конденсаторов выбираются в зависимости от частоты выборок и максимального приращения входного сигнала между соседними выборками. Чтобы обеспечить наибольшую точность дифференцирования, необходимо устанавливать частоту выборок в 100 раз выше частоты входного сигнала. Учитывая, что время выборки указанного типа УВХ — порядка 1 мкс, получаем максимальную частоту входного сигнала, равную 10 кГц. При этом точность дифференцирования будет не выше 1%. Рекомендуется применять запоминающие конденсаторы емкостью от 100 пФ до 0,015 мкФ. Скважность управляющих выборкой импульсов определяет точность аппроксимации входного сигнала на выходах УВХ.

Показанная на рис. 2.36 схема может выполнять функции интегратора, дифференциатора или активного фильтра в зависимости от сочетания параметров внешних элементов. По существу показанная схема является полосовым активным фильтром с Т-образной цепью ОС усилителя [54].

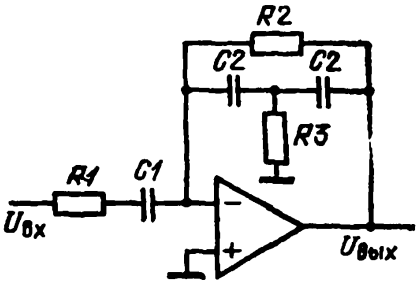


Рис. 2.36. Интегратор, перестраиваемый в дифференциатор или активный фильтр

Чтобы продемонстрировать универсальность применения показанной схемы, необходимо получить в общем виде выражение для ее передаточной характеристики. Учитывая, что для ОУ в инвертирующем включении справедливо уравнение $U_{вых}/U_{вх} = Z_2/Z_1$, получаем

$$U_{вых}/U_{вх} = -K'_U/\{[1 + C_2(1 + pC_1R_1)/C_1(1 + p2C_2R_3)] + [(1 + K'_U) \times$$
$$\times (1 + pC_1R_1)(1 + 2pC_2R_3 + p^2C_2^2R_2R_3)]/[pC_1R_2(1 + 2pC_2R_3)]\},$$

где K'_U — коэффициент усиления ОУ. При $R_1C_1 = 2R_3C_2$ и при $K'_U \to \infty$ получаем $U_{вых}/U_{вх} = -2p/(C_2R_1)(p^2 + 2p/C_2R_2 + 1/C^2_2R_2R_3)$. Последнее выражение принимает вид передаточной характеристики, свойственной дифференциатору, если $R_2 = R_3$. Тогда $U_{вых}/U_{вх} = -2p/[R_1C_2(p + 1/R_2C_2)^2]$. Таким образом, при использовании ОУ

с большими значениями коэффициентов усиления ($K'_U > 10^5$) и выборе параметров внешних элементов так, чтобы выполнялись равенства $C_1R_1 = 2C_2R_3$ и $R_2 = R_3$, показанная на рис. 2.36 схема выполняет дифференцирование входного сигнала.

Теперь исключим *R2* из схемы, т. е. предположим, что $R_2 \to \infty$, а также, как в предыдущем случае, выполним равенство $R_1C_1 = 2R_3C_2$ и выберем ОУ, для которого справедливо предположение $K'_U \to \infty$. Тогда получим выражение передаточной характеристики схемы, характерное для интегратора, т. е. $U_{вых}/U_{вх} = -2/(pR_1C_2)$.

Предположим, что известны или заданы сопротивление входного резистора *R1*, коэффициент демпфирования ξ, центральная частота полосового фильтра ω_0 и нижняя частота полосового фильтра $\omega_н$. Тогда параметры внешних элементов можно вычислить из выражений $C_1 = 2\xi/(\omega_0 R_1)$; $C_2 = 2\omega_н/(\omega^2_0 R_1)$; $R_2 = \omega_0 R_1/(2\xi\omega_н)$; $R_3 = \xi\omega_0 R_1/(2\omega_н)$. При указанных значениях внешних резисторов и конденсаторов при $K'_U \to \infty$ передаточная характеристика показанной схемы принимает вид, характерный для активного фильтра 2-го порядка: $U_{вых}/U_{вх} = -\omega^2_0 p/[\omega_н(p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega^2_0)]$.

2.8. УСТРОЙСТВА, ВЫПОЛНЯЮЩИЕ СПЕЦИАЛЬНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОПЕРАЦИИ

Возведение в произвольную степень. Принцип построения логарифмических умножителей может быть использован для выполнения более сложной операции — возведения в степень (рис. 2.37). Функция умножения реализуется цепью, которую часто на-

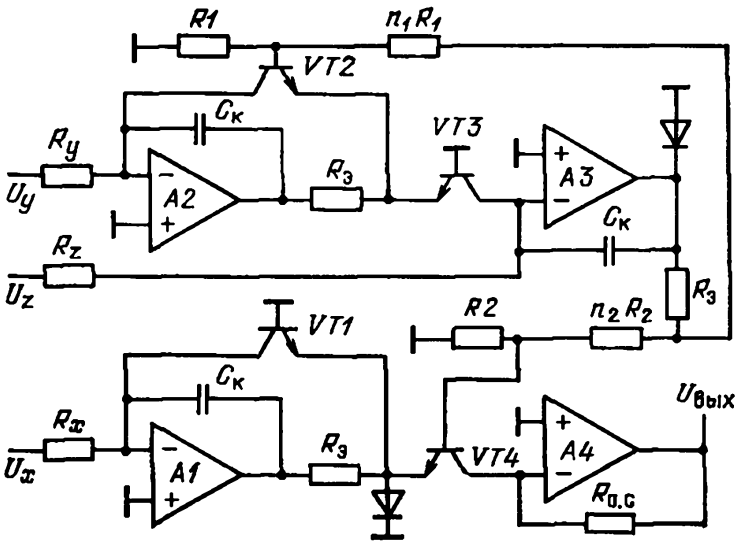


Рис. 2.37. Многофункциональный узел на ОУ (*A1—A4*—1401УД2)

зывают многофункциональной [43]. Как и в предыдущих схемах логарифмических умножителей, эмиттерно-базовые напряжения логарифмирующих транзисторов в цепях ОС усилителей суммируются или вычитаются так, чтобы обеспечить требуемое изменение напряжения на эмиттерно-базовом переходе транзистора VT4 анти-

логарифмирующего усилителя *A4*. Однако в отличие от описанных схем, в рассматриваемой логарифмирование сигналов производится с некоторым коэффициентом усиления или ослабления в зависимости от соотношения сопротивлений резисторов в делителе *R1*, *R2*. Благодаря действию делителя *R1*, *nR1* сигнал на выходе *A3* представляет собой умноженную в n_1+1 раз разность между эмиттерно-базовыми напряжениями $U_{э.б\,2}$ и $U_{э.б\,3}$ транзисторов *VT2* и *VT3*. Поскольку эти эмиттерно-базовые напряжения являются логарифмами от значений входных сигналов, их увеличение вызовет соответствующее увеличение значения антилогарифма результирующего сигнала на выходе *A4*. Аналогичным образом уменьшение напряжения в делителе *R2*, n_2R_2 вызовет соответствующее изменение сигналов, поступающий с *A2* и *A3* на антилогарифмический усилитель *A4*. Ослабление сигнала, вызванное делителем *R2*, n_2R_2, будет выражаться в уменьшении в n_2+1 раз напряжения $U_{э.б\,1}$ эмиттерно-базового перехода транзистора *VT1*, действующего в антилогарифмическом усилителе. Результирующее изменение напряжения на эмиттерно-базовом переходе транзистора *VT4* определяется выражением $U_{э.б\,4}=U_{э.б\,1}+(U_{э.б\,2}-U_{э.б\,3})(n_1+1)/(n_2+1)$.

Каждое из напряжений $U_{э.б\,1}$—$U_{э.б\,4}$ связано логарифмической зависимостью с токами $I_{к1}$—$I_{к4}$, протекающими в коллекторных цепях транзисторов *VT1*—*VT4*. Предполагая идентичными параметры транзисторов, что справедливо для интегральных транзисторов, расположенных на одном кристалле, имеем $I_{к4}=I_{к1}(I_{к2}/I_{к3})^m$, где $m=(n_1+1)/(n_2+1)$.

Учитывая, что для входных цепей *A1* — *A3* справедливы равенства $I_{к1}=U_x/R_x$, $I_{к2}=U_y/R_y$ и $I_{к3}=U_z/R_z$ (предполагая входные токи ОУ пренебрежимо малыми по сравнению с $I_{к1}$—$I_{к4}$), получаем $U_{вых}=(R_{о.с}/R_x)U_x(R_zU_y/R_yU_z)^m$. Последнее выражение при выполнении равенства $R_{о.с}=R_x=R_y=R_z$ приводится к виду $U_{вых}=U_x(U_y/U_z)^m$. Полученное выражение подтверждает, что описанная схема является многофункциональной. Действительно, схема на рис. 2.37 позволяет производить не только умножение и деление аналоговых величин, но возведение в произвольную степень и извлечение корня. Возведение в степень достигается при $n_2=0$ и $n_1>0$ выбором соотношения сопротивлений резисторов в делителе *R1*, n_1R_1. Извлечение корня можно получить, если при $n_1=0$ и $n_2>0$ варьировать соотношение сопротивлений резисторов в делителе *R2*, n_2R_2. Чтобы получить отрицательное значение m, достаточно поменять местами входы U_y и U_z.

Точность работы схемы определяется теми же факторами, что и в обычном логарифмическом умножителе. Дополнительное влияние оказывает точность отношения сопротивления резисторов делителей напряжений. Нелинейность вычислений обусловлена в первую очередь сопротивлением эмиттеров транзисторов, а не согласованием их параметров. Рассогласование параметров транзисторов приводит к увеличению ошибок, обусловленных напряжением смещения нуля и коэффициентом передачи, как и в логарифмическом усилителе. В практической схеме трудно получить высокую точ-

ность за пределами диапазона $m=0{,}2$—5. Частотные свойства схемы зависят от амплитуды входных сигналов и значений $R_э$ и $C_к$. При малых амплитудах входных сигналов (менее 1 В) достаточно быстродействия ОУ типа 140УД7. При амплитудах входных сигналов более 1 В для получения минимальных динамических погрешностей целесообразно использовать ОУ 154УД3 или 154УД4. Диоды в схеме служат для защиты эмиттерно-базовых переходов транзисторов от действия обратных напряжений. Рекомендуется применять в качестве согласованных по параметрам транзисторов *VT1—VT4* транзисторную сборку 198НТ1.

Реализация тригонометрических функций. В аналоговых и цифровых вычислительных машинах тригонометрические функции выполняются электронным устройством, реализующим вычисление линейной аппроксимации заданной функции. Требуемая передаточная функция устройства рассчитывается в виде суперпозиции последовательности приращений линейных сегментов простейших функций от входного напряжения. Другими словами, определяется некоторый ряд величин, являющийся ближайшей аппроксимацией искомой функции. При таком вычислении точность расчета будет определяться числом сегментов аппроксимирующего ряда. Если достаточна точность вычисления около 1%, то реализовать тригонометрические функции можно сравнительно просто с помощью описанной выше многофункциональной схемы (см. рис. 2.37). Ниже рассматриваются примеры реализации функций синуса, косинуса и арктангенса.

Синус числа может быть аппроксимирован рядом $\sin x = x - x^3/3! + x^5/5! - x^7/7! \ldots$

Реализовать функцию, записанную в правой части выражения, нетрудно с помощью перемножителей, делителей и одного ОУ, необходимого для выполнения суммирования и вычитания сегментов выражения для $\sin x$. Но число требуемых для этого АИС будет чрезмерно велико даже при записанном выше числе сегментов ряда. Существенно меньшие аппаратурные затраты требуются при расчете синуса числа с помощью многофункциональной схемы (см. рис. 2.37). В приведенной схеме достигается точность вычисления около 0,2% и требуется дополнительно к устройству возведения в степень лишь дифференциальный усилитель на одном ОУ. Выполняемая устройством на рис. 2.38,*а* математическая операция описывается при $0 < U_{вх} < \pi U_{оп}/2$ следующим выражением: $U_{вых} = (U_{вх} - U_{вх}^{2,83}/6{,}28\, U_{оп}^{1,83})/R_1 = (R_2 U_{оп}/R_1)\sin(U_{вх}/U_{оп})$, где отношение $U_{вх}/U_{оп}$ — угол, измеряемый в радианах. Значение $U_{оп}$ выбирается в зависимости от амплитуды входного напряжения с таким расчетом, чтобы максимальное значение $U_{вх}$ не превышало $3{,}14\, U_{оп}$. Изменение выходного напряжения можно регулировать отношением R_2/R_1. Указанная выше точность выполнения функции синуса сохраняется только в пределах первого углового квадранта, т. е. при вычислении синуса угла, изменяющегося от 0 до $\pi/2$. Наибольшая точность вычисления достигается, если исключены ошибки, обусловленные устройством возведения в степень и ДУ.

Схема устройства, обеспечивающего вычисление косинуса угла с точностью около 1%, приведена на рис. 2.38,*б*. Устройство состоит из многофункциональной схемы (см. рис. 2.37) и ДУ. Выполняемая математическая операция в данном случае записывается в следующем виде: $U_{вых}=(U_{оп}+U_{вх}-6{,}08\,U^{1{,}5}{}_{вх}/U^{0{,}5}{}_{оп})R_2/R_1=$ $=(U_{оп}R_2/R_1)\cos(4{,}25\,U_{вх}/U_{оп})$. Выражение справедливо при изменении входного сигнала в диапазоне $0<U_{вх}<\pi U_{оп}/8{,}5$. Как и в предыдущем случае, $U_{оп}$ выбирается исходя из максимального значения $U_{вх}$. Изменение выходного сигнала регулируется отношением R_2/R_1, а косинус числа вычисляется для его изменения в первом квадранте.

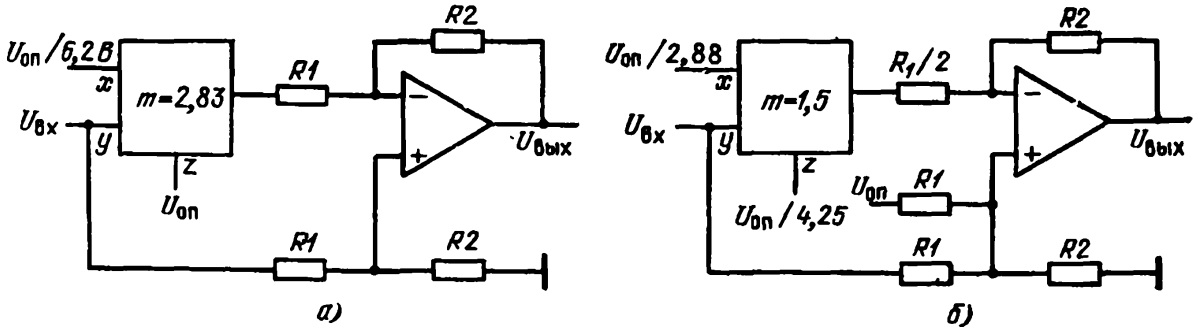


Рис. 2.38. Схема для вычисления синуса (*а*) и косинуса (*б*) угла

Чтобы вычислить тангенс угла (отношение синуса угла к косинусу), можно воспользоваться делителем, на входы которого подаются выходные напряжения, получаемые с выхода схем на рис. 2.38. Проще оказывается реализовать функцию арктангенса. Для этого необходимо включить дифференциальный усилитель в цепь ОС многофункциональной схемы (рис. 2.39). Выполняемая математическая операция записывается в следующем виде: $U_{вых}=U_{оп}(U_y/U_z)^{1{,}21}/[1+(U_y/U_z)^{1{,}21}]=(2U_{оп}/\pi)\,\mathrm{tg}^{-1}(U_y/U_z)$. Средняя ошибка вычисления в этой схеме — около 1%, но она, как пра-

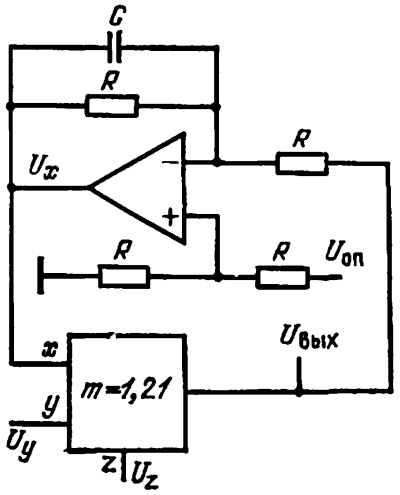


Рис. 2.39. Схема для вычисления арктангенса угла

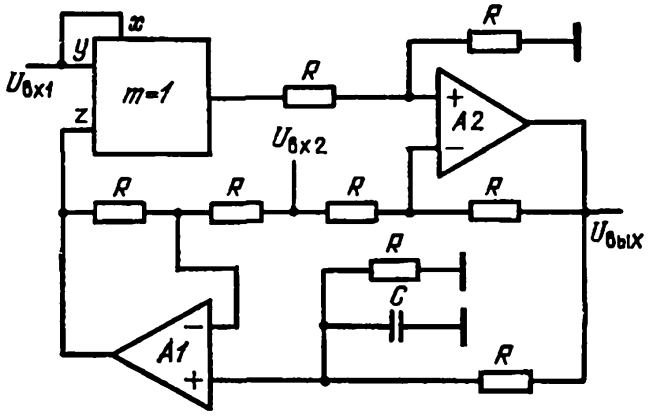


Рис. 2.40. Схема для вычисления длины вектора

вило, значительно больше 1% при малых значениях U_y и U_z (равных 10—50 мВ) из-за действия напряжений смещения нуля ОУ. Использование усилителя в цепи ОС может привести к самовозбуждению устройства, исключить которое можно увеличением емкостей корректирующих конденсаторов в логарифмических усилителях многофункциональной схемы (см. рис. 2.37) либо включением корректирующего конденсатора между выходом и входом ОУ.

Динамические и точностные параметры рассмотренных схем существенно зависят от амплитуды входных сигналов. Объясняется это тем, что все они базируются на логарифмических усилителях. Поэтому целесообразно на входе каждой из рассмотренных схем, выполняющих тригонометрическую функцию, включать предусилитель для увеличения размаха входного сигнала до максимального значения (обычно 10 В при напряжении питания ОУ равном ±15 В).

Вычисление длины вектора является одной из распространенных задач при проектировании систем автоматического управления и может быть осуществлено многофункциональной схемой. Эту операцию, определяемую выражением $U_{вых} = \sqrt{U^2_{вх\,1} + U^2_{вх\,2}}$, выполняет устройство, схема которого показана на рис. 2.40. Она состоит из умножителя-делителя, двух ОУ и резисторов с равными сопротивлениями. Сопротивление R целесообразно выбирать в диапазоне 2—51 кОм. Дифференциальный усилитель *A2* формирует выходной сигнал и обеспечивает суммирование сигналов. Возведение в квадрат напряжений $U_{вх\,1}$ и $U_{вх\,2}$ и извлечение квадратного корня реализуются цепью умножителя-делителя и усилителя *A1*. Преимущество использования цепи ОС с выхода на вход Z умножителя-делителя состоит в уменьшении влияния ошибок усилителя и расширении диапазона входных сигналов. Недостатком схемы является появление дополнительных фазовых сдвигов, вводимых активной цепью ОС на ОУ. Следствием этого является сложность настройки схемы при достижении ее предельного быстродействия. Если требования к быстродействию выполнения операции не предъявляются или частота входных сигналов меньше 1 кГц, то исключить самовозбуждение устройства поможет конденсатор C емкостью 1 мкФ. Чем больше сопротивление R, тем меньшая требуется емкость. Если в схеме использованы ОУ с внешней коррекцией (например, 153УД2, 153УД4), то устойчивой работы устройства можно добиться увеличением емкости корректирующих конденсаторов выше значений, рекомендуемых для этих ОУ.

Глава 3

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

В этой главе представлены схемы, используемые в измерительной аппаратуре, телеметрических системах, генераторах импульсов, системах автоматического управления и регулирования и т. д. Эти схемы выполняют различные преобразования: напряжения и температуры в частоту, напряжения в ток, частоты в напряжение и др. Проведенный анализ позволит разработчикам аппаратуры легко видоизменять предложенные схемы для получения требуемых параметров.

3.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ

В последнее время широкое распространение получили преобразователи напряжения в частоту на ОУ. Такие преобразователи характеризуются точностью, высокой линейностью, хорошей температурной стабильностью параметров и низкой стоимостью. Одно из главных применений преобразователей напряжения в частоту основано на способности этих преобразователей осуществлять согласование между аналоговыми и цифровыми схемами. Преобразователи напряжения в частоту также могут быть использованы для дистанционного контроля параметров аналоговых схем, измерения отношений сигналов, интегрирования и т. д. Такие схемы являются основой различных систем управления, генераторов пилообразных импульсов, модуляторов.

3.1.1. ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Простейшая схема преобразователя напряжения в частоту (рис. 3.1) содержит управляемый напряжением генератор тока (ГТ), обеспечивающий линейный процесс заряда конденсатора C до порогового напряжения, которое определяется опорным напряжением $U_{оп}$ [55]. Когда напряжение на конденсаторе достигает этого значения, компаратор изменяет свое состояние и запускает схему формирования выходных импульсов с одним устойчивым состоянием (одновибратор), которая вырабатывает один импульс фиксированной длительности. Одновременно на выходе компаратора формируется управляющий импульс, замыкающий контакты переключателя S, через который происходит разряд конденсатора C. Затем весь цикл снова повторяется. Если гене-

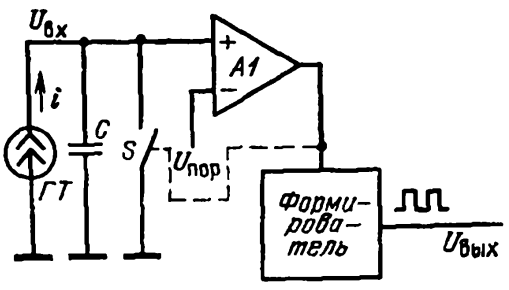


Рис. 3.1. Схема простейшего преобразователя напряжения в частоту

ратор тока спроектирован таким образом, что его выходной ток i прямо пропорционален входному напряжению $U_{вх}$, то схема представляет собой обычный преобразователь напряжения в частоту.

Для напряжения на конденсаторе в любой момент времени t (когда переключатель разомкнут) справедливо следующее выражение: $U_C = it/C$. Время, в течение которого напряжение U_C достигнет порогового значения $U_{оп}$, равно $\tau = U_{оп}C/i = U_{оп}C/kU_{вх}$, где k — коэффициент пропорциональности между входным напряжением и выходным током ГТ. Зная τ, легко определить зависимость выходной частоты преобразователя от входного напряжения:

$$f = 1/\tau = k\,U_{вх}/(U_{оп}\,C). \qquad (3.1)$$

Необходимо заметить, что в действительности время разряда конденсатора C имеет отличное от нуля постоянное для каждой схемы значение $t_р$. Это приводит к появлению ошибки при определении частоты f из выражения (3.1), причем эта ошибка особенно значительна на высоких частотах. Действительно, с учетом времени $t_р$ выражение для определения частоты может быть представлено в виде

$$f = \frac{1}{\tau + t_р} = \frac{1}{\tau}\,\frac{1}{1 + t_р/\tau} = \frac{i}{U_{оп}\,C}\,\frac{1}{1 + t_р\,i/U_{оп}\,C}.$$

Можно показать, что при использовании транзисторного ключа для разряда конденсатора емкостью 100 пФ ошибка на частоте $f = 20$ МГц, вносимая временем разряда, — около 10%. Дальше будут указаны способы ее компенсации при построении преобразователей напряжения в частоту по описанному методу.

Другой метод преобразования напряжения реализован в схеме на рис. 3.2,*а* [56]. В ней использованы интегратор на ОУ и переключающий биполярный транзистор, включенный параллельно интегрирующему конденсатору. Схема работает с входным напряжением отрицательной полярности и интегрирует его в положительном направлении до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не достигнет порогового значения. В этот момент срабатывает компаратор, который возвращает интегратор в исходное нулевое состояние с помощью транзисторного переключающего каскада, работающего в режиме насыщения.

Форма напряжения в различных точках схемы показана на рис. 3.2,*б*,*в*. Выходной сигнал интегратора в виде напряжения пилообразной формы (рис. 3.2,*б*) поступает на вход компаратора и преобразуется в последовательность узких импульсов (рис. 3.2,*в*), длительность которых зависит от времени восстановления используемого ОУ и в приведенной схеме равна 0,5 мкс. В течение этого времени конденсатор C полностью разряжается через транзистор VT. Частота следования выходных импульсов обратно пропорциональна наклону пилообразного напряжения интегратора и линейно изменяется с изменением входного сигнала (рис. 3.2,*г*).

Для определения частоты выходных импульсов схемы в зависимости от амплитуды напряжения на входе справедливо следующее

выражение: $f=(1/4R_1C)U_{вх}=50\,U_{вх}$, где C — интегрирующий конденсатор; R_1 — сопротивление резистора на инвертирующем входе усилителя; $U_{вх}$ — в вольтах; f — в герцах.

Верхний предел изменения амплитуды входного напряжения равен 15 В, при этом значении $U_{вх}$ максимальная частота выход-

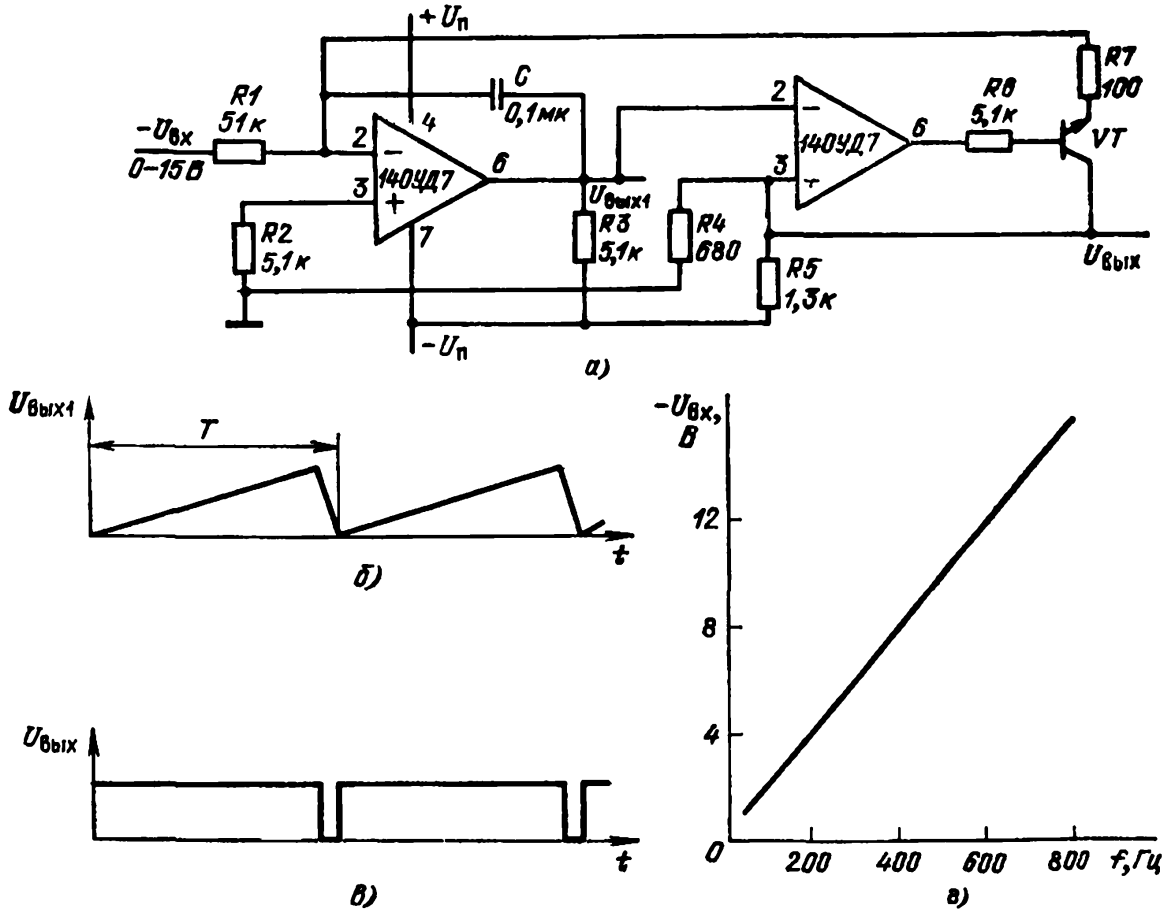


Рис. 3.2. Преобразователь на интеграторе (*а*), форма напряжения в различных точках схемы (*б*, *в*) и зависимость частоты выходных колебаний от амплитуды входного сигнала (*г*)

ных импульсов достигает 750 Гц, а точность преобразования — не хуже ±0,5%. Можно несколько расширить диапазон рабочих частот преобразователя уменьшением номинала конденсатора C, однако это приведет к ухудшению линейности передаточной характеристики.

Для получения высокой линейности изменения частоты выходного сигнала преобразователя от входного напряжения наиболее предпочтительным является применение метода компенсации заряда интегрирующего конденсатора, который реализован в схеме рис. 3.3,*а* [55]. Напряжение или ток подаются на вход операционного интегратора. Входной сигнал интегратора поступает на прецизионный генератор, импульсы которого управляют ГТ. Эти импульсы тока подаются в точку суммирования входного сигнала и сигнала ОС интегратора с противоположным входному току знаком. Частота повторения импульсов устанавливается такой, чтобы

происходила полная компенсация положительного входного тока интегратора. На выходе преобразователя включен формирователь импульсов (буферный усилитель).

Еще одна разновидность схемы преобразования напряжения в частоту показана на рис. 3.3,*б* — схема «дельта-сигма»-преобразователя. Она применяется в тех случаях, когда выходные импульсы

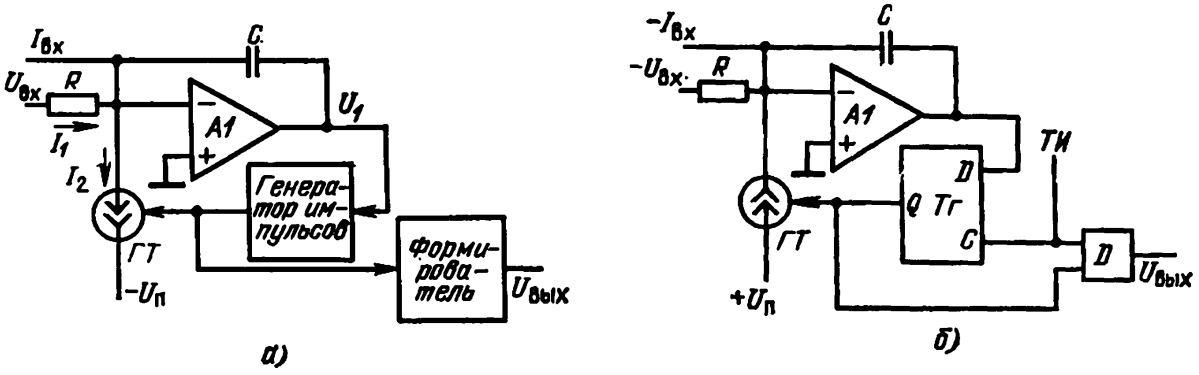


Рис. 3.3. Преобразователь с повышенной линейностью (*а*) и «дельта-сигма»-преобразователь (*б*)

должны быть синхронизированы с тактовыми. В схеме импульсы тока генерируются *D*-триггером Тг в те моменты, когда выходной сигнал преобразователя имеет высокий уровень и в схему поступают тактовые импульсы. Отличия этой схемы от предыдущей в том, что в ней используются входной ток или напряжение отрицательной полярности и генератор импульсов тока вырабатывает импульсы противоположной полярности. Выходные импульсы образуются в результате логической операции И над выходным сигналом триггера и входными тактовыми импульсами. В результате частота выходных импульсов пропорциональна входному напряжению, и они синхронизированы с тактовыми.

3.1.2. ПРОСТЕЙШИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Ниже описаны наиболее распространенные схемы преобразователей напряжения в частоту, для построения которых применяются простейшие ОУ, дан пример расчета основных параметров выходного сигнала, показаны некоторые способы улучшения передаточных характеристик преобразователей.

Если при преобразовании напряжения в частоту не требуется высокая линейность, можно использовать схему на рис. 3.4,*а*, построенную на двух ОУ типа 140УД7 [57]. В схеме усилитель *A1* включен в режиме интегратора, а усилитель *A2* — в режиме регенеративного компаратора с гистерезисом. Когда выходное напряжение компаратора имеет максимальное положительное значение U_1, диод *VD* смещен в обратном направлении, и напряжение на выходе *A1* линейно уменьшается со скоростью определяемой амплитудой входного положительного сигнала, до тех пор, пока не достигнет значения U_1R_1/R_2. В этот момент компаратор переключается в другое состояние, при котором напряжение на его выходе

равно максимальному отрицательному значению U_2, диод VD открывается и выходное напряжение интегратора быстро нарастает до U_2R_1/R_2. При этом компаратор возвращается в первоначальное состояние и цикл повторяется.

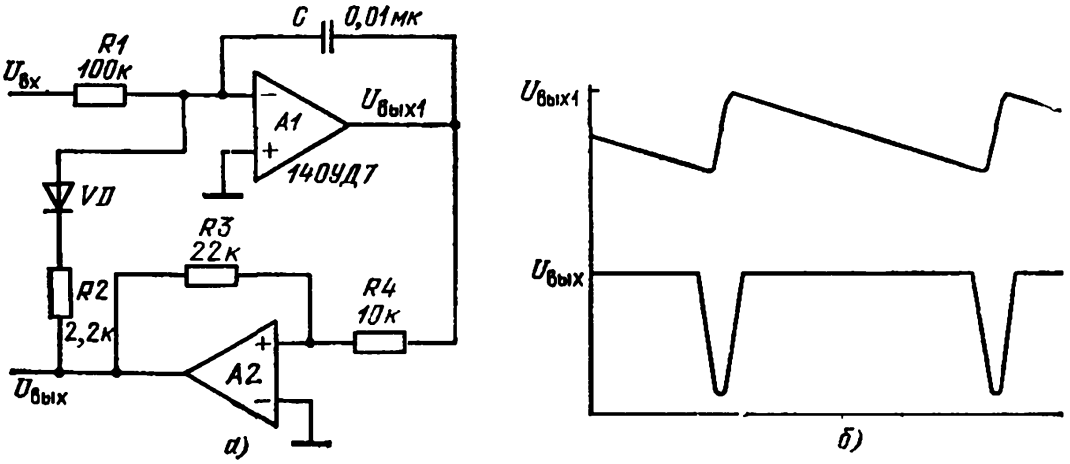


Рис. 3.4. Практическая реализация схемы на рис. 3.1 (*а*) и форма напряжения на выходах ОУ (*б*)

Так как время нарастания выходного напряжения интегратора значительно меньше времени спада, которое обратно пропорционально амплитуде входного сигнала, частота циклов повторения f будет прямо пропорциональна входному напряжению. Пренебрегая собственным временем переключения компаратора, можно записать следующее выражение для определения частоты выходных импульсов ($U_{вх}$ — в вольтах, f — в герцах):

$$f = \frac{U_{вх}}{CR_1} \frac{R_3}{R_4 (U_1 - U_2)} \approx 10^3 U_{вх}. \qquad (3.2)$$

На самом деле размах напряжения на выходе *A1* будет несколько больше величины $(R_1/R_2)(U_1 - U_2)$ из-за отличного от нуля значения времени переключения компаратора, а частота соответственно меньше значения, определяемого выражением (3.2), причем это расхождение будет особенно значительным при больших амплитудах входного сигнала.

На рис. 3.4,*б* показаны типовые формы напряжения на выходах ОУ для большого входного сигнала. Как видно, в этом случае конечные значения времени нарастания выходного напряжения интегратора и времени переключения компаратора внесут существенный вклад в нелинейность зависимости частоты генерируемых импульсов от входного напряжения. При малых $U_{вх}$ передаточная характеристика схемы будет также нелинейной из-за наличия дрейфа напряжения смещения интегратора. Поэтому для расширения нижнего предела изменения входного напряжения необходимо включить внешний потенциометр для компенсации этого дрейфа на выходе интегратора. С указанными на рис. 3.4,*а* номиналами элементов схема обеспечивает линейность преобразования не хуже ±1% в диапазоне изменения входных напряжений 20 мВ — 10 В.

При этом частота выходных импульсов изменяется от 20 Гц до 10 кГц.

Более сложная схема преобразователя на основе интегратора, компаратора и переключателя приведена на рис. 3.5 [58]. Интегратор и компаратор собраны на ОУ типа 140УД1, а переключатель — на транзисторе КТ315.

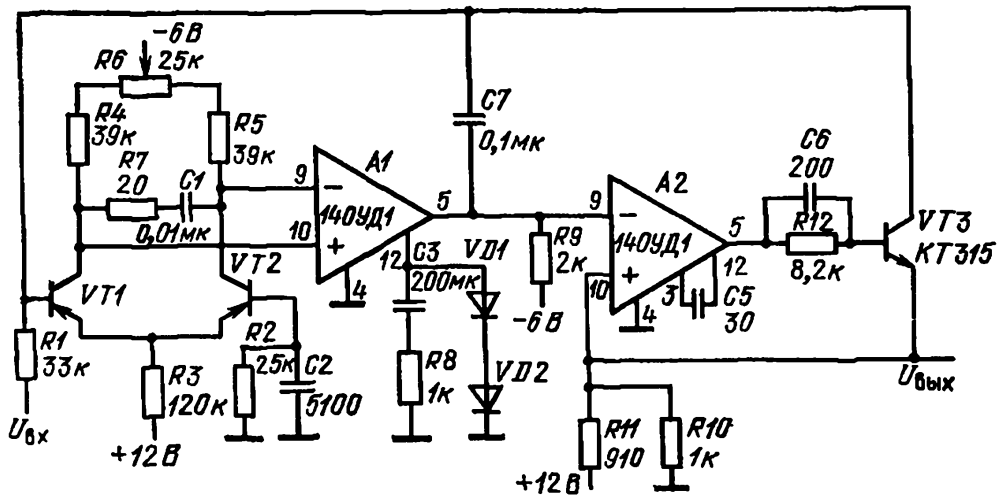


Рис. 3.5. Преобразователь напряжения в частоту с коэффициентом преобразования 100 Гц/В

Применение усилителя 1УТ401 для построения интегратора объясняется тем, что он имеет высокую скорость нарастания выходного напряжения, необходимую для быстрого восстановления напряжения на выходе интегратора, до величины $\Delta U_{вых}$ после достижения этим напряжением порогового значения, определяемого потенциалом на неинвертирующем входе компаратора. Для качественной работы преобразователя в широком диапазоне изменения входных напряжений на входе интегратора включена пара согласованных биполярных транзисторов. При этом увеличивается коэффициент усиления ОУ (до 30—50 тыс.) и уменьшаются входные токи (до 0,5 мкА). Напряжение смещения нуля входных транзисторов устраняется внешней балансировкой с помощью подстроечного резистора *R6*.

Поскольку коэффициент усиления составного усилителя значительно возрастает по сравнению с коэффициентом усиления ОУ 140УД1, в схему введены две цепи частотной компенсации: *R7C1* и *R8C3*. Интегрирующим конденсатором является *C4*. Диоды *VD1* и *VD2* включены в схему для защиты компаратора от перегрузок по входу.

Второй ОУ используется в режиме компаратора напряжения. Пороговое напряжение —4 В обеспечивается подключением к неинвертирующему входу *A2* резистивного делителя *R10*, *R11* и источника питания 6 В. Когда выходное напряжение интегратора достигает порогового значения, включается компаратор и открывается транзисторный ключ *VT3*, замыкающий цепь положительной

ОС компаратора. Эмиттерный ток насыщенного транзистора *VT3*, приблизительно равный 11 мА, поступает в суммирующую точку компаратора, поддерживая тем самым напряжение на неинвертирующем входе на уровне потенциала земли. При этом напряжение на выходе интегратора начинает быстро убывать (по модулю). Когда потенциал на инвертирующем входе компаратора достигает нуля, компаратор переключается и закрывает транзисторный ключ *VT3*. Затем цикл повторяется.

Резистор *R12* включен в схему для ограничения базового тока транзистора *VT3*; конденсаторы *C5* и *C6* ускоряют процесс включения — выключения этого транзистора.

Время t_1, в течение которого напряжение на выходе интегратора изменяется от 0 до —4 В, определяется постоянной времени R_1C_4 и приращением амплитуды входного напряжения $\Delta U_{вх}$:

$$t_1 = R_1 C_4 \Delta U_{вых}/\Delta U_{вх}. \qquad (3.3)$$

Время сброса интегратора

$$t_2 = C_4 (\Delta U_{вых}/I_к) = R_{11} C_4 (\Delta U_{вых}/U^-_п), \qquad (3.4)$$

где $\Delta U_{вых}$ — максимальный размах напряжения на выходе интегратора; $I_к$ — коллекторный ток открытого транзистора *VT3*; $U^-_п$ — напряжение питания. Для $\Delta U_{вых}$ справедливо следующее выражение:

$$\Delta U_{вых} = R_{10} U^-_п/(R_{10} + R_{11}). \qquad (3.5)$$

С помощью выражений (3.3) — (3.5) легко определить период генерируемых импульсов:

$$T = R_{10} C_4 U^-_п/(R_{10}+R_{11})(R_1/\Delta U_{вх} + R_{11}/U^-_п).$$

Так как в данном случае справедливо неравенство $R_1/\Delta U_{вх} \gg R_{11}$: $: U^-_п$, выражение для определения частоты выходных импульсов можно представить в виде $f \approx (R_{10}+R_{11})\Delta U_{вх}/(R_1 R_{10} C_4 U^-_п)$. Из этого выражения следует, что схема имеет линейную зависимость частоты f от входного напряжения с коэффициентом преобразования 100 Гц/В.

В предыдущих схемах основной вклад в ошибку преобразования (нарушение линейности зависимости частоты выходных импульсов от входного напряжения) вносило отличное от нуля время разряда интегрирующего конденсатора, т. е. время сброса интегратора. Один из способов компенсации этого времени показан на рис. 3.6 [59]. Схема работает с положительными значениями входных напряжений. Справедливо следующее выражение для частоты следования выходных импульсов: $f = 1/(T_1+T_2)$, где T_1 — время интегрирования входного напряжения интегратором *A1*; T_2 — время сброса интегратора. Если оба ОУ имеют не-

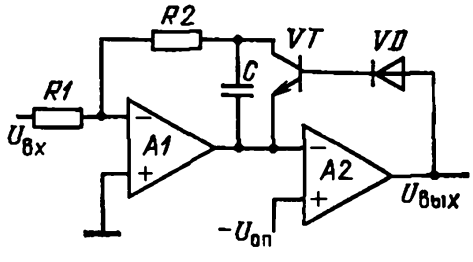


Рис. 3.6. Схема преобразователя с компенсацией времени сброса интегратора

значительные напряжения смещения нуля и малые входные токи смещения, условие для сброса интегратора может быть представлено в виде

$$U_{оп} = U_C + U_{R2} = \left(\frac{T}{R_1 C} + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{вх}, \qquad (3.6)$$

где U_C и U_{R2} — падения напряжений на конденсаторе C и резисторе $R2$ соответственно; $U_{оп}$ — опорное напряжение.

Если сопротивление $R2$ выбрать таким, чтобы постоянная времени R_2C была равна времени сброса интегратора T_2, то выражение (3.6) преобразуется к виду

$$U_{оп} = \left(\frac{T_1}{R_1 C} + \frac{T_2}{R_1 C}\right) U_{вх} = \frac{1}{f R_1 C} U_{вх}$$

или $f = U_{вх} = \text{const}$.

Таким образом, частота выходных импульсов преобразователя пропорциональна среднему значению входного напряжения $U_{вх}$ даже в том случае, когда $U_{вх}$ изменяется с высокой скоростью. Однако при компенсации таким способом времени сброса следует учитывать тот факт, что изменение входного напряжения за время T_2 приведет к ухудшению параметров схемы. Поэтому такая компенсация эффективна лишь при медленно изменяющихся входных управляющих сигналах.

3.1.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ПОВЫШЕННОЙ ЛИНЕЙНОСТЬЮ

Анализ простейших преобразователей напряжения в частоту показывает, что при построении схем с высокой линейностью передаточной характеристики необходимо руководствоваться следующими основными положениями:

используемый в режиме интегратора ОУ должен иметь большой коэффициент усиления при разомкнутой петле ОС и высокое входное сопротивление;

верхнее и нижнее значения порогового напряжения компаратора должны оставаться неизменными в процессе работы схемы, для чего следует применять высокостабилизированный источник отрицательного напряжения питания и ОУ с низким входным напряжением смещения и малым дрейфом;

скорость нарастания выходного напряжения интегратора должна быть достаточно высокой, чтобы обеспечить быстрое время разряда интегрирующего конденсатора. Следует отметить, что выполнение последней рекомендации наиболее важно, поскольку время сброса вносит максимальный вклад в точность преобразователя.

Ниже приведено несколько практических схем преобразователей напряжения в частоту с высокой линейностью, дан их краткий анализ. Особенность схемы преобразователя, изображенной на рис. 3.7,*а*, заключается в том, что времена заряда и разряда интегрирующего конденсатора $C1$ в схеме равны; это обеспечивает симметричность выходных импульсов и позволяет в определенных

пределах скомпенсировать время включения транзистора *VT1*, коллекторный ток которого разряжает этот конденсатор [60].

Для того чтобы времена нарастания и спада напряжения на выходе интегратора были равны между собой, необходимо выполнение условия $R_1/R_2 = 1 + R_3/R_4$. Однако в этом выражении не учтено

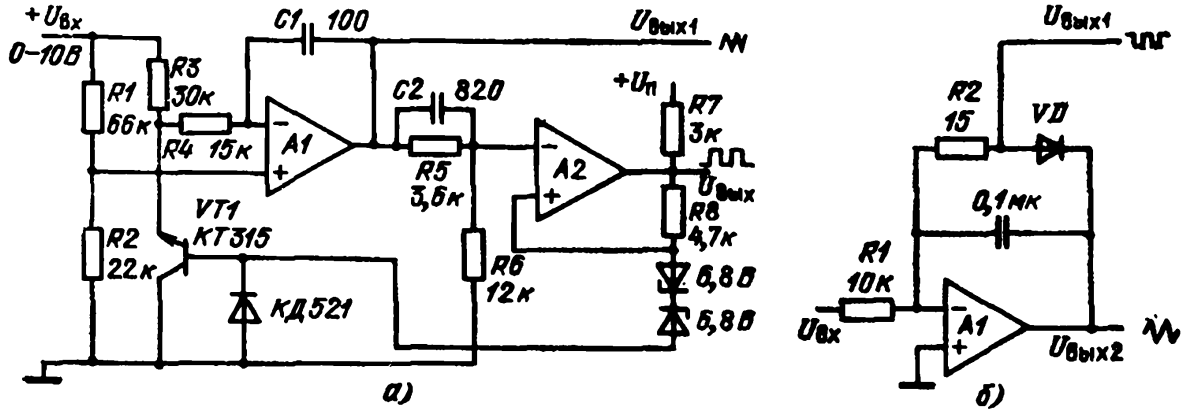


Рис. 3.7. Преобразователи с линейностью передаточной характеристикой 0,1% (*а*) и 0,2% (*б*)

отличное от нуля значение времени задержки включения транзистора *VT1*, которое может существенно нарушить симметрию выходных импульсов верхнего предела рабочего диапазона частот преобразователя (в данном случае 100 кГц). Кроме того, на таких частотах время задержки значительно ухудшит линейность преобразования.

Для компенсации влияния транзистора *VT1* на линейность передаточной характеристики в схеме использована фазосдвигающая цепь *R5C2R6*, включенная между интегратором и компаратором напряжения. На низких частотах (при малых входных напряжениях) влиянием конденсатора *C2* на выходной сигнал можно пренебречь, и фазосдвигающая цепь работает как обычный резисторный делитель. С повышением рабочей частоты сопротивление конденсатора уменьшается, и бóльшая часть выходного напряжения интегратора поступает на вход компаратора, вызывая тем самым более раннее переключение последнего. При соответствующем выборе номиналов этой цепи задержка включения транзистора *VT1* может быть полностью скомпенсирована. Использование транзистора *VT1* в инверсном режиме также способствует повышению качества преобразования, поскольку при таком включении уменьшается падение напряжения коллектор — эмиттер транзистора в насыщенном состоянии.

Предложенная схема имеет хорошие температурные характеристики, так как положительный температурный коэффициент по напряжению стабилитронов компенсирует отрицательный коэффициент прямо смещенных *p*—*n*-переходов транзистора. С номиналами элементов, указанными на рис. 3.7,*а*, при изменении входного напряжения от 0 до 10 В частота выходных импульсов изменяется от 0 до 40 кГц (линейность в пределах 0,1%). Следует отметить,

что для достижения такой линейности необходимо, чтобы внутреннее сопротивление источника сигнала оставалось достаточно малым по сравнению с сопротивлениями *R1* и *R3* во всем диапазоне частот (0—40 кГц). Высокая точность и большой динамический диапазон рабочих частот схемы позволяют выполнять с ее помощью высококачественные аналого-цифровые преобразования и строить на ее основе прецизионные управляемые напряжением генераторы пилообразных колебаний.

Еще одна схема преобразователя напряжения в частоту с линейностью передаточной характеристики лучше ±0,2% при изменении входного сигнала от 0 до 10 В показана на рис. 3.7,*б* [61]. В ней для сброса интегратора применяется обычный четырехслойный диод. Схема генерирует как импульсное $U_{вых\,1}$, так и пилообразное $U_{вых\,2}$ напряжения.

При интегрировании входного напряжения операционным усилителем, резистором *R1* и конденсатором *C1* напряжение на выходе *A1* линейно нарастает с наклоном $-U_{вх}/R_1C_1$. Когда это напряжение превышает напряжение открывания диода $U_{от}$, последний переключается в состояние с низким сопротивлением. При этом конденсатор *C1* разряжается до тех пор, пока напряжение на нем не уменьшится до напряжения восстановления диода. После этого восстанавливается исходное состояние *VD*, и цикл возобновляется. В результате переключения диода на его аноде возникает импульсный сигнал, который поступает на выход. Частота выходного пилообразного напряжения приблизительно равна $U_{вх}/[R_1C_1(U_{от}-1\ В)]$.

При использовании конденсатора емкостью до 1 мкФ линейность характеристики преобразования повышается, однако при этом уменьшается максимальная частота выходного сигнала. Схема нормально работает на частотах до 5 кГц; дальнейшее увеличение частоты ограничено скоростью нарастания выходного напряжения ОУ. Сопротивление резистора *R1* выбирается таким, чтобы входной ток усилителя не превышал 10 мкА; в этом случае устраняются ошибки, обусловленные током утечки диода.

3.1.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА ТАЙМЕРАХ

Часто при преобразовании напряжения в частоту требуется бóльший диапазон изменения частоты выходных импульсов, чем могут обеспечить рассмотренные ранее схемы. Преобразователи с изменением частоты в пределах 2—4 декад реализуют на интегральных таймерах [62, 63].

При соединении таймера по схеме самовозбуждающегося мультивибратора (рис. 3.8,*а*) можно получить линейный преобразователь напряжения в частоту, изменяющуюся от 10 Гц до 10 кГц, причем этот диапазон может быть легко сдвинут в любую сторону заменой одного из элементов схемы. Определяемый входным управляющим напряжением $U_{вх}$ ток линейно заряжает времязадающий конденсатор *C*, так что с увеличением $U_{вх}$ линейно возрастает частота выходных импульсов. В любой момент заряда конденсатора напряжение на нем определяется выражением $U_C=U_п/3+(I/C)t$, где I — ток заряда конденсатора

Заряд продолжается до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не достигнет величины $U_C=2U_п/3$, при этом время заряда $t_1=U_пC/3I$. В этот момент конденсатор быстро разряжается до напряжения $U_п/3$ через сопротивление $R_{к.э}$ открытого транзисторного ключа в таймере *A2* типа 1006ВИ1 (вывод 7). Время разряда $t_2\approx 0{,}69\ R_{к.э}C$.

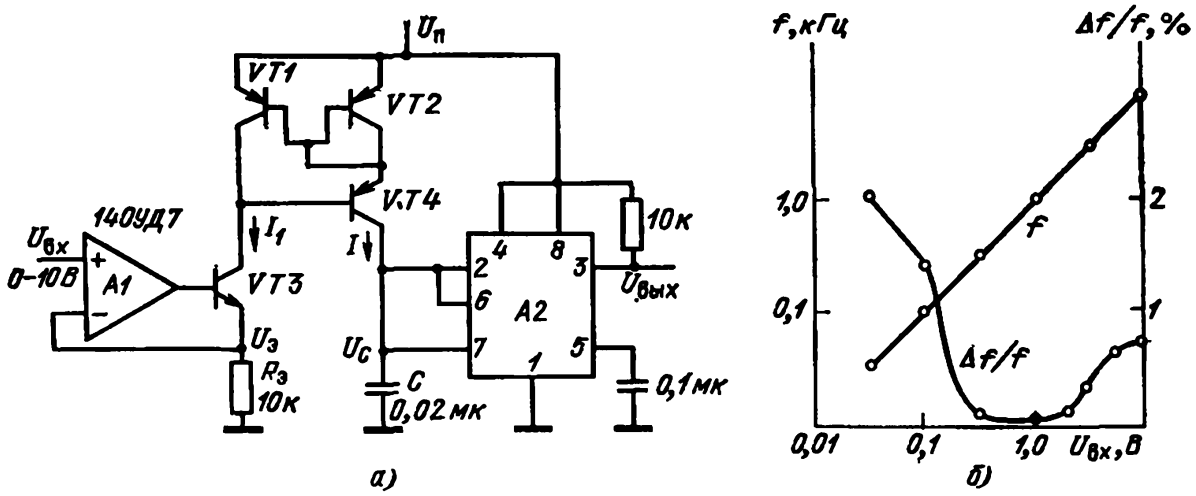


Рис. 3.8. Применение таймера в схеме преобразователя напряжения в частоту (*а*) и зависимости частоты и ее погрешности от входного напряжения (*б*)

Схема рассчитывается таким образом, чтобы выполнялось условие $t_1 \gg t_2$, поэтому период колебаний мультивибратора T весьма близок к t_1, а частота колебаний $f=3I/U_пC$.

Операционный усилитель 140УД7 и транзистор *VT3* образуют источник тока, зависящего от управляющего напряжения. В нем $I_1\approx U_{вх}/R_э$. Для того чтобы источник входного напряжения $U_{вх}$ можно было заземлять, заряд конденсатора фактически осуществляется током I, поступающим от источников тока (транзисторы *VT1*, *VT2* и *VT4*), являющихся «зеркальным отражением» источника тока на транзисторе *VT3*; при этом $I=I_1$. Транзистор *VT4* включен по модифицированной каскадной схеме, благодаря чему источник тока обладает повышенным выходным сопротивлением, так что равенство токов I и I_1 соблюдается лучше. С учетом этого

$$f=3U_{вх}/(R_э CU_п). \qquad (3.7)$$

При максимальном входном управляющем сигнале 10 В и номиналах элементов, указанных на рис. 3.8,*а*, ток заряда легко можно регулировать от 10 мкА до 1 мА; при этом выходная частота $f=10^3U_{вх}$, где f — в герцах, $U_{вх}$ — в вольтах.

На рис. 3.8,*б* приведены экспериментальные зависимости частоты и ее погрешности от управляющего напряжения. На верхней границе частотного диапазона (около 10 кГц) начинает сказываться время разряда t_2, которое фактически не равно нулю, и частота становится меньше расчетного значения. На низкой частоте (около 100 Гц) коэффициенты усиления транзисторов падают, а токи смещения компаратора (выводы *2* и *6*) снижают коэффициент преобразования напряжения в ток, при этом частота оказывается меньше вычисленного по формуле (3.7) значения. Последнее явление можно частично устранить регулировкой напряжения смещения ОУ. Для работы на более высоких

частотах (до 100 кГц) лучше уменьшать емкость C (до 0,002 мкФ), чем сопротивление $R_э$. В противном случае повысится погрешность не высоких частотах за счет увеличения отношения t_2/t_1.

Приведенная на рис. 3.9 схема также построена на таймере, но имеет диапазон изменения частоты выходных импульсов от 0 до 10 кГц [63, 64]. При подаче отрицательного напряжения от 0 до 10 В на вход усилителя, включенного в режиме интегратора, его выходное напряжение начинает

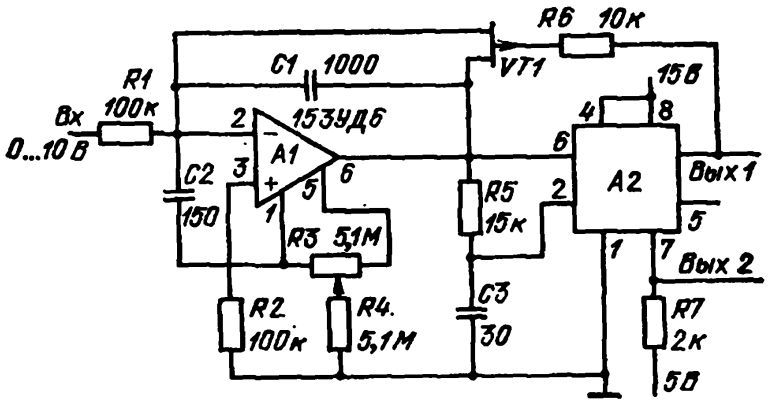


Рис. 3.9. Преобразователь на таймере 1006ВИ1 с частотой выходных импульсов от 0 до 10 кГц

линейно увеличиваться до тех пор, пока не достигнет (2/3) $U_п$. В этот момент запускается таймер и напряжение на выходных выводах *3* и *7* стаиовится близким к нулю. Включается полевой транзистор *VT1*, который быстро разряжает интегрирующий конденсатор *C1*. Так как время разряда постоянно (не зависит от входного напряжения), линейность преобразователя на высокой частоте будет ограничена. Для компенсации влияния времени разряда конденсатора в схеме используется *RC*-цепь, состоящая из резистора *R5* и конденсатора *C3*, которая обеспечивает зависящую от частоты преобразователя задержку включения таймера по входу *2*. Когда напряжение на этом входе становится равным (1/3)$U_п$, происходит сброс таймера, при котором напряжения на его выходах достигают максимального значения. Транзистор *VT1* выключается, и начинается следующий цикл.

Так как время сброса преобразователя около 1 мкс, то в диапазоне 0—10 кГц нелинейность передаточной характеристики не хуже 0,2%. Если пренебречь временем сброса преобразователя, частота выходных импульсов $f=3U_{вх}/(2U_пR_1C_1)=10^3U_{вх}$.

Для достижения хорошей температурной стабильности следует использовать конденсатор *C1* полистирольиого типа. Регулировка нуля в схеме обеспечивается переменным резистором *R3*. В наихудшем случае при температуре +20° С напряжение смещения на входе ОУ равно 1,2 мВ, что соответствует смещению частоты выходных импульсов преобразователя на 1,2 Гц.

Введение в схему резистора *R7* и источника питаиия +5 В иа выходе *7* таймера делают ее совместимой по уровням напряжения с цифровыми схемами ТТЛ и ДТЛ. При замене *p*-канального полевого транзистора *n*-канальиым схема будет выполнять функцию преобразования напряжения положительной полярности в частоту.

Основной причиной нелинейности характеристики преобразования и ограничения частоты выходных импульсов (f_{max}=10 кГц) является большое сопротивление канала полевого транзистора (около 150 Ом). Для расширения частотного динамического диапазона необходимо применять транзисторы с меньшим сопротивлением в открытом состоянии.

3.2. ПРИМЕНЕНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ

На базе преобразователей напряжения в частоту строятся различные измерительные системы [65—68]. На рис. 3.10 представлена схема преобразователя температуры в частоту с использованием в качестве преобразователя температуры диода *VD2*. Схема обеспечивает измерение температуры от 0 до 100° С с разрешающей способностью ±0,1° С; при этом погрешность измерений не превышает ±0,3° С во всем диапазоне.

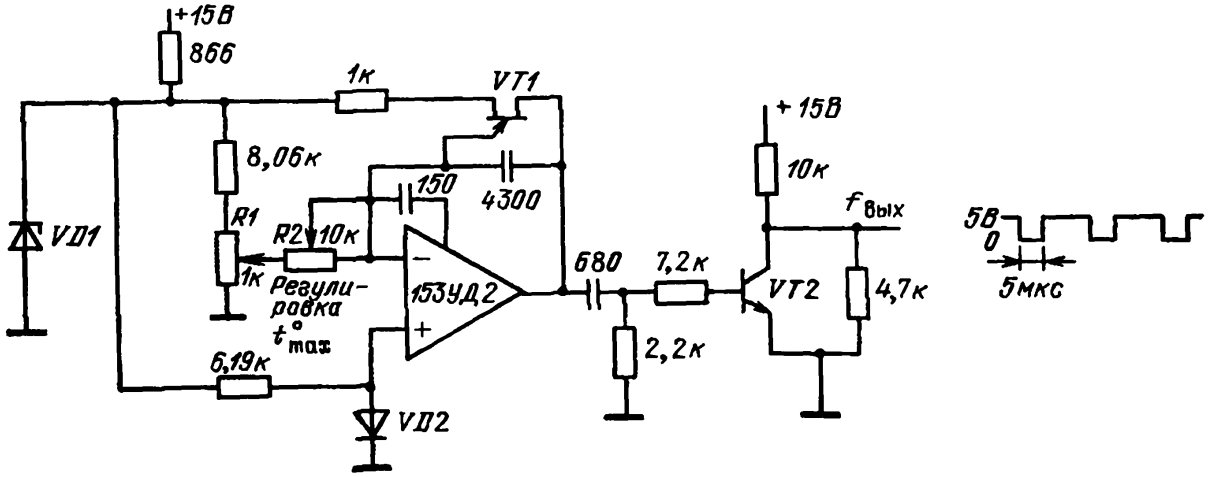


Рис. 3.10. Схема для измерения температуры с помощью преобразователя напряжения в частоту

Операционный усилитель типа 153УД2 выполняет функции интегратора. Когда конденсатор емкостью 4300 пФ заряжается до —10 В, интегратор сбрасывается однопереходным транзистором *VT1*. Температурно-компенсированный диод *VD1* (6,2 В) формирует опорное напряжение, определяющее порог открывания однопереходного транзистора, обеспечивает стабилизацию опорных напряжений, соответствующих нулевому и максимальному значениям температуры, и задает ток 1 мА, протекающий через диодный преобразователь температуры *VD2*. Транзистор *VT2* выполняет функцию согласования выходных импульсов с логическими ТТЛ-уровнями.

Работа схемы основана на преобразовании напряжения в частоту. Напряжение на инвертирующем входе ОУ интегрируется до момента открывания транзистора *VT1*, через который происходит разряд конденсатора. Частота колебаний зависит от температуры, поскольку с изменением температуры меняется падение напряже-

ния на диоде *VD2* и соответственно на неинвертирующем входе интегратора.

При калибровке схемы диод помещают в среду с температурой 100° С, после чего потенциометром *R2* устанавливают частоту 1000 Гц. Затем диод охлаждают до 0° С и потенциометром *R1* устанавливают частоту 0 Гц. Указанную процедуру повторяют 2—3 раза до тех пор, пока не будет исключено взаимное влияние регулировок. После калибровки схемы выходная частота в десять раз больше температуры (0—100° С) с погрешностью 0,3° С. Например, при температуре 37,5° С частотомер покажет 375 Гц.

Выходную частоту можно измерить с помощью ТТЛ-счетчиков и генератора напряжения прямоугольной формы с частотой 1 Гц. Это напряжение следует подать на базу транзистора *VT2* через резистор сопротивлением 2,2 кОм, а выход полученной схемы подключить к ТТЛ-счетчикам.

Схема преобразователя температуры в частоту с высокой точностью преобразования в широком диапазоне измеряемых температур приведена на рис. 3.11. Принцип работы преобразователя основан на сравнении тока, протекающего через температурный преобразователь $R_т$ (терморезистор), с током разряда конденсатора *C*. Приведенная схема, в отличие от предыдущих, легко поддается регулировке.

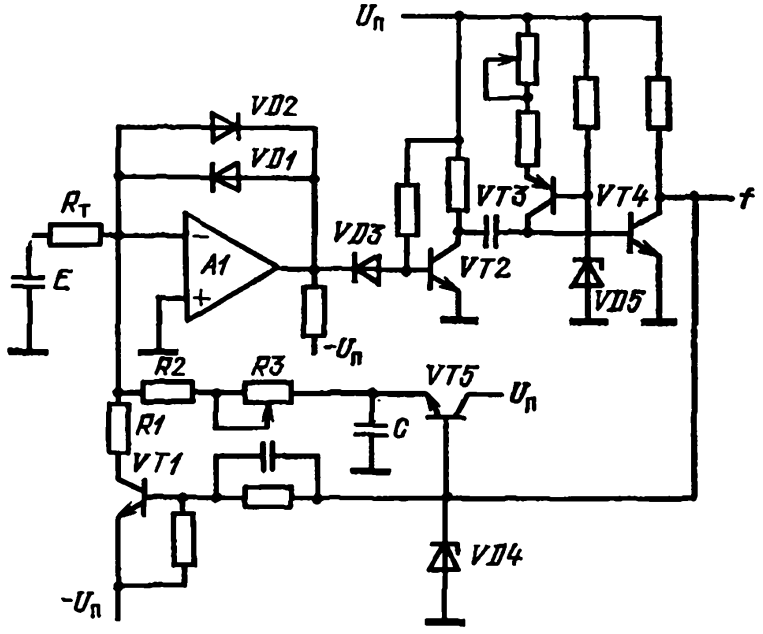


Рис. 3.11. Прецизионный преобразователь температуры в частоту

Как видно из упрощенной схемы преобразователя (рис. 3.12), последний состоит из трех основных узлов: термочувствительной схемы с резистором $R_т$ и цепью разряда конденсатора *C*, компаратора тока на ОУ (*A1*) и импульсной схемы управления работой коммутаторов *S1* и *S2*. Когда уровень выходного напряжения управляющей схемы высокий, оба коммутатора включены и конденсатор заряжается до опорного напряжения $U_{оп}$. Поскольку инверти-

рующий вход ОУ находится под потенциалом «кажущейся» земли, ток, протекающий через резистор $R2$, $i_R = U_{оп}/R_2$.

Сопротивление $R1$ выбирается таким образом, чтобы ток i_{R_2} был меньше суммы токов через терморезистор $R_т$ и резистор $R1$, т. е. $U_{оп}/R_2 < i_{R_т} + i_{R_1}$. При этом диод $VD2$ смещен в прямом направлении и напряжение на выходе компаратора находится у верхней границы. Это выходное напряжение усилителя сохраняется до тех пор, пока не изменится состояние схемы управления. Время t_1, в течение которого уровень выходного напряжения управляющей схемы остается высоким, определяется постоянной времени этой схемы. В конце интервала t_1 коммутаторы открываются и конденсатор C начинает разряжаться через резистор $R2$. Диод $VD2$ смещается в обратном направлении, а открывающийся диод $VD1$ производит сброс выходного напряжения компаратора до нуля. После того как ток разряда конденсатора C уменьшится до $i_{R_т}$, откроется диод $VD1$ и цикл повторится.

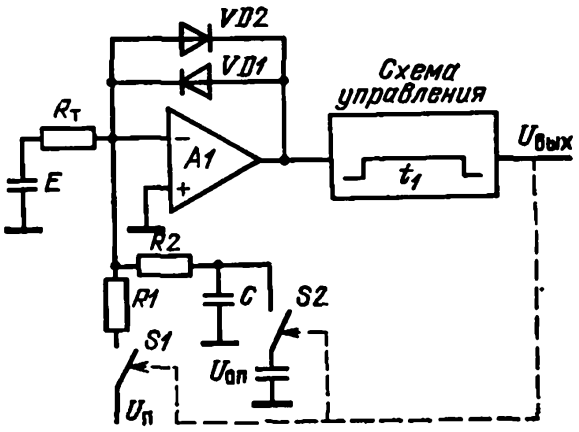


Рис. 3.12. Упрощенная схема преобразователя на рис. 3.11

Выражение для определения частоты выходных импульсов преобразователя может быть представлено в виде $f = T/B\tau$, где T — измеряемая температура; B — постоянная, зависящая от материала терморезистора; $\tau = R_2C$. Следует отметить, что это выражение справедливо до тех пор, пока частота выходных импульсов меньше величины $1/t_1$.

Таким образом, регулировка рассмотренной схемы заключается лишь в том, чтобы правильно выбрать импульсную схему управления транзисторными ключами $VT1$ и $VT5$ (см. рис. 3.11) в зависимости от верхнего предела измеряемой температуры. Диапазон измеряемых температур может быть практически любым и определяться типом используемого температурного преобразователя.

Глава 4

ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ

В этой главе приведены примеры использования АИС для построения генераторов сигналов различной формы. Гибкость и универсальность ОУ позволяет с минимальным числом внешних элементов создавать простые и удобные в настройке и регулировке генераторы практически всех видов колебаний с требуемыми параметрами. Рассмотрены генераторы сигналов синусоидальной, прямоугольной и треугольной форм с регулируемыми параметра-

ми (частотой, амплитудой, длительностью импульсов), показаны методы стабилизации параметров выходных колебаний генераторов, описаны схемы с регулируемой формой сигналов. Проанализированы схемы одновибраторов, применяемых для формирования прецизионных и стабильных импульсов.

4.1. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Колебания синусоидальной формы являются одним из наиболее распространенных в радиоэлектронике видом колебаний. Существует много устройств на различных активных элементах для генерации таких колебаний, однако схемы, построенные на ОУ, перемножителях, компараторах и таймерах, выгодно отличаются от других схем простотой, стабильностью параметров, универсальностью.

Принцип работы таких генераторов основан на использовании в цепях ОС фазосдвигающих или резонансных элементов: моста Вина, двойного Т-образного моста, сдвигающих *RC*-цепей. Существуют и другие способы генерирования синусоидальных колебаний, например фильтрацией импульсов треугольной формы или выделением первой гармонической составляющей прямоугольных импульсов [2].

4.1.1. СТАБИЛИЗАЦИЯ И РЕГУЛИРОВКА АМПЛИТУДЫ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Для того чтобы амплитуда сигналов на выходе генератора синусоидальных колебаний оставалась постоянной, в схеме необходима строго регулируемая ОС. Однако в ряде случаев это значительно усложняет схему генератора.

Обычно для стабилизации амплитуды сигнала на выходе генератора применяются нелинейные элементы: диоды, стабилитроны, лампы накаливания, терморезисторы, полевые транзисторы и др. Одна из наиболее простых схем стабилизации показана на рис. 4.1. В ней использован делитель напряжения, включенный в цепь положительной ОС усилителя и состоящий из постоянного резистора *R4* и терморезистора $R_т$ с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Терморезистор стабилизирует цепь ОС: если напряжение на выходе ОУ возрастает, сопротивление терморезистора падает и обратная связь уменьшается, и наоборот. Резисторы *R1* и *R2* в цепи отрицательной ОС предотвращают искажение выходного сигнала, не позволяя амплитуде возрастать слиш-

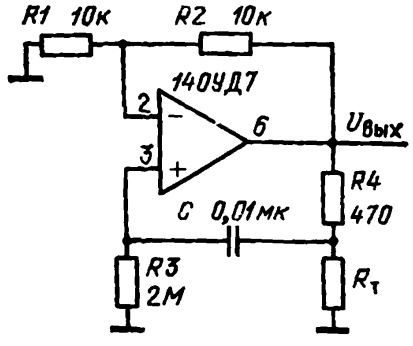


Рис. 4.1. Генератор синусоидальных колебаний со стабилизацией амплитуды выходного напряжения терморезистором

ком сильно. В результате напряжение на выходе схемы остается постоянным даже при изменении частоты генерации (замене элементов *R3* или *C*).

Напряжение источника питания может изменяться от ±5 до ±18 В. Амплитуда выходного сигнала задается сопротивлением *R2*; во избежание искажений она должна быть значительно меньше $U_п$. Частота генерации в схеме с указанными номиналами элементов равна 2 кГц. Типовое значение аплитуды напряжения выходного синусоидального сигнала при $E_п = \pm 10$ В равно 5 В.

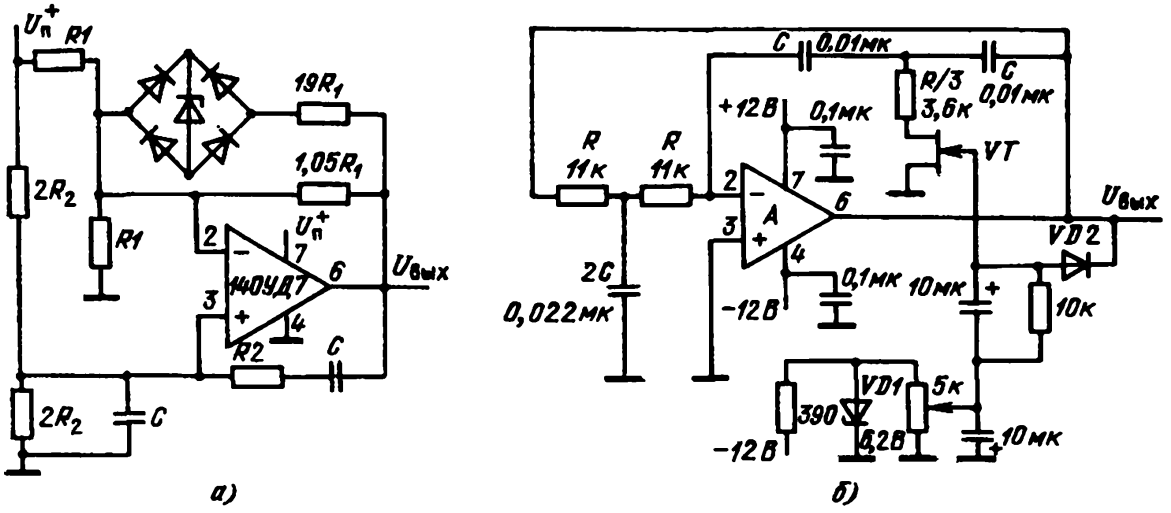


Рис. 4.2. Генератор со стабилизацией амплитуды синусоидальных колебаний стабилитроном (*а*) и полевым транзистором (*б*)

Известно [43], что одним из наиболее простых принципов реализации генераторов синусоидальных колебаний является использование в цепи положительной ОС усилителя моста Вина. Однако такие генераторы, как правило, требуют дополнительной стабилизации амплитуды и сложных схем регулировки частоты и амплитуды выходных сигналов.

В схеме на рис. 4.2,*а* стабилизация амплитуды генерируемых колебаний осуществляется с помощью диодного моста и стабилитрона в цепи отрицательной ОС усилителя. Схема работает от однополярного источника питания, что достигается применением на входах ОУ двух резистивных делителей, задающих смещение по постоянному току. Частота генерации схемы определяется цепью положительной ОС: $f = 1/(2\pi R_2 C)$. Амплитуда выходных сигналов (до включения цепи АРУ) устанавливается выбором соответствующего значения коэффициентов усиления несколько выше необходимого для обеспечения запуска генератора. Включение цепи АРУ снижает коэффициент усиления и предотвращает дальнейшее повышение амплитуды выходного напряжения, которое без АРУ ограничивается лишь при насыщении усилителя. Это приводит к большим нелинейным искажениям, поэтому первоначальное превышение коэффициента усиления ОУ по сравнению со значением, требуемым для нормальной работы генератора (в данном случае равным 3), не должно быть значительным.

Включенный последовательно со стабилитроном резистор (*19R1*) ограничивает чрезмерное ослабление коэффициента усиления для снижения искажений выходного сигнала. Точность установки частоты генератора зависит от элементов моста Вина, максимальный диапазон рабочих частот ограничен лишь скоростью нарастания выходного напряжения ОУ. Амплитуда выходных колебаний приблизительно в 1,5 раза выше порогового напряжения стабилитрона. Коэффициент нелинейных искажений генератора при правильном подборе резисторов и стабилитрона в цепи дополнительной отрицательной ОС (цепи АРУ) не превышает 0,5%.

В схеме на рис. 4.2,*б* в качестве нелинейного элемента, обеспечивающего автоматическую регулировку усиления, использован полевой транзистор [69]. Этот генератор состоит из пикового детектора и полевого транзистора, который работает в режиме управляемого напряжением резистора и включен в двойную цепь с регенеративной ОС.

В схеме выходной синусоидальный сигнал детектируется пиковым детектором, и результирующее напряжение в виде постоянного потенциала, зависящего от амплитуды напряжения на выходе, подается на затвор транзистора. Величина этого управляющего напряжения подбирается потенциометром сопротивлением 5 кОм так, чтобы при изменении сопротивления канала транзистора автоматически выполнялось условие генерации и повышалась стабильность работы схемы при любых изменениях амплитуды выходного напряжения.

При указанных на рисунке номиналах элементов схема генерирует синусоидальные колебания частотой 1460 Гц и амплитудой 5 В. Изменение напряжения источника питания от ±8 до ±18 В практически не оказывает влияния на параметры выходного сигнала. В температурном диапазоне 10—65° С амплитуда колебаний изменяется на 6%, а частота — на 1,5%. Для генерирования сигнала другой частоты необходимо изменить соответствующим образом номиналы резисторов и конденсаторов в двойном Т-образном мосте.

На рис. 4.3 приведена схема генератора синусоидальных колебаний, амплитуда которых регулируется потенциометром *R7*, изменяющим пороговое напряжение включения цепи АРУ на кремниевом диоде *VD* [70]. Когда прямое падение напряжения на диоде достигает нескольких сотен милливольт, диод открывается и уменьшает коэффициент усиления ОУ, стабилизируя амплитуду выходного сигнала на уровне, который определяется положением движка потенциометра *R7*. Настройка схемы осуществляется следующим образом. Перемещением движка потенциометра *R7* диод *VD* подключается к выходу генератора. Затем подбирается значение подстроечного резистора *R4*, при котором возникает генерация. В этих условиях размах амплитуды выходного сигнала схемы должен быть около 500 мВ. Если это выполняется, то при перемещении движка потенциометра *R7* в другое крайнее положение размах напряжения на выходе генератора будет изменяться

от 500 мВ до 9 В; при этом искажения формы синусоидальных колебаний незначительны. При указанных на рисунке номиналах элементов схема генерирует колебания частотой 1 кГц.

Недостатком этой схемы является то, что при регулировке амплитуды выходного напряжения существенно изменяются нелинейные искажения генерируемых сигналов и в определенных режимах они могут достигать нескольких процентов. Поэтому для

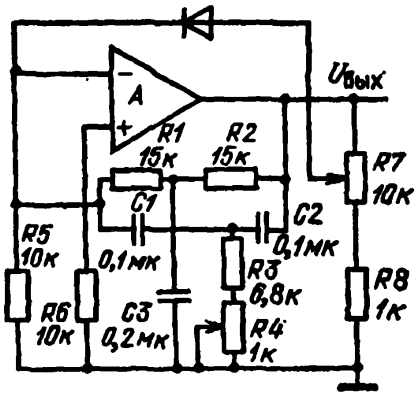


Рис. 4.3. Генератор синусоидальных колебаний с регулируемой амплитудой

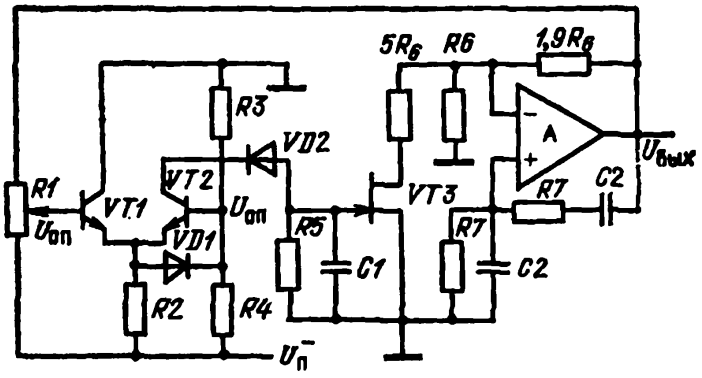


Рис. 4.4. Генератор синусоидальных колебаний с АРУ

построения прецизионных генераторов колебаний с регулируемой амплитудой следует использовать усилители с управляемым коэффициентом усиления на выходе стабилизированного по амплитуде генератора (см. § 2.1). В качестве такого генератора можно использовать схему рис. 4.4, в которой стабилизация и регулировка амплитуды осуществляются цепью АРУ, сформированной парой транзисторов в дифференциальном включении и полевым транзистором в режиме регулируемого напряжением сопротивления. Полевой транзистор очень удобен для этой цели, поскольку при изменении управляющего напряжения его сопротивление изменяется в большом диапазоне (от 500 Ом до 100 МОм). Управляющее напряжение поступает на затвор полевого транзистора с выхода компаратора, который вырабатывает разностный сигнал между выходным напряжением генератора $U_{вых}$ и опорным $U_{оп}$. Стабилизация амплитуды колебаний осуществляется следующим образом. При снижении $U_{вых}$ транзистор *VT2* закрывается, управляющее напряжение запоминается на конденсаторе *C1*, сопротивление канала полевого транзистора уменьшается, что приводит к увеличению коэффициента усиления ОУ и соответственно амплитуды выходного сигнала. При увеличении $U_{вых}$ срабатывает компаратор, снижая (по модулю) отрицательное управляющее напряжение, увеличивается сопротивление канала полевого транзистора и уменьшаются K_U и $U_{вых}$ до установленных значений. Следует отметить, что для правильной работы схемы необходимо задавать K_U несколько ниже значения, необходимого для возникновения генерации.

Регулировка амплитуды выходных колебаний генератора производится потенциометром *R1*, при изменении положения движка которого изменяется относительная часть амплитуды выходного сигнала, поступающая на вход компаратора, т. е. глубина АРУ. Для значений $\alpha \geqslant 1 - U_{оп}/U^{-}_{п}$ (α — относительная часть сопротивления потенциометра, связанная с $U^{-}_{п}$) выражение для определения амплитуды выходных колебаний можно записать в виде $U_{вых} = U_{оп}/\alpha + (1 - 1/\alpha)U^{-}_{п}$, откуда следует, что амплитуду можно регулировать опорным напряжением $U_{оп}$.

Температурный дрейф выходного напряжения генератора определяется в основном дрейфом транзисторов компаратора и при тщательном подборе *VT1* и *VT2* не превышает 1 мВ/°С. Нелинейные искажения $U_{вых}$ незначительны и уменьшаются с увеличением постоянной времени R_5C_1. Частота колебаний $f = 1/(2\pi R_7 C_2)$.

4.1.2. СТАБИЛИЗАЦИЯ И РЕГУЛИРОВКА ЧАСТОТЫ КОЛЕБАНИЙ ГЕНЕРАТОРА

Рассмотренные схемы генераторов синусоидальных колебаний имеют фиксированную частоту выходных сигналов, задаваемую элементами в цепях ОС. Стабильность частоты колебаний, генерируемых такими схемами, в большей степени зависит от качества этих элементов, чем от структуры фазосдвигающей цепи и характеристик ОУ. Поэтому при использовании высококачественных *RC*-элементов приведенные выше схемы обычно удовлетворяют требованиям, предъявляемым к генераторам синусоидальных колебаний, для стабильности частоты выходного сигнала.

Однако в некоторых устройствах, например эталонных генераторах, применяемых в прецизионных радиотехнических и измерительных системах, требуется дополнительная стабилизация частоты, которая обычно осуществляется с помощью кварцевого кристалла, включаемого в цепь положительной ОС генератора (рис. 4.5) [71].

Высокая избирательность кристалла в значительной степени стабилизирует резонансное значение частоты генерации, задаваемое цепью положительной ОС. В этой схеме элементы *R* и *C* предназначены в основном для фильтрации высших гармоник кристалла и выбираются с учетом его резонансного сопротивления. При резонансе фазовый сдвиг равен нулю, т. е. кристалл представляет собой активное сопротивление. Это сопротивление заменяет один из резисторов в цепи положительной ОС усилителя. Для выполнения условия согласования резонансной частоты кристалла и частоты моста Вина сопротивление

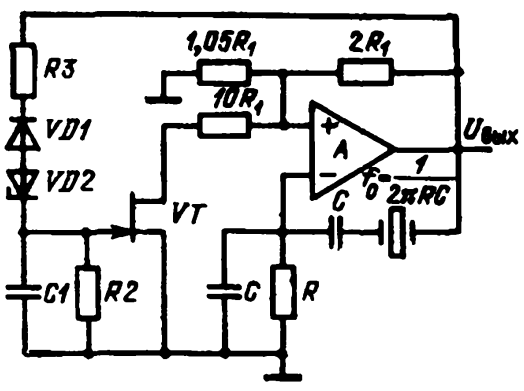


Рис. 4.5. Генератор со стабилизацией частоты синусоидальных колебаний кварцевым кристаллом

резистора R подбирают равным резонансному сопротивлению кристалла, а емкость конденсаторов C определяют из выражения $RC=1/(2\pi f_0)$.

Цепь АРУ, подключенная к инвентирующему входу ОУ, компенсирует изменения резонансного сопротивления кристалла с температурой, поддерживая тем самым амплитуду и частоту выходных сигналов постоянной. Однако при больших изменениях температуры для лучшей стабилизации параметров выходного напряжения генератора в цепь положительной ОС последовательно с кварцевым кристаллом следует включить добавочный резистор небольшого номинала. В этом случае сопротивление резистора R должно быть равно сумме сопротивлений добавочного резистора и резонансного сопротивления кристалла.

При построении генераторов синусоидальных колебаний с регулируемой частотой следует учитывать тот факт, что с изменением номинала хотя бы одного из частотозадающих элементов изменяется условие возникновения генерации, что может привести к срыву колебаний. В генераторах на мосте Вина это условие заключается в том, чтобы полный коэффициент усиления сигнала по цепям положительной и отрицательной ОС был равен единице на любой частоте. Поэтому при изменении частоты выходных колебаний в генераторах на мосте Вина необходимо использовать сдвоенный потенциометр (или конденсатор).

В схеме генератора на рис. 4.6,*а* эта задача решается включением регулирующего частоту потенциометра *R2* таким образом,

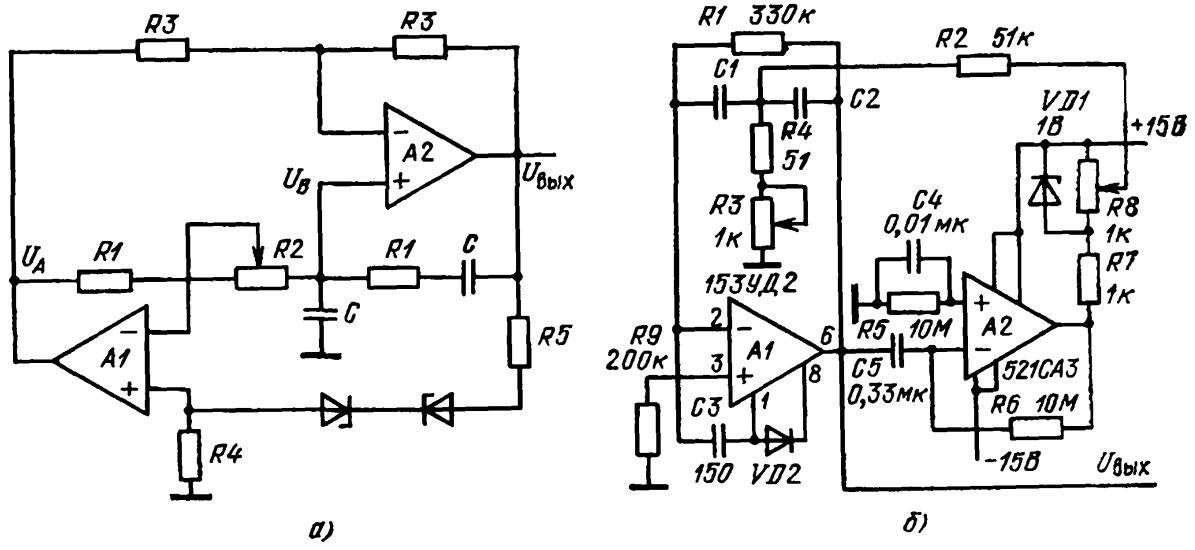


Рис. 4.6. Генераторы синусоидальных колебаний с регулируемой частотой: *а* — на мосте Вина; *б* — на Т-образном мосте

чтобы он изменял и усиление в цепи отрицательной ОС операционного усилителя *A1* [43]. Поскольку *R2* является элементом моста, он изменяет частоту генерации в соответствии с выражением $f=1/(2\pi C\sqrt{R_1R_2})$. При уменьшении номинала потенциометра увеличивается частота и уменьшается сигнал ОС U_B на неинвертирующем входе *A2*. Однако при этом одновременно увеличивается

коэффициент усиления *A1*, так что суммарное усиление по цепям положительной и отрицательной ОС остается равным единице при всех изменениях сопротивления *R2*. Действительно, снижение амплитуды выходного напряжения на частоте генерации, обусловленное мостом Вина, равно $U_B/U_{вых}=R_2/(R_1+2R_2)$. Поскольку оба ОУ усиливают сигнал U_B, то $U_{вых}=2U_B-U_A=(2+R_1/R_2)U_B=[(R_1+2R_2)/R_2]U_B$. Сравнивая эти два выражения, получаем, что коэффициент усиления по цепям ОС равен единице для всех значений *R2*. Таким образом, коэффициент усиления и, следовательно, амплитуда выходных колебаний генератора не зависят от частоты.

В действительности наличие паразитных емкостей и конечная полоса пропускания ОУ несколько ограничивают диапазон изменения частоты при неизменной амплитуде $U_{вых}$. С использованием АРУ на стабилитроне, как показано на рис. 4.6,*а*, амплитуда колебаний генератора остается постоянной при изменении частоты в пределах декады. Применением более совершенных схем АРУ можно расширить диапазон изменения частоты, но это приведет к срыву колебаний.

На рис. 4.6,*б* представлена схема генератора, в которой перестройка частоты осуществляется также одним потенциометром *R3*. Операционный усилитель *A1* включен по схеме активного фильтра, а компаратор *A2* является генератором напряжения прямоугольной формы. Частота сигналов зависит от номинала элементов *R1*, *R3*, *C1* и *C2*. Если выбрать емкости конденсаторов *C1* и *C2* одинаковыми, то частота генерируемых колебаний $f=1/(2\pi C_1\sqrt{R_1R_3})$.

Номиналы конденсаторов, позволяющие получить различные частотные диапазоны, указаны в табл. 4.1.

В рассмотренной схеме нелинейные искажения изменяются от 0,75 до 2% в зависимости от сопротивления резистора *R3*. Увеличение этого сопротивления свыше 1 кОм приведет к недопустимым искажениям, а уменьшение ниже 50 Ом — к автогенерации схемы фильтра. Получить частоты свыше 20 кГц от таких генераторов затруднительно, так как на более высоких частотах падает добротность фильтра и на выходе появляются импульсы клинообразной формы. Нижняя частота генератора ограничивается лишь емкостью конденсаторов.

Таблица 4.1

ЗАВИСИМОСТЬ ЧАСТОТЫ ОТ НОМИНАЛОВ КОНДЕНСАТОРОВ *C1*, *C2*

C_1, C_2, мкФ	Минимальная частота, Гц	Максимальная частота, Гц
0,47	18	80
0,10	80	380
0,022	380	1700
0,0047	1700	8000
0,002	4400	20 000

Для усилителя *A1* в схеме использована компенсация с опережением (см. гл. 1), расширяющая полосу усиления свыше 1 МГц и увеличивающая скорость нарастания выходного напряжения до 10 В/мкс. При стандартной схеме компенсации максимальная час-

тота, на которой имеет место полный размах амплитуды сигнала, не превышает 6 кГц. Для улучшения температурной стабильности схемы следует правильно выбирать типы применяемых резисторов и конденсаторов.

Схема на рис. 4.7,*а* представляет собой известный генератор, в котором вместо обычных двух частотозадающих резисторов *R1* и *R2* могут быть использованы резистивные матрицы с управлением двоичным кодом. Частота синусоидальных колебаний генератора является линейной функцией значений цифрового кода на входе, и поэтому схема представляет интерес в областях применения, связанных с микропроцессорным управлением или синтезом речи [72].

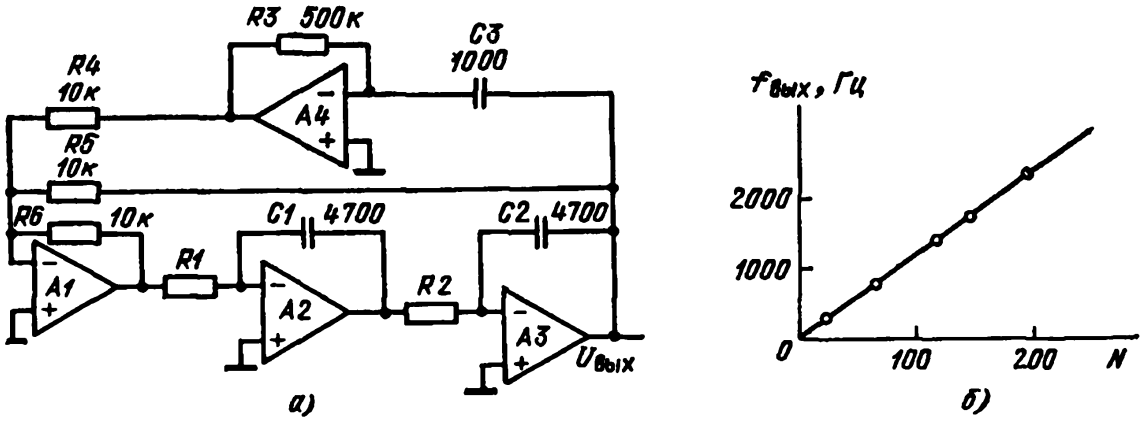


Рис. 4.7. Генератор с программируемым значением частоты (*а*) и зависимость частоты от управляющего числа (*б*)

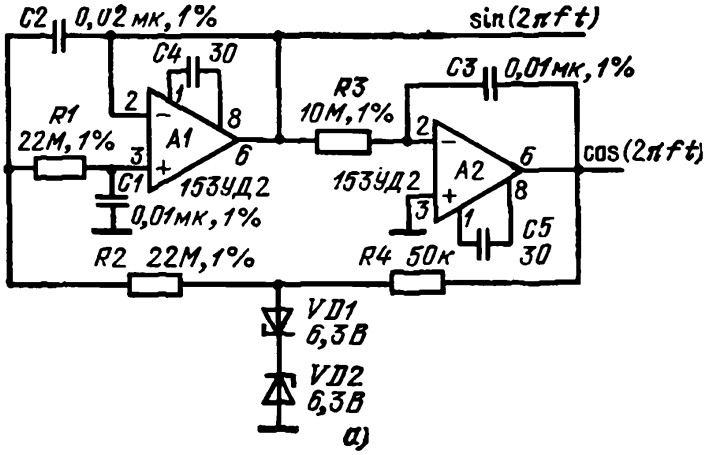
Для исходной схемы, приведенной на рисунке, можно показать, что частота колебаний $f=(1/2\pi)\sqrt{R_5/(C_1C_2R_1R_2R_6)}$ и условие самовозбуждения $C_3R_3R_6/R_4 \geqslant K$, где K — константа, характеризующая усиление. Как видно, частота колебаний является функцией сопротивлений двух резисторов: *R1* и *R2*. Их можно заменить двумя блоками резисторов, управляемых цифровым кодом, выходное сопротивление которых определяется как $R_1=R_2=R(2^n-1)N$, где n — число двоичных разрядов, используемых для управления; N — управляющее число; R — постоянная.

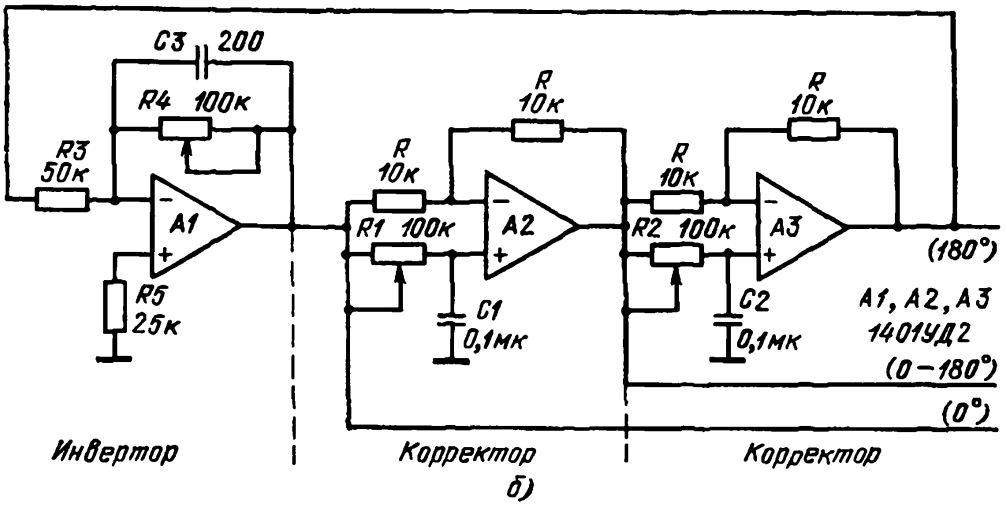
Заменяя *R1* и *R2*, получаем $f=(N/2\pi)R(2^n-1)\sqrt{R_5/(R_6C_1C_2)}=BN$, где B — постоянная. Последнее соотношение показывает, что частота выходного сигнала линейно зависит от N. Линейная зависимость частоты от управляющего воздействия наблюдается в диапазоне 0—3000 Гц. На рис. 4.7,*б* приведена зависимость частоты выходных колебаний генератора от управляющего числа N для $R=11$ кОм. В схеме могут быть использованы ОУ 1401УД2.

4.1.3. ГЕНЕРАТОРЫ С МНОГОФАЗНЫМ ВЫХОДОМ

В тех случаях, когда необходимо получить два вида колебаний, сдвинутых на 90° относительно друг друга (синусоидальные и косинусоидальные колебания), можно использовать схему,

изображенную на рис. 4.8,*а* Усилитель *А1* включен по схеме активного фильтра низких частот с двумя полюсами. Усилитель *А2* работает как генератор. Поскольку фазовый сдвиг на отставание, вносимый обоими каскадами, составляет 270°, схема может возбудиться при достаточно большом коэффициенте усиления и при сдвиге фаз 180°. Существующий в схеме запас коэффициента усиления обеспечивает устойчивое возбуждение генератора.





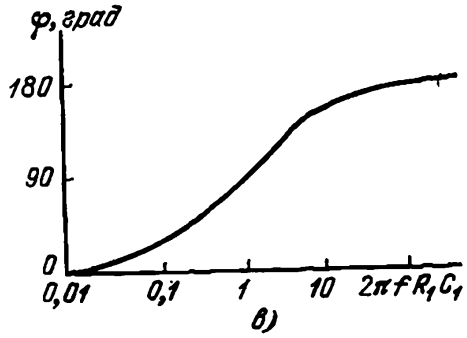


Рис. 4.8. Генераторы со сдвигом фазы от 0 до 90° (*а*), от 0 до 180° (*б*) и фазовая характеристика схемы *б* (*в*)

Стабилизация амплитуды выходного сигнала осуществляется включением в схему ограничивающих стабилитронов *VD1* и *VD2*. Наличие диодов приводит к возникновению нелинейных искажений, однако влияние последних уменьшается использованием фильтров,

пропускающих низкие частоты. Если диоды *VD1* и *VD2* имеют одинаковые напряжения стабилизации, то в результате симметричного ограничения сигнала практически исключаются искажения в виде четных гармоник. Поэтому основной помехой будет третья гармоника, которая меньше первой гармоники на выходе усилителя *A1* на 40 дБ и на выходе *A2* на 50 дБ. Это означает, что гармонические искажения синусоидального и косинусоидального сигналов не превышают 1 и 0,3% соответственно.

Частота генерации и порог возбуждения схемы определяются номиналом прецизионных элементов *R1—R3* и *C1—C3*, которые должны иметь малые разбросы и температурные коэффициенты. Сопротивление *R3* можно выбрать меньшим, чем указано на рис. 4.8,*а*; при этом допускается использовать другие элементы с бо́льшим разбросом без существенного ухудшения условий возбуждения. Сопротивление *R4* не критично, но следует учитывать, что оно должно быть значительно меньше сопротивления *R3*, чтобы падение напряжения на резисторе *R4* при открытых ограничивающих диодах было небольшим. С указанными номиналами элементов схема генерирует колебания частотой 1 Гц. Заменив элементы, задающие частоту выходных сигналов, можно расширить рабочий диапазон частот схемы до 1 кГц.

Более совершенная схема генератора синусоидальных колебаний, которая может быть использована в качестве источника высококачественного сигнала для калибровки различных систем, показана на рис. 4.8,*б*. Эту схему легко настраивать, у нее широкий диапазон частот, хорошая стабильность амплитуды; кроме того, коэффициент усиления не оказывает влияния на работу генератора. Схема легко самовозбуждается и имеет несколько выходов с разными фазами и одинаковыми амплитудами [73].

Цепь ОС на рис. 4.8,*б* содержит два фазосдвигающих каскада и инвертор с единичным коэффициентом усиления. Фазовые корректоры на операционных усилителях *A2* и *A3* обеспечивают сдвиг фазы сигнала от 0 до 180°, а их коэффициенты усиления равны 1 на всех частотах.

Частота колебаний полностью определяется двумя независимыми постоянными времени R_1C_1 и R_2C_2 и выражается формулой $f = 1/(2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2})$. Если $R_1=R_2$ и $C_1=C_2$, то $f=1/(2\pi R_1C_1)$.

Поскольку частота генерируемого сигнала не зависит от коэффициента усиления, амплитуда сигнала и ее стабильность не зависят от сопротивления резистора *R1*, с помощью которого задается частота. Диапазон частот, обеспечиваемый генератором, очень широк. Амплитуда ограничивается максимальным размахом напряжения на выходе ОУ.

Резистор *R4* подбирается таким, чтобы коэффициент усиления в контуре обратной связи был равен 1. Резистором *R1* регулируют фазу от 0 до 180° и изменяют частоту выходных колебаний. При этом амплитуда, ее стабильность и условия возбуждения остаются неизменными. Конденсатор *C3* в схеме предотвращает возникновение в ОУ высокочастотных паразитных колебаний.

Перекрытие широкого диапазона частот достигается изменением емкостей *C1* и *C2* и заменой резисторов *R1* и *R2* сдвоенным потенциометром. Вместо резисторов *R1* и *R2* в схему можно включить сопротивления, управляемые напряжением. В узком диапазоне частоту можно регулировать только резистором *R1*. Схема очень удобна для генерирования нескольких сигналов с точным взаимным фазовым сдвигом и одинаковой амплитудой. Каскадным включением нескольких фазовых корректоров можно легко получить сигналы с любой фазой. Фазовая характеристика генератора $\varphi(f) = -2 \operatorname{arctg} (2\pi f R_1 C_1)$ представлена на рис. 4.8,*в*.

4.2. ГЕНЕРАТОРЫ КОЛЕБАНИЙ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ И ТРЕУГОЛЬНОЙ ФОРМ

Принцип построения генераторов колебаний прямоугольной и треугольной форм на ОУ базируется на выполнении двух основных математических операций: интегрирования и сравнения. Поэтому схемы таких генераторов, как правило, идентичны, а форму выходного сигнала и его частоту определяют параметры пассивных компонентов и способ их включения в схему.

4.2.1. ГЕНЕРАТОРЫ КОЛЕБАНИЙ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Принцип работы генераторов колебаний прямоугольной формы, как и всех генераторов, основан на введении цепи положительной ОС в усилитель. Однако в отличие от генераторов синусоидальных колебаний, такие схемы обычно имеют только активное сопротивление в цепи положительной ОС [74].

Для генерирования колебаний прямоугольной формы, частота которых регулируется аналоговым сигналом, можно использовать схему с полевым транзистором, изображенную на рис. 4.9. Управляющее напряжение $U_{вх}$ подается на вход усилителя *A1* в дифференциальном включении. Напряжение на выходе этого усилителя $U_{вых\,1}$ по модулю равно $U_{вх}$, а его знак определяется состоянием транзистора: если он закрыт, $U_{вых\,1} = U_{вх}$, если открыт, то $U_{вых\,1} = -U_{вх}$.

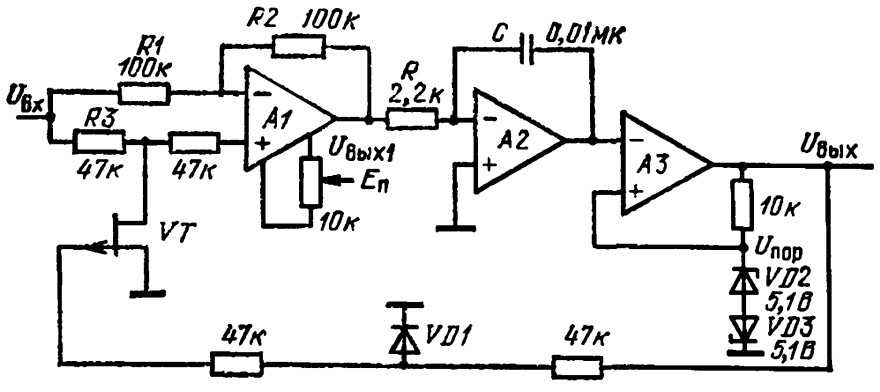


Рис. 4.9. Генератор колебаний прямоугольной формы с регулируемой частотой

Усилитель *А2* работает в режиме генератора пилообразных колебаний, выходное напряжение которого поступает на вход компаратора *А3* с напряжением срабатывания $U_{пор}$, которое определяется напряжением стабилизации стабилитронов *VD2* и *VD3* и падением напряжения на них в прямом включении. Выходной сигнал компаратора подается на затвор ПТ, который, в свою очередь, управляет работой генератора. Справедливо следующее выражение для определения частоты колебаний на выходе схемы в зависимости от входного напряжения:

$$f = U_{вх}/(4\,RCU_{пор}). \qquad (4.1)$$

Подставляя значения элементов, указанные на рисунке, в выражение (4.1), найдем, что $f = 2 \cdot 10^3 U_{вх}$, где f — в герцах, $U_{вх}$ — в вольтах. Линейная зависимость частоты от напряжения сохраняется при изменении $U_{вх}$ от 6 мВ до 10 В, что соответствует изменению частоты от 12 Гц до 20 кГц.

В современной цифровой аппаратуре очень часто используются генераторы тактовых импульсов со скважностью 50%, часто называемые генераторами меандра. Такие генераторы удобно строить на таймерах в режиме мультивибратора (рис. 4.10). В связи с тем, что времязадающая цепь управляется выходным напряжением таймера, между выводом *3* и источником питания включен резистор $R_н$, позволяющий увеличить размах выходного напряжения почти до $U_п$. Высокая точность при формировании меандра получается благодаря тому, что заряд и разряд конденсатора C_t осуществляются через резистор R_t. На точность влияют стабильность высокого и низкого уровней выходного напряжения и их симметричность относительно пороговых напряжений $U_п/3$ и $2U_п/3$. При рекомендуемом сопротивлении $R_н = 1$ кОм сопротивление резистора R_t необходимо выбрать из условия $R_t \gg R_н$, т. е. $R_t > 10$ кОм. Частота выходного сигнала $f = 0{,}722/R_tC_t$.

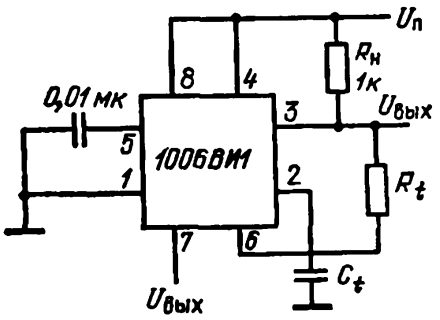


Рис. 4.10. Генератор тактовых импульсов со скважностью 50%

Существенно повлиять на точность работы мультивибратора на рис. 4.10 может зависимость частоты генерируемых тактовых импульсов от входного сопротивления $R_{вх.н}$ приемника сигнала. При уменьшении сопротивления $R_{вх.н}$ низкий и высокий уровни выходного напряжения изменяются вследствие некоторого различия выходных сопротивлений таймера для втекающего и вытекающего токов. Чтобы устранить влияние $R_{вх.н}$, можно подключить приемник сигнала к высокоомному выходу (вывод 7), который в рассматриваемом включении таймера свободен.

4.2.2. ГЕНЕРАТОРЫ КОЛЕБАНИЙ ТРЕУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Схемотехнические принципы построения генераторов колебаний треугольной формы совпадают с описанными выше методами построения генераторов прямоугольных колебаний. Отличие

состоит в том, что в данном случае используется менее глубокая положительная ОС. Схема генератора колебаний треугольной формы с регулируемыми частотой и амплитудой на двух ОУ типа 153УД2 приведена на рис. 4.11. Схема состоит из задающего элемента — интегратора — и элемента сброса — порогового детектора с гистерезисом. Частота колебаний определяется элементами *R3*, *R4* и *C1*, а их амплитуда — отношением $R_5/(R_1+R_2)$.

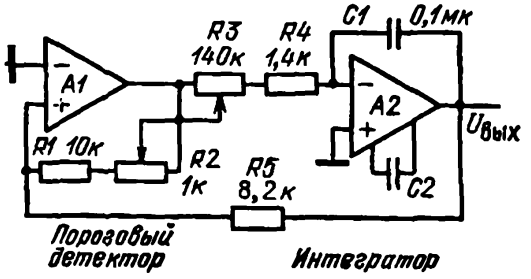


Рис. 4.11. Генератор колебаний треугольной формы с независимой регулировкой частоты и амплитуды

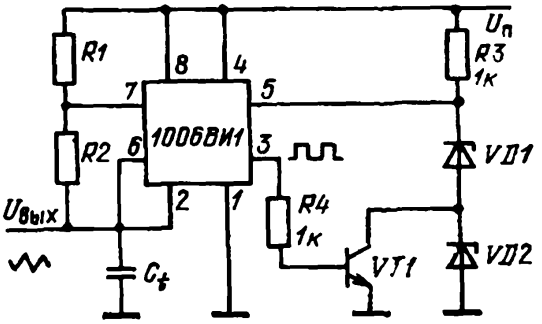


Рис. 4.12. Простой генератор колебаний треугольной формы на таймере

Операционный усилитель *A2*, включенный по схеме интегратора, должен быть скомпенсирован до глубины единичного усиления; *A1* компенсируется с помощью конденсатора в том случае, если возникает генерация в момент переброса схемы, обусловленная плохим качеством источника питания.

Для того чтобы амплитуда выходного напряжения генератора оставалась постоянной при изменении температуры и напряжения источника питания, пороговый детектор следует снабдить ограничителем сигнала, построенным на подобранных в пару стабилитронах, как показано на рис. 4.9 (диоды *VD2*, *VD3*). Токи перезаряда интегратора должны значительно превышать ток смещения ОУ, а напряжение смещения нуля должно быть значительно меньше амплитуды выходного сигнала $U_{вых}$. В первом случае гарантируется симметрия треугольников, во втором — отсутствие смещения относительно нуля.

Следует отметить, что в генераторах колебаний треугольной формы, построенных на ОУ общего применения (153УД2, 140УД7), на частотах более 10 кГц острые вершины треугольников закругляются из-за сравнительно невысокой скорости нарастания выходного напряжения этих ОУ. Приведенные на рис. 4.12 и 4.13 схемы генераторов на таймерах лишены этого недостатка и позволяют формировать колебания частотой до 1 МГц. Если к линейности выходного сигнала не предъявляются высокие требования, то можно воспользоваться сравнительно простой схемой рис. 4.12. Амплитуда колебаний устанавливается внешней цепью, состоящей из транзистора *VT1* и диодов *VD1* и *VD2*. Эта цепь изменяет напряжение на выводе *5* таймера в зависимости от потенциала на выво-

де *3*. При выходном напряжении таймера $U_п$ транзистор *VT1* насыщен и на выводе *5* устанавливается напряжение $U_{д1}+U_н$, где $U_н$ — напряжение на коллекторе насыщенного транзистора; $U_{д1}$ — падение напряжения на диоде *VD1*. Когда напряжение на конденсаторе C_t нарастает до $U_{д1}+U_н$, выходное напряжение таймера

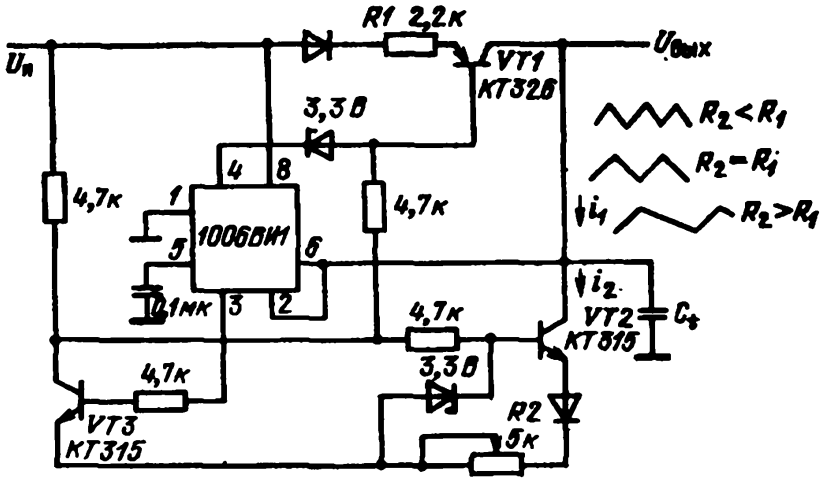


Рис. 4.13. Генератор с повышенной линейностью

переключится от $U_п$ до $\approx 0{,}1$ В, транзистор *VT1* закроется и на выводе *5* установится напряжение $U_{д1}+U_{д2}$ ($U_{д2}$ — падение напряжения на диоде *VD2*). После этого напряжение на конденсаторе C_t начинает уменьшаться и, когда оно достигнет значения $(U_{д1}+U_{д2})/2$, выходное напряжение таймера вновь станет равным $U_п$ и т. д.

Несмотря на то, что формируемый на конденсаторе сигнал складывается из нарастающей и спадающей экспонент, он близок к идеальному треугольному, поскольку изменения напряжения на C_t находятся на начальных участках экспонент. Напряжение на конденсаторе нарастает с постоянной времени $(R_1+R_2)C_t$, а уменьшается с постоянной времени R_2C_t. Изменением сопротивления резисторов *R1* и *R2* можно получить требуемые соотношения между временами спада и нарастания, а подбором емкости конденсатора C_t можно установить необходимую частоту треугольных колебаний.

Прецизионный генератор колебаний треугольной формы можно построить на таймере, управляющем источником двухполярного тока. Генератор этого типа (см. рис. 4.13) позволяет легко перестраивать форму колебаний, что часто необходимо при его использовании в измерительных устройствах. Источник двухполярного тока построен на двух источниках однополярного тока. Транзистор *VT1* формирует ток заряда i_1, а *VT2* — ток заряда i_2 времязадающего конденсатора C_t. Однополярные источники тока управляются таймером через инвертор на транзисторе *VT3*. Когда *VT3* насыщен, напряжение на его коллекторе около 0,1 В. В этом случае работает источник тока i_1, а ток $i_2\approx 0$. Вследствие этого напряже-

ние на конденсаторе C_t линейной нарастает со скоростью i_1/C_t. Как только оно достигнет значения $2U_п/3$, выходное напряжение таймера изменится от $U_п$ до 0,1 В, транзистор *VT3* закроется и напряжение на его коллекторе увеличится до $U_п$. Поэтому источник тока на транзисторе *VT1* выключается и включается источник постоянного тока i_2, разряжающего конденсатор C_t. Напряжение на конденсаторе C_t линейно уменьшается с постоянной скоростью i_2/C_t. При достижении этим напряжением значения $U_п/3$ напряжение на выходе таймера вновь изменится и рабочий цикл повторится. Поскольку напряжение на конденсаторе уменьшается на $U_п/3$, длительности нарастания t_1 и спада t_2 выходных сигналов определяются выражениями $t_1=U_пC_t/3i_1$ и $t_2=U_пC_t/3i_2$. Токи i_1 и i_2 можно рассчитать из формул $i_1=U_{R1}/R_1$ и $i_2=U_{R2}/R_2$, где $U_{R1,2}=U_{ст}-U_{э.б}-U_д$ — падения напряжения на *R1* и *R2* соответственно. Следовательно, форму выходных сигналов можно регулировать резисторами *R1* и *R2*, а частоту $f=1/(t_1+t_2)$ — конденсатором C_t. Однако следует учитывать, что на величину f влияют и резисторы *R1* и *R2*. При параметрах элементов, указанных на рис. 4.13, $f\approx\approx(75/C_t)$, где C_t — в микрофарадах, f — в герцах.

Обе схемы имеют большое выходное сопротивление, и для их подключения к любой нагрузке могут потребоваться буферные повторители с низкоомным выходом. Если скорость нарастания выходного сигнала генераторов меньше 1 В/мкс, то повторитель может быть собран на любом ОУ общего применения. При скорости нарастания больше 1 В/мкс можно к выходу таймера подключить обычный эмиттерный повторитель либо использовать ОУ типа 574УД1, 154УД1 с высокой скоростью нарастания выходного напряжения (>10 В/мкс). Недостатками обеих схем генераторов являются: 1) сильная зависимость частоты выходных колебаний от температуры; 2) сравнительно узкий диапазон регулирования частоты — примерно две декады. Более широкий диапазон изменения частоты можно получить умножением действующего значения емкости времязадающего конденсатора C_t и одновременным увеличением диапазона изменения тока его заряда различными схемотехническими методами.

4.3. ГЕНЕРАТОРЫ КОЛЕБАНИЙ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

4.3.1. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Схема генератора пилообразного напряжения звуковых частот, показанная на рис. 4.14,*а*, имеет хорошую температурную стабильность и построена на таймере. Она обеспечивает нелинейность пилы в пределах 1%, а выходной усилитель может работать на низкоомную нагрузку и полностью развязан от времязадающих цепей [75].

От распространенных устройств, генерирующих пилообразные колебания, данная схема отличается тем, что в нее введен источник стабилизированного тока, который заряжает конденсатор, формирующий пилообразное напряжение. В обычных схемах напряжение база — эмиттер транзистора, являющегося ис-

точником постоянного тока, зависит от температуры. В результате при изменении температуры изменяется ток транзистора и, как следствие, частота выходных колебаний. Однако в генераторе на таймере частота сохраняется стабильной. При соединении выводов *2* и *6* таймер запускается своим собственным сигналом и работает как автоколебательный мультивибратор.

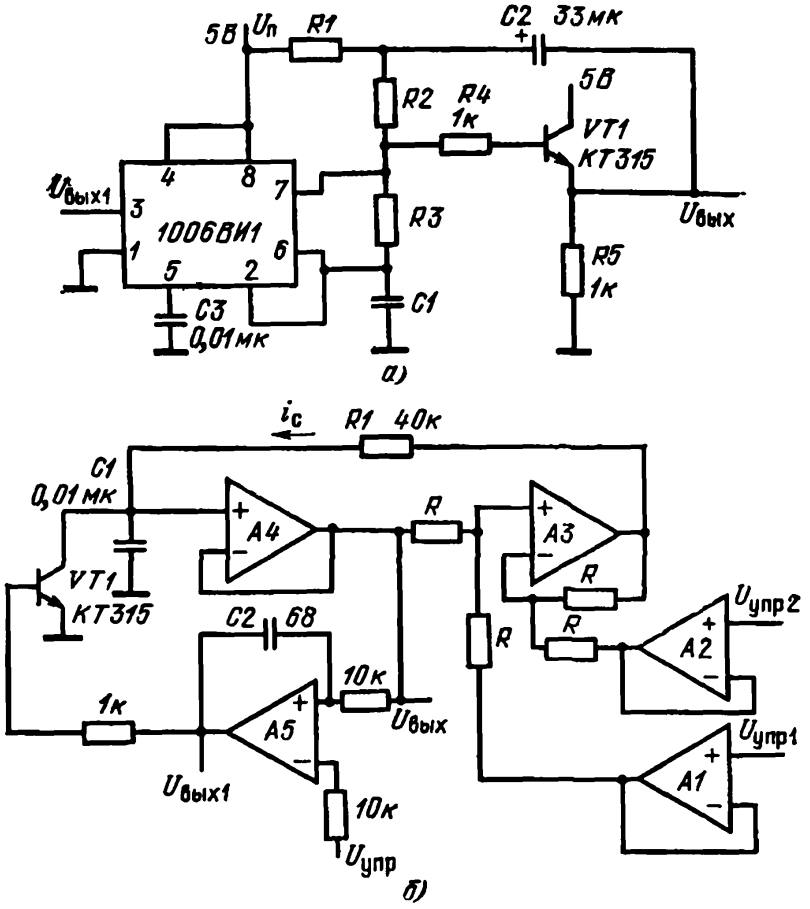


Рис. 4.14. Генераторы пилообразного напряжения:
а — на таймере; *б* — на счетверенном ОУ типа 1401УД2

Рассмотрим процессы, происходящие в схеме после того, как внутренний переключающий транзистор (вывод 7), разрядив формирующий конденсатор *C1* через резистор *R3*, запирается и возобновляет заряд конденсатора *C1*. Конденсатор *C1* начинает заряжаться через резисторы *R1—R3*, при этом напряжение на нем достигает напряжения источника питания $U_п$. Можно считать, что изменение напряжения в точке соединения резисторов *R2* и *R3* равно перепаду напряжения на верхнем выводе конденсатора *C1*. Этот перепад напряжения поступает на базу эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе *VT1*. Поскольку коэффициент усиления повторителя близок к 1, последний полностью передает перепад на верхний вывод резистора *R2*. В результате падение напряжения на резисторе *R2* существенно не изменяется за время заряда конденсатора *C1*; последний заряжается постоянным током, что, в свою очередь, улучшает линейность пилообразного напряжения.

Когда линейно нарастающий сигнал на выводе *6* достигает значения (2/3) $U_п$, внутренний компаратор производит сброс триггеров. Импульс сброса вновь открывает переключающий транзистор (вывод 7), в результате чего кон-

денсатор *C1* разряжается через резистор *R3*. При этом на вывод *2* поступает новый сигиал запуска и рабочий цикл возобновляется.

Резистор *R3* замедляет отрицательный перепад пилообразного напряжения, соответствующий разряду конденсатора. Резистор *R4* служит для подавления паразитиых выбросов, поступающих на базу транзистора *VT1*. Блокирующий конденсатор *C3* включен на управляющем входе таймера (вывод *2*), который в данной схеме не используется.

Параметры элементов и частота связаны между собой следующими соотношениями: $R_1=R_2$; $R_2\geqslant 10R_5$; $R_3C_1\geqslant 5\cdot 10^{-6}$ с; $R_4=1$ кОм; $R_5\geqslant 100$ Ом; $R_1C_2\geqslant 10R_2C_1$; $f=1/C_1\ [0{,}75\ (R_1+R_2)+0{,}693R_3]$.

Как и в обычном экспоненциальном генераторе пилообразного напряжения, выходная частота не зависит от изменения напряжения источника питания. Технические характеристики схемы приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

ЗАВИСИМОСТЬ ЧАСТОТЫ КОЛЕБАНИЙ ОТ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ

Частота, Гц	R_3, кОм	R_1 и R_2, кОм	C_1, мкФ
54200	5,1	10	0,001
665	510	100	0,01
6,7	51	1000	0,1

В генераторе пилообразных колебаний, представленном на рис. 4.14,*б*, обеспечивается пропорциональное напряжению управление как периодом, так и амплитудой колебаний в широких пределах, поэтому его можно использовать и в качестве преобразователя напряжения в частоту [76].

Два дифференциальных управляющих сигиала постоянного тока $U_{\text{упр }1}$ и $U_{\text{упр }2}$ подаются на операционные усилители *A1* и *A2*. Напряжение на выходе *A3* равно $U_{C1}+(U_{\text{упр }1}-U_{\text{упр }2})=U_{C1}+\Delta U_{\text{упр}}$, где U_{C1} — падение напряжения на коиденсаторе *C1*, которое через буферный усилитель поступает иа вход *A3*. Такая комбинация всех входных сигналов *A3* эквивалентна повторителю напряжеиия с регулируемым напряжением смещения. При этом $i_C=(U_{C1}+\Delta U_{\text{упр}}-U_{C1})/R_1=\Delta U_{\text{упр}}/R_1$, а напряжение на конденсаторе $U_{C1}=\int_0^t (i_C/C_1)dt=(\Delta U_{\text{упр}}/R_1C_1)t$.

Конденсатор *C1* разряжается через транзистор *VT1* за время *T*, пока напряжение U_{C1} ие станет равным управляющему напряжению $U_{\text{упр}}$, которое регулируется от 0 до 2,5 В. В результате $[U_{C1}]_{\max}=U_{\text{упр}}=(\Delta U_{\text{упр}}/R_1C_1)T$, а $f=1/T=\Delta U_{\text{упр}}/U_{\text{упр}}R_1C_1$.

Наклон зависимости частоты (в килогерцах) от управляющего напряжения составляет 1 для диапазоиа $1<\Delta U_{\text{упр}}<10$ В. Такое линейное соотношеиие поддерживается даже для медлеиных пилообразных колебаний (когда возрастает величина *C1*) при малых значениях $\Delta U_{\text{упр}}$. Выбор емкости конденсатора *C2* осуществляется таким образом, чтобы в течение соответствующей части цикла конденсатор *C1* мог полностью разрядиться через транзистор *VT1*. Номиналы резисторов *R* изменяются от 5 до 100 кОм и подбираются с точностью до 0,1%. В схеме использован один корпус ОУ типа 1401УД2 (*A1*—*A4*).

4.3.2. ОДНОВИБРАТОРЫ

Формирование импульсов определенной длительности обычно осуществляется одновибратором, типовая схема которого показана на рис. 4.15,*а*. В отсутствие входного сигнала ($U_{вх}=0$) на выходе ОУ сохраняется стабильное напряжение $U_{вых\,max}$; диод *VD1* смещен в прямом направлении, и напряжение

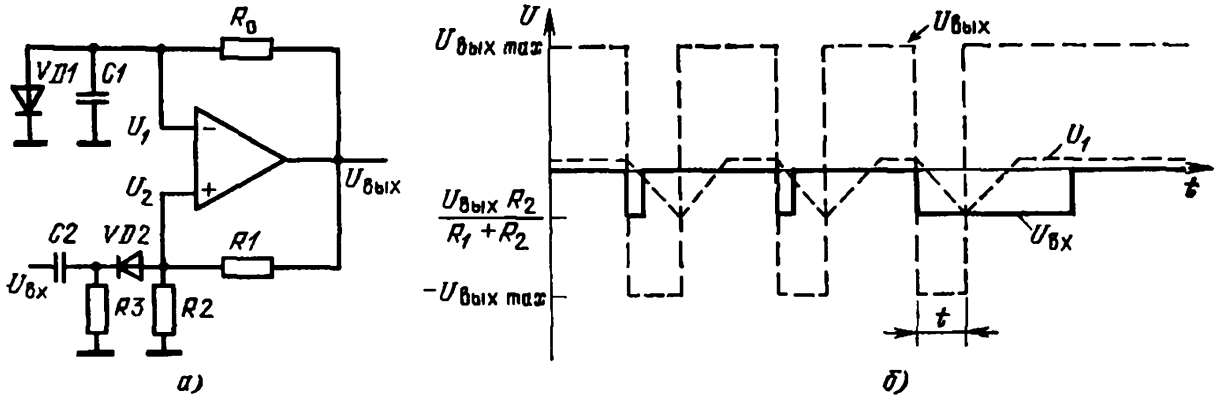


Рис. 4.15. Одновибратор на ОУ (*а*) и форма напряжения в различных точках схемы (*б*)

на конденсаторе *C1*, представляющее собой напряжение U_1 на инвертирующем входе ОУ, ограничено десятыми долями вольта. В это же время часть выходного напряжения $U_{вых}$ снова подается на неинвертирующий вход через делитель напряжения *R1*, *R2*. Таким образом, напряжение на неинвертирующем входе $U_2=U_{вых}R_2/(R_1+R_2)$; оно значительно превышает U_1, поэтому напряжение на выходе ОУ имеет положительную полярность.

Если теперь на вход подать отрицательный импульс $U_{вх}$ с перепадом, превышающим падение напряжения на *R2*, напряжение U_2 на неинвертирующем входе станет отрицательным и полярность выходного напряжения схемы изменится. Поскольку диод *VD1* теперь закрыт, конденсатор *C1* начинает заряжаться. По мере заряда конденсатора падение напряжения на нем увеличивается (по модулю) до тех пор, пока не превысит U_2. В этот момент $U_{вых}$ снова становится положительным. Таким образом, выходное напряжение $U_{вых}$ отрицательно только на период времени, достаточный для заряда конденсатора *C1* до напряжения, приблизительно равного U_2. Это время t определяется постоянной времени C_1R_0 и отношением R_1/R_2. Если $R_1/R_2=10$, длительность t каждого отрицательного импульса можно определить из следующего выражения: $t\approx 0{,}1\ R_0C_1$ (рис. 4.15,*в*).

4.3.3. ГЕНЕРАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ СТУПЕНЧАТОЙ ФОРМЫ

На рис. 4.16,*а* приведена схема генератора напряжения ступенчатой формы, построенного на трех ОУ, работающих в режимах импульсного генератора (*A1*), интегратора (*A2*) и компаратора (*A3*). Импульсный генератор формирует приращения амплитуды выходного напряжения за счет поэтапного подключения входного резистора *R5* к опорному напряжению $-U_{оп}$ коммутатором на полевом транзисторе *VT1* в течение времени $t_1=R_1C_1\ln 3$. Интервал времени между приращениями амплитуды $U_{вых}$ определяется выражением

$\Delta t=(R_1+R_2)C_1 \ln 3$, а величина приращения $\Delta U_{вых}=(R_1C_1/R_5C_2)U_{оп} \ln 3$. Приращения $U_{вых}$ формируются до тех пор, пока амплитуда выходного напряжения не достигнет уровня $R_8U_{оп}/R_7$, определяемого компаратором. В этот момент открывается диод *VD4* и напряжение на выходе интегратора падает до значения $R_8U_{оп}/R_7$. Заметим цикл повторяется. Сопротивления резисторов *R3* и

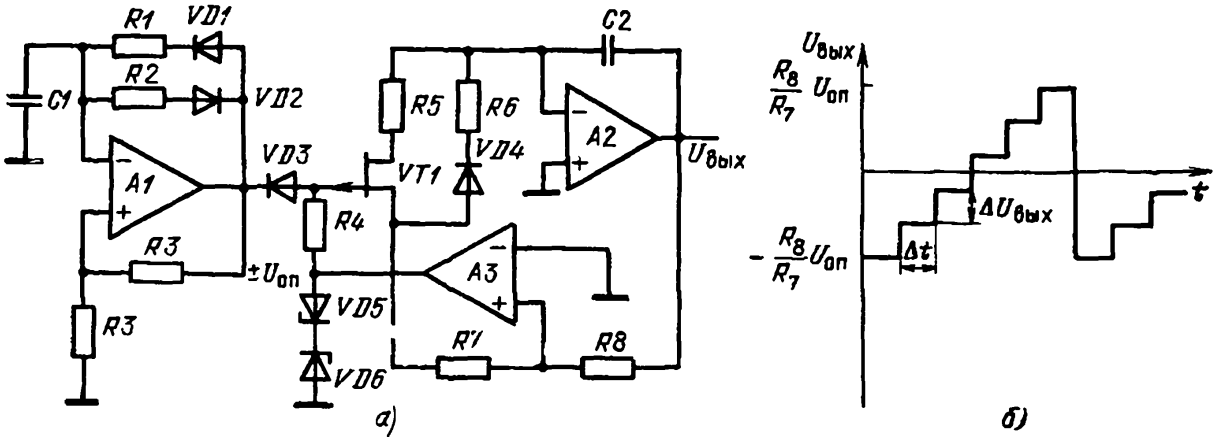


Рис. 4.16. Генератор напряжения ступенчатой формы (*а*) и формы выходного сигнала (*б*)

R4 практически не влияют на работу схемы. Форма выходного напряжения генератора показана на рис. 4.16,*б*.

4.4. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР КОЛЕБАНИЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Генератор, схема которого показана на рис. 4.17, вырабатывает переменное напряжение симметричной прямоугольной, треугольной и синусоидальной форм и предназначен для проверки всевозможной низкочастотной аппаратуры [77]. Период генерируемых колебаний регулируется ступенями и плавно от 10 с до 100 мкс (0,1—10 000 Гц), выходное напряжение — от 1 до 10 В.

Устройство состоит из генератора напряжения треугольной формы (*A1—A3*), преобразователя этого напряжения в синусоидальное (*VT1*, *VT2*), каскада, компенсирующего вносимое преобразователем ослабление сигнала (*A4*), и оконечного усилителя (*A5*). В свою очередь, генератор напряжения треугольной формы состоит из компаратора (*A1*), интегратора (*A2*) и усилительного каскада (*A3*). Напряжение такой формы получается в результате заряда — разряда конденсаторов *C3—C6* неизменным током, определяемым напряжением в точке *а* и сопротивлением резистора *R4* или *R5* (в зависимости от положения переключателя *S1*).

При напряжении на выходе компаратора *A1*, близком к —10 В, напряжение в точке *а* складывается из прямого падения напряжения на стабилитроне *VD1* и напряжения стабилизации стабилитрона *VD2*; при напряжении, близком к +12 В, — из прямого напряжения на стабилитроне *VD2* и напряжения стабилизации стабилитрона *VD1*. При тщательно подобранных стабилитронах напряжения в точке *а* в обоих случаях одинаковы (отличаются только знаком), и ток через конденсаторы *C3—C6* (как зарядный, так и

разрядный) определяется выражением $I=|U_a|/R$, где R — сопротивление резистора *R4* или *R5*. Изменение полярности напряжения на выходе компаратора происходит в момент, когда усиленное усилителем *A3* линейно нарастающее или спадающее напряжение на инвертирующем входе становится равным напряжению на его неинвертирующем входе, т. е. в точке *a*.

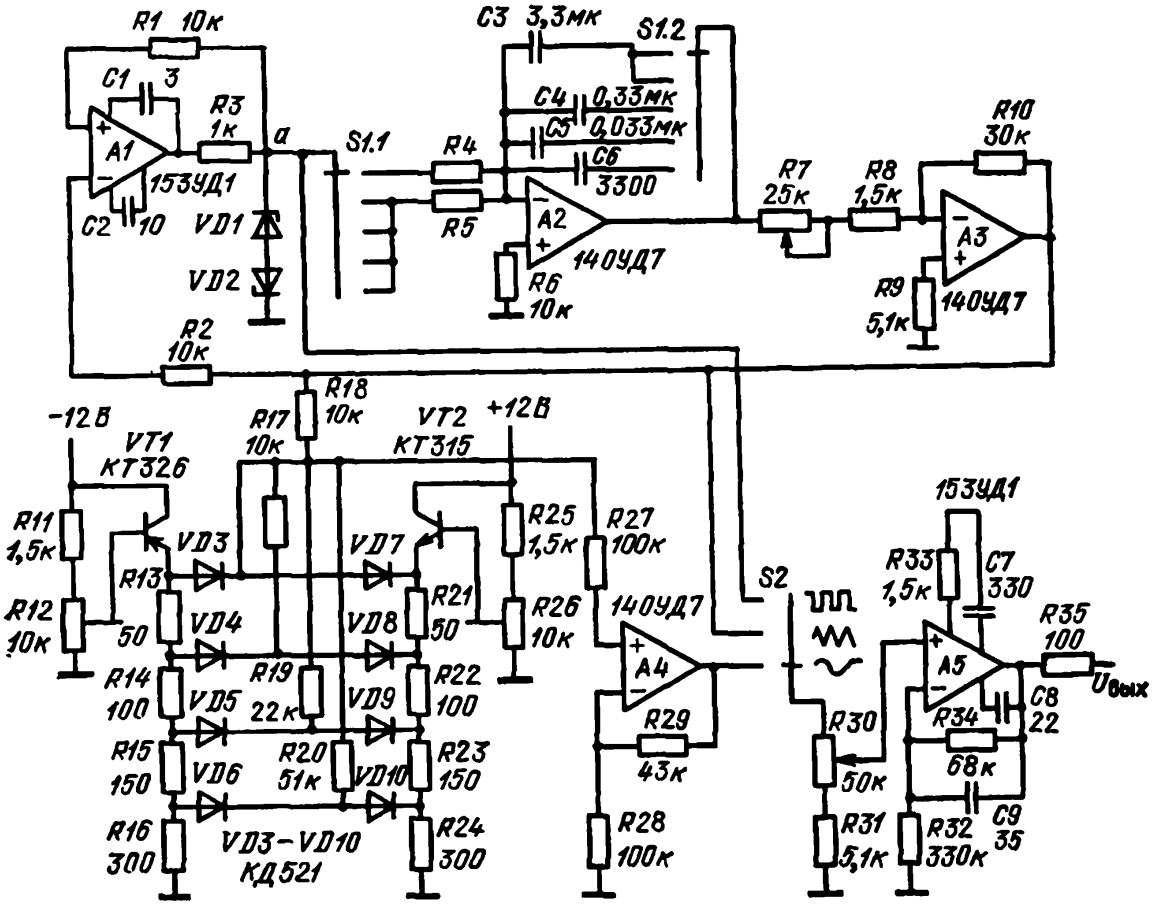


Рис. 4.17. Универсальный генератор звуковых частот

Требуемый период генерируемых колебаний устанавливают переключателем *S1* (грубо) и переменным резистором *R7* (плавно). Зависимость периода T от сопротивления этого резистора линейная: $T=4RC(R_7+R_8)/R_{10}$, где R и C — соответственно сопротивление и емкость включенных переключателем *S1* резистора и конденсатора интегратора.

Для получения напряжения синусоидальной формы применен нелинейный преобразователь, выполненный на транзисторах *VT1*, *VT2* и диодах *VD3—VD10*. Делители *R13—R16* и *R21—R24* в их эмиттерных цепях создают опорные напряжения, определяющие напряжения открывания диодов. В зависимости от амплитуды напряжения треугольной формы, поступающего с выхода усилителя *A3*, соответствующий диод открывается и коэффициент передачи делителя, образованного резистором *R18* и нелинейным преобразователем, изменяется. Поскольку открывание диодов происходит плавно, плавно изменяется и коэффициент передачи делителя и на

неинвертирующий вход *A4* поступает напряжение, близкое по форме к синусоидальному. Диоды *VD3—VD6* формируют отрицательную полуволну напряжения, *VD7—VD10* — положительную. Симметричности формы добиваются подстроечными резисторами *R12* и *R26*. При тщательном подборе диодов (по вольт-амперным характеристикам) и резисторов *R13—R24* (отклонение от указанных на схеме номиналов не более 1%) коэффициент гармоник синусоидального напряжения на частотах ниже 5 кГц не превышает 1,5%.

Нужную форму сигнала выбирают переключателем *S2*, амплитуду регулируют переменным резистором *R30*. Для питания генератора необходим двуполярный источник, обеспечивающий при напряжении ±12 В ток не менее 25 мА. При монтаже между выводами питания усилителей *A1*, *A5* и общим проводом необходимо включить керамические конденсаторы емкостью 0,1—0,5 мкФ.

Глава 5

СХЕМЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПО УРОВНЮ

В этой главе описываются функциональные узлы, которые нельзя отнести однозначно к аналоговым, поскольку либо их выходные сигналы являются цифровыми (компараторы), либо эти узлы управляются цифровыми сигналами (устройства выборки — хранения и аналоговые ключи), либо с их помощью осуществляется автоматическая дискретизация по уровню входного сигнала (пиковые детекторы, ограничители). Благодаря достижениям в области аналого-цифровых методов обработки информации этот тип функциональных узлов получил настолько широкое распространение, что простейшие схемы сравнения (однопороговые компараторы и устройства выборки — хранения) стали выпускаться в виде полупроводниковых ИС.

5.1. КОМПАРАТОРЫ

Компараторы занимают промежуточное положение между аналоговыми и цифровыми ИС и являются простейшими аналого-цифровыми преобразователями. Напряжение на их выходе устанавливается равным напряжению лог. 0 или лог. 1 в зависимости от того, превышает или нет входное напряжение опорное.

Точность работы компаратора характеризуется напряжением, на которое необходимо превысить опорное, чтобы выходное напряжение достигло порога срабатывания логической схемы.

Быстродействие компараторов принято характеризовать «временем восстановления» $t_в$. Это промежуток времени от начала сравнения до момента, когда выходное напряжение достигает порога срабатывания логической схемы. При использовании стандартной методики измерения (рис. 5.1), когда на один вход

подается напряжение перегрузки, равное 100 мВ, а на другой — перепад напряжения той же полярности, но большей амплитуды, время $t_в$ отсчитывается с момента, когда напряжение перегрузки и импульсное напряжение сравняются. Разница между амплитудами перепада напряжения и сигнала перегрузки называется напряжением восстановления. Обычно время восстановления приводится для напряжения восстановления, равного 5 мВ.

Время восстановления компараторов можно разбить на две составляющие: время задержки $t_з$ и время нарастания $t_н$ до порогового напряжения срабатывания логической схемы. Используя для построения компаратора обычные ДУ без ОС, независимо от быстродействия последних трудно получить время восстановления меньше 1 мкс, причем основной его составляющей будет время задержки. Объясняется это тем, что в режиме перегрузки, нормальном для компаратора, как правило, насыщаются транзисторы усилительных каскадов ОУ. Поэтому после снятия перегрузки требуется значительное время для рассасывания накопленного в базах транзисторов заряда. Это является основной причиной разработки специализированных интегральных компараторов напряжения с временем восстановления менее 100 нс (см. гл. 1). Однако при сравнении низкочастотных сигналов с высокой точностью (десятки микровольт) и требования минимально потребляемой мощности использование ОУ оказывается предпочтительнее. В этом случае время восстановления будет существенно зависеть от полосы пропускания и скорости нарастания выходного напряжения ОУ. Поэтому, применяя усилители с внешней коррекцией, необходимо помнить, что при разомкнутой ОС допустима минимизация емкости цепи корректирующей амплитудно-частотной характеристики ОУ в период переключения $U_{вых}$ (гл. 1). Ниже приведены наиболее интересные схемы сравнения на ОУ и полупроводниковых компараторах.

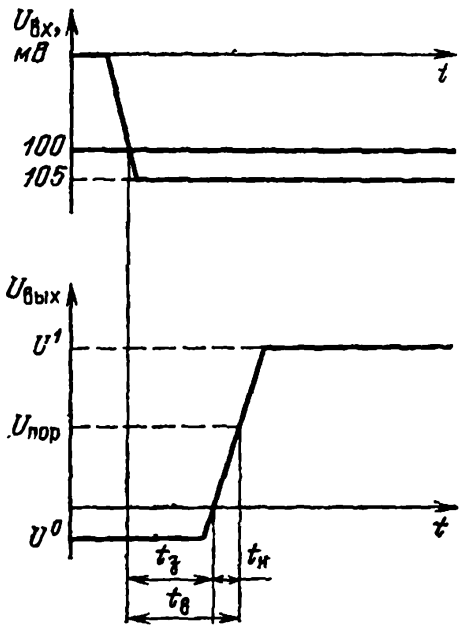
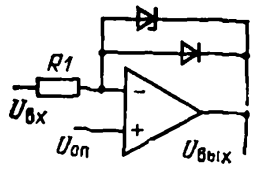
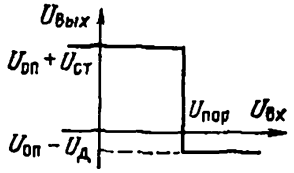
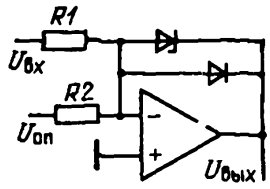
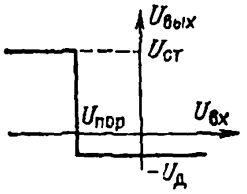
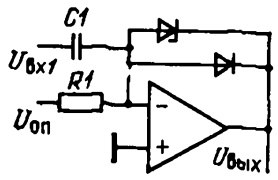
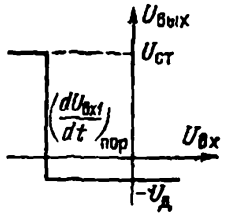
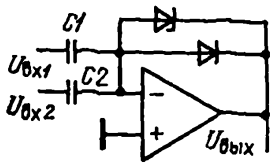


Рис. 5.1. Переходные характеристики компаратора

Однопороговые компараторы. Реакция компаратора на превышение входным сигналом заданного уровня называется амплитудной дискриминацией или детектированием уровня. В компараторах (табл. 5.1) цепь ОС формирует на выходе усилителя сигнал, совместимый с входными уровнями ТТЛ-схем. При $U_{вх}=U_{пор}$ (табл. 5.1,*а, б*) напряжение $U_{вых}\approx 0$ (предполагается, что напряжение смещения нуля скомпенсировано), стабилитрон и диод закрыты, а ОС разомкнута. Если входной сигнал изменится на несколько десятков микровольт в ту или иную сторону, то изменение выход-

Таблица 5.1

ОДНОПОРОГОВЫЕ КОМПАРАТОРЫ

Структура	Передаточная характеристика	Напряжение порога переключения
а 		$U_{пор}=U_{оп}$
б 		$U_{пор}=-U_{оп}\dfrac{R_1}{R_2}$
		$\left(\dfrac{dU_{вх1}}{dt}\right)_{пор}=-\dfrac{U_{оп}}{R_1C_1}$
		$\left(\dfrac{dU_{вх1}}{dt}\right)_{пор}=\dfrac{C_2}{C_1}\dfrac{dU_{вх2}}{dt}$

ного напряжения будет составлять единицы вольт благодаря большому коэффициенту усиления ОУ и прекратится, как только откроется диод или стабилитрон и коэффициент передачи по цепи ОС станет равен единице. Если $U_{вх}>U_{пор}$, то $U_{вых}=-U_д$ и при $U_{вх}<U_{пор}$ $U_{вых}=U_{ст}$, где $U_{ст}$ и $U_д$ — падение напряжения на стабилитроне и диоде соответственно.

Аналогичную функцию выполняют полупроводниковые компараторы, которые являются ОУ со встроенной цепью формирования на выходе логических напряжений. Заменив один или оба резистора в схеме *б* табл. 5.1 конденсаторами можно сравнить скорость нарастания $U_{вх}$ с постоянным сигналом (табл. 5.1,*в*) или скорости изменения двух сигналов (табл. 5.1,*г*). Точность сравнения компараторов ограничивает в первую очередь напряжение смещения ну-

ля $U_{см}$ и входные токи $I_{вх}$ и $I_р$, а в некоторых случаях (табл. 5.1,*а*) и конечный коэффициент ослабления синфазного сигнала. Методы уменьшения этих погрешностей рассмотрены в гл. 1.

Прецизионный однопороговый компаратор можно построить и на сдвоенном компараторе средней точности 521СА1, несмотря на его низкое усиление ($K'_U \approx 10^3$) по сравнению с ОУ. Благодаря действию высокочастотной положительной ОС компаратор на рис. 5.2,*а* имеет чувствительность около 0,1 мВ. Компаратор *А1*

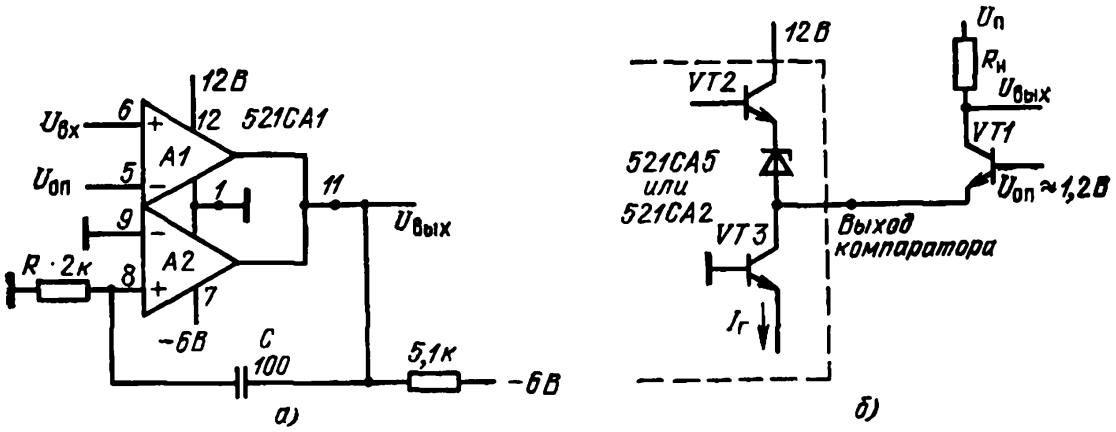


Рис. 5.2. Повышение чувствительности компараторов средней точности 521СА1 (*а*) и 521СА5 (*б*)

сравнивает входной сигнал с напряжением $U_{оп}$. Сигнал, возникающий в момент равенства этих напряжений, снимается с общего выхода обоих компараторов и подается на неинвертирующий вход компаратора *А2*. В результате действия положительной ОС выходное напряжение компаратора 521СА1 полностью переключается и сохраняется в течение времени спада напряжения на неинвертирующем входе *А2* до 5 мВ. После этого компаратор возвращается в исходное состояние, если $U_{вх} - U_{оп} < 5$ мВ. При входном сигнале, период которого меньше $2\pi RC$, выходное напряжение переключается в соответствии с изменением полярности напряжения ($U_{вх} - U_{оп}$), а чувствительность равна 0,1 мВ при отрегулированном $U_{см}$.

Среди полупроводниковых компараторов средней точности наибольшее распространение в современной электронной аппаратуре получили 521СА2 и его усовершенствованная модификация в плоском корпусе 521СА5. Однако эти компараторы имеют недостаточно высокую чувствительность (около 3 мВ), и в них отсутствует выход, согласованный с КМОП-логическими схемами. Устранить оба недостатка без увеличения потребляемой мощности можно с помощью показанной на рис. 5.2,*б* схемы. К выходу компаратора подключается эмиттер внешнего транзистора *VT1*, на базу которого подано напряжение, примерно равное пороговому (1—1,5 В) для ТТЛ-схем. Транзисторы *VT1* и *VT2* образуют дифференциальный каскад (ДК) с генератором постоянного тока $I_г$ в цепи их эмиттеров, выполненным на транзисторе *VT3*. Как было показано в

гл. 1, для полного переключения тока в ДК из одного плеча в другое необходимо, чтобы дифференциальное напряжение на базах транзисторов было больше 100 мВ. Таким образом, чтобы ток $I_г$ полностью переключился из цепи транзистора *VT2* в цепь транзистора *VT1* или наоборот, необходимо изменить напряжение на базе *VT2* на 100 мВ. Из этого следует, что при типовом для компараторов 521СА5 и 521СА2 коэффициенте усиления, равном 10^3, его чувствительность станет 0,1 мВ, что эквивалентно коэффициенту усиления $3 \cdot 10^4$. Поскольку цепь *VT1* и $R_н$ управляется переключаемым внутренним током компаратора, то увеличения потребляемой мощности не происходит. Кроме того, сигналы на выходе компаратора и дополнительного каскада совпадают по фазе.

Для нормальной работы дополнительного каскада необходимо, чтобы выполнялось неравенство $I_г R_н \geqslant U_п - (U_{оп} - 0{,}5\ В)$. Это значит, что при переключении тока в *VT1* транзистор должен насыщаться при любых $U_п$ и $R_н$. Типовое значение тока $I_г$ внутреннего генератора в компараторе равно 2 мА. Выходное напряжение лог. 0 равно $U_{оп}$ —0,5 В, а напряжение лог. 1 — около $U_п$. При изменении $U_{вых}$ от напряжения лог. 1 до напряжения лог. 0 время переключения будет составлять примерно 50 нс, т. е. почти не будет отличаться от собственного времени переключения компараторов. При обратном переключении время будет определяться постоянной времени цепи $R_н C_н$, где $C_и$ — емкость нагрузки, подключенной к $U_{вых}$. При работе компаратора на простейший КМОП-вентиль и при $U_п = 9$ В ($R_н \approx 5{,}1$ кОм) это время не превышает 100 нс. Изменяя значение $U_п$, можно получить перепад напряжения на выходе дополнительного каскада любой величины.

В прецизионных компараторах 521СА3, 597СА3 при обработке высокочастотных входных сигналов влияние статических ошибок можно устранить низкочастотной ОС (рис. 5.3). Низкочастотные составляющие входного сигнала подавляются глубокой отрицательной ОС по постоянному току. Для высокочастотного входного сигнала сопротивление конденсатора *C* мало и действие отрицательной ОС отсутствует. Диод образует цепь заряда для конденсатора в фильтре нижних частот и уменьшает тем самым время восстановления нормального режима работы устройства. Если к этому времени не предъявляются особые требования, то диод можно исключить. Для исключения действия отрицательной ОС на чувствительность компаратора постоянная времени *RC*-цепи должна быть больше периода входного сигнала, умноженного на коэффициент усиления компаратора. Приведенная схема с указанными номиналами элементов хорошо работает при частоте входного сигнала более 1 кГц. Необходимо иметь в виду, что сдвиг фазы в цепи ОС может превысить допустимую величину, и это приведет

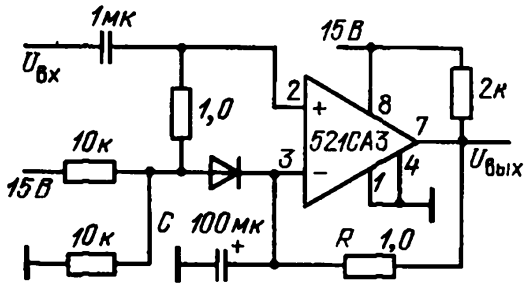


Рис. 5.3. Уменьшение статической ошибки в компараторе 521СА3

к самовозбуждению компаратора. Последнее может случиться, например, при подключении осциллографа с большой входной емкостью к выходу компаратора. В то же время на логическую схему устройство может работать нормально.

Регенераторные компараторы. При очень медленных изменениях или малых амплитудах выходного сигнала время переключения однопороговой схемы сравнения зависит от скорости изменения входного напряжения, частоты единичного усиления и K'_U усилителя. Для уменьшения времени сравнения таких сигналов используют схемы сравнения с положительной ОС — регенераторные компараторы (табл. 5.2). Особенностью таких компараторов является наличие гистерезиса передаточной характеристики.

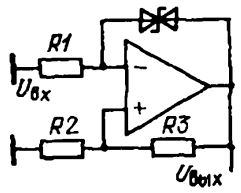
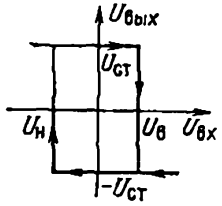
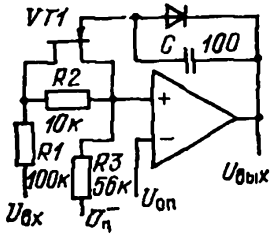
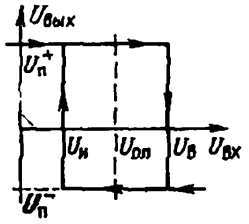
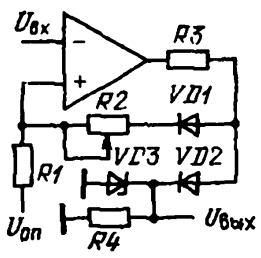
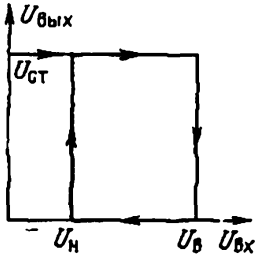
В схеме *а* регенераторного компаратора табл. 5.2 при отрицательном и близком к нулю входном напряжении выходное напряжение положительно, а напряжение на неинвертирующем входе определяет верхний порог переключения $U_в = U_{ст}R_2/(R_2+R_3)$. Как только входное напряжение достигает величины $U_в$, ток в цепи стабилитрона становится равным нулю, а затем меняет направление и выходное напряжение ОУ переключается. После этого на неинвертирующем входе ОУ устанавливается напряжение, соответствующее нижнему порогу переключения и равное $U_н = -U_в$. Чтобы теперь переключить компаратор в обратное состояние, амплитуда входного напряжения должна измениться от $U_н$ до $U_в$, т. е. на напряжение, равное $2U_в$, которое и определяет напряжение гистерезиса.

Для получения симметричной петли гистерезиса относительно опорного входного напряжения максимальное и минимальное значения выходного напряжения должны быть равны по абсолютной величине. Изменение по каким-либо причинам одного из этих уровней вызывает смещение гистерезиса и, следовательно, расчетной точки срабатывания компаратора, что приводит к увеличению погрешности сравнения. Этот недостаток в значительной степени устраняется включением в схему управляемого выходным напряжением ключа (полевой транзистор *VT1* в схеме *б* табл. 5.2). Если сопротивление транзистора *VT1* в открытом состоянии меньше 100 Ом, то погрешность установления порогов срабатывания при использовании 1%-ных резисторов будет меньше 0,01 $U_{оп}$. Для увеличения скорости переключения транзистора *VT1* диод шунтируют конденсатором *C*, ускоряющим разряд паразитной емкости исток — затвор *VT1*.

Регенераторный компаратор с постоянным напряжением нижнего порога переключения при регулируемом напряжении гистерезиса приведен на схеме *в* табл. 5.2. Благодаря включению в схему диода *VD1* цепь положительной ОС размыкается при $U_{вх} \gg U_{оп}$ и на выходе ОУ устанавливается близкое к нулю напряжение, определяемое токами утечки через диод *VD2* и резистор *R4*. Если затем входное напряжение уменьшится до напряжения $U_{оп}$, выходное напряжение компаратора переключается в противоположное состояние. Выходной сигнал можно снимать как с выхода ОУ,

Таблица 5.2

РЕГЕНЕРАТОРНЫЕ КОМПАРАТОРЫ

Структура	Передаточная характеристика	Напряжение верхнего порога переключения	Напряжение нижнего порога переключения	Напряжение гистерезиса передаточной характеристики
а 		$\frac{U_{ст} R_2}{R_2 + R_3}$	$-\frac{U_{ст} R_2}{R_2 + R_3}$	$\frac{2 U_{ст} R_2}{R_2 + R_3}$
б 		$\frac{U_{оп}(R_1 + R_2 + R_3)}{R_3}$	$\frac{U_{оп}(R_1 + R_3)}{R_3}$	$\frac{U_{оп} R_2}{R_3}$
в 		$\frac{R_1(U_{ст} - U_{оп})}{R_1 + R_2} + U_{оп}$	$U_{оп}$	$\frac{R_1(U_{ст} - U_{оп})}{R_1 + R_2}$

так и со стабилитрона. Преимущество этого компаратора в том, что напряжение лог. 0 приблизительно равно нулю, а не $-U_д$, как в других схемах. Это упрощает согласование выходных напряжений с ТТЛ-схемами. Резистор *R3* включен для ограничения тока диодов при высоком уровне выходного напряжения, а резистор *R4* обеспечивает ток разряда емкости диода *VD2* и увеличивает нагрузочную способность компаратора.

Современные полупроводниковые компараторы средней точности (521СА1, 521СА2, 521СА5), содержащие быстродействующие дифференциальные каскады и формирователи уровней выходного напряжения, фактически работают как линейные усилители с чувствительностью единицы милливольт [78]. Поэтому с их помощью при медленно изменяющихся входных сигналах также невозможно сформировать четкие фронт и срез выходного напряжения при наличии на входе шумов или помех с амплитудами больше 0,1 мВ. Объясняется это следующим образом. Указанные компараторы имеют коэффициент усиления $K'_U \approx 1000$. Следовательно, для полного переключения их выходного напряжения $U_{вых}$ (от 0 до 3 В или наоборот) необходимо изменить дифференциальный входной сигнал не менее чем на 3 мВ. При медленно изменяющемся входном сигнале зона чувствительности компаратора $U_ч = U_{вых}/K'_U$ проходится за время $t_ч$, значительно большее $t_в \approx 100$ нс. Таким образом, при действии на входе шумов или помех компаратор, работающий как линейный усилитель в течение $t_ч$, будет усиливать их в 10^3 раз. Поэтому за время $t_ч$ на выходе компаратора напряжение будет произвольно колебаться с частотой входных флуктуаций. Очень часто такой «дребезг» выходного напряжения недопустим, поскольку это приводит к погрешностям в работе цифровой ИС, подключенной к выходу компаратора. Наиболее эффективным средством устранения влияния входных флуктуаций напряжения $U_ф$ является, так же как для ОУ, введение резисторной положительной ОС с выхода на неинвертирующий вход компаратора, т. е. введение гистерезиса передаточной характеристики. Если напряжение гистерезиса $U_г > U_ф$, то удается получить четкое переключение выходного напряжения независимо от скорости изменения входного дифференциального сигнала. Однако в этом случае чувствительность компаратора ухудшается, так как определяется напряжением $U_г > U_ч$ и задержка переключения выходного напряжения становится зависимой от скорости изменения входного сигнала и мгновенного значения $U_г$.

Решить указанную выше проблему можно, включив добавочный усилитель в контур ОС компаратора для компенсации гистерезиса (рис. 5.4). Основным является компаратор *A2*, а компаратор *A1* с транзисторами *VT1*, *VT2* выполняют функцию добавочного усилителя, управляемого входным сигналом и переключающего сигналы в контуре ОС для компенсации гистерезиса [79]. Глубина положительной ОС компаратора *A2* определяется отношением R/r, а компаратора *A1* — отношением $2R/3r$.

Напряжение гистерезиса компаратора *A2* добавляется ко

входному сигналу $U_{вх}$ либо вычитается из него в зависимости от полярности $U_{вх}$. С помощью компаратора *A1* можно устранить влияние гистерезиса компаратора *A2* на его чувствительность соответствующим подбором компенсирующего сигнала, поступающего из цепи транзисторов *VT1*, *VT2*. При этом не ухудшается

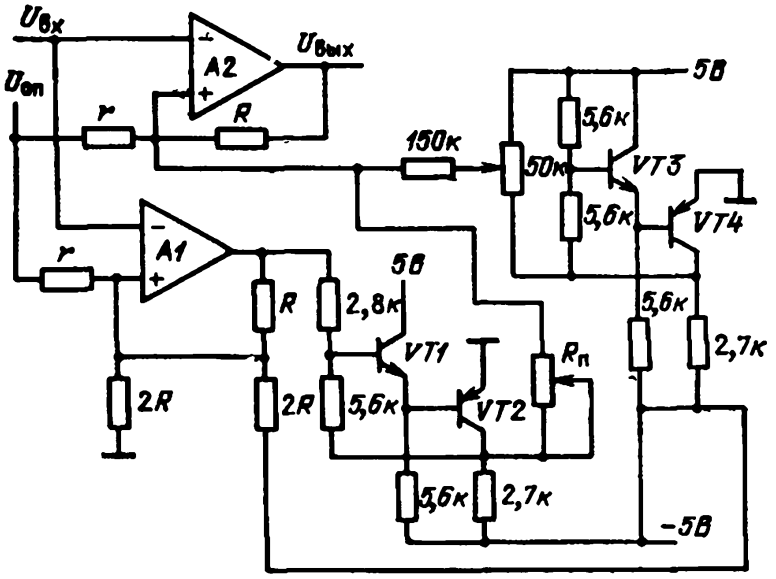


Рис. 5.4. Компенсация гистерезиса в регенераторном компараторе

помехоустойчивость *A2*. Например, установив $r=150$ Ом, $R=15$ кОм, получим исходное значение напряжения гистерезиса *A1*, равное 30 мВ (при амплитуде выходного сигнала компараторов 3 В), помехоустойчивость 15 мВ, а чувствительность к изменениям входного напряжения составит 5 мВ, т. е. в 3 раза выше, чем обычной схемы. Последнее справедливо только для $U_{вх}$, $U_{оп}>0$. Получить максимальное значение чувствительности можно подстройкой компенсирующего сигнала резистором $R_п$. Отрицательное напряжение, необходимое для компенсации напряжения смещения компаратора *A2*, формируется транзисторным усилителем на *VT3*, *VT4*.

В прецизионных компараторах отсутствует размытость фронта и среза выходного импульса, если входной сигнал проходит зону чувствительности за время меньше $t_в$, сопротивление источника входного сигнала меньше 1 кОм и выводы для подключения напряжения питания зашунтированы конденсаторами емкостью больше 0,1 мкФ. Для высокоомного источника (больше 10 кОм) входного сигнала, при медленных его изменениях, отсутствии конденсаторов, шунтирующих выводы питания, или при размещении этих конденсаторов на плате вдали от компаратора генерируется пачка импульсов на его выходе.

Для одного из наиболее распространенных в аппаратуре компараторов 521СА3 известны специальные методы улучшения переходной характеристики в перечисленных выше неблагоприятных режимах [80]. В отличие от компараторов средней точности

серии 521, в прецизионном компараторе 521СА3 имеются специальные выводы *5* и *6* для регулировки напряжения смещения нуля. Эти выводы можно использовать для введения положительной ОС, не затрагивая входов компаратора (рис. 5.5,*а*). В этой схеме цепь регулировочных резисторов *R1*, *R2* может быть исключена, если не производится подстройка напряжения смещения

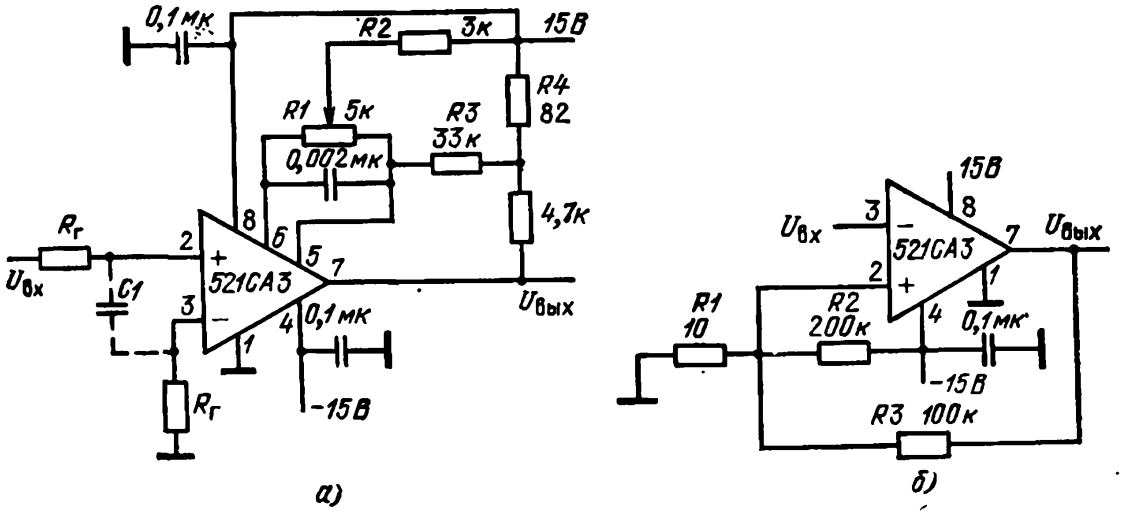


Рис. 5.5. Получение гистерезиса в компараторе 521СА3 использованием цепи регулировки смещения (*а*) и входов (*б*)

нуля. При высокоомных резисторах на входах компаратора целесообразно между выводами *2* и *3* включить шунтирующий конденсатор *C1* емкостью 100—1000 мкФ. Указанные на схеме сопротивления резисторов *R3*, *R4* обеспечивают напряжение гистерезиса 1—2 мВ. При этом изменение напряжения на резисторе *R3*, равное 0,25 В, меняет ток в цепи вывода *5*, вводя гистерезис по току во входном каскаде компаратора. Показанная на схеме цепь *R1 R2* позволяет регулировать напряжение смещения нуля в диапазоне ±8 мВ. Чтобы увеличить напряжение гистерезиса, т. е. нечувствительность компаратора ко входным сигналам, следует увеличивать сопротивление *R4*.

Для компараторов, не имеющих специальных выводов для регулировки напряжения смещения нуля, рекомендуется при введении положительной ОС использовать дополнительный делитель, подключенный к источнику отрицательного напряжения (рис. 5.5,*б*). Резисторный делитель *R1*, *R2* обеспечивает отрицательное напряжение смещения неинвертирующего входа компаратора. Благодаря этому напряжение гистерезиса, равное $U_{вых}R_3/R_1$, смещается ниже нуля на величину, равную $U^-{}_{п}R_1/R_2$. Таким образом, нижняя граница гистерезиса определяется напряжением $U^-{}_{п}R_1/R_2$, а верхняя — равна $U_{вых}R_3/R_1+U^-{}_{п}R_1/R_2$.

Компаратор с регулируемым гистерезисом передаточной характеристики и значительно большим, чем в 521СА3, выходным током можно построить на таймере 1006ВИ1 (рис. 5.6). Опорное напряжение $U_{оп}$, подаваемое на вывод *5*, устанавливает верхний

порог срабатывания [81]. Величина гистерезиса передаточной характеристики для этой схемы $U_г = U_{оп}(1 - R_1/R_2)/2$. Когда выходной сигнал достигает верхнего порога срабатывания компаратора, т. е. $U_{оп}$, то на выходе таймера устанавливается напряжение, близкое к нулю. Если после этого входное напряжение уменьшается относительно $U_{оп}$ на величину $U_г$, то на выходе вновь устанавливается высокое напряжение. Величину гистерезиса, а следовательно, и нижний порог срабатывания компаратора можно регулировать с помощью резистора $R_п$. В отличие от предыдущих схем регенераторных компараторов, в приведенной напряжение гистерезиса пропорционально $U_{оп}$. Выходной ток таймера может быть увеличен до 200 мА (по сравнению с 50 мА в компараторе 521СА3). В дополнение к низкоомному мощному выходу (вывод *3*) таймер имеет выход с открытым коллектором (вывод *7*), аналогичный выходу 521СА3. Ток по цепи вывода *7* может быть равен 200 мА.

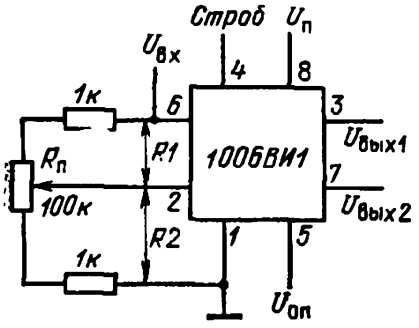


Рис. 5.6. Схема регенераторного компаратора на таймере

Двухпороговые компараторы. Компаратор, состояние выхода которого изменяется два раза при увеличении входного сигнала в некотором диапазоне, называют двухпороговым (табл. 5.3).

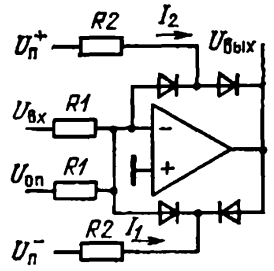
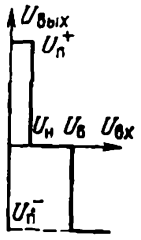
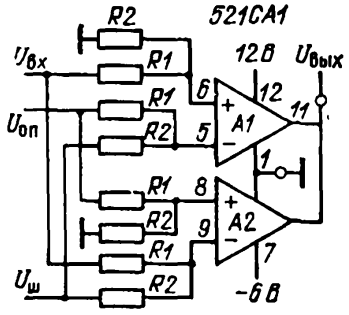
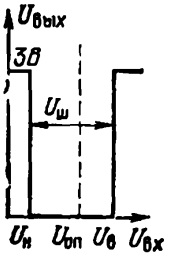
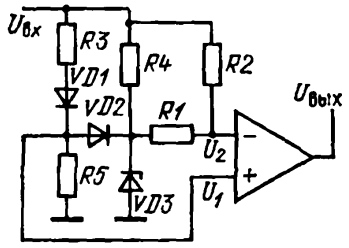
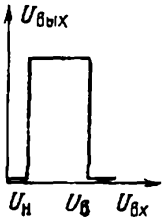
Наиболее простыми и благодаря этому наиболее распространенными являются мостовые двухпороговые компараторы (схема *а* табл. 5.3). Диодный мост включен в цепь ОС усилителя. Изменение $U_{вых}$ происходит, как только входной ток I_1 превысит или станет меньше тока I_2, отдаваемого в мост цепью смещения. При изменении $U_{вых}$ переключаются диоды и изменяется значение коэффициента передачи по цепи ОС. Точность уровней дискриминации и минимальная ширина окна ограничиваются десятками милливольт из-за разброса падений напряжений на открытых диодах. Схема имеет температурный дрейф пороговых напряжений порядка единиц милливольт на 1° С [82].

Если точность двухпорогового компаратора может быть хуже 10 мВ, а рабочая частота должна быть не менее 10 МГц, целесообразно воспользоваться сдвоенным компаратором 521СА1 (схема *б* табл. 5.3). Середина и ширина окна дискриминации регулируется соответственно напряжениями $U_{оп}$ и $U_ш$. Допустимые входные дифференциальное и синфазное напряжения компаратора равны 5 В. Однако значения $U_{вх}$, $U_{оп}$ и $U_ш$ могут быть увеличены с учетом действия делителей, образованных *R1*, *R2* и уменьшающих фактическое значение напряжений, приложенных ко входам компаратора: $U'_{оп} = U_{оп}R_2/(R_1+R_2)$; $U'_{вх} = U_{вх}R_2/(R_1+R_2)$; $U'_ш = U_ш R_1/(R_1+R_2)$. Выравнивая сопротивления резисторов во входных цепях компаратора, уменьшают ошибку, обусловленную его входными токами.

Интерес представляет показанная в табл. 5.3 схема *в* двух-

Таблица 5.3

ДВУХПОРОГОВЫЕ КОМПАРАТОРЫ

Структура	Передаточная характеристика	Напряжения верхнего ($U_в$) и нижнего ($U_н$) порогов переключения
а 		$U_в = \frac{R_1}{R_2}(U_п^+ - U_д) - U_{оп}$ $U_н = \frac{R_1}{R_2}(U_п^- + U_д) - U_{оп}$
б 		$U_в = U_{оп} + \frac{U_п R_1}{R_2}$ $U_н = U_{оп} - \frac{U_п R_1}{R_2}$
в 		$U_в = U_{ст} + U_д(1 + R_2/R_1)$ $U_н = U_{ст} + U_д(1 + R_1/R_2)$

порогового компаратора на одном ОУ или полупроводниковом компараторе [83]. Ширина окна дискриминации в этом компараторе может изменяться независимо от пороговых напряжений регулировкой соотношений сопротивлений резисторов. Основными элементами схемы являются стабилитрон, выполняющий функцию источника опорного напряжения, и компаратор. При расчете компаратора пренебрежем действием его входных токов и предположим равными напряжения $U_д$ диодов *VD1*, *VD2*. Когда входное напряжение $U_{вх} \leqslant U_{ст} + 2U_д$, то $U_1 = U_{вх} - U_д$. В то же время, когда $U_{вх} > U_2 + 2U_д$, то $U_1 = U_{ст} + U_д$. Стабилитрон *VD3* будет заперт, пока напряжение на входе $U_{вх} \leqslant U_{ст}$. Когда $U_{вх} > U_{ст}$, то $U_2 = (U_{ст}R_2 + U_{вх}R_1)/(R_1 + R_2)$. В исходном состоянии при $U_{вх} < U_{ст}$ установлен низкий уровень напряжения на выходе компа-

ратора. При увеличении $U_{вх}$, когда $U_{вх}=U_{ст}+U_{д}(1+R_1/R_2)$, устанавливается высокий уровень напряжения на выходе компаратора, а затем при $U_{вх}=U_{ст}+U_{д}(1+R_2/R_1)$ напряжение на его выходе достигает своего исходного значения. Таким образом, ширина окна дискриминатора будет равна $U_{д}(R^2_2-R^2_1)/R_1R_2$. Недостатком этой схемы является возможность третьего переключения выходного напряжения компаратора, если установить большим отношение R_3/R_5. Третье переключение выходного напряжения компаратора происходит при $U_{вх}=[U_{ст}R_2(R_3+R_5)+U_{д}R_5(R_1+R_2)]/(R_2R_5-R_1R_3)$.

Специализированные компараторы. На рис. 5.7 приведен регенератор цифровой последовательности (РЦП) для выделения логических сигналов в канале связи с высоким напряжением шумов. Устройство позволяет «очистить» цифровой сигнал от шума, амплитуда которого составляет 70% от амплитуды входного сигнала, не изменяя последней и сохраняя постоянный уровень сигнала.

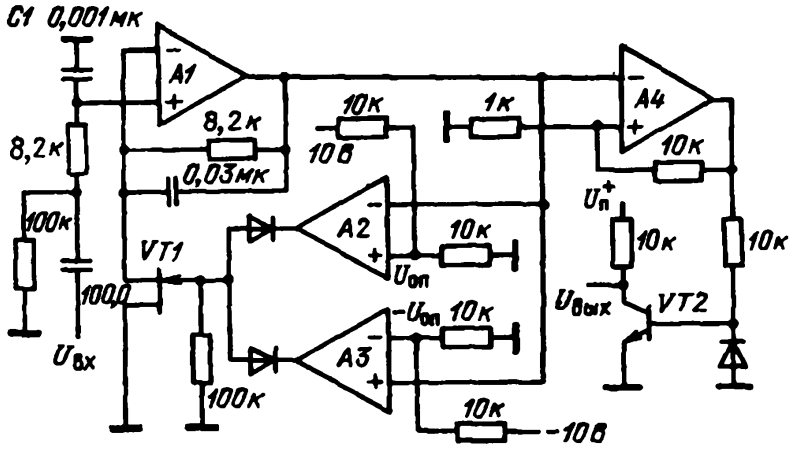


Рис. 5.7. Схема регенератора цифровой последовательности

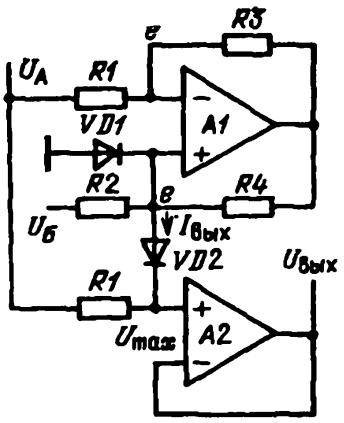


Рис. 5.8. Схема для выбора максимального из двух сигналов

Устройство включает регенераторный компаратор (*A4*) с регулируемым гистерезисом, двухпороговый компаратор (*A2*, *A3*) и неинвертирующий усилитель, коэффициент усиления которого регулируется полевым транзистором. Если $U_{вх}\approx 0$, то *A1* обеспечивает максимальное усиление, поскольку на выходах *A2* и *A3* устанавливается высокое напряжение и транзистор *VT1* оказывается открытым (т. е. имеет небольшое сопротивление). При $U_{вх}>0$ выходное напряжение *A1* увеличивается, и когда его величина достигает значения опорного напряжения $U_{оп}$, на выходе *A2* установится отрицательное напряжение. Это напряжение переводит транзистор в закрытое состояние, уменьшая тем самым усиление *A1*. Выходное напряжение *A1* сохраняет положительное значение до тех пор, пока его величина больше, чем произведение входного напряжения на максимальный коэффициент усиле-

ния *A1*. Для этого достаточно, чтобы входное напряжение было на несколько милливольт больше нуля.

При $U_{вх}<0$ выходное напряжение усилителя *A2* становится положительным, а усилителя *A3* — отрицательным. Поэтому транзистор *VT1* снова оказывается закрытым. При этом коэффициент усиления *A1* останется небольшим до тех пор, пока входное напряжение не приблизится к нулю. Для получения наилучшей фильтрации шумов пороговое напряжение *A4* может быть несколько меньше, чем $U_{оп}$. Конденсатор *C1* ограничивает амплитуду высокочастотных выбросов. Устройство работает с сигналами частотой больше 0,01 Гц и амплитудой от 1 до 10 В. В качестве *VT1* можно использовать практически любой полевой транзистор с $p-n$-переходом. Выбор ОУ определяет верхнюю рабочую частоту входного сигнала. До частоты 1 МГц может быть применен счетверенный ОУ 1401УД2 [84].

Выбрать больший из двух сигналов и передать его на выход можно с помощью простой схемы (рис. 5.8). На базе усилителя *A1* построен двухполярный источник тока, выходное напряжение которого определяется из выражения $U_{вых}=(e-U_А)(R_1+R_3)/R_1+U_А=e+[I_{вых}+(e-U_Б)/R_2]R_4$. Из последнего нетрудно определить выходной ток $I_{вых}=[(e-U_А)(R_1+R_3)/R_1+U_А-e]/R_4-(e-U_Б)/R_2$. Если $R_1=R_2$ и $R_3=R_4$, то выражение для $I_{вых}$ упрощается и может быть записано в виде $I_{вых}=(U_Б-U_А)/R_1$. Ток $I_{вых}$ не зависит от сопротивления, через которое он протекает, пока *A1* работает в линейном режиме. Если $U_Б>U_А$, выходной ток течет через диод *VD2*, а при $U_Б<U_А$ — через *VD1*. На выходе операционного усилителя *A2* сумма токов преобразуется в напряжение. Поэтому

$$U_{вых}=\begin{cases} U_А \text{ при } U_А>U_Б; \\ U_А+\dfrac{U_Б-U_А}{R_1}R_1=U_Б \text{ при } U_Б>U_А. \end{cases}$$

Усилитель *A2*, выполняющий роль повторителя, может быть исключен, если не требуется согласование устройства с низкоомной нагрузкой. В качестве *A1*, *A2* целесообразно использовать сдвоенный ОУ 1408УД2.

5.2. УСТРОЙСТВА ВЫБОРКИ—ХРАНЕНИЯ

В аналоговой технике элементами памяти являются устройства выборки — хранения (УВХ) и амплитудные (пиковые) детекторы. Функция памяти состоит в хранении на запоминающем конденсаторе в течение некоторого времени мгновенного значения входного напряжения. В режиме выборки УВХ повторяет входной сигнал, а затем по команде запоминает его мгновенное значение и переходит в режим хранения. Режим выборки амплитудных детекторов имеет место, когда входное напряжение становится больше хранимого на конденсаторе, а в режиме хранения напряжение на конденсаторе больше входного. Обычно пе-

реход от УВХ к амплитудному детектору осуществляется заменой МДП-ключей диодами.

Как правило, быстродействие и точность УВХ имеют противоположный характер зависимости от емкости запоминающего конденсатора. С одной стороны, конденсатор с меньшей емкостью можно быстрее зарядить, а с другой стороны, конденсатор с большей емкостью более точно хранит напряжение.

В каждой из известных схем УВХ достигнут определенный компромисс между точностью и быстродействием, отражающий степень совершенства самой структуры УВХ и правильности выбора параметров и режимов работы его элементов [85]. Для определения наилучшей (при выдвинутых требованиях и реальных ограничениях) структуры необходимо знать предельные возможности каждой, что требует установления оптимальных параметров ее элементов.

В режиме выборки разница между входным и выходным напряжениями УВХ определяется степенью неидеальности МДП-ключа и ОУ. В режиме хранения напряжение на запоминающем конденсаторе $C_з$ изменяется из-за протекания токов утечек ключа и конденсатора, а также входных токов ОУ.

В зависимости от условий эксплуатации УВХ минимальный ток разряда конденсатора может быть получен при использовании либо МДП-транзистора, либо полевого транзистора с управляемым переходом. Ток утечки полевых транзисторов с управляемым переходом существенно возрастает при высокой температуре. Хотя у МДП-транзистора меньше чувствительность тока утечки к изменению температуры, однако этот ток больше, чем у полевого транзистора. Последнее объясняется в первую очередь существованием токов утечек между каналом и подложкой. Эти составляющие тока утечки протекают в цепь истока или затвора или в обе цепи в зависимости от напряжения смещения на электродах. Кроме того, МДП-транзисторы имеют значительный ток утечки между истоком и стоком. Обе составляющие тока утечки МДП-транзистора уменьшаются, если разность напряжений на его электродах близка к нулю.

Быстродействие УВХ определяется продолжительностью двух переходных процессов. Первый — время, необходимое для перехода из режима выборки к режиму хранения, — включает время запирания ключа и установления выходного напряжения. Второй — время перехода из режима хранения к режиму выборки (время выборки) — состоит из трех составляющих: замыкания ключа, нарастания напряжения на запоминающем конденсаторе до величины $U_{вх}$ и установления выходного напряжения [86].

Обычно превалирует время выборки, основной составляющей которого является заряд запоминающего конденсатора. Длительность этого процесса прямо пропорциональна емкости конденсатора $C_з$, а погрешность УВХ обратно пропорциональна этой емкости. Компромиссным решением является построение двухкаскадного УВХ. Первый каскад — с небольшой емкостью запоми-

нающего конденсатора и, следовательно, быстрой выборкой. Сравнительно большое время хранения получается во втором каскаде УВХ, где конденсатор $C_з$ заряжается от первого каскада, прежде чем его выходное напряжение изменится больше допустимой величины. Поэтому емкость конденсатора второго каскада может быть значительно больше, чем первого.

Простейшие УВХ. Их целесообразно использовать, если выходное сопротивление источника сигнала невелико (меньше 100 Ом).

В простейшем инвертирующем УВХ (рис. 5.9,*а*) основная часть ошибки в обоих режимах обусловлена транзистором *VT2*. В режиме выборки ошибка определяется падением напряжения на сопротивлении открытого транзистора *VT2* из-за протекания входного тока усилителя. В режиме хранения транзистор *VT2* закрыт,

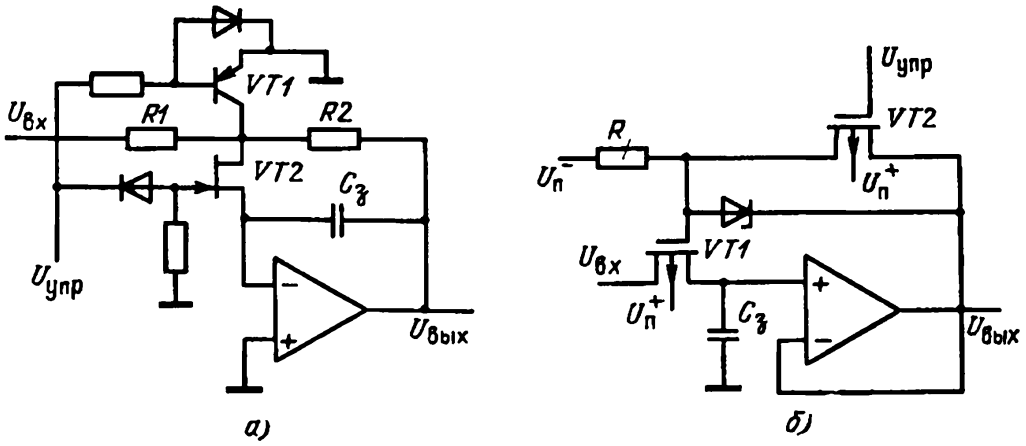


Рис. 5.9. Уменьшение токов утечек МДП-транзистора (*а*) и коммутационной помехи (*б*) в устройствах выборки — хранения

инвертирующий вход ОУ отключен от входного сигнала и ток утечки истока *VT2* разряжает конденсатор. Для уменьшения тока утечки транзистора *VT2* в схему включен транзистор *VT1*, заземляющий сток транзистора *VT2* в режиме хранения. Напряжение сток — исток транзистора *VT2* близко к нулю (0,2 В) и, следовательно, минимален ток утечки. В результате этого конденсатор разряжается только небольшим током утечки перехода затвор — исток транзистора *VT2* и входным током ОУ. Уменьшая емкость $C_з$, можно уменьшить и время выборки УВХ. Однако в этом случае будет увеличиваться коммутационная ошибка, обратно пропорциональная $C_з$. Эта составляющая ошибки выборки обусловлена передачей части управляющего сигнала на $C_з$ через внутренние емкости затвор — сток $C_{з.с}$ и затвор — исток $C_{з.и}$ МДП-ключа. При большом изменении входного напряжения на стоке коммутационная ошибка не может быть полностью скомпенсирована ни регулировкой смещения нуля ОУ, ни подачей на конденсатор компенсирующего сигнала. Это объясняется тем, что емкости $C_{з.с}$ и $C_{з.и}$ зависят от уровня входного сигнала (при изменении $U_{вх}$ от —10 до +10 В емкость $C_{з.с}+C_{з.и}$ изменяется

в 2—3 раза). Эту зависимость можно устранить (и, следовательно, скомпенсировать, отрегулировав напряжение смещения нуля), формируя постоянный управляющий сигнал относительно коммутируемого входного напряжения (рис. 5.9,*б*). Выборка происходит при разомкнутом транзисторе *VT2* ($U_{упр}>0$). В этом случае открывается стабилитрон, напряжение на затворе *VT1* становится меньше напряжения стока на величину $U_{ст}$, *VT1* замыкается и на конденсаторе $C_з$ устанавливается напряжение $U_{вх}$. При замыкании *VT2* ($U_{упр}<0$) схема переводится в режим хранения. Перепад напряжения, запирающего *VT1*, равен $U_{ст}$ и не зависит от $U_{вх}$. Поэтому часть управляющего сигнала, поступающего на $C_з$, постоянна и может быть скомпенсирована одной регулировкой напряжения смещения нуля ОУ для любого $U_{вх}$. Дополнительное преимущество схемы в том, что у транзистора *VT1* в режиме хранения $U_{з.с}=0$ и, следовательно, минимален ток утечки перехода затвор — сток.

Хорошую совокупность точности, быстродействия и потребляемой мощности УВХ можно получить, используя возможность управления режимом работы программируемого ОУ типа 140УД12 (рис. 5.10). Программирование осуществляется переключаемым генератором тока на базе транзистора *VT2*. При напряжении $U_{упр}=0$ транзисторы *VT1*, *VT2* закрыты и УВХ переходит в режим хранения. В этом режиме ток $I_у$, задающий режимные токи в каскадах ОУ, не превышает нескольких микроампер. Поэтому минимален входной ток ОУ, разряжающий конденсатор $C_з$. Когда напряжение $U_{упр}\geqslant U_{вх}$, транзисторы открываются, ток $I_у \approx$ $\approx$100 мкА (если $U_{упр}\approx$10 В), а УВХ переходит в режим выборки. При этом скорость нарастания выходного напряжения ОУ становится равной 10—15 В/мкс, а время выборки минимально. Для показанных на схеме параметров элементов время выборки напряжения $U_{вх}=20$ В с точностью 0,1%

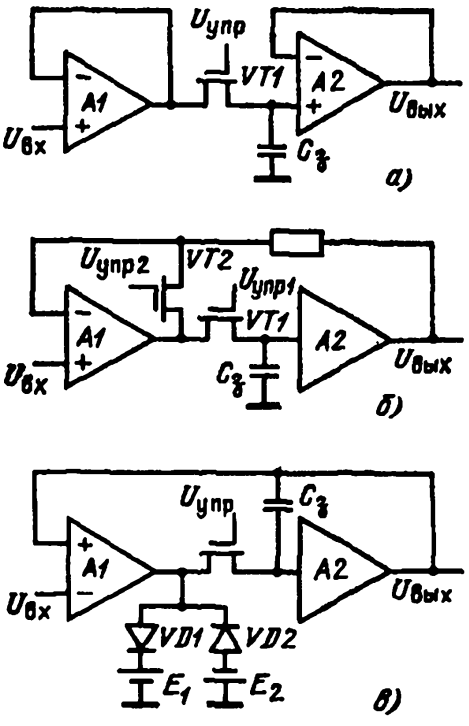


Рис. 5.11. Устройство выборки — хранения на повторителях (*а*), с повторителем (*б*) и интеграторов (*в*) в цепи общей ОС

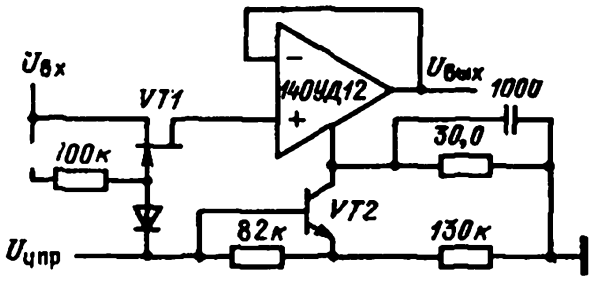


Рис. 5.10. Устройство выборки — хранения с переключением режимного тока в ОУ

равно 5 мкс, а скорость спада $U_{вых}$ в режиме хранения не превышает 0,01% за 1 мс.

Недостаток рассмотренных УВХ — влияние на их параметры источника сигнала или нагрузки. Простое подключение буферных каскадов на ОУ ко входу или выходу этих УВХ увеличивает их погрешности. Поэтому применяют УВХ на двух ОУ с общей отрицательной ОС, которая уменьшает действия статических ошибок второго ОУ в K'_U раз. Источники погрешности в таких УВХ те же, что и в однокаскадных, однако методы уменьшения этих погрешностей отличаются от рассмотренных.

УВХ на двух ОУ. В показанных на рис. 5.11 структурах транзистор *VT1*, включенный между усилителями *A1* и *A2*, управляет режимом работы УВХ (выборка — *VT1* замкнут; хранение — *VT1* разомкнут).

Погрешность выборки УВХ обусловлена статической $\delta_с$ и динамической $\delta_д$ ошибками. Динамическая ошибка включает ошибку недозаряда $\delta_н$ запоминающего конденсатора $C_з$ (при ограничении времени выборки) и ошибку управления $\delta_у$, возникающую в момент перехода к хранению. Ошибку $\delta_у$ (относительное значение) можно рассчитать по формуле [87]

$$\delta_у = (\Delta U_у C_{з.с} + \Delta U_{от} C_{з.с})\,\eta/(\Delta U_в C_з), \qquad (5.1)$$

где $\Delta U_у$ — перепад управляющего напряжения на затворе; $\Delta U_в$ — диапазон изменения обрабатываемого сигнала; $\Delta U_{от}$ — часть перепада управляющего напряжения. Она соответствует замкнутому состоянию ключа при заданном напряжении $U_{от}$ на затворе в режиме выборки, пороговом напряжении U_0 прибора и уровне $U_к$ коммутируемого ключом сигнала $\Delta U_{от} = |U_{от} - U_0 - U_к|$; $C_{з.с}$ — постоянная емкость между затвором и стоком, обусловленная перекрытием области стока металлом затвора (при необходимости следует учитывать емкость $C_в = 0{,}2$—$0{,}5$ пФ между соседними выводами микросхемы); $C_{з.с}$ — емкость затвор — сток, представляющая сосредоточенный эквивалент распределенной емкости затвора над проводящим каналом, отнесенной к стоку (у закрытого прибора $C_{з.с} \approx 0$); η — коэффициент, учитывающий увеличение погрешности $\delta_у$ из-за передачи части коммутационной помехи со входа МДП-ключа на его выход в процессе переключения (величина η растет от 1 до 2 при увеличении от 0 до ∞ выходного сопротивления каскада, подсоединенного ко входу ключа и для УВХ на рис. 5.11,*а*,*б*; $\eta = 1{,}1$—$1{,}5$, а для схемы на рис. 5.11,*в* $\eta = 2$).

В первых двух УВХ диапазон изменения коммутируемого сигнала $\Delta U_к = \Delta U_в$. Наличие зависимости $\Delta U_{от} = f(U_к)$ и, следовательно, $\delta_у = f(U_к)$ не позволяет осуществить в этих схемах достаточно полную компенсацию ошибки $\delta_у$ известными методами, если $\Delta U_к > 5$ В. В последней схеме $\Delta U_к \ll U_в$ и ошибку $\delta_у$ можно скомпенсировать примерно на 30%.

Поскольку $\Delta U_{от} \approx \Delta U_у$ при напряжении коммутируемого сигнала, соответствующем максимальной ошибке $\delta_у$, то, умножив

числитель и знаменатель (5.1) на сопротивление r замкнутого МДП-ключа, получим

$$\delta_y = \eta\gamma\tau_{у.к}/T_в, \qquad (5.2)$$

где $\gamma = \Delta U_у/\Delta U_в = 0{,}5—2{,}5$, причем для схем на рис. 5.11,*а, б* значение γ лежит около верхней границы этого диапазона, а для последней — около нижней (причины этого различия будут ясны после рассмотрения особенностей работы схем [87]); $\tau_{у.к} = rC_{з.с}$, $T_в = rC_з$.

У МДП-транзисторов с разными геометрическими размерами канала, но изготовленными по одной технологии при стандартных конструктивных допусках, произведение $\tau_{у.к} = rC_{з.с}$ является примерно одинаковым, если $C_{з.с} > (3—4)C_в$, и равным (при $\Delta U_{от} = 20$ В): для стандартной p-канальной технологии 0,30 нс, для стандартной n-канальной технологии с использованием двойной диффузии 0,03 нс. Применение того или другого метода компенсации ошибки $\delta_у$ можно трактовать как уменьшение емкости $C_{з.с}$ и, следовательно, постоянной времени $\tau_{у.к}$. Поэтому приведенные в [87] формулы справедливы и в этом случае.

За время выборки $t_в$ УВХ работает в нелинейном режиме в течение времени $t_н$ нарастания выходного напряжения до значения, соответствующего линейному режиму работы его усилителей, а затем за время $t_у$ выходное напряжение устанавливается с заданной точностью δ.

УВХ с управлением по цепи питания. Проведенный в [87] анализ показал, что применение традиционных структур УВХ, использующих для управления МДП-ключи в канале усиления, не позволяет достичь требуемую во многих системах пропускную способность $C_t \gg 10$ Мбит/с. Вместе с тем из результатов анализа УВХ с МДП-ключами следует очевидный способ повышения C_t — исключение МДП-ключа из канала усиления в структуре, показанной на рис. 5.11,*в*. В приведенной на рис. 5.12 схеме ключ *S1*, управляющий режимом работы УВХ, вынесен в цепь питания входного усилителя *A1*. Последний является усилителем тока с большим выходным сопротивлением, что обеспечивает в режиме хранения (*S1* — разомкнут) высокую точность. В остальном структуры на рис. 5.11,*в* и рис. 5.12 полностью совпадают, и, следовательно, для последней справедливы полученные в [87] условия оптимальности АЧХ. В отличие от известной структуры УВХ подобного типа, в приведенной на рис. 5.12 схеме конденсатор $C_з$ заземлен, *A2* является неинвертирующим повторителем, введен компенсатор коммутационной помехи *VT7*, *VT8*, *R2*, а транзисторы *VT5*, *VT6* обеспечивают ток заряда $C_з$, значительно бóльший режимного тока I_1 в усилителе *A1*. В момент перехода к режиму хранения перепады напряжений в любом узле схемы не превышают величины $U_{э.б}$ (падение напряжения на переходе эмиттер — база открытого транзистора), а разнополярные коммутационные помехи, действующие из узлов *А*, *Б* на напряжение $U_с$, компенсируются с точностью $\Delta U_{э.б}$ (разность падений напряжений на диодах *VT7*, *VT8*

при одинаковом токе). Следовательно, при полной симметрии плеч усилителя *A1* (*VT1*, *VT3*, *VT7* идентичны транзисторам *VT2*, *VT4*, *VT8* соответственно) ошибка выборки $\delta = 1/K'_{U1}$ [88].

Время нарастания определяется скоростью заряда током I_1 «паразитных» конденсаторов $C_п$, действующих в узлах *А*, *Б*, *В*. При

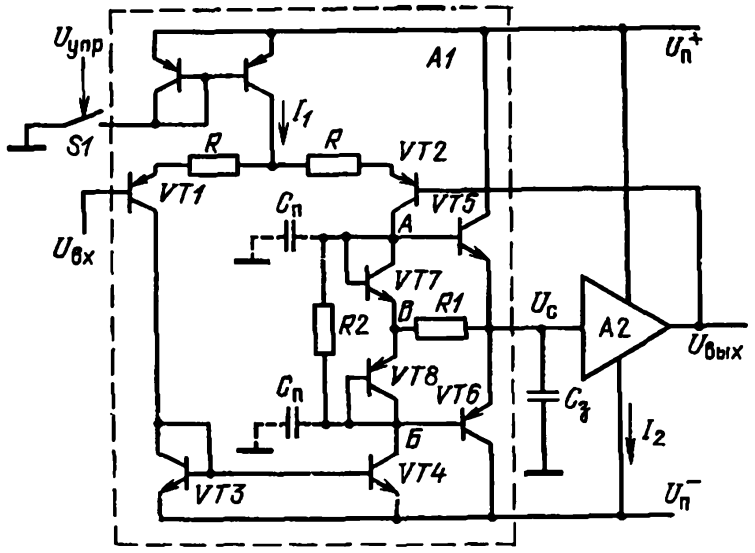


Рис. 5.12. Упрощенная структура устройства выборки — хранения с управлением по цепи питания входного усилителя

выполненном условии минимальности времени установления ($f_2 \approx 2f_г$) время выборки

$$t_в = (\Delta U_в + U_{з.б} - U_л)\, C_п/I_1 + (2/\pi f_2) \ln (1/\alpha\delta), \qquad (5.3)$$

где $U_л = I_1 R + 2\varphi_T$; $\alpha = U_в/U_л$. Поскольку при низкоомном сопротивлении источника сигнала $U_{вх}$ коэффициент усиления $K'_{U1} \approx R_{вых1}/2(R + 2\varphi_T/I_1)$, а $f_T = f_1 K'_{U1} = (1/2\pi R_{вых1} C_з) K'_{U1}$ при $f_T \leqslant f_2/2$, получим условие, необходимое для получения минимального времени $t_у$, выраженного через параметры элементом схемы:

$$I_1 R \geqslant (I_1/2\pi f_2 C_з) - 2\varphi_T. \qquad (5.4)$$

Минимальная емкость конденсатора $C_з$ ограничена полосой пропускания каскада *A2*. Из выражения (5.4) $f_2 \geqslant 1/(2\pi C_з)(R + 2\varphi_T/I_1)$. Следовательно, при заданном значении f_2 и большей емкости $C_з$ требуется меньшее сопротивление $R + 2\varphi_T/I_1$ и, следовательно, достигается бо́льшая точность, если $\delta = 1K'_{U1}$ (K'_{U1} увеличивается при уменьшении $R + 2\varphi_T/I_1$). Подставляя (5.4) в выражение (5.3) и учитывая, что максимальное количество передаваемой на выход в режиме выборки информации о входном сигнале равно $Q = \log K_{U1} = -\log\delta$, получаем выражение для пропускной способности УВХ с управлением по цепи питания

$$C_t = -\log\delta / \{[(\Delta U_в + U_{э.б})/I_1 - \delta R_{вых1}/2]\, C_п + (2/\pi f_2) \ln (I_1 r_к/2U_в)\}. \qquad (5.5)$$

При допустимом сопротивлении нагрузки $R_{н.д} \geqslant 2$ кОм, обычно требуемом в современных усилителях и УВХ, точность $\delta < 10^{-3}$ в режиме хранения будет обеспечена, если выходное сопротивление *A2* $R_{вых2} \ll R_{н.д}\delta = 2$ Ом. Даже простейший повторитель на базе транзистора с общим эмиттером и глубокой ОС обеспечит это значение при сравнительно малых токе в выходной цепи ($I_в = 1$ мА) и коэффициенте усиления $K'_{U2} \gg 10$ ($R_{вых2} \approx (\varphi_T/I_в)/K'_{U2}$). Последнее позволяет использовать в *A2* широкополосные усилители (1УС752, 1УС754) с истоковыми повторителями на входе, обеспечивающие $f_2 \geqslant 20$ МГц.

Значение C_t, определяемое выражением (5.5) и рассчитанное при $R_{вых1} = 200$ кОм, $U_в \approx \Delta U_в + U_{э.б} = 10$ В, $C_п = 10$ пФ, $I_1 = 1$ мА и $f_2 = 20$ МГц, достигает 50 Мбит/с. Следовательно, в УВХ с управлением по цепи питания достижима пропускная способность в 5—7 раз выше, чем в УВХ с МДП-ключами.

5.3. АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Устройства, предназначенные для запоминания экстремальных значений входного сигнала, называются амплитудными детекторами. Как и УВХ, они работают в режимах выборки и хранения. Но в отличие от УВХ, режим работы амплитудного детектора определяется входным сигналом. При возрастании входного напряжения $U_{вх}$ оно отслеживается выходным напряжением схемы, а при уменьшении $U_{вх}$ амплитудный детектор переходит в режим хранения и запоминает предыдущее максимальное значение входного напряжения. Это напряжение удерживается на выходе детектора в течение некоторого времени либо до появления бо́льшего сигнала на входе, либо по команде сброса к исходному состоянию.

В простейшем амплитудном детекторе положительных сигналов (рис. 5.13) при возрастании $U_{вх}$ диод *VD1* смещается в прямом

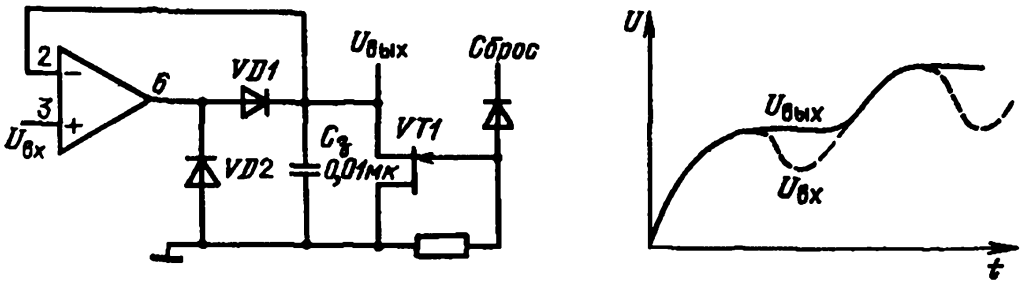


Рис. 5.13. Схема однокаскадного амплитудного детектора

направлении и тем самым подключает $C_з$ к выходу ОУ. При уменьшении $U_{вх}$ диод *VD1* смещается в обратном направлении, отключая тем самым конденсатор $C_з$ от выхода усилителя, и на $C_з$ хранится ранее установившееся максимальное напряжение. Диод *VD2* фиксирует выходное напряжение ОУ на уровне, равном

$-U_д$, что уменьшает время, необходимое для перехода от режима хранения к режиму выборки. Цепь *Сброс* разряжает конденсатор $C_з$ до нуля перед новым циклом детектирования.

Для развязки $C_з$ от нагрузки на выходе детектора включают повторитель в цепь общей ОС со входным ОУ, что уменьшает дополнительную погрешность детектирования, обусловленную напряжением смещения нуля, входными токами и конечным усилением *A2* (рис. 5.14,*а*). Погрешность амплитудного детектора характеризуют изменением напряжения на запоминающем конденсаторе

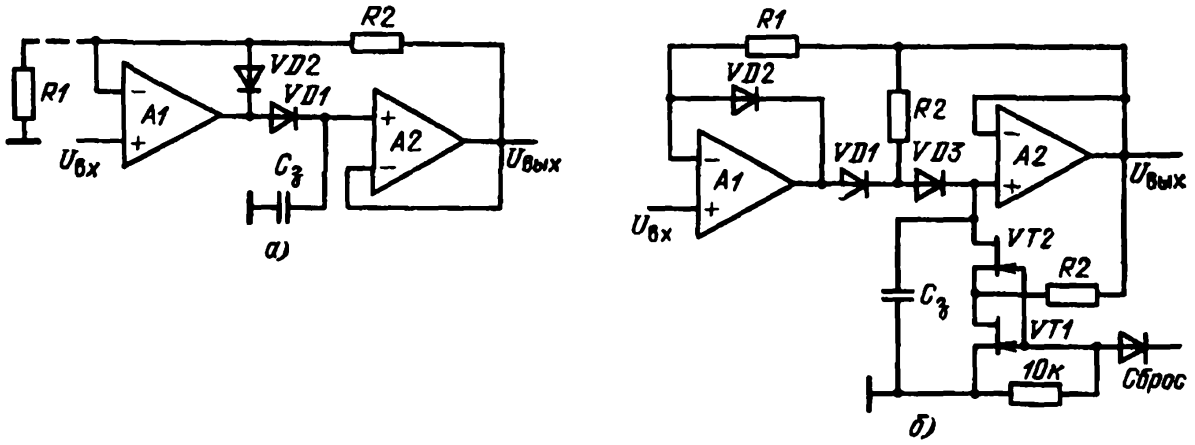


Рис. 5.14. Простейший (*а*) и улучшенный (*б*) двухкаскадные амплитудные детекторы

$C_з$ в режиме хранения и ошибкой выборки. Напряжение на $C_з$ изменяется в режиме хранения из-за протекания входных токов ОУ и токов утечки диодов, полевого транзистора в цепи *Сброс* и самого запоминающего конденсатора. Токи утечки конденсатора минимальны при использовании тефлоновых и полистирольных конденсаторов. Для уменьшения влияния токов утечки диода *VD1* включают дополнительный диод *VD3* и резистор *R2* (рис. 5.14,*б*). В режиме хранения через *R2* протекает только небольшой ток утечки диода *VD1*, благодаря этому напряжение на *VD3* близко к нулю и практически отсутствует ток утечки через этот диод в конденсатор $C_з$. Для уменьшения тока утечки в конденсаторе $C_з$ из цепи сброса в схему дополнительно включены транзистор *VT2* и резистор *R2*. В режиме хранения через резистор *R2* протекает только небольшой ток утечки транзистора *VT1* (меньше 10 нА) и напряжения на стоке и истоке *VT2* почти равны $U_{вых}$. Поэтому ток утечки между истоком и стоком *VT2* обусловлен только небольшим током утечки исток — затвор. Недостатком схемы является то, что удваивается сопротивление открытой цепи сброса. Это приводит к увеличению остаточного напряжения на $C_з$ при включении цепи *Сброс*.

Уменьшение остаточного напряжения сброса. В режиме *Сброс* через замкнутый *VT1* протекает большой ток (около 10 мА), разряжающий конденсатор $C_з$, что вызывает значительное падение напряжения на сопротивлении r_o открытого полевого транзистора.

Из-за действия этого напряжения замедляется разряд $C_з$, что приводит к появлению зоны нечувствительности амплитудного детектора вблизи нуля при быстром изменении циклов детектирования. Остаточное напряжение на запоминающем конденсаторе $C_з$ по существу является ложным первым экстремумом анализируемой входной функции.

Для уменьшения остаточного напряжения выход усилителя *A1* шунтируют дополнительным полевым транзистором, работающим синхронно с *VT1*. Благодаря этому выходной ток *A1* не протекает через *VT1*, пока напряжения на выходе *A1* меньше напряжения на открытом диоде *VD1*. В такой схеме типы транзистора и усилителя необходимо выбирать исходя из минимального значения сопротивления открытого транзистора и максимального выходного тока ОУ. Остаточное положительное напряжение сброса можно также устранить, если $C_з$ разряжается до отрицательного напряжения. В этом случае амплитудный детектор реагирует на максимум положительного напряжения любой амплитуды.

Уменьшение ошибок и времени выборки. Статические ошибки выборки обусловлены действием статических показателей неидеальности ОУ, методы улучшения которых описаны в гл. 1. Динамические ошибки выборки возникают в первую очередь из-за ограниченной скорости нарастания выходного напряжения усилителя и выбросов переходного процесса при заряде $C_з$.

Время выборки амплитудного детектора — это минимальное время, необходимое для перехода из режима хранения в режим слежения за входным сигналом с заданной точностью. Это время определяется длительностью заряда запоминающего конденсатора и установления выходного напряжения с заданной точностью. Если это время будет больше, чем длительность максимума входного сигнала, то амплитудный детектор не зафиксирует его действительной величины.

Скорость заряда, ограниченную конечным выходным током ОУ, нетрудно увеличить, заменив диод *VD1* в схеме на рис. 5.14,*а* транзистором (рис. 5.15). Ток через транзистор ограничивается резистором *R2*. При уменьшении входного сигнала эмиттерно-базовый переход транзистора смещается в обратном направлении, так как напряжение на эмиттере фиксируется конденсатором, а на базе оно уменьшается. Для исключения пробоя эмиттерно-базового перехода между выходом *A1* и базой транзистора следует включить резистор сопротивления 1 кОм.

Для увеличения быстродействия иногда ограничивают размах входного сигнала *A1*. Это достигается включением в схему дополнительной цепи общей отрицательной ОС на диоде *VD2* и резисторе *R1* (см. рис. 5.15). При уменьшении входного сигнала дифференциальное напряжение на входе *A1* не может превысить падение напряжения на диоде *VD2*, а напряжение на неинвертирующем входе *A1* меньше напряжения на $C_з$ на величину $U_д$. Таким образом, для фиксаций нового максимума выходное напряжение *A1* должно измениться только на $3U_д$. Благодаря этому значительно

увеличивается разрешающая способность детектора по длительности экстремумов и уменьшается напряжение на обратно-смещенном эмиттерно-базовом переходе транзистора, а следовательно, и ток утечки через него [89].

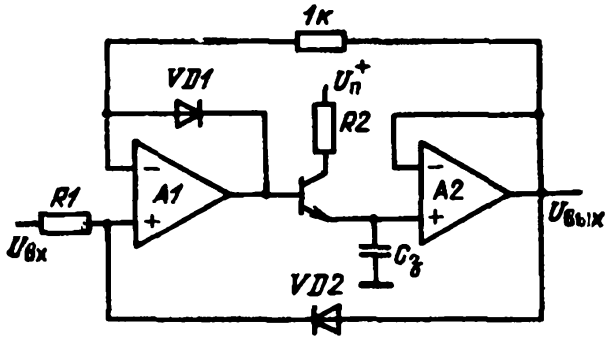


Рис. 5.15. Быстродействующий двухкаскадный амплитудный детектор

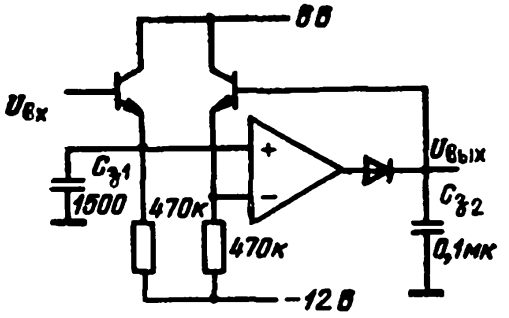


Рис. 5.16. Быстродействующий амплитудный детектор с покаскадным запоминанием

Скорость заряда $C_з$ можно увеличить, исключив влияние цепи корректирующей АЧХ ОУ на время заряда $C_з$. Когда все диоды закрыты, цепь ОС усилителя *A1* разомкнута. Для ОУ с разомкнутой ОС не требуется цепь частотной коррекции с большими емкостями, и благодаря этому можно обеспечить значительно большие скорость нарастания выходного напряжения и усиление на высоких частотах. В этом случае к усилителю *A1* подключается корректирующий конденсатор только после завершения выборки сигнала с точностью $\pm U_д$, т. е. после смещения *VD1* или эмиттерно-базового перехода транзистора в прямом направлении.

Детектор коротких импульсов. Может регистрировать пики входного сигнала длительностью $T_и > 20$ нс и амплитудой от 50 мВ до 5 В (рис. 5.16). В этой схеме входной сигнал запоминается на короткое время t_1 на конденсаторе $C_{з1}$ с небольшой емкостью, которую можно зарядить за время $T_и$. Затем за время t_2 заряжается до величины $U_{вх}$ конденсатор $C_{з2}$ с большой емкостью, который и обеспечивает точное и длительное хранение $U_{вх}$ до поступления следующего пика сигнала на вход устройства. Точность работы схемы зависит в первую очередь от разряда $C_{з1}$ за время t_2. Частота повторения пиков сигнала $f_{вх}$ не должна быть больше $1/t_2$, чтобы избежать увеличения динамической ошибки. Для исключения заряда запоминающего конденсатора до значения, превышающего значение экстремума $U_{вх}$, необходимо свести к минимуму выбросы переходных процессов. Для устранения этой ошибки входной усилитель должен иметь минимальную колебательность переходного процесса, что достигается правильным выбором параметров цепей, корректирующих его амплитудно-частотную характеристику.

Обычно ОУ с внутренней коррекцией имеют колебательную переходную характеристику при подключении к их выходу конденса-

тора большей емкостью. Поэтому желательно применять усилители с внешней коррекцией, допускающие подстройку переходной характеристики. При этом выбор параметров корректирующей цепи осуществляется по виду переходного процесса при подаче на вход амплитудного детектора (без диода *VD1*) ступеньки напряжения (см. гл. 1). Влияние большой емкости $C_з$ можно уменьшить, включив резистор с небольшим сопротивлением (10—50 Ом) между выходом *A1* и $C_з$ или последовательно с $C_з$ [90].

Любую из рассмотренных схем можно использовать для построения амплитудных детекторов, обеспечивающих усиление входного сигнала, которое получается добавлением резистора *R1* в цепь обратной связи (см. рис. 5.14,*а*). В результате этого в режиме выборки схема представляет собой неинвертирующий усилитель с коэффициентом передачи $(R_2+R_1)/R_1$. Изменяя полярность включения диодов в рассмотренных схемах, получаем запоминание минимальных значений $U_{вх}$.

Двусторонний амплитудный детектор. Один из способов построения двустороннего амплитудного детектора состоит в совмещении детекторов, предназначенных для обработки положительного и отрицательного напряжений. Однако в этом случае потребовались бы четыре ОУ. Кроме того, на выходе можно получить только дифференциальный сигнал, для объединения которого необходим пятый ОУ.

Более простая схема двустороннего амплитудного детектора показана на рис. 5.17. Здесь выходной сигнал «снимается» относи-

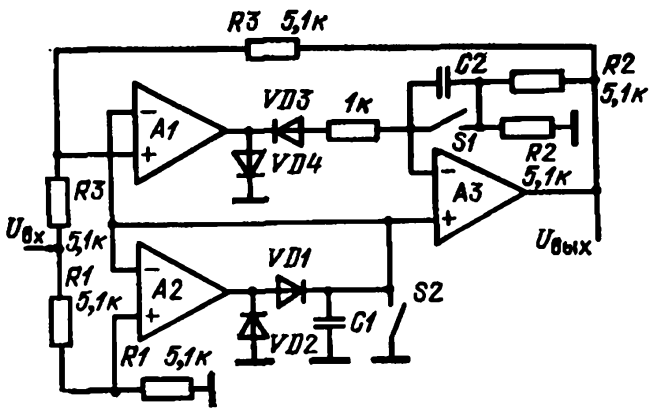


Рис. 5.17. Двусторонний амплитудный детектор

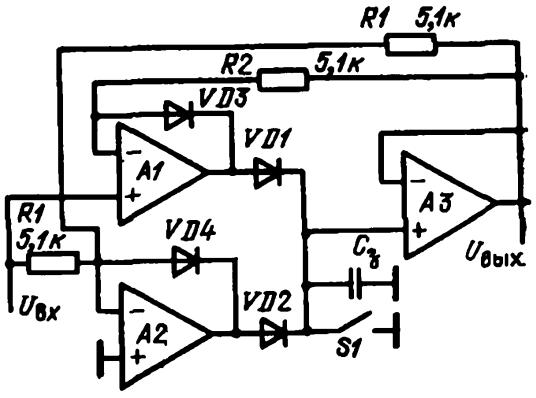


Рис. 5.18. Детектор абсолютных значений экстремумов

тельно уровня земли, а компенсация разряда запоминающих конденсаторов осуществляется в режиме хранения. Амплитудный детектор положительного сигнала выполнен на усилителе *A2*, диодах *VD1* и *VD2* и конденсаторе *C1*. Уменьшение в два раза сигнала на входном резисторном делителе *R1* компенсируется далее усилителем *A3*, так что общее усиление входного сигнала равно единице. Усилители *A3* и *A1* вместе со своими элементами в цепях ОС реализуют инвертирующий амплитудный детектор отрицательного сигнала. В этой схеме выход детектора положительных сиг-

налов обеспечивает опорное напряжение для детектора отрицательных сигналов. Благодаря этому усилитель *A3* суммирует усиленный выходной сигнал положительного детектора с выходным напряжением детектора отрицательных сигналов. Цепь резисторного делителя *R1* служит для согласования напряжений смещения сигналов обоих детекторов. По сравнению с рассмотренными выше схемами данный детектор обладает значительно большей точностью, поскольку здесь запоминающие конденсаторы *C1* и *C2* подключены к обоим входам усилителя *A3*, что обеспечивает частичную компенсацию влияния входных токов усилителя *A3*. Кроме того, соответствующим выбором емкостей можно скомпенсировать влияние входных токов усилителей *A1* и *A2* на скорость спада напряжения на конденсаторе *C1*. При равенстве входных токов всех трех ОУ условие компенсации определяется соотношением $C_1 = 3C_2$. Для определения погрешности двустороннего детектора можно просуммировать погрешности детекторов положительного и отрицательного сигналов, учитывая, что входной делитель удваивает напряжение смещения нуля усилителя *A2*. Делитель на резисторах *R2* в два раза увеличивает напряжение смещения нуля *A3*, а усиление по петле ОС удваивает погрешность коэффициента передачи усилителя *A3*.

Скорость работы двустороннего детектора ограничивается в первую очередь длительностью переходного процесса на запоминающих конденсаторах, а при большом сопротивлении резистора *R2* время готовности схемы значительно увеличивается из-за ограниченной скорости заряда конденсатора *C2*. Усилители *A1* и *A2* должны сохранять большое входное сопротивление при перегрузках по входу, чтобы исключить разряд *C1* в режиме хранения, а на их переходных характеристиках не должно быть выбросов.

Детектор абсолютных значений экстремумов. Распространенным применением амплитудного детектора является выделение максимального отклонения формы сигнала от заданного значения, например отклонение показания контрольного индикатора, используемого в системе управления производственным процессом. Часто подобные отклонения происходят как в положительную, так и в отрицательную стороны, а обе полярности нельзя контролировать одним простым амплитудным детектором. Схема на рис. 5.18 представляет собой комбинацию простого амплитудного детектора положительных сигналов с инвертирующим амплитудным детектором отрицательных сигналов при общих запоминающем конденсаторе и выходном буферном каскаде *A3*. Усилители *A1* и *A3* образуют амплитудный детектор положительных сигналов, подобный приведенному на рис. 5.14,*а*. Положительный сигнал, превышающий напряжение на конденсаторе, дозаряжает последний через усилитель *A1* до максимальной величины. Приращение входного отрицательного напряжения фиксируется инвертирующим амплитудным детектором на усилителях *A2* и *A3*. Если отклонение отрицательного напряжения больше соответствующего напряжения на конденсаторе, то через резистор обратной связи *R1* на инвертирующий

вход усилителя *A2* поступает отрицательное напряжение. В результате этого на выходе усилителя *A1* увеличивается напряжение для дозаряда конденсатора до $U_{вых} = |U_{вх\,max}|$, а на инвертирующем входе *A1* через резистор обратной связи *R2* устанавливается напряжение, равное $U_{вх}$. Таким образом, независимо от полярностей отклонений входного сигнала напряжение на $C_з$, а значит, и на выходе детектора всегда положительно. Ограничения по точности и быстродействию здесь аналогичны рассмотренным выше для схемы на рис. 5.17.

5.4. АНАЛОГОВЫЕ КЛЮЧИ

В микроэлектронной аппаратуре для передачи или отключения аналоговых сигналов используют биполярные и полевые транзисторы, которые имеют недопустимо большую для многих случаев ошибку коммутации из-за значительных остаточного напряжения, сопротивления в открытом состоянии и токов утечки в закрытом состоянии. Перечисленные ошибки можно значительно уменьшить, используя ОУ совместно с транзисторами.

Ключи на полевых транзисторах и ОУ получили наибольшее распространение благодаря простоте и большому динамическому диапазону коммутируемых сигналов. В простейшем аналоговом коммутаторе (рис. 5.19,*а*) точность

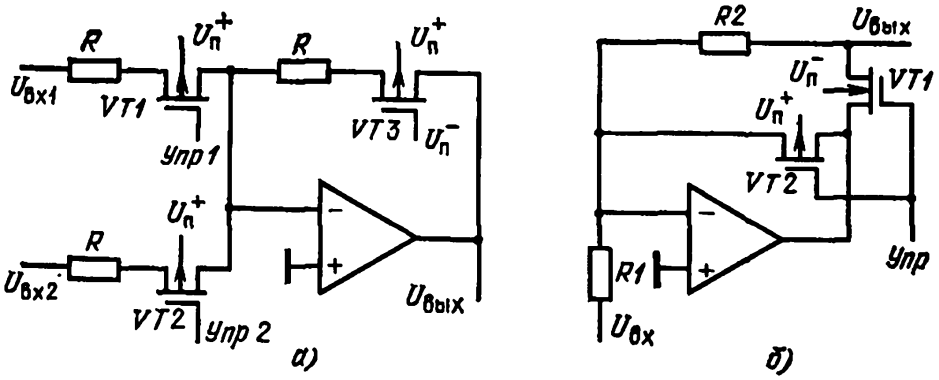


Рис. 5.19. Аналоговые ключи на полевых транзисторах:
а — простейший; *б* — улучшенный

коэффициента передачи схемы на порядок больше, чем без ОУ, благодаря включению в цепь ОС ОУ транзистора *VT3*, идентичного по параметрам транзисторам *VT1* и *VT2*. Операционный усилитель включен по схеме инвертирующего усилителя. Коэффициент передачи каждого входного сигнала равен $(1 + \Delta r_o/R)$, где Δr_o — разность сопротивлений открытых транзисторов *VT3*, *VT1* или *VT3*, *VT2*. Если оба транзистора *VT1* и *VT2* закрыты, то $U_{вых} \approx 0$.

Практически полностью исключено влияние сопротивления на точность передачи аналогового ключа в схеме на рис. 5.19,*б*. В режиме передачи $U_{вх}$ на выход на вход управления подается положительное напряжение. Тогда транзистор *VT1* открыт, а *VT2* закрыт и не влияет на работу схемы. Действующее значение сопротивления транзистора *VT1* равно r_o/K'_U, где K'_U — собственный коэффициент усиления ОУ. Следовательно, влиянием *VT1* на точность коэффициента передачи $U_{вх}$ можно также пренебречь. Тогда $U_{вых} = -U_{вх}R_2/R_1$. При отрицательном напряжении на входе управления *VT2* открыт, а *VT1* закрыт.

Если $r_0 \ll R_1$, то на инвертирующем входе ОУ напряжение равно нулю и $U_{вх}$ не влияет на $U_{вых}$.

Полевые транзисторы в аналоговых ключах требуют, чтобы управляющее напряжение превышало диапазон изменения $U_{вх}$. Это приводит к значительным коммутационным помехам (передача управляющего сигнала в цепь коммутации $U_{вх}$ через паразитные конденсаторы транзистора), ухудшающим динамические параметры таких ключей. Поэтому при увеличении частоты входных сигналов статические составляющие ошибки передачи $U_{вх}$ меньше динамических уже при частоте входного сигнала больше 10 кГц.

Ключи на биполярных транзисторах и ОУ, в отличие от рассмотренных выше, управляются меньшими сигналами, обеспечивают бóльшее быстродействие и меньшие коммутационные помехи, но обычно сложнее по структуре.

В простейшем аналоговом ключе на биполярном транзисторе (рис. 5.20,*а*) используется способность ОУ ослаблять синфазные сигналы и передавать диф-

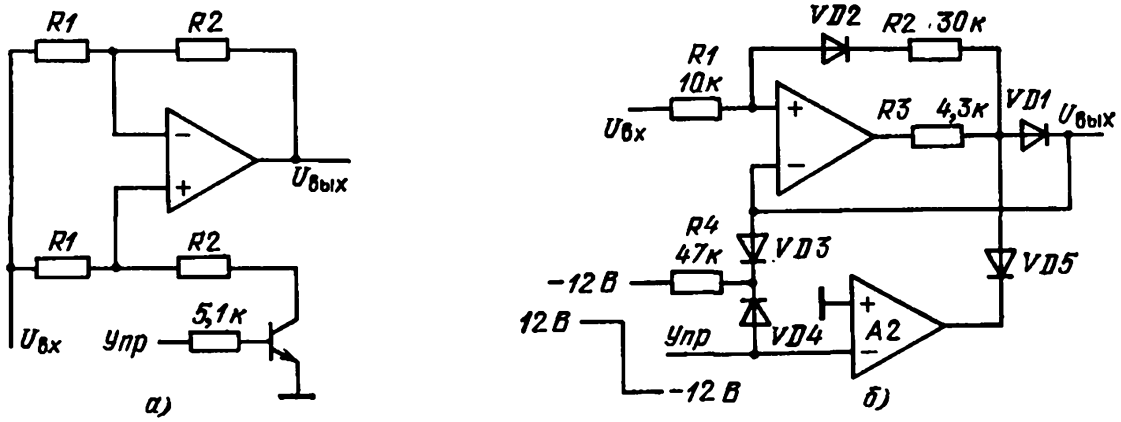


Рис. 5.20. Аналоговые ключи на биполярных транзисторах с малым (*а*) и большим (*б*) выходными сопротивлениями (*А1*, *А2*—1408УД2)

ференциальные. Когда на вход управления поступает сигнал больше 1 В, транзистор насыщается, резистор *R2* заземляется и схема принимает вид обычного дифференциального усилителя. Поскольку его входы объединены, то дифференциальный входной сигнал равен нулю, а $U_{вх}$ является синфазным сигналом. Поэтому при $R_1 = R_2$ сигнал $U_{вх}$ ослабляется на 70—90 дБ в зависимости от коэффициента ослабления синфазного сигнала ОУ. Когда транзистор закрыт, схема работает в режиме неинвертирующего повторителя, коэффициент передачи которого не зависит от соотношения резисторов *R1* и *R2*.

Недостатки предыдущей схемы (зависимость $U_{вых}$ от напряжения насыщения транзистора и низкое входное сопротивление) устранены в схеме на диодах (рис. 5.20,*б*). Функцию ключа здесь выполняет диод *VD1*, управляемый усилителем *А2*. Усилитель *А1* обеспечивает большое входное сопротивление и передачу на выход входного сигнала с коэффициентом, равным 1. Входной сигнал передается на выход при отрицательном напряжении на входе управления. В этом случае диоды *VD4* и *VD5* закрыты, а напряжения на входах и выходе *А1* равны $U_{вх}$. На аноде диода *VD1* напряжение равно $U_{вых}+U_д$, где $U_д$ — падение напряжения на открытом диоде. Следовательно, напряжение на катоде *VD2* больше на $U_д$, чем на его аноде, этот диод также закрыт и не влияет на работу схемы. Напряжение на выходе *А1* определяется падением

напряжения на *R3*, через который протекает ток, зависящий от $U_{вх}$ и сопротивления *R4*. Ток I_4 через *R4* определяется соотношением $I_4=(U_{вых}+12\ В-U_д)/R_4$. В свою очередь, выходное напряжение *A1* равно $U_1=U_{вых}+U_д+I_4R_3$. Таким образом, при напряжении питания усилителей *A1*, *A2*, равном $U_п=\pm15$, входной сигнал $U_{вх}=10$ В будет передаваться на выход без искажений, если падение напряжения на *R3* будет меньше 2 В. При этом учитывается, что при $U_п=\pm15$ В максимальный размах выходного напряжения у большинства современных ОУ — около ±13 В. Учитывая изложенное, находим максимальное значение тока I_4, которое примерно равно $2\ В/R_3=0{,}5$ мА и больше фактического значения тока $I_4\approx0{,}4$ мА в приведенной схеме [91].

При подаче положительного напряжения на вход управления на катодах диодов *VD3* и *VD4* устанавливается положительное напряжение, а на катоде диода *VD5* и аноде диода *VD1* — отрицательное, примерно равное напряжению питания *A2*. Следовательно, если $U_п=\pm15$ В, а входное напряжение изменяется от +10 до —10 В, то оно не проходит через диод *VD1* на выход схемы. Цепь *VD2*, *R2* поддерживает на неинвертирующем входе *A1* отрицательное напряжение, что обеспечивает установление отрицательного напряжения и на выходе *A1*. В противном случае через *R3* протекал бы ток около 6 мА, что недопустимо для большинства ОУ. Ток, отбираемый через *R1* от источника входного сигнала, в этом случае зависит от $U_{вх}$ и сопротивлений *R1*, *R2*. В качестве усилителя в этой схеме можно использовать сдвоенный ОУ 1408УД2 и диодную сборку 2ДС627.

Совместное использование биполярных полевых транзисторов и ОУ позволяет строить аналоговые ключи, у которых значение и полярность коэффициента передачи зависят от значения управляющего напряжения (рис. 5.21) [92]. В показанной схеме основную функцию выполняют полевой транзистор и ОУ,

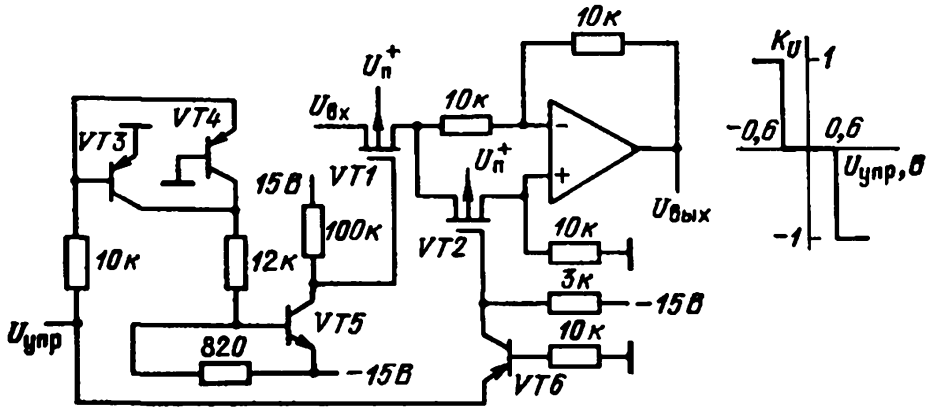


Рис. 5.21. Универсальный аналоговый ключ

тогда как биполярные транзисторы играют вспомогательную роль, формируя необходимые сигналы управления для полевого. Если $-0{,}6\ В<U_{вх}<0{,}6$ В, то все биполярные транзисторы и *VT1* закрыты, *VT2* открыт, а $U_{вых}=0$ и $U_{вх}$ не влияет на $U_{вых}$. При $U_{вх}>0{,}6$ В открываются транзисторы *VT1*, *VT4*, *VT5* и *VT6* и $U_{вых}\approx-U_{вх}$. Чтобы исключить влияние сопротивления r_0 транзистора *VT1* на коэффициент передачи схемы, целесообразно в цепь ОС усилителя включить полевой транзистор, как показано на рис. 5.19,*б*. При $U_{вх}<-0{,}6$ В открываются

транзисторы *VT1*, *VT2*, *VT3* и *VT5*. При этом $U_{вых} \approx U_{вх}$. Чтобы расширить зону нечувствительности схемы к амплитуде $U_{упр}$, можно в эмиттеры биполярных транзисторов включить стабилитроны или диоды.

5.5. УСИЛИТЕЛИ-ОГРАНИЧИТЕЛИ

Усилители с ограниченным размахом выходного напряжения используются в формирователях сигналов, цепях защиты от перегрузок, устройствах управления и контроля и т. д. Ниже рассмотрены простейшие и регулируемые схемы усилителей-ограничителей и методы увеличения их точности и быстродействия.

Простейший ограничитель с регулируемым выходным напряжением можно построить на операционном усилителе с ОС, выход которого нагружен на потенциометр. Выходной сигнал берется со средней точки потенциометра [93]. В такой схеме не требуются стабилитроны, а сигнал ограничивается при достижении выходным напряжением своего максимального значения. С помощью потенциометра изменяется амплитуда формируемого на выходе сигнала. Точность и быстродействие такого ограничителя сравнительно низкие. Объясняется это тем, что разброс максимального значения выходного напряжения ОУ достигает 1 В. На быстродействие ограничителя существенно влияет задержка, вызванная насыщением транзисторов в усилительных каскадах ОУ. Эта задержка в усилителях типа 140УД7 достигает десятков микросекунд.

Основным элементом прецизионных усилителей-ограничителей является диод или стабилитрон, включенный в цепь ОС усилителя. В простейших ограничителях (рис. 5.22) стабилитрон открывается, когда падение напряжения на резисторе в цепи ОС становится равным $U_{ст}$. В этом случае на выходе ОУ устанавливается напряжение $U_{ст}$ или $-U_{ст}$ (рис. 5.22,*а*) и $\alpha U_{ст}$ или $-\alpha U_{ст}$ (рис. 5.22,*б*) в зависимости от полярности входного сигнала. При падении напряжения на *R2*, меньшем $U_{ст}$, $U_{вых} = -U_{вх}R_2/R_1$ (рис. 5.22,*а*) и $U_{вых} = -U_{вх} \times \times R_2(1 - \alpha)/(R_1 + \alpha R_2)$ (рис. 5.22,*б*). Показанное включение стабилитронов вызывает значительные погрешности работы схем из-за действия паразитной емкости стабилитронов ($C_п \approx 50$ пФ), их токов утечки ($I_у \approx 1$ мкА) и температурного дрейфа (—5 мВ/°С). Эти погрешности превышают более чем на порядок ошибки, обусловленные неидеальностью современных ОУ.

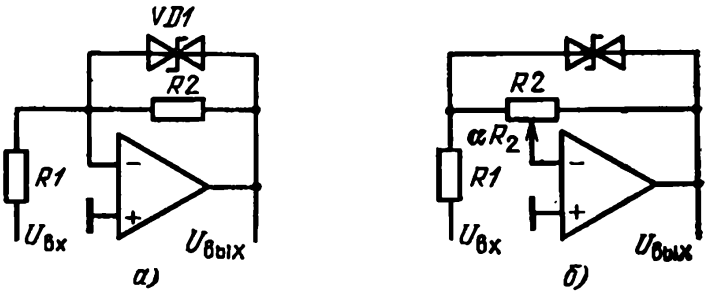


Рис. 5.22. Усилители-ограничители с постоянным (*а*) и переменным (*б*) уровнями ограничения

Уменьшение действия токов утечки стабилитронов. Токи утечки вызывают ошибки усиления $U_{вх}$ и снижают точность уровней ограничения $U_{вых}$. Ошибку, обусловленную этими токами, можно

практически исключить, применив дополнительные диоды *VD1* и *VD2* (рис. 5.23,*б*). Токи утечки протекают через резистор *R3*, не попадая на вход ОУ. Падения напряжения на диодах *VD1*, *VD2* и резисторе *R3* равны и пренебрежимо малы. Поэтому практически отсутствуют и токи утечки диодов *VD1*, *VD2*. Последние частично компенсируют и температурный дрейф стабилитрона, так как собственный дрейф диодов имеет противоположный знак и примерно равен 3 мВ/°С.

Увеличение быстродействия. Увеличить быстродействие и точность усилителя-ограничителя можно, подавая напряжение смещения на стабилитрон так, чтобы он всегда находился в открытом состоянии (рис. 5.23,*а*). Благодаря этому удается уменьшить действие емкости стабилитрона и его температурного дрейфа. Стабилитрон постоянно открыт и ограничивает выходное напряжение, только когда он включается диодным мостом в цепь ОС усилителя. Это условие выполняется при $U_{вых}=\pm U_{ст}+2U_{д}$. Если $U_{вх}<|U_{ст}+2U_{д}|$, то $U_{вых}=U_{вх}R_2/R_1$. Следует выбирать сопротивления резисторов *R3* и *R4* так, чтобы температурный дрейф двух диодов (—5 мВ/°С) и стабилитрона (5 мВ/°С) были равны по абсолютной величине. Кроме того, включение диодов уменьшает действие тока утечки стабилитрона.

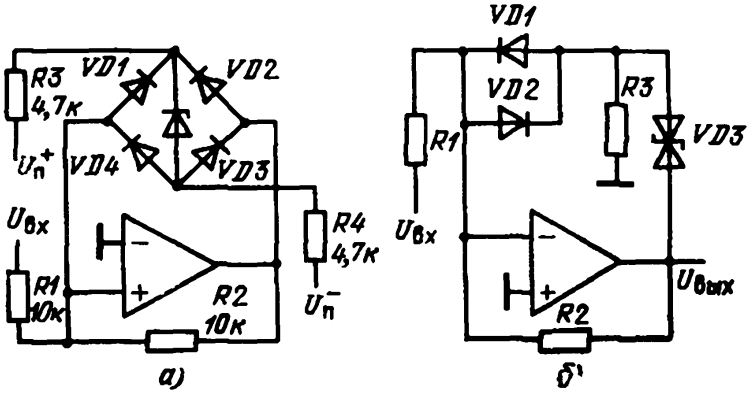


Рис. 5.23. Усилители-ограничители с улучшенными быстродействием (*а*) и точностью (*б*)

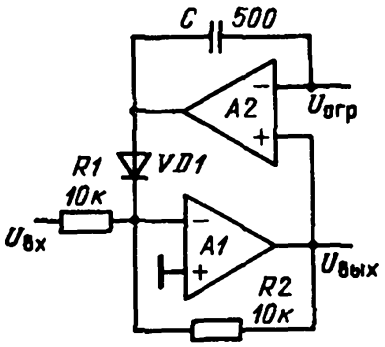


Рис. 5.24. Прецизионный усилитель-ограничитель

Выигрыш в быстродействии получается благодаря тому, что практически отсутствует изменение напряжения на стабилитроне, т. е. при этом паразитный конденсатор не перезаряжается. Все изменения напряжения выделяются на диодах, паразитные емкости которых ($C_п\approx 5$ пФ) на порядок меньше, чем стабилитрона. По сравнению со схемой на рис. 5.22,*а* при точности 1% полоса пропускания увеличивается с 4 до 300 кГц, ток утечки уменьшается с 0,4 мкА до 7 нА, а дрейф снижается с 5 до 0,6 мВ/°С.

Прецизионный регулируемый усилитель-ограничитель. Рассмотренные схемы позволяют выполнить формирование выходного сигнала только при больших входных напряжениях или большом коэффициенте усиления схемы, равном R_2/R_1. Если необходимо с точностью около 1 мВ ограничить на любом уровне любой вход-

ной сигнал при любом значении отношения R_2/R_1, целесообразно использовать схему на рис. 5.24. Отмеченные ее достоинства получены благодаря включению последовательно с ограничивающим элементом (диодом *VD1*) дополнительного усилителя *A2*, задающего выходное напряжение ограничения $U_{огр}$. Если $U_{огр} > U_{вых}$, выходное напряжение усилителя *A2* равно —10 В, диод *VD1* смещен в обратном направлении и *A1* работает в режиме инвертирующего повторителя. Если же $U_{вых} > U_{огр}$, диод ограничивает $U_{вых}$ на уровне $U_{огр}$.

Глава 6

ИСТОЧНИКИ И СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

Применение универсальных АИС является наиболее очевидным средством миниатюризации современных источников вторичного электропитания. В микроэлектронной аппаратуре многие функционально законченные узлы выполняются на нескольких ИС или БИС, потребляющих небольшую мощность, но требующих различные значения напряжения питания. Например, АЦП последовательного приближения, включающий ЦАП, регистр последовательного приближения, компаратор, устройство выборки — хранения, требует по меньшей мере три значения напряжения питания: 5 или 9 В для цифровых ИС и ±15 В для аналоговых. Избежать использования нескольких автономных источников в функциональных узлах такого типа, перейдя к одному источнику питания (например, 5В), позволяют описанные ниже стабилизированные преобразователи напряжений. Такие преобразователи состоят из нескольких элементов и могут быть включены в общую с функциональным узлом конструкцию (плату или модуль).

Структурная схема простейшего источника электропитания показана на рис. 6.1. Первый блок, вырабатывающий нестабилизированное напряжение, является обычно общим узлом, питающим

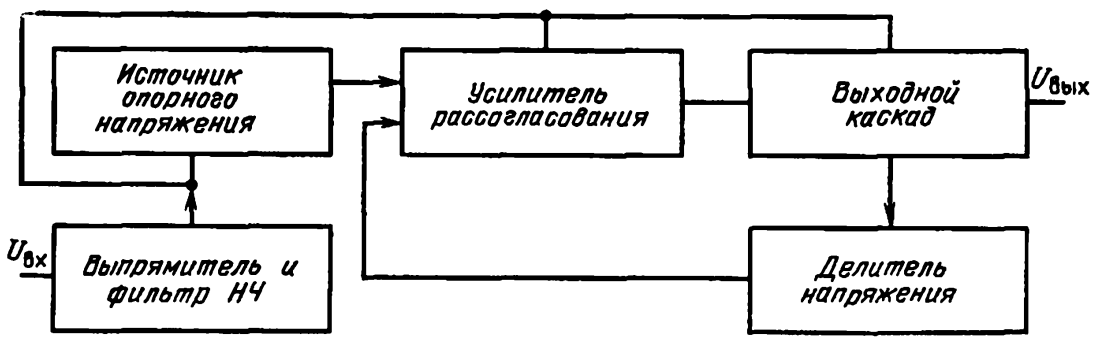


Рис. 6.1. Структурная схема стабилизированного источника напряжения

стабилизаторы различного назначения. Поэтому в дальнейшем под стабилизатором напряжения будем подразумевать совокупность остальных четырех блоков.

6.1. ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Для построения источника опорного напряжения на основе ОУ могут быть использованы резисторный делитель, батарея или стабилитрон. Последний применяется чаще всего, так как имеет меньшие габаритные размеры, чем любая батарея, и обеспечивает лучшую стабильность опорного напряжения, чем любой резисторный делитель. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (рис. 6.2,*а*) не параллельна оси тока в рабочей области стабилитрона, поскольку его динамическое сопротивление $r_{ст}=\Delta U_{ст}/\Delta I_{ст}$ конечно и примерно равно 10 Ом. Сопротивление $r_{ст}$

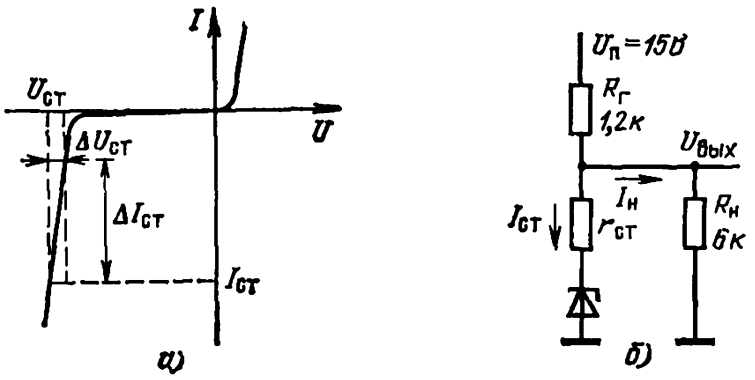


Рис. 6.2. Вольт-амперная характеристика (*а*) и схема включения (*б*) стабилитрона

образует с нагрузкой $R_н$ делитель (рис. 6.2,*б*), уменьшающий выходное напряжение $U_{вых}$. Например, при отключенной нагрузке $I_{ст}=7{,}5$ мА, а $U_{вых}=U_{ст}=6$ В. Однако при подключении нагрузки с сопротивлением 5 кОм в нее ответвляется ток 1 мА и поэтому $I_{ст}=6{,}5$ мА, а напряжение $U_{вых}$ уменьшается на 10 мВ. Следовательно, относительное изменение $U_{вых}$ равно 0,16%. Кроме того, уменьшение $I_{ст}$ изменяет относительный температурный коэффициент изменения напряжения $U_{ст}$. В то же время при изменении напряжения питания на $\Delta U_п$ изменяется $U_{вых}$ на величину $\Delta U_{вых}=\Delta U_п r_{ст}/(r_{ст}+R_г)$. Например, если $\Delta U_п=1{,}2$ В, то $\Delta U_{вых}\approx 10$ мВ.

Зависимость $U_{вых}$ от $U_п$ можно существенно уменьшить, включив вместо $R_г$ транзисторный генератор постоянного тока с выходным сопротивлением $R_{вых}\gg r_{ст}$. Несмотря на то, что сопротивление $R_{вых}$ генератора тока может меняться при изменении $U_п$, его значение (200 кОм) остается значительно больше $r_{ст}$. В свою очередь, зависимость $U_{вых}$ от $I_н$ можно практически исключить, подключив $R_н$ к стабилитрону через повторитель на ОУ.

Использование ОУ в источниках опорного напряжения позволяет не только значительно ослабить влияние изменений напряжения питания и нагрузки на выходное напряжение, но и проектировать

схемы с температурным дрейфом, близким к собственному дрейфу усилителя.

Однополярные источники опорного напряжения. В одной из наиболее простых практических схем источника опорного напряжения на ОУ почти исключено влияние $U_п$ на $U_{вых}$ благодаря введению положительной ОС (рис. 6.3,*а*). Цепь положительной ОС с выхода на неинвертирующий вход ОУ образуют резисторы *R1*,

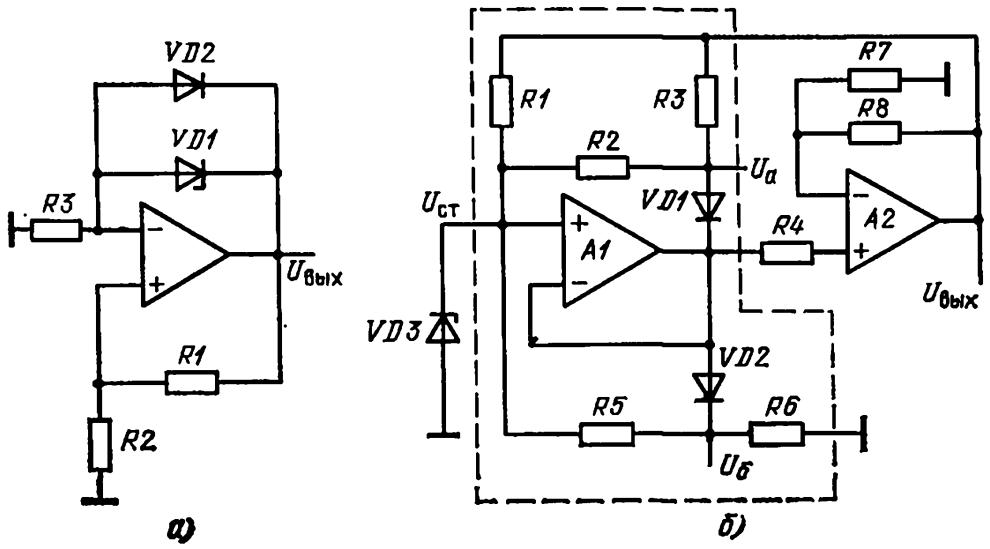


Рис. 6.3. Простейший (*а*) и прецизионный (*б*) источники опорного напряжения

R2. Коэффициент передачи по цепи положительной ОС, равный $\beta_п = R_2/(R_1+R_2)$, должен быть меньше единицы, чтобы исключить самовозбуждение усилителя. Выходное напряжение источника $U_{вых} = U_{ст}/(1-\beta_п)$. Неинвертирующий вход ОУ смещается цепью *R1 R2* в сторону положительного напряжения $U^+_п$, благодаря чему можно заземлить резистор *R3*, задающий ток в стабилитроне *VD1*, и вывод подключения отрицательного напряжения источника питания ОУ. В этой схеме ток через стабилитрон $I_{ст} = \beta_п U_{ст}/R_3(1-\beta_п)$. Диод *VD2* обеспечивает надежный запуск источника опорного напряжения при включении источника питания. При выборе значения $\beta_п$ необходимо учитывать, что для нормальной работы большинства современных ОУ напряжение на неинвертирующем входе должно быть больше на 2—3 В напряжения $U^-_п$. Выбирать сопротивления *R1*, *R2* необходимо с учетом максимально допустимого выходного тока использованного ОУ. Дрейфовые характеристики описанного источника определяются стабилитроном *VD1*.

Для того чтобы получить температурный дрейф выходного напряжения меньше дрейфа напряжения стабилитрона, в схему источника включается «компенсатор» на ОУ (рис. 6.3,*б*). Использование компенсатора (обведен штриховой линией) позволяет в широком диапазоне изменения температуры (от —55 до +125° С) обеспечивать стабильность выходного напряжения 10 В с точностью 0,1% [94]. В этой схеме сопротивления *R2, R5* подбираются в зависимости от температурных характеристик диодов *VD1*, *VD2* и стабилитрона *VD3*.

Для любого полупроводникового стабилитрона существует значение тока, при котором минимален температурный дрейф его напряжения. Обычно именно при этом токе в технических условиях на стабилитрон приводятся его дрейфовые параметры. Если значение тока $I_{ст.о}$ неизвестно, то его нетрудно определить экспериментально. Для этого получаются зависимости $U_{ст}$ от $I_{ст}$ при трех значениях температуры: наибольшей, наименьшей и нормальной. Эти зависимости при некотором значении тока $I_{ст.о}$ будут пересекаться либо различия в $U_{ст}$ при некотором $I_{ст.о}$ будут минимальны. Таким образом, будет получено оптимальное напряжение стабилитрона $U_{ст.о}$. При требуемом выходном напряжении U_0 сопротивление резистора *R1*, определяющего ток в стабилитроне, вычисляется из выражения $R_1=(U_0-U_{ст.о})/I_{ст}$. Сопротивления резисторов *R7*, *R8*, определяющих коэффициент передачи *A2*, устанавливаются так, чтобы $U_0=U_{ст.о}(R_7+R_8)/R_7$. Сопротивления *R7*, *R8* рассчитываются с точностью выше 0,1%.

Обычно для полупроводниковых стабилитронов дрейф напряжения положительный, т. е. $U_{ст}$ увеличивается при повышении температуры. В компенсаторе, выполненном на *A1*, цепь *R5R6VD2* обеспечивает отрицательный температурный дрейф выходного напряжения $U_б$, а цепь *R2R3VD1* дает положительный температурный дрейф напряжения $U_а$. Таким образом, если температурный дрейф $U_{ст}$ положителен, то цепь *R2R3VD1* можно исключить из схемы. При отрицательном температурном дрейфе $U_{ст}$ исключается цепь *R5R6VD2*.

Рассчитаем сопротивления *R2*, *R5*, предполагая положительным температурный дрейф $U_{ст}$. Для расчета необходимо знать значение напряжения $U_{бн}$ при нормальной температуре (25° С). Падение напряжения на диоде *VD1* имеет отрицательный температурный дрейф, т. е. уменьшается при повышении температуры. Вследствие этого изменяется падение напряжения на *R5* и, следовательно, ток через этот резистор. При уменьшении падения напряжения на *R5* ток, отбираемый цепью *R5R6*, уменьшается и увеличивается ток через стабилитрон. Чтобы вычислить сопротивление *R5*, необходимо знать максимальные напряжения $\Delta U_{ст}$ и $\Delta U_б$ при изменении температуры от нормальной до максимальной у данного прибора. Тогда $R_5=\Delta U_б/\Delta I_5$, где $\Delta I_5=\Delta U_{ст}/r_{ст}$, а $r_{ст}$ — сопротивление стабилитрона при $I_{ст}\approx I_{ст.о}$. Сопротивление *R6* выбирается с таким расчетом, чтобы обеспечивался ток через *VD2* больше, чем $I_5+\Delta I_5$, где $I_5=U_д/R_5$, а $U_д$ — падение напряжения на *VD2*.

В качестве *A1*, *A2* следует выбирать операционные усилители, у которых дрейф напряжения смещения нуля $U_{см}$ значительно меньше скомпенсированного дрейфа напряжения $U_{ст}$. В показанной схеме целесообразно использовать ОУ 140УД14 или 140УД17 с дрейфом $U_{см}$ меньше 5 мкВ/° С.

При разработке прецизионных преобразователей аналоговых величин часто необходимы двухполярные источники опорных напряжений. Известные схемы таких источников [2] строятся на резисторных делителях и имеют большое выходное сопротивление.

В схеме на рис. 6.4 ток стабилитрона задается транзисторными генераторами тока. Если характеристики $p—n—p$- и $n—p—n$-транзисторов абсолютно идентичны, то $I_1=I_2=U_{э.б}/R_3$. В реальных схемах $I_1\neq I_2$, однако ток $\Delta I=|I_1—I_2|$ не влияет на работу схемы благодаря действию цепи обратной связи ОУ. При любых сопротивлениях $R1$, $R2$ напряжение $U_{вых2}$ устанавливается таким, чтобы на инвертирующем входе ОУ напряжение было равно нулю. Пренебрегая входным током ОУ, можно рассчитать ток через резисторы $R1$, $R2$ из выражения $I=U_{ст}/(R_1+R_2)$. Значения $U_{вых1}=IR_2$ и $U_{вых2}=—IR_1$ определяются падениями напряжений соответственно на резисторах $R1$ и $R2$. Изменяя отношение R_1/R_2, можно получить изменение $U_{вых1}$ от 0 до $+U_{ст}$, а $U_{вых2}$ от 0 до $—U_{ст}$. Однако независимо от величины R_1/R_2 будет сохраняться $\Delta U_{вых}=U_{вых\,1}—U_{вых\,2}=U_{ст}$. Ток через стабилитрон $I_{ст}\approx U_{э.б}/R_3$, где $U_{э.б}$ — падение напряжения на эмиттерно-базовом переходе транзистора $VT1$ и $VT2$. При увеличении температуры этот ток уменьшается с температурным коэффициентом, примерно равным 0,3%/°С. Следовательно, увеличение температуры приведет к появлению отрицательной составляющей температурного дрейфа напряжения $U_{ст}$, равной $(3\cdot10^{-3}U_{э.б}r_{ст}/R_3)$/°С, уменьшающей либо полностью компенсирующей собственный положительный дрейф $U_{ст}$.

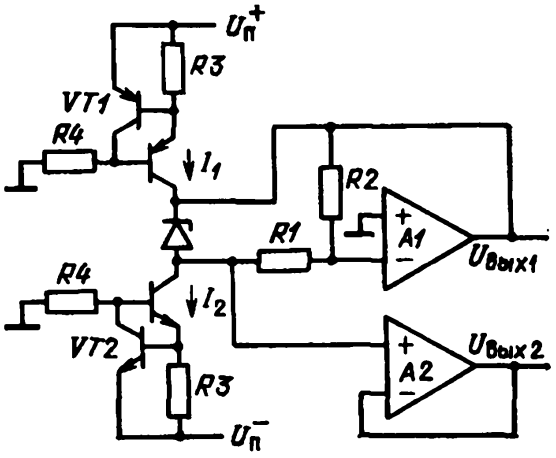


Рис. 6.4. Двухполярный источник опорного напряжения

Сопротивление $R4$ задает ток через транзисторы $VT1$ и $VT2$. Этот ток, равный $(U_п—2U_{э.б})/R_4$, достаточно установить около 1 мА. Если необходимо однополярное положительное опорное напряжение, то $A2$ можно исключить из схемы. Дополнительное преимущество источника опорного напряжения на рис. 6.4 состоит в том, что стабилитрон не подключается непосредственно ни к одному источнику напряжения питания. Тем самым полностью исключается влияние на выходное напряжение высокочастотных флуктуаций потенциалов, имеющих место даже на общей шине в сложном приборе.

6.2. ИСТОЧНИКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Преобразовав напряжение в ток, иногда можно обеспечить более качественное решение задачи в измерительных системах, системах обработки сигналов, при передаче сигналов по длинным линиям, при работе ОУ на индуктивную нагрузку и т. д. Ниже описаны одно- и двухполярные источники тока, используемые как для заземленной, так и для незаземленной нагрузки.

В простейших однополярных источниках тока (рис. 6.5) усилитель управляет выходным транзистором. Током $I_н$ можно управлять по входам $U_{вх}$ и $U_п$. Различие в управлении по этим входам обусловлено только разницей их входных сопротивлений. По входу $U_{вх}$ входное сопротивление определяется ОУ, а по входу

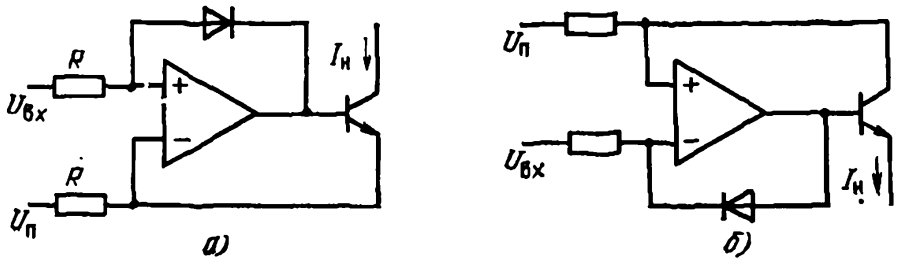


Рис. 6.5. Генераторы втекающего (*а*) и вытекающего (*б*) токов

$U_п$ оно равно R. Диоды в этих генераторах тока обеспечивают надежный выход ОУ в линейный режим работы после включения источника питания. Ток, принимаемый от нагрузки генератором на рис. 6.5,*а*, равен $(V_{вх} - V_п)/h_{21б}R$, а отдаваемый в нагрузку в схеме на рис. 6.5,*б* $h_{21б}(V_п - V_{вх})/R$, где $h_{21б}$ — коэффициент передачи эмиттерного тока в выходных транзисторах.

Практически исключить влияние $h_{21б}$ и $U_п$ на $I_н$ можно, соединив последовательно показанные на рис. 6.5 генераторы тока (рис. 6.6,*а*). В этом случае напряжение на неинвертирующем вхо-

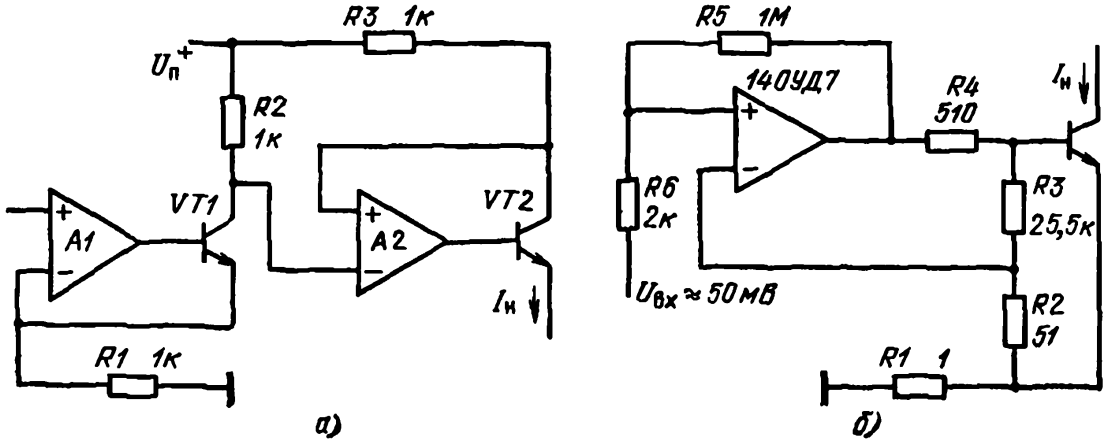


Рис. 6.6. Прецизионный (*а*) и мощный (*б*) генераторы тока

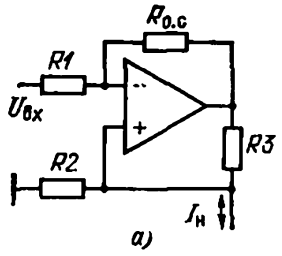
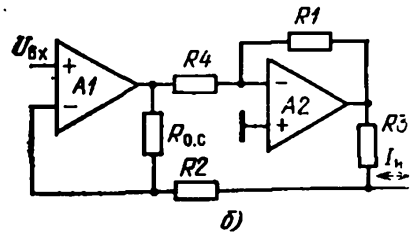
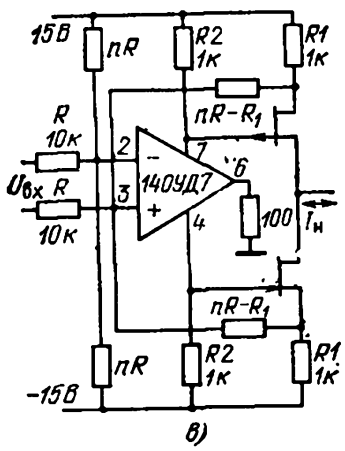
де $A2$ будет равно $U^+_п - h'_{21б}U_{вх}R_2/R_1$, а ток $I_н = h'_{21б}R_2U_{вх}/h''_{21б} \times \times R_1R_3$ уже не будет зависеть от $U_п$. Если $h'_{21б}$ и $h''_{21б}$ транзисторов $VT1$ и $VT2$ равны, то неидеальность также не влияет на $I_н$. Влияние $h_{21б}$ на $I_н$ в генераторах тока можно существенно уменьшить или даже исключить, используя составные транзисторы или полевой гранзистор вместо биполярного. Во втором случае выходное сопротивление генератора тока значительно больше. Однако при использовании полевых транзисторов максимальный ток $I_н$ ограничен током насыщения. Одновременно с этим большое выходное сопро-

тивление сохраняется лишь до частоты около 1 Гц из-за действия больших паразитных емкостей полевого транзистора.

Способ компенсации действия $h_{21б}$, показанный на рис. 6.6,*а*, целесообразно применять, если возможно использование идентичных по параметрам транзисторов, например 1НТ591 или 198НТ1. Однако максимально допустимый ток в этих транзисторах равен 10 мА. Если требуется обеспечить ток $I_н \gg 10$ мА, то для уменьшения влияния $h_{21б}$ на зависимость $I_н$ от $U_{вх}$ и увеличения выходного сопротивления генератора рекомендуется ввести в схему дополнительные резисторные делители (рис. 6.6,*б*). В этой схеме изменения базового тока преобразуются в напряжение на резисторе *R4* и, передаваясь на вход ОУ по цепи ОС, компенсируются [95]. Чтобы обеспечивалось указанное выше улучшение

Таблица 6.1

ДВУХПОЛЯРНЫЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА ДЛЯ ЗАЗЕМЛЕННОЙ НАГРУЗКИ

Структура	$I_н$	$R_{вх}$	$R_{вых}$
 а)	$U_{вх}/R_2$ при $R_3/R_2 = R_{о.с}/R_1$	R_1	$\dfrac{R'_{вых}}{K'_U\left(\dfrac{R_{о.с}}{R_1}-\dfrac{R_3}{R_2}\right)}$
 б)	$\dfrac{U_{вх}\left(1+\dfrac{R_3}{R_2}\right)\left(1+\dfrac{R_5}{R_4}\right)}{R_3}$ при $1+\dfrac{R_3}{R_2}=\dfrac{R_5 R_{о.с}}{R_2 R_4}$	$R'_{вх}$	$\dfrac{R'_{вых}}{\dfrac{K'_U}{1+R_2/R_3}-\dfrac{R_5 R_{о.с}}{R_2 R_4}}$
 в)	$\dfrac{n U_{вх}}{R_1}$	$R\left(1+\dfrac{n}{2}\right)$	$K'_U R_1$

параметров генератора тока, необходимо выполнить условия $R_5/R_6=R_3/R_2=R_4/R_1$. Чтобы обеспечить изменение напряжения на коллекторе транзистора в возможно бо́льшем диапазоне, в показанной на рис. 6.6,*б* схеме $U_{вх}=50$ мВ.

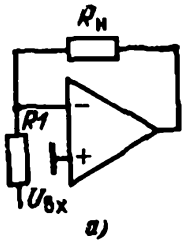
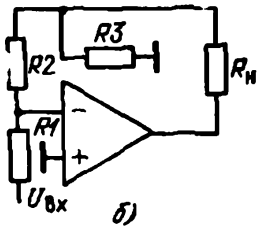
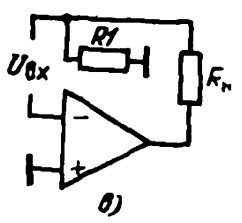
В схемах на рис. 6.5 ОУ можно заменить полупроводниковым компаратором, если допустимы небольшие флуктуации тока $I_н$ [96]. Для этого выход компаратора подключается к базе транзистора через *RC*-цепь, в которой резистор зашунтирован диодом. Необходимость в такой схеме может возникнуть, если в разрабатываемом приборе имеются неиспользованные ИС в счетверенном компараторе и нет места для установки дополнительного ОУ.

Двухполярные источники тока для заземленной нагрузки (табл. 6.1). Схема *а* табл. 6.1 имеет низкое входное сопротивление, а использование положительной ОС может вызвать самовозбуждение ОУ. Чтобы устранить самовозбуждение, можно зашунтировать резистор *R2* конденсатором. Эти недостатки устранены в схеме *б* табл. 6.1 благодаря применению двух ОУ с общей отрицательной ОС.

Если необходим универсальный двухполярный источник тока

Таблица 6.2

ДВУХПОЛЯРНЫЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА ДЛЯ НЕЗАЗЕМЛЕННОЙ НАГРУЗКИ

Структура	$I_н$	$R_{вх}$
	$\frac{U_{вх}}{R_1}$	$R_1K'_U$
	$U_{вх}\frac{1+R_2/R_3}{R_1}$	$\frac{K'_U R_1}{1+R_2/R_3}$
	$\frac{U_{вх}}{R_1}$	$R_1K'_U$

с дифференциальным входом, работающий на заземленную или «плавающую» нагрузку и от подобных источников сигнала, но обладающий высокой точностью, то можно воспользоваться схемой в табл. 6.1. Подавление нестабильности напряжения питания достигается выбором параметров цепей резисторных делителей и использованием глубокой ОС по цепи питания. Управление выходным каскадом по цепи питания ОУ упрощает подачу смещения на затворы транзисторов и улучшает частотные свойства схемы. Точность преобразования $U_{вх}$ в $I_н$ ограничена разбросом отношений сопротивлений резисторов. Полевые транзисторы практически не влияют на точность источника тока, так как они включены в цепь ОС усилителя. Схема не критична только к выбору сопротивления *R3*. Подавление синфазной помехи можно регулировать, изменяя сопротивления входных резисторов. Однако перед этим необходимо отрегулировать напряжение смещения нуля ОУ, подбирая сопротивление *nR*. При входных сигналах от 0 до ± 10 В ток $I_н$ увеличивается до 10 мА при отклонении от линейной зависимости не более чем на 0,01%.

Двухполярные источники тока для незаземленной нагрузки (табл. 6.2). Простейшая схема источника тока для незаземленной нагрузки показана в табл. 6.2 (схема *а*). Если амплитуда тока $I_н$ ограничена малым размахом $U_{вх}$, можно изменить цепь ОС, как показано в схеме *б* табл. 6.2. Если же после этого при некотором максимальном отношении R_2/R_3 ток $I_н$ ограничивается ОУ, то на выходе следует включить эмиттерный повторитель, как показано в схемах на рис. 6.5. Для плавающего источника входного напряжения применяется схема *в*, показанная в табл. 6.2.

6.3. СТАБИЛИЗАТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

В микроэлектронной аппаратуре для получения напряжения вторичного электропитания небольшой мощности применяются стабилизаторы и преобразователи двух типов: специализированные ИС и собранные на операционных усилителях, таймерах или компараторах. Первые предназначены для решения наиболее общих задач. При этом параметры каждого стабилизатора однозначно определены и могут меняться только в сравнительно узком диапазоне. Второй тип стабилизаторов не менее распространен в аппаратуре в основном из-за несовершенства первого и благодаря тому, что позволяет получить практически любое сочетание параметров источника вторичного электропитания.

Качество стабилизаторов характеризуют в основном три параметра: коэффициент стабилизации по напряжению $K_{стU}$ — относительное изменение выходного напряжения при изменении входного; коэффициент стабилизации нагрузки $K_{ст.н}$ — относительное изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки; коэффициент полезного действия — отношение мощности, отдаваемой в нагрузку, к мощности, отбираемой стабилизатором от цепи первичного электропитания.

6.3.1. ЛИНЕЙНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Рассмотренные выше источники опорного напряжения на ОУ по существу являются линейными стабилизаторами с очень жесткой характеристикой регулирования.

Простейшая схема линейного стабилизатора показана на рис. 6.7. Опорное напряжение выбрано значительно меньше выходного для того, чтобы упростить реализацию единичного коэффициента усиления ОУ, необходимого для максимальной стабильности выходного напряжения. Максимальный выходной ток стабилизатора определяется коэффициентом передачи базового тока $h_{21э}$ транзистора *VT1* и выходным током, который может отдать операционный усилитель $I_{вых\,max} \leqslant I_{оу\,max} h_{21э}$. При этом мощность, рассеиваемая на транзисторе *VT1*, не превысит максимально допустимой величины $P_{VT1\,max}$, если $P_{VT1\,max} > (U_{вх} - U_{вых}) \times I_{вых\,max}$. Выходное напряжение определяется делителем *R1*, *R2*, ток через который задает резистор *R2* в соответствии с равенством $I_д = U_{ст}/R_2$. Поскольку входной ток ОУ мал, весь ток $I_д$ протекает через делитель *R1*, *R2* и выходное напряжение $U_{вых} = U_{ст}(1 + R_1/R_2)$. Обязательная в каждом стабилизаторе цепь защиты от короткого замыкания строится здесь на транзисторе *VT2* и резисторе *R3*. Цепь защиты срабатывает в момент выполнения равенства $U_{э.б1} = I_{вых} R_3$. При этом транзистор *VT2* открывается, от ОУ отбирается дополнительный ток и его выходное напряжение падает. Пульсации выходного напряжения, возникающие в основном из-за конечного значения коэффициентов ослабления синфазного сигнала и подавления нестабильности напряжения питания ОУ, частично отфильтровываются входным конденсатором. Хотя значения этих пульсаций для данной схемы не превышают нескольких десятков милливольт, в некоторых случаях и этого оказывается много.

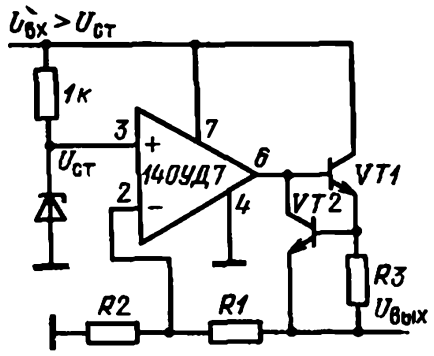


Рис. 6.7. Простейший линейный стабилизатор

Недостатком использованной в схеме цепи защиты от короткого замыкания является сравнительно большое сопротивление *R3*, необходимое для получения падения напряжения $U_{э.б1}$ транзистора *VT2*. Этот недостаток можно устранить, применяя вместо транзистора *VT2* компаратор напряжения, способный различить изменение напряжения на *R3*, равное 10 мВ. Благодаря этому сопротивление *R3* можно уменьшить в 100 раз, уменьшив тем самым выходное сопротивление стабилизатора.

Схема функционально законченного линейного стабилизатора приведена на рис. 6.8 [97]. Стабилизатор состоит из источника опорного напряжения на транзисторе *VT1*, регулятора выходного напряжения $U_{вых}$ на ОУ 140УД14 и цепи защиты от перегрузки по выходному току на ОУ 153УД6. Источник опорного напряжения

формирует различные напряжения для цепи защиты от перегрузки и регулятора $U_{вых}$. Опорное напряжение U_1 в цепи защиты формируется стабилитроном *VD1*, ток через который равен $(U^-_п—U_{ст})/R_1$. Выходной ток, при котором сработает цепь защиты, определится сопротивлением *R2* и напряжением на инвертиру-

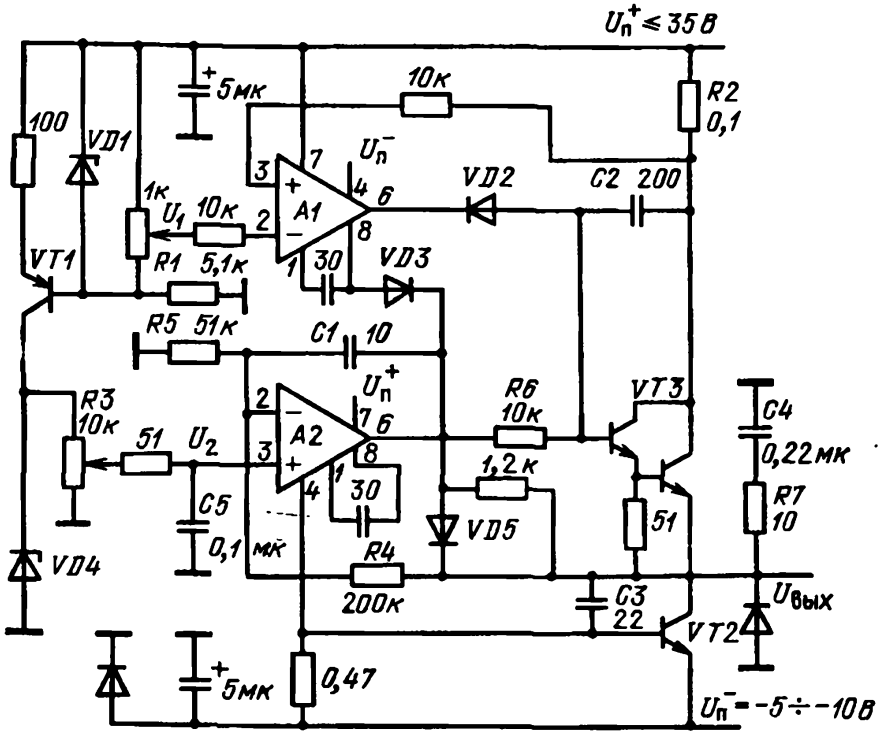


Рис. 6.8. Прецизионный линейный стабилизатор (*VD2*, *VD3*—2DC627)

ющем входе *A1*. Если напряжение на неинвертирующем входе *A1* больше, чем на инвертирующем, то на выходе этого ОУ устанавливается высокий потенциал, диод *VD2* закрывается и *A1* не влияет на работу регулятора.

Выходное напряжение регулятора с мощным выходным транзистором *VT3* изменяется с помощью резистора *R1*. Стабилитрон *VD4* и резистор *R3* образуют цепь, формирующую опорное напряжение регулятора. Коэффициент усиления регулируемого с помощью *R3* опорного напряжения U_2 равен R_4/R_5. При отсутствии перегрузки по выходному току $U_{вых} = U_2 R_4/R_5$. Транзистор *VT2* обеспечивает некоторый ток в выходном транзисторе *VT3* при отключенной нагрузке. Диод *VD3* включен в цепь коррекции амплитудно-частотной характеристики *A1*, чтобы напряжение на выходе *A1* поддерживалось примерно равным потенциалу на базе *VT3*. Благодаря этому время срабатывания цепи защиты не превышает нескольких микросекунд. В момент срабатывания защиты загорается светоиндикаторный диод *VD5*. Для устранения самовозбуждения стабилизатора в схему введены корректирующие конденсаторы *C1—C4* и резисторы *R6*, *R7*. Указанные в схеме значения корректирующих элементов зависят от типа мощного выходного транзистора и конструктивного исполнения стабилизатора. При выборе типа транзисторов *VT3* необходимо принимать во внимание

то, что максимальный выходной ток *A2* примерно равен 5 мА. Напряжение стабилитрона *VD1* выбирается исходя из равенства $U_{ст}=R_2I_{н\,max}$, где $I_{н\,max}$ — максимально допустимый выходной ток стабилизатора. Конденсатор *C5* на входе *A2* включен для уменьшения влияния высокочастотных флуктуаций U_2 на величину $U_{вых}$.

С помощью усилителя и сравнительно низковольтного транзистора можно осуществить стабилизацию напряжения, равного сотням вольт (рис. 6.9). Обойтись низковольтным транзистором позволяет стабилитрон *VD1*, на котором «гасится» значительная часть напряжения питания. Выходное напряжение делится резисторами *R1*, *R2* и подается на вход ОУ. Последний сравнивает напряжения U_1 и $U_{ст}$ и обеспечивает выполнение равенства $U_1 \approx U_{ст}$. Диод *VD2* предохраняет от обратного пробоя эмиттерно-базовый переход транзистора *VT1*. В нормальном режиме работы схемы диод *VD2* смещен в прямом направлении и в базу транзистора *VT1* течет необходимый ток. Для указанных на схеме значений элементов коэффициент стабилизации выходного напряжения равен 0,04% при изменении выходного тока от нуля до максимальной величины. Выходное напряжение $U_{вых}=U_{ст}(1+R_2/R_1)$. Преимущество описанной схемы — простота, а ее недостаток — большое выходное сопротивление.

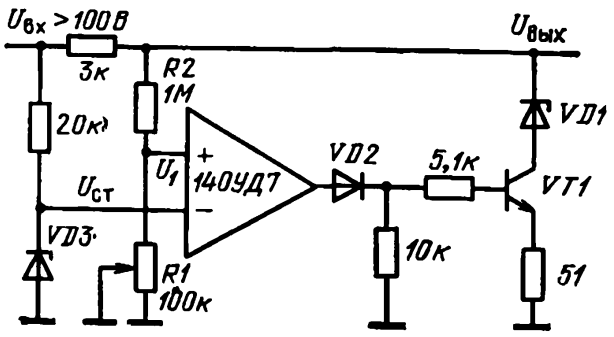


Рис. 6.9. Высоковольтный стабилизатор напряжения

Массовое применение в современной аппаратуре АИС, требующих одинаковых по абсолютной величине отрицательного и положительного напряжений питания, обусловило создание специальных стабилизаторов с дифференциальным и симметричным выходами.

Наиболее удачная схема стабилизированного источника питания аналоговых микросхем с разнополярными равными питающими напряжениями представлена на рис. 6.10. Точное слежение одновременно за обоими выходными напряжениями обеспечивается использованием общего источника опорного напряжения стабилизатора. В верхней части схемы, вырабатывающей положительное напряжение, усилитель *A1* работает в режиме повторителя напряжения $U_{ст}$. Составные транзисторы *VT1* и *VT2* получают напряжение смещения от соответствующего нестабилизированного входного напряжения. Регулирование выходного напряжения транзистора *VT1* осуществляется выходным сигналом усилителя *A1*. Усилитель *A2* в части схемы, вырабатывающей отрицательное выходное напряжение, работает как инвертирующий повторитель напряжения. Для приведенных сопротивлений резисторов разница выходных напряжений не превышает 50 мВ, а их пульсации меньше

10 мВ. Регулировку точности согласования уровней выходных напряжений можно осуществить, включив подстроечный резистор в точку *А*. Влияние регулировок $U_{вых}$ на напряжение стабилитрона можно практически исключить, заменив резистор *R1* полевым транзистором. Выходные напряжения могут регулироваться в диапазоне 12—18 В.

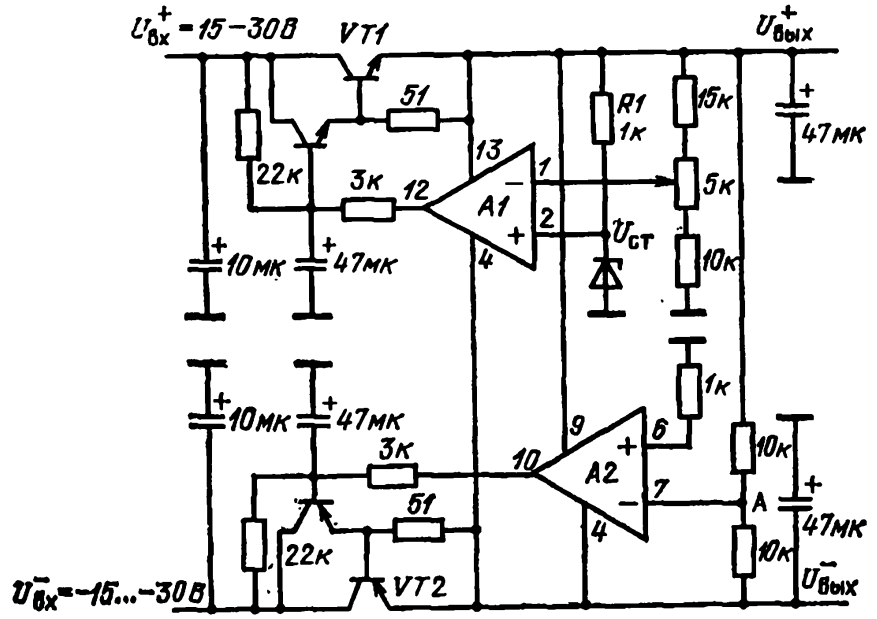


Рис. 6.10. Источник стабилизированного двухполярного напряжения (*А1*, *А2*—1408УД1)

Рассмотренные выше схемы стабилизаторов обеспечивают высокий коэффициент стабилизации, т. е. нестабильность их выходного напряжения обычно меньше 10 мВ и слабо зависит от нагрузки и входного напряжения. Напряжение питания повышенной стабильности необходимо потому, что микроэлектронная аппаратура обеспечивает высокую надежность и улучшенные электрические и эксплуатационные характеристики при работе именно от таких высококачественных стабилизаторов.

6.3.2. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

В рассмотренных выше стабилизаторах с непрерывным регулированием КПД обычно прямо пропорционален отношению выходного напряжения ко входному и поэтому сравнительно невелик. Малый КПД и растущая потребность его повышения в стабилизаторах с низким выходным напряжением, предназначенных для микросхем, вынуждает разработчиков искать новые принципы их построения и более совершенные схемотехнические решения. Наиболее удачным решением этой задачи является применение стабилизаторов с импульсным регулированием выходного напряжения, которые обычно позволяют получить большую выходную мощность и КПД порядка 80—90%. Импульсные стабилизаторы

напряжения отличаются от рассмотренных выше линейных тем, что выходной транзистор работает в импульсном режиме. Как и в линейных стабилизаторах, регулирующий транзистор может быть включен последовательно или параллельно с нагрузкой. Ключевой транзистор прерывает ток от источника нестабилизированного входного напряжения, как только очередной импульс напряжения появляется на входе. Широтно-модулированное выходное напряжение накапливается и фильтруется на конденсаторе.

Обычно выделяют три типа импульсных стабилизаторов: с постоянной частотой, но с переменной длительностью открытого ключевого транзистора; с переменной частотой, но постоянной длительностью открытого ключевого транзистора; с переменными частотой и длительностью открытого транзистора. Более высокий КПД импульсных стабилизаторов обусловлен в основном небольшой мощностью, рассеиваемой на ключевом транзисторе. Когда этот транзистор открыт, то напряжение на нем незначительно, так как определяется напряжением насыщения, а когда он закрыт, то ток через транзистор пренебрежимо мал. Следовательно, в обоих случаях рассеиваемая транзистором мощность невелика.

В схеме, показанной на рис. 6.11,*а*, включением цепи из нескольких элементов (обведена штриховой линией) линейный ста-

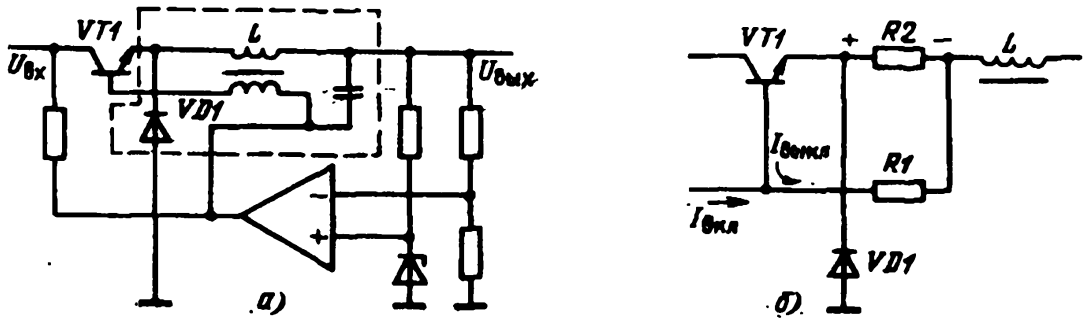


Рис. 6.11. Импульсный стабилизатор (*а*) и цепь, улучшающая его характеристики (*б*)

билизатор преобразуется в импульсный. Введенная цепь определяет частоту переключения транзистора. Операционный усилитель выполняет роль компаратора, обрабатывающего сигнал ошибки, пропорциональный разности выходного напряжения стабилизатора и опорного. Усиленный сигнал ошибки поступает на управляемый генератор, где происходит изменение длительности импульсов пропорционально величине ошибки. Рабочая частота импульсных стабилизаторов обычно выбирается от 7 до 25 кГц, поскольку при более низкой частоте трудно получить выигрыш в габаритных размерах сглаживающего фильтра по сравнению с габаритными размерами линейного стабилизатора, а при более высокой увеличиваются потери мощности при переключении транзистора.

Последнее ограничение можно устранить, включив в эмиттер ключевого транзистора дополнительный резистор *R2* (рис. 6.11,*б*). В обычной схеме для формирования сигнала, управляющего тран-

зистором *VT1*, между базой и эмиттером последнего включен резистор *R1*. Поэтому режим включения *VT1* зависит от его эмиттерно-базового напряжения $U_{э.б}$. Другими словами, при включении *VT1* напряжение $U_{э.б}$ уменьшается, поэтому уменьшается сигнал, выключающий транзистор, что увеличивает время выключения и, следовательно, потери мощности. Если же в схему введен резистор *R2*, то выключающий сигнал меньше зависит от $U_{э.б}$. Поскольку ток через *R2* определяется индуктивностью дросселя и диодом *VD1*, а его величина почти постоянная при заданной нагрузке, то на *R1* сохраняется постоянное отрицательное напряжение в течение выключения *VT1*. Благодаря этому время выключения удается повысить в два-три раза и более, чем на 50% уменьшить потери мощности.

Принцип преобразования входного нестабильного напряжения питания в положительное или отрицательное стабилизированное напряжение показан на рис. 6.12. Транзистор работает в ключевом режиме, т. е. закрыт в течение времени t_1 импульса на выходе мультивибратора и насыщен в течение времени t_2 паузы.

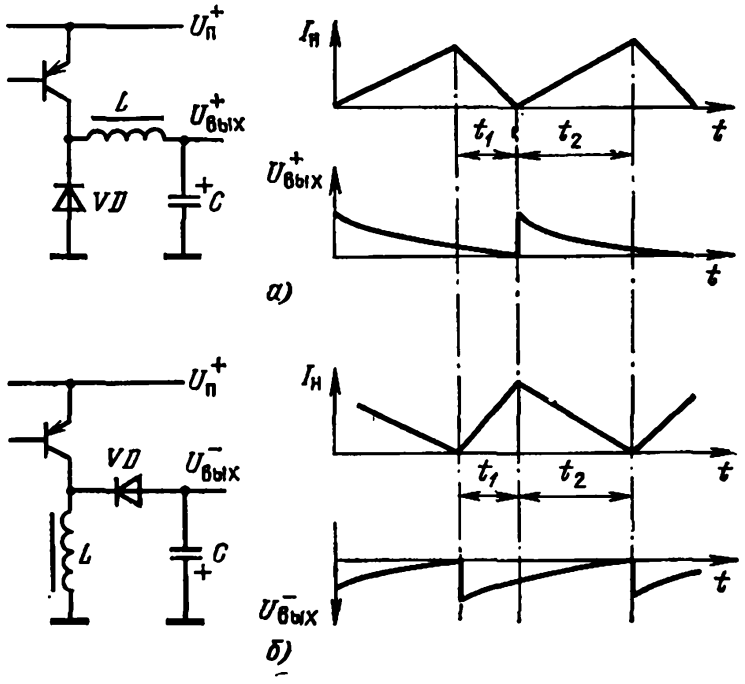


Рис. 6.12. Принцип получения стабильного положительного (*а*) и отрицательного (*б*) напряжений в индуктивно-емкостном преобразователе

Когда транзистор насыщен, напряжение на его коллекторе примерно равно $U_п — U_н$, где $U_н$ — падение напряжения на насыщенном транзисторе. Затем транзистор закрывается, и энергия, накопленная в индуктивности в течение времени t_2, тратится на поддержание тока в контуре индуктивность — диод — конденсатор. Временны́е диаграммы изменения выходных напряжения и тока в нагрузке при формировании положительного (рис. 6.12,*а*) и отрицательного (рис. 6.12,*б*) напряжений питания описывают работу выходных цепей индуктивно-емкостных преобразователей, по-

казанных на рис. 6.13—6.15. Используемая в этих схемах регулирующая ОС позволяет установить амплитуду колебаний выходного напряжения меньше 0,1 В относительно его среднего значения, т. е. меньше 1% от $U_{вых}$. Значения $C_н$, L и t_2 следует выбирать такими, чтобы за время t_1 в выходную цепь передавалась бóльшая энергия, чем затрачиваемая на поддержание требуемого значения $U_{вых}$ на нагрузке $R_н$ за время t_2.

Среди известных стабилизаторов положительного напряжения, спроектированных на основе таймеров, наиболее удачной является структура на рис. 6.13. Она содержит цепи регулирующей обратной связи и защиты выходного мощного транзистора от короткого замыкания. Таймер включен по схеме мультивибратора, генерирующего прямоугольные выходные сигналы, управляющие ра-

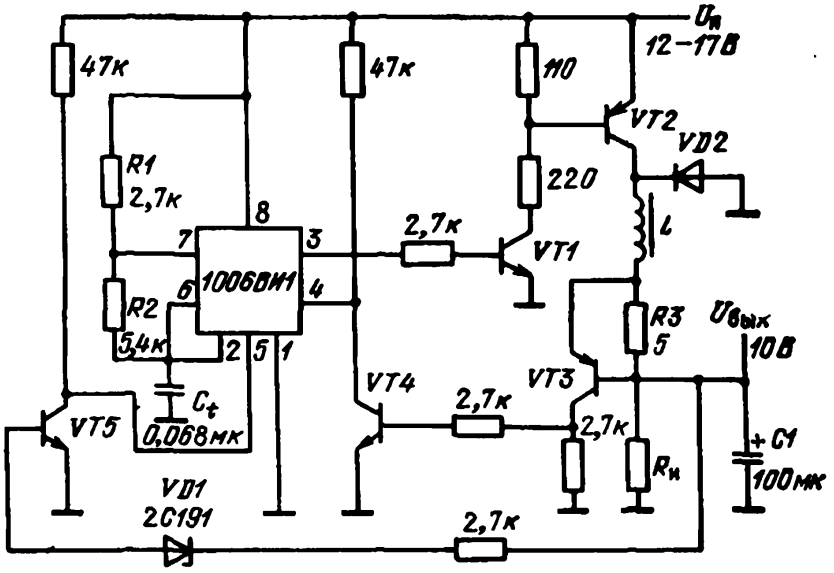


Рис. 6.13. Индуктивно-емкостный преобразователь на таймере

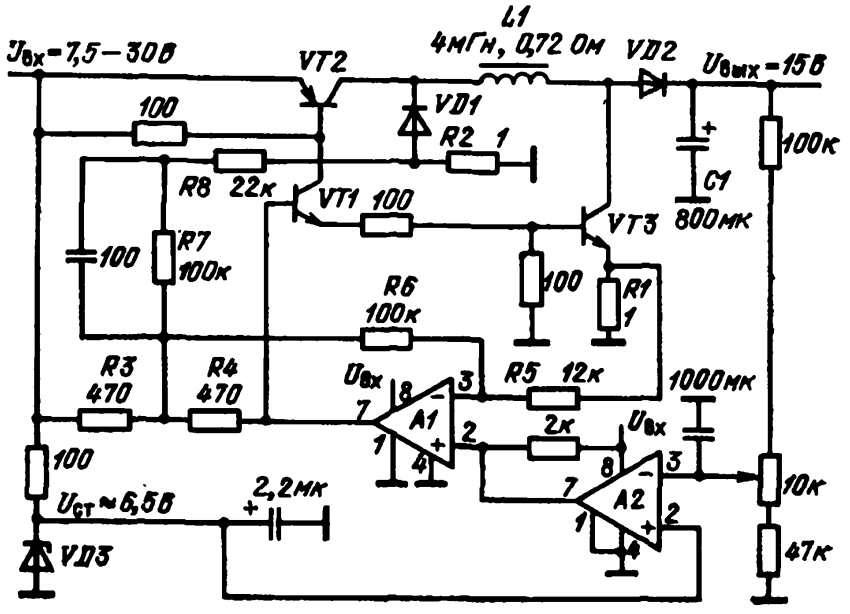


Рис. 6.14. Высоконадежный стабилизатор на компараторах 521СА3

ботой транзисторов *VT1*, *VT2*. При высоком выходном напряжении таймера транзисторы *VT1*, *VT2* насыщены в течение времени $t_1 = 0{,}7(R_1 + R_2)C_t$ и ток через индуктивность L поступает в нагрузку $R_н$ и выходной конденсатор *C1*. При низком выходном напряжении таймера транзисторы *VT1*, *VT2* закрыты в течение вре-

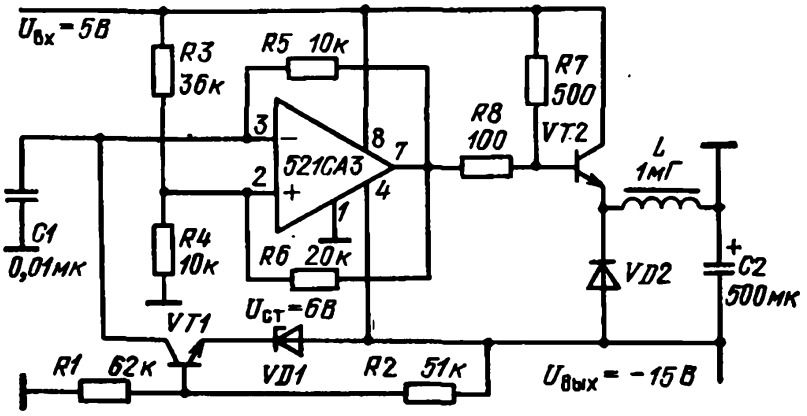


Рис. 6.15. Индуктивно-емкостный преобразователь положительного напряжения 5 В в отрицательное —15 В

мени $t_2 = 0{,}7\ R_2C_2$ и в нагрузку отдается энергия, накопленная в реактивностях L и *C1*. Пока выходное напряжение меньше падения напряжения $U_{ст}$ на открытом стабилитроне *VD1*, транзистор *VT5* заперт и не влияет на работу таймера. Как только выполняется неравенство $U_{вых} > U_{ст} + U_{э.б}$, транзистор *VT5* открывается и напряжение на выводе *5* уменьшается до 0,1 В. Вследствие этого напряжение на выходе таймера переключается от $U_п$ до 0. Таким образом модулируется длительность времени t_1 передачи мощности от источника питания $U_п$ к нагрузке. Если исключить цепь обратной связи, то среднее значение выходного напряжения $U_{вых} \approx t_1 U_{вх} f_г$, где $f_г$ — рабочая частота мультивибратора. Для защиты выходного транзистора *VT2* от перегрузки по току введена цепь ОС на транзисторах *VT3*, *VT4*. Эта цепь ограничивает максимальный ток через *VT2* на уровне $0{,}7В/R_3$. Если падение напряжения на *R3* при увеличении тока в нагрузке становится больше 0,7 В, то транзисторы *VT3*, *VT4* насыщаются. Вследствие этого напряжение на выводе *4* уменьшается до 0,1 В, генерирование таймером импульсов прекращается, на его выходе устанавливается напряжение около 0,1 В. При этом транзисторы *VT1*, *VT2* закрываются. Генерирование таймером импульсов возобновится только после того, как будут устранены причины перегрузки *VT2* по току. Для защиты *VT2* от перегрузок по напряжению в схему введен диод *VD1*, ограничивающий отрицательные выбросы напряжения на коллекторе *VT2* при напряжении — 1 В. При указанных на схеме параметрах элементов выходное напряжение равно 10 В при изменении $U_п$ в диапазоне 12—16,5 В, выходной ток — около 100 мА, а пульсации $U_{вых}$ и его относительная нестабильность при изменении $U_п$ и $R_н$ не

превышают 1%. Коэффициент полезного действия стабилизатора примерно равен 75%.

В аппаратуре длительного срока службы с автономным питанием и повышенными требованиями к надежности функционирования необходимы источники, выходное напряжение которых оставалось бы постоянным при изменении входного напряжения в широком диапазоне. Такой источник питания можно построить также на базе импульсного стабилизатора (см. рис. 6.14). Устройство работает следующим образом. Когда *VT1* открыт, т. е. подано $U_{вх}$, то *VT2* и *VT3* открываются и ток через *VT1* увеличивается линейно. Как только этот ток достигает некоторой величины, определяемой резистором *R1*, выходное напряжение компаратора *A1* падает до нуля и все транзисторы закрываются. Накопленная в течение предыдущего цикла в индуктивности *L* энергия переводится в конденсатор *C1* через диоды *VD1* и *VD2*. Эти циклы продолжаются до тех пор, пока ток через *L* и напряжение на *R2* не изменятся настолько, что будет достигнут порог срабатывания компаратора *A1*. Затем компаратор переключится в состояние, при котором вновь откроются транзисторы. Такой процесс колебания в схеме будет продолжаться до тех пор, пока $U_{вых}$ не достигнет заданного значения, что фиксируется компаратором *A2*. Последний после этого переключается в состояние, при котором его выходное напряжение равно нулю, что устанавливает компаратор *A1* в то же состояние. Поэтому и транзисторы остаются закрытыми, пока выходное напряжение не упадет ниже заданного значения. После этого описанный процесс повторяется.

Делитель *R3*, *R4* сдвигает выше уровня земли потенциал входа *A1*. Если $R_3=R_4$, напряжение верхнего порога срабатывания *A1* определяют резисторы *R1*, *R6* и *R5*, а нижнего — *R2*, *R7* и *R8*. Пороговые напряжения увеличиваются при увеличении $U_{вх}$. Однако благодаря тому, что ток смещения также увеличивается, это несущественно влияет на работу схемы. Остальные конденсаторы (кроме *C1*) отфильтровывают высокочастотные помехи в схеме. Коэффициент полезного действия приведенного источника питания — около 60%.

Импульсные стабилизаторы напряжения могут быть использованы не только для преобразования постоянного нестабилизированного напряжения в более низкое стабильное. Часто возникают проблемы получения выходного напряжения, превышающего входное, или получения выходного напряжения с противоположной по отношению ко входному полярностью. Например, для работы большинства современных БИС цифро-аналоговых, аналого-цифровых преобразователей и некоторых микропроцессоров недостаточно обычного для современной микроэлектронной аппаратуры напряжения 5 В, а требуется еще отрицательное стабильное напряжение. Получить необходимое напряжение без дополнительного источника питания можно, применив показанную на рис. 6.15 схему импульсного стабилизатора. При использовании дросселя индуктивностью 1 мГн было получено $t_2 \approx 0{,}1$ мс; $t_1=3{,}3$ мкс. Сле-

довательно, частота генерации $f=1/(t_1+t_2)=7{,}5$ кГц. Выбор компаратора 521СА3 основан на том, что его напряжение питания может быть равно 5 В, а выходной ток имеет достаточное для управления ключевым транзистором значение (больше 10 мА). Длительность цикла определяется делителем напряжений на резисторах *R3*, *R4*, а частота задается постоянной времени цепи, образованной конденсатором *C1* и резистором *R5*. Результирующее стабилизированное выходное напряжение определяется дополнительной петлей общей ОС, образованной транзистором *VT1*, стабилитроном *VD1* и делителем *R1*, *R2*.

Приведенный стабилизатор при $U_{вх}=5$ В имеет следующие параметры: $U_{вых}=-15$ В; $I_{н\,max}=0{,}2$ А; КПД=75%. При $I_н=0{,}2$ А частота колебаний на выходе равна 6 кГц, а их амплитуда не превышает 100 мВ. При изменении $U_{вх}$ от 5 до 10 В изменение $U_{вых}$ меньше 3%. При $U_{вх}=5$ В и изменении $I_н$ от 0 до 100 мА изменение $U_{вых}$ меньше 3%.

6.3.3. ЗАЩИТА СТАБИЛИЗАТОРОВ ОТ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Цепи защиты от короткого замыкания по выходу используются практически во всех стабилизаторах и в некоторых источниках опорного напряжения для предотвращения разрушения дорогостоящих мощных выходных транзисторов.

В рассмотренных выше стабилизаторах применена цепь защиты от короткого замыкания, при срабатывании которой выходной ток остается большим. Иногда применяют триггерную защиту, обеспечивающую уменьшение выходного тока до нуля при перегрузке выходного транзистора. Оба варианта защиты неоптимальны, так как в первом случае может недопустимо увеличиваться мощность, рассеиваемая транзистором, а во втором — защита срабатывает при емкостной нагрузке в момент включения источника питания. Устранить указанные недостатки можно, реализовав промежуточную вольт-амперную характеристику так, что при коротком замыкании выходной ток сначала увеличивается до некоторого максимального значения, а затем уменьшается, но не до нуля, а устанавливается несколько больше нуля. Схемы, реализующие такую вольт-амперную характеристику, показаны на рис. 6.16.

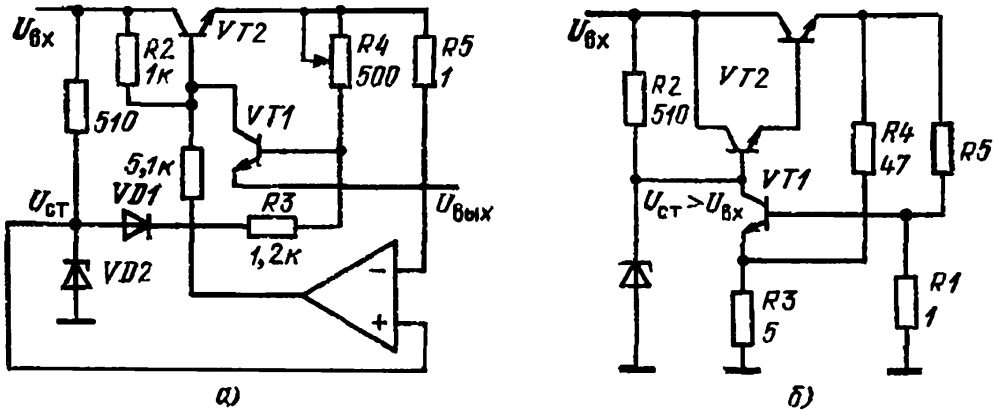


Рис. 6.16. Цепь защиты от короткого замыкания с ОУ (*а*) и транзистором (*б*) в цепи ОС

В схеме на рис. 6.16,*а* транзистор *VT1* и резистор *R1* образуют обычную цепь защиты от короткого замыкания. Транзистор *VT1* открывается, когда падение напряжения на резисторе *R1* увеличивается до 0,7 В. В результате этого возрастает ток через *VT1*, уменьшаются базовый ток *VT2* и выходное напряжение. Когда $U_{вых} < U_{ст}$, то откроется диод *VD1* и потечет ток через резисторы *R3*, *R4*. Если $R_4 = 0$, то этот ток не влияет на работу цепи защиты. Если же $R_4 \neq 0$, то вследствие протекания тока через *R4* увеличится напряжение на эмиттерно-базовом переходе *VT1*, что приведет к увеличению тока через *VT1* и уменьшению выходного напряжения и тока через *VT2*. Наконец, когда $U_{вых1} \approx 0$, через *R4* будет протекать ток $I_1 = (U_{ст} - U_д)/(R_1 + R_3 + R_4)$, где $U_д$ — падение напряжения на диоде *VD1*. При этом $I_1(R_1 + R_4) = 0{,}7$ В, т. е. транзистор *VT1* открыт, но ток, отбираемый этим транзистором, должен быть меньше тока базы транзистора *VT2*. Чтобы стабилизатор возвращался в нормальное рабочее состояние после устранения короткого замыкания, обычно достаточно установить выходной ток короткого замыкания $I_{к.з} \approx 0{,}1\ I_н$, где $I_н$ — номинальный выходной ток.

Для нормальной работы показанной на рис. 6.16,*а* цепи защиты необходимо включить ее в цепь ОС усилителя. Показанная на рис. 6.16,*б* цепь защиты может использоваться автономно, что является ее преимуществом перед первой схемой. Цепь резисторного делителя, регулирующего выходной ток короткого замыкания, включена здесь в эмиттерную цепь транзистора *VT1* [98]. В исходном состоянии, когда выходной ток не превышает заданной величины $I_н$, на выходе удерживается напряжение, равное $U_{ст} - U_{э.б}$. Через делитель *R3*, *R4* протекает ток $I_1 = U_{вых}/(R_3 + R_4)$. Следовательно, на эмиттере *VT1* удерживается напряженне, примерно равное $I_1 R_3 \approx 0{,}5$ В, а на его базе напряжение равно $I_н R_1$. В момент короткого замыкания, т. е. при $R_н \approx 0$, выходное напряжение уменьшается, поэтому напряжение на эмиттере *VT1* падает, а на базе увеличивается. Благодаря этому растет ток через *VT1* и *R2*, а выходное напряжение падает. Но чем меньше выходное напряжение, тем меньше напряжение на *R3*, запирающее транзистор *VT1*. Наконец, прн $U_{вых} \approx 0{,}7$ В процесс стабилизируется и выходное напряжение становится равным 0,7 В. Недостатком этой схемы защиты является то, что сопротивление *R1* включается последовательно с $R_н$ и при коротком замыкании выходное напряжение не уменьшается до 0 В.

Глава 7
БЫТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

В связи с тем, что в последнее время все большее распространение получает техника высококачественного воспроизведения сигналов звуковых частот, в главе рассмотрен ряд схем для использования в моно- и стереофонических комплексах. Их построение на ОУ позволит существенно улучшить качественные характеристики аппаратуры, упростить конструкцию и сократить время на разработку, настройку и регулировку. Кроме того, представлены устройства, наиболее часто применяемые в бытовой автоматике.

7.1. УЗЛЫ АППАРАТУРЫ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ И ЗАПИСИ ЗВУКА

Следующие уникальные свойства делают ОУ идеальными для построения различных усилителей звуковых частот:

1. Очень высокий коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой цепи ОС позволяет получить требуемое усиление схемы при малом значении коэффициента нелинейных искажений.

2. Высокое входное и низкое выходное сопротивления упрощают построение цепей ОС и сводят до минимума влияние нагрузки.

3. Малые напряжения смещения и возможность работы с непосредственными связями значительно уменьшают число электролитических конденсаторов в схемах.

4. Высокое значение коэффициента подавления влияния нестабильности источника питания гарантирует работу ОУ от источников с плохой стабилизацией и снижает вероятность возникновения нестабильности на низких частотах, присущей усилителям различных типов.

5. Большой коэффициент ослабления синфазной составляющей входного сигнала (около 90 дБ) дает возможность ОУ усиливать слабые сигналы (порядка милливольт) на фоне помех до нескольких вольт.

6. Большой размах выходного напряжения обеспечивает хорошую устойчивость к перегрузкам.

7. Относительно низкий уровень приведенных ко входу шумов позволяет строить высококачественные усилители.

7.1.1. ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА ОУ НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ

Шумовые параметры ОУ определяют предел чувствительности электронных устройств, предназначенных для регистрации слабых сигналов. Такие устройства необходимы, например, в различных системах автоматики, оптико-электронных приборах, всевозможных инструментах для физических исследований, в приборах для акустических измерений, медицинской технике и особенно в бытовой радиоаппаратуре. Поэтому в настоящее время расчет шумовых параметров нельзя считать необходимым лишь в каких-то редких, исключительных случаях. Шумы относятся к самым сложным и трудноуправляемым явлениям, и можно считать, что достижимое уменьшение уровня шумов демонстрирует инженерное мастерство разработчика электронной аппаратуры, подобно тому как относительный уровень собственных шумов ОУ характеризует совершенство технологии их производства.

Снижение влияния шумов ОУ требует не только применения специальных малошумящих приборов, но и знания характера шумовых процессов, так как уровень шумов ОУ очень сильно зависит от сопротивления источника сигнала, частоты, напряжения, входного тока, температуры.

В ОУ, как и в любом другом электронном приборе, генерируются внутренние электрические шумы, которые, в отличие от раз-

личного рода помех и наводок, не могут быть устранены полностью. Шумы возникают вследствие теплового движения электронов и дискретной природы электричества; они отличаются полным отсутствием регулярности во времени, т. е. являются хаотическими. Однако средняя мощность шумов и средняя плотность распределения мощности по спектру частот (спектральная плотность) обычно являются вполне определенными величинами.

При проектировании усилителей звуковых частот одним из наиболее важных параметров ОУ является приведенное ко входу значение шумового напряжения. В общем случае шумовые свойства ОУ могут быть отображены входными генераторами напряжения $e_ш$ и тока $i_ш$ (рис. 7.1), действие которых эквивалентно ЭДС шума $e_{ш.э}=\sqrt{\overline{e^2}_ш+\overline{i^2}_ш R^2_г}$, где $R_г$ — внутреннее сопротивление источника сигналов.

Среднее квадратическое значение приведенного ко входу усилителя шумового напряжения $e_{ш.вх}$ в единичной полосе частот

$$e_{ш.вх}=\sqrt{\overline{e^2_ш}+\overline{i^2_ш}R^2_г+4kTR_г}, \qquad (7.1)$$

где последнее слагаемое представляет собой спектральную плотность теплового шума резистора $R_г$; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура.

В документации на ОУ общего применения обычно отсутствуют сведения об их шумовых свойствах. Ниже представлены результаты экспериментального исследования шумов наиболее часто применяемых типов ОУ. Из выражения (7.1) видно, что для определения спектральной плотности $e_ш$ ОУ достаточно произвести измерения при $R_г=0$.

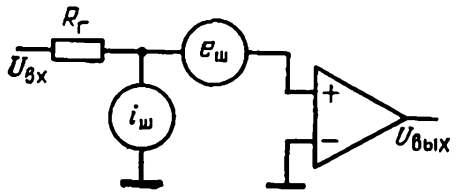


Рис. 7.1. Генераторы шума операционного усилителя

Спектральную плотность $i_ш$ усилителя можно определить, измерив напряжение $e_{ш.вх}$ при большом значении $R_г$ (как правило, при $R_г \geqslant$ $\geqslant 100$ кОм). Номиналы резистора $R_г$, при которых измерялся шумовой ток усилителей, были выбраны 100 кОм для ОУ типов 153УД1, 153УД2 и 1 МОм для остальных. Элементы цепей коррекции ОУ 153УД1 и 153УД2 подбирались таким образом, чтобы коэффициент усиления схем оставался постоянным и равным 10, по крайней мере, до частоты 100 кГц. Экспериментально полученные зависимости типовых значений шумовых параметров ОУ от частоты и сопротивления источника сигнала приведены на рис. 7.2. Из рисунка следует, что шумовые напряжения $e_ш$ всех типов усилителей имеют практически одинаковую зависимость от частоты и отличаются лишь значением. Наименьшее значение $e_ш$ имеет самый простой усилитель типа 153УД1, а наибольшее — на полевых транзисторах (рис. 7.2,*а*).

Низкочастотный шум (тип $1/f$) преобладает у всех ОУ в области частот до 1 кГц. Исключение составляет лишь усилитель типа

140УД7, шумовое напряжение которого слабо зависит от частоты в исследуемом диапазоне, что указывает на низкий уровень избыточного шума. Это можно объяснить тем, что основная доля низкочастотных шумов определяется флуктуациями носителей заряда, вызываемыми захватом носителей ловушками, которые обусловле-

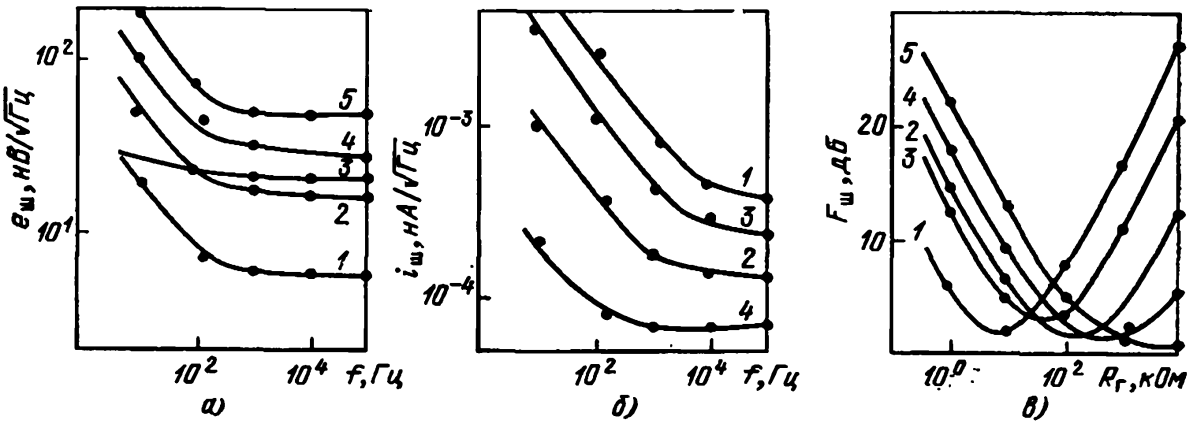


Рис. 7.2. Шумовые характеристики операционного усилителя:

а — зависимость приведенного ко входу эквивалентного шумового напряжения от частоты; *б* — зависимость приведенного ко входу эквивалентного шумового тока от частоты; *в* — зависимость коэффициента шума от сопротивления источника сигнала на частоте 1 кГц (*1* — 153УД1; *2* — 140УД7; *3* — 153УД2; *4* — 140УД6; *5* — 140УД8 и 544УД1)

ны дефектами кристалла в объеме и на поверхности. Применяемая обычно в усилителе этого типа пассивация кристалла нитридом кремния, стабилизирующая поверхность и понижающая активность поверхностных ловушек, значительно уменьшает составляющую низкочастотного шума, обусловленную флуктуационными явлениями на поверхности полупроводника. Это снижает шум такого вида и делает его преобладающим в области более низких частот (менее 10 Гц).

Экспериментальные зависимости шумовых токов исследованных ОУ представлены на рис. 7.2,*б*. Сравнивая между собой характеристики, приведенные на рис. 7.2,*а* и *б*, можно заметить, что усилитель с минимальным значением $e_ш$ 153УД1 имеет наибольший уровень шумового тока, и наоборот (например, ОУ 140УД6). Такую зависимость между шумовыми напряжениями и токами усилителей различных типов можно связать с параметрами и структурой их входных каскадов. Действительно, снижение входных токов ОУ, а следовательно, и их шумовых токов достигается, как правило, за счет усложнения входных каскадов (введения добавочных элементов), что приводит к появлению дополнительных источников шума, которые увеличивают приведенное ко входу шумовое напряжение ОУ.

На рис. 7.2,*б* отсутствует экспериментальная зависимость шумового тока $i_ш$ от частоты для усилителя с полевым транзистором на входе. Это объясняется тем, что шумовой ток такого усилителя трудно измерить из-за его малости. Использование в этом случае резисторов $R_г$ номиналом более 10 МОм не дает желаемого ре-

зультата по той причине, что тепловой шум этих резисторов приблизительно на порядок превышает составляющую входного шума усилителя, обусловленную шумовым током. Можно лишь отметить, что в диапазоне частот 10 Гц — 100 кГц значения $i_ш$ усилителя типа 544УД1 меньше, чем $0{,}5 \cdot 10^{-5}$ нА/$\sqrt{\text{Гц}}$.

Обычно для сравнения шумовых свойств усилителей различных типов используется коэффициент шума $F_ш$, определяемый как отношение измеренной в полосе частот 1 Гц суммарной мощности шума, приведенного ко входу исследуемого усилителя, к мощности, полученной за счет теплового шума резистора $R_г$ в той же полосе частот, т. е.

$$F_ш = 10 \log \frac{e^2_{ш.изм}}{4kTR_г} = 10 \log \left(1 + \frac{\overline{e^2_ш} + \overline{i^2_ш} R^2_г}{4kTR_г} \right). \qquad (7.2)$$

На самом деле это выражение определяет логарифмический коэффициент шума $F_ш = 10 \lg F$ (в децибелах), часто называемый в литературе просто коэффициентом шума. Величина $F_ш$ каждого усилителя имеет минимум при определенном значении $R_г = R_{г.опт}$, которое легко определить, продифференцировав выражение (7.2) и приравняв производную нулю (см. рис. 7.2,*в*). Как следует из этого рисунка, для построения схем с минимальным коэффициентом шума при работе от низкоомных источников сигнала ($R_г \leqslant 20$ кОм) желательно использовать ОУ типа 153УД1. При $R_г > 1$ МОм усилитель 544УД1 имеет значительно меньшие значения $F_ш$ по сравнению с остальными ОУ. При 20 кОм $< R_г <$ < 1 МОм коэффициент шума минимален у ОУ типа 140УД7.

Однако величину $F_ш$ недопустимо минимизировать введением дополнительного резистора для увеличения эквивалентного сопротивления источника сигнала, поскольку при этом увеличится значение приведенного ко входу полного шумового напряжения ОУ из-за наличия входного шумового тока.

Экспериментальные исследования показали, что шумовые характеристики ОУ практически не зависят от напряжения источника питания $U_п$. Так, при изменении $U_п$ от ± 5 до ± 20 В значения $e_ш$ и $i_ш$ всех типов ОУ на любой частоте отличаются от приведенных не более чем на 20%. Это можно объяснить тем, что ток, задаваемый внутренними генераторами тока во входные каскады усилителей, мало изменяется с изменением питающего напряжения, а величина этого тока в значительной мере определяет уровень шумовых напряжений и токов усилителя.

Использование приведенных экспериментальных зависимостей при проектировании высокочувствительных каскадов предварительного усиления позволит реально оценить потенциальные возможности каждого типа ОУ и сделать правильный выбор. Общие положения, которыми целесообразно руководствоваться при создании таких схем, могут быть сформулированы следующим образом:

при сопротивлениях источника сигнала до 100 кОм усилитель на биполярных транзисторах имеет значительно лучшие шумовые

характеристики, чем усилители с полевыми транзисторами на входе;

из выпускаемых отечественной промышленностью приборов усилитель типа 153УД1 имеет наименьшие значения приведенного ко входу шумового напряжения в диапазоне частот 10 Гц—100 кГц;

в схемах, чувствительность которых определяется уровнем низкочастотного шума, желательно использовать усилители с нитридной пассивацией поверхности кристалла (типа 140УД7);

при изменении напряжения источника питания значения приведенных ко входу шумовых напряжений и токов усилителей остаются практически постоянными.

Существуют схемотехнические методы снижения шумового напряжения ОУ общего применения [99] увеличением тока смещения во входном каскаде (рис. 7.3,*а*). При этом достигается улучшение отношения сигнал-шум до тех пор, пока составляющая шумового тока на входе не оказывается преобладающей. Оптимальное значение входного тока смещения $I_{см.опт} = (kT/q)(\sqrt{h_{21э}}/R_г)$, где $h_{21э}$ — коэффициент усиления входного транзистора; $R_г$ — внутреннее сопротивление источника сигналов.

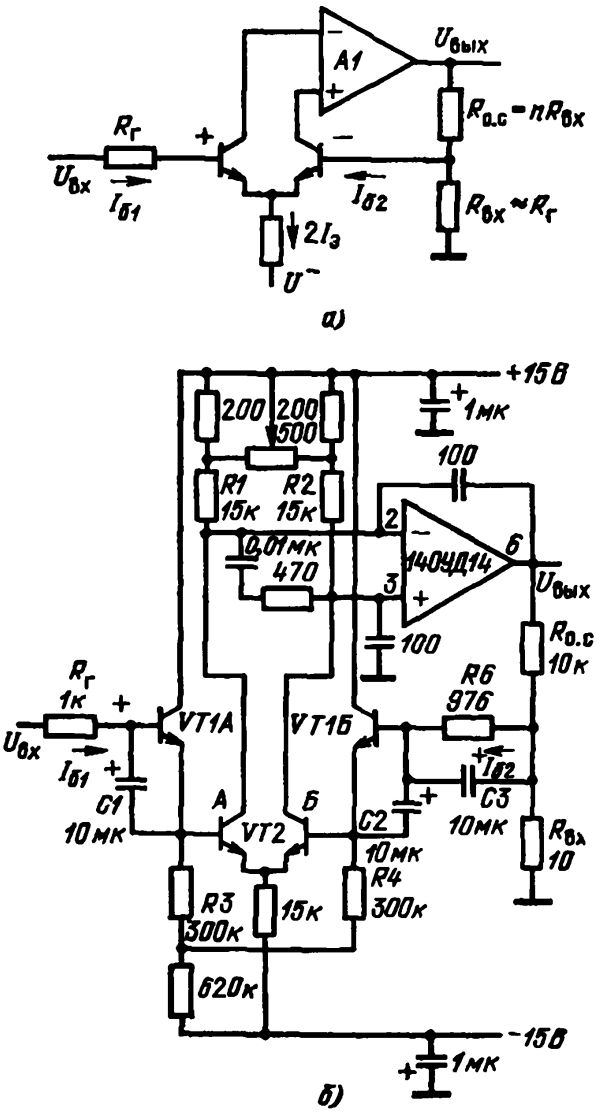


Рис. 7.3. Обычный (*а*) и составной (*б*) малошумящие усилители на ОУ

Например, при $R_г = 1$ кОм и $h_{21э} = 500$ оптимальное значение $I_{см} = 500$ мкА. Следует отметить, что при таком токе смещения базовые токи $I_{б1}$ и $I_{б2}$ входных транзисторов равны 1 мкА, а произведение $I_б R_г = 1$ мВ. Даже при условии хорошего согласования токов $I_{б1}$ и $I_{б2}$ и входных цепей транзисторов *VT1* и *VT2* трудно получить значение дрейфа напряжения смещения на входе лучше 5—10 мкВ/° С.

Такого недостатка лишена более сложная схема на рис. 7.3,*б*, в которой одна пара транзисторов — *VT3* и *VT4* — работает в режиме относительно высоких токов для уменьшения шумового напряжения, а другая пара — *VT1* и *VT2* — в режиме малых токов для снижения тока смещения. Примечательно, что при базовом

токе *VT3* и *VT4* 1 мкА $I_{б1}$ и $I_{б2}$ не превышают 20—40 нА, а разность входных токов смещения $I_{б1}—I_{б2}$ очень мала (1—2 нА). Таким образом, ошибки, обусловленные входным током смещения и разностью входных токов, менее 0,1 мкВ/°С (при $R_г=1$ кОм).

Шумы транзисторов *VT1* и *VT2* довольно значительны (около 6 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$), однако их вклад в общий шум схемы существенно ослабляется конденсаторами *C1* и *C2*. Другими словами, на частотах более 10 Гц роль входных транзисторов играют *VT3* и *VT4*, а на более низких частотах — *VT1* и *VT2*. При указанных на схеме номиналах элементов значение приведенного ко входу шумового напряжения в области звуковых частот 20 Гц — 20 кГц не превышает 1,4 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ (для сравнения отметим, что тепловой шум резистора $R_г=1$ кОм в той же полосе составляет 4,0 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$), а коэффициент шума равен 0,7 дБ.

Для балансировки схемы по постоянному току в цепь ОС следует ввести резистор *R6* номиналом 976 Ом, чтобы эквивалентные сопротивления на обоих входах схемы были равны $R_г=1$ кОм. Конденсатор *C3* шунтирует этот резистор и снижает эквивалентное значение его теплового шума до 0,5 нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$. При других значениях сопротивления источника сигналов $R_г$ для оптимизации шумовых параметров схемы и обеспечения температурной стабильности эмиттерный ток транзисторов *VT3* и *VT4* следует выбирать пропорционально $1/\sqrt{R_г}$. Для получения хороших характеристик схемы в качестве транзисторов лучше использовать микросхемы типа 1НТ591.

7.1.2. УЗЛЫ БЫТОВОЙ АППАРАТУРЫ НА МАЛОШУМЯЩЕМ ОУ ТИПА К548УН1

Операционный усилитель типа К548УН1 представляет собой сдвоенный малошумящий предусилитель, предназначенный для усиления низкоуровневых сигналов. Среднее квадратическое значение приведенного ко входу шума в полосе частот 10 Гц — 10 кГц при сопротивлении источника сигналов $R_г=600$ Ом равно 0,5 мкВ [100].

Оба предусилителя в схеме абсолютно идентичны, имеют внутренний прецизионный стабилизатор в цепи питания, уменьшающий влияние нестабильности источника питания на 120 дБ и обеспечивающий разделение между каналами в 60 дБ. Схема К548УН1 работает от однополярного источника питания напряжением от 9 до 40 В, имеет внутреннюю компенсацию и защиту от короткого замыкания.

Предусилитель может использоваться в двух режимах: с дифференциальным входом и с одним заземленным входом. В первом случае режим входного каскада по постоянному току задается отрицательной ОС в виде резисторного делителя *R1*, *R2* (рис. 7.4), средняя точка которого подключается к неинвертирующему входу предусилителя (вывод *2* или *13*). Для обеспечения стабильности

напряжения смещения ток через резистор *R2* должен не менее чем в 10 раз превышать входной ток $I_{вх}$, который приблизительно равен 0,5 мкА. Если при этом учесть, что напряжение на входе определяется падением напряжения на двух p—n-переходах $U_{б.э}$, то максимальные сопротивления резисторов *R2* и *R1* в режиме с

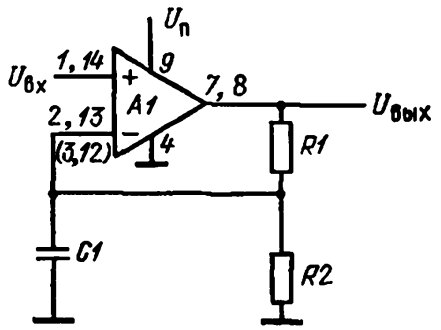


Рис. 7.4. Основная схема подключения цепи отрицательной ОС по переменному току в усилителе 144УН1

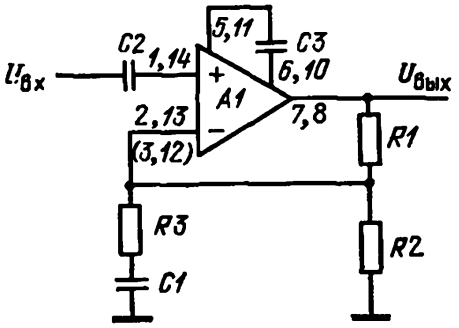


Рис. 7.5. Усилитель воспроизведения для магнитофона с плоской амплитудно-частотной характеристикой

дифференциальным входом можно найти из выражений (7.3) и (7.4) соответственно:

$$R_2 = \frac{2U_{б.э}}{10I_{вх}} = \frac{1,2}{5\cdot10^{-6}} = 240 \text{ кОм}; \quad R_1 = \left(\frac{U_п}{2,4} - 1\right) R_2, \qquad (7.3); \ (7.4)$$

где $U_п$ — напряжение источника питания схемы в вольтах.

При использовании предусилителя с одним заземленным входом инвертирующий вход заземляется (вывод *2* или *13*), а отрицательная ОС подается на эмиттер входного транзистора (вывод *3* или *12*). Для обеспечения стабильности напряжения смещения в данном случае ток через резисторный делитель должен, по крайней мере, в пять раз превышать ток из средней точки делителя в эмиттер входного транзистора $I_{о.с}$ (ток в цепи ОС), который в наихудшем случае не превышает 100 мкА. Поэтому при одном заземленном входе для определения максимальных сопротивлений резисторов *R2* и *R1* справедливы следующие соотношения:

$$R_2 = \frac{U_{б.э}}{5I_{о.с}} = \frac{0,6}{5\cdot10^{-4}} = 1,2 \text{ кОм}; \ R_1 = \left(\frac{U_п}{1,2} - 1\right) R_2. \qquad (7.5); \ (7.6)$$

Сравнивая между собой два способа включения предусилителя, можно отметить, что при использовании последнего с одним заземленным входом значение шума, приведенного ко входу предусилителя, в $\sqrt{2}$ раза меньше, так как в этом случае работает только один входной транзистор из двух.

Коэффициент усиления по постоянному току схемы, показанной на рис. 7.4, определяется отношением сопротивлений резисторов в цепи ОС, т. е. R_1/R_2. Коэффициент усиления по переменному току равен отношению сопротивления резистора *R1* к сопро-

тивлению конденсатора *C1*. Это справедливо до некоторого значения частоты $f_в$, при котором выполняется условие $2\pi f_в C_1 R_1 = K_{U_0}$, где K_{U_0} — коэффициент усиления предусилителя с разомкнутой цепью отрицательной ОС; на более высоких частотах коэффициент усиления равен K_{U_0}.

Предусилители воспроизведения для магнитофона. На рис. 7.5 представлена схема предусилителя для магнитофона, коэффициент усиления которой в некоторой области частот (от f_0 до f_3) не зависит от частоты и определяется выражением

$$K_U = 1 + R_1/R_3. \qquad (7.7)$$

Конденсатор *C1* устанавливает нижнюю граничную частоту амплитудно-частотной характеристики предусилителя на уровне 3 дБ:

$$C_1 = 1/(2\pi f_0 R_3). \qquad (7.8)$$

Полоса усиления ОУ типа К548УН1 для низкоуровневых сигналов равна 15 МГц, что делает его удобным для использования в качестве широкополосного инструментального усилителя. Однако в ряде случаев целесообразно ограничить полосу усиления сверху, чтобы избежать высокочастотных шумов. Для этого между выводами *5* и *6* (или *10* и *11*) следует включить конденсатор *C3*, величина которого выбирается в зависимости от требуемой верхней граничной частоты f_3 амплитудно-частотной характеристики (на уровне 3 дБ):

$$C_3 = 4 \cdot 10^{-12}/(2\pi f_3 r_э \cdot 10^{K_U/20}),$$

где $r_э \approx 2{,}6$ кОм — эмиттерное сопротивление транзистора во входном каскаде для малого сигнала; K_U — коэффициент усиления схемы, определяемый выражением (7.7), в децибелах.

Если усилитель применяется для воспроизведения магнитофонных записей, то его амплитудно-частотная характеристика должна соответствовать стандарту NAB, т. е. должна быть такой, как показано на рис. 7.6,*а* (штриховые линии). Один из вариантов схемы, удовлетворяющей этому условию, показан на рис. 7.6,*б*. В этой схеме резисторы *R1* и *R2* задают напряжение смещения по постоянному току и выбираются в соответствии с выражениями (7.3) и (7.4) при использовании усилителя в режиме с дифференциальным входом и выражениями (7.5) и (7.6) с одним заземленным входом.

Значение коэффициента усиления предусилителя, принимаемое равным 0 дБ на частотах, превышающих верхнюю угловую частоту f_2 (рис. 7.6,*а*), определяется следующим соотношением:

$$K_U = (R_4 + R_3)/R_3. \qquad (7.9)$$

Частота f_2 находится из условия равенства сопротивлений конденсатора *C3* и резистора *R4*, т. е.

$$f_2 = 1/(2\pi C_3 R_4). \qquad (7.10)$$

Аналогично нижняя угловая частота

$$f_1 = 1/(2\pi C_3 R_1). \qquad (7.11)$$

Величина *C1* определяет нижнюю граничную частоту предусилителя, т. е. частоту, ниже которой происходит спад коэффициента усиления. С учетом выражения (7.8)

$$f_0 = 1/(2\pi C_1 R_3). \qquad (7.12)$$

Амплитудно-частотные характеристики реального усилителя воспроизведения для магнитофона (относительно коэффициента усиления, равного 0 дБ) для различных значений скорости движения ленты (4,75; 9,5; 19; 38 см/с) представлены на рис. 7.6,*а* непрерывной линией. Следует отметить довольно хорошее соответствие этих характеристик стандартным. Ниже приведен пример расчета усилителя с использованием указанных выше соотношений.

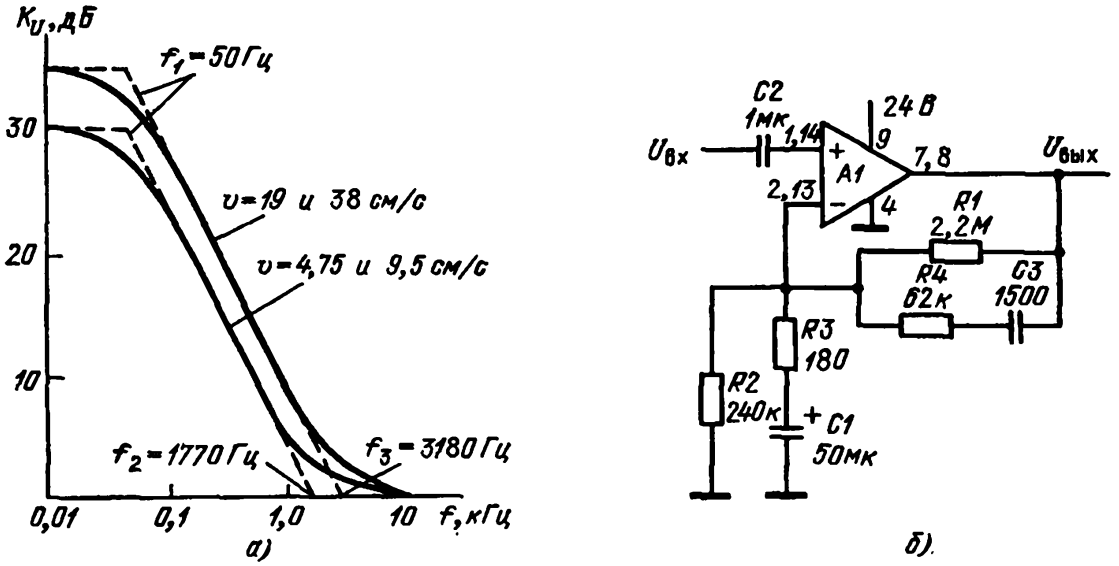


Рис. 7.6. Амплитудно-частотная характеристика при воспроизведении, удовлетворяющая стандарту NAB (*а*), и схема усилителя воспроизведения для магнитофона, обеспечивающая такую характеристику (*б*)

Пример. Рассчитайте усилитель воспроизведения для магнитофона со стандартной зависимостью коэффициента усиления от частоты при следующих исходных данных: скорость движения ленты 9,5 см/с; среднее квадратическое значение выходного напряжения предусилителя на частоте 1 кГц $U_{вых}$=0,5 В; чувствительность магнитной головки на частоте 1 кГц $U_{вх}$=800 мкВ; напряжение питания $U_п$=24 В; предусилитель К548УН1 используется в режиме с дифференциальным входом.

Из выражения (7.3) выбираем R_2=240 кОм. С учетом выражения (7.4) определяем номинал резистора *R1*: $R_1 = (U_п/2{,}4-1)R_2 = (24/2{,}4-1)2{,}4\cdot 10^5 \approx 2{,}2$ МОм. Из рис. 7.6,*а* находим, что f_1=50 Гц, а из выражения (7.11) определяем емкость конденсатора *C3*: $C_3 = 1/(2\pi f_1 R_1) = 1/(6{,}28\cdot 50\cdot 2{,}2\cdot 10^6) \approx 1500$ пФ.

Так как при скорости движения ленты 9,5 см/с верхняя угловая частота f_2=1770 Гц (рис. 7.6,*а*), то номинал резистора *R4* найдем из выражения (7.10): $R_4 = 1/(2\pi f_2 C_3) = 1/(6{,}28\cdot 1770\cdot 1{,}5\cdot 10^{-9}) \approx 62$ кОм.

Требуемое значение коэффициента усиления предусилителя на частоте 1 кГц $K_U = 0{,}5$ В/800 мкВ $= 6{,}25 \cdot 10^2 = 56$ дБ.

Из рис. 7.6,*а* видим, что значение коэффициента усиления на частотах, превышающих f_2, должно быть на 5 дБ ниже, чем K_U на частоте 1 кГц, т. е. равно 51 дБ (355). Теперь с учетом выражения (7.9) определим сопротивление резистора *R3*: $R_3 = R_4/(355-1) \approx 180$ Ом.

Для нижней граничной частоты предусилителя $f_0 = 20$ Гц из выражения (7.12) $C_1 = 1/(2\pi f_0 R_3) = 1/(6{,}28 \cdot 20 \cdot 180) \approx 50$ мкФ.

Рассчитанные для данного примера номиналы компонентов схемы указаны на рис. 7.6,*б*. Следует заметить, что при этих номиналах и напряжении источника питания 24 В схема имеет время установления $t_у$ (т. е. время, в течение которого после подачи напряжения питания амплитудно-частотная характеристика приобретает вид, показанный на рис. 7.6,*а*) около 12 с из-за заряда конденсатора *C1*. Действительно, время установления приблизительно можно определить по следующей формуле:

$$t_{уст} \approx -R_1 C_1 \ln (1 - 2{,}4/U_п). \qquad (7.13)$$

С увеличением напряжения источника питания и уменьшением коэффициента усиления предусилителя (последний случай реализуется при меньшем значении произведения R_1C_1) $t_у$ уменьшается.

В тех случаях, когда такое значение времени установления недопустимо, можно использовать схему на рис. 7.7,*а*, в которую введен дополнительный резистор $R_д$, образующий с R'_3 делитель

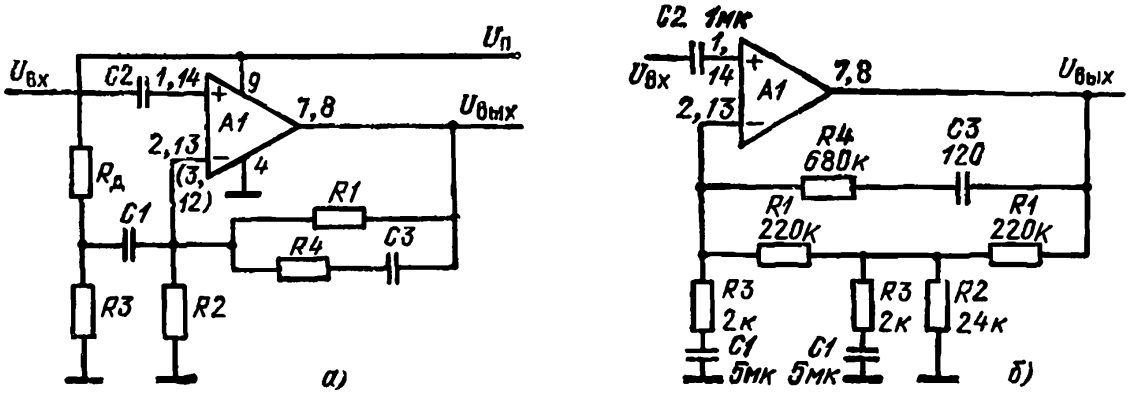


Рис. 7.7. Предусилители воспроизведения для магнитофона с малым временем готовности к работе после подачи напряжения питания:
а — обычный; *б* — с высоким коэффициентом подавления пульсаций в цепи источника питания

напряжения. Этот делитель регулируется таким образом, чтобы падение напряжения на конденсаторе *C1* было равно нулю. При этом эквивалентное сопротивление параллельного соединения резисторов R'_3 и $R_д$ подбирается равным сопротивлению резистора *R3*, определяемому выражением (7.9). Однако в большинстве случаев шунтирующим влиянием $R_д$ можно пренебречь и считать $R'_3 \approx R_3$. В режиме с дифференциальным входом сопротивление резистора $R_д$ выбирается в соответствии с выражением

$$R_д = (U_п - 1{,}2) R'_3/1{,}2, \qquad (7.14)$$

а с одним заземленным входом — в соответствии с выражением

$$R_д = (U_п - 0{,}6)\, R'_3/0{,}6. \qquad (7.15)$$

Однако данная схема имеет один существенный недостаток: все изменения напряжения источника питания передаются на вход предусилителя через резисторный делитель $R_д/R'_3$, поэтому схему в таком виде нежелательно использовать при плохой стабилизации $U_п$. Для достижения большого значения коэффициента ослабления изменений напряжения источника питания (порядка 120 дБ) при незначительном времени установления можно применять схему предусилителя воспроизведения для магнитофона со стандартной амплитудно-частотной характеристикой (рис. 7.7,*б*). В этой схеме, как и в предыдущих, рабочий режим по постоянному току устанавливается резисторным делителем R_1/R_2. Однако при таком включении элементов в цепи отрицательной ОС выражения (7.3) и (7.5) можно переписать в следующем виде. Для режима с дифференциальным входом

$$R_2 = 2U_{б.э}/100\, I_{вх} = 1{,}2/(50 \cdot 10^{-6}) = 24 \text{ кОм}. \qquad (7.3а)$$

При использовании К548УН1 с одним заземленным входом

$$R_2 = U_{б.э}/50\, I_{о.с} = 0{,}6/(50 \cdot 10^{-4}) = 120 \text{ Ом}. \qquad (7.5а)$$

Как следует из этих выражений, максимально допустимое сопротивление резистора *R2* в обоих случаях в 10 раз меньше, чем ранее, что обеспечивает лучшую стабильность напряжения смещения по постоянному току.

Выражения (7.9), (7.10) и (7.12), определяющие коэффициент усиления схемы на высоких частотах, верхнюю угловую частоту f_2 и нижнюю граничную частоту f_0 соответственно, остаются неизменными. Значение нижней угловой частоты f_1 в данном случае определяется из условия равенства сопротивления конденсатора *C3* ($1/2\pi f_1 C_3$) полному эквивалентному сопротивлению цепи, состоящей из элементов *R1*, *R3* и *C1*. После преобразований получим

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_1 R_3 \{[(R_1 + R_3)/R_3]^2 - 1\}}. \qquad (7.16)$$

Для времени установления $t_{уст}$ справедливо

$$t_{уст} \approx -2\sqrt{R_3 C_1}\, \ln(1 - 2{,}4/U_п). \qquad (7.17)$$

Пример. Проведем расчет схемы предусилителя воспроизведения для магнитофона с малым временем установления, имеющей стандартную амплитудно-частотную характеристику; в качестве исходных возьмем данные предыдущего примера.

Из выражения (7.3а) выбираем $R_2 = 24$ кОм. Определяем сопротивление резистора *R1* из (7.4): $R_1 = (U_п/2{,}4 - 1)R_2$. В предыдущем примере было найдено, что значение коэффициента усиления на частотах, превышающих f_2, равно 51 дБ, или 355, т. е. выражение (7.9) преобразуется:

$$K_U = (R_4 + R_3)/R_3 = 355. \qquad (7.9а)$$

Верхняя угловая частота f_2 при скорости движения магнитной ленты 9,5 см/с равна 1770 Гц. Теперь, решая совместно уравнения (7.9а), (7.10) и (7.16) и учитывая, что нижняя угловая частота $f_1=50$ Гц, получаем

$$R_3 = R_1 (f_1 + \sqrt{f_1^2 + f_1 f_2 K_U})/(f_2 K_U) \approx 2 \text{ кОм}.$$

Находим значения *R4* и *C3* из выражений (7.9а) и (7.10) соответственно: $R_4 \approx 680$ кОм; $C_3 \approx 120$ пФ. Приимая, как и в предыдущем примере, значение нижней граничной частоты предусилителя $f_0=20$ Гц, определяем емкость конденсатора *C2* из выражения (7.12): $C_2 \approx 5$ мкФ. Используя выражение (7.17), находим, что время установления $t_y \approx 0{,}2$ с.

Из сравнения рассмотренных в двух примерах схем можно заключить, что время готовности предусилителя к работе после подачи питания (т. е. t_y) в последнем случае почти на два порядка ниже; это делает схему на рис. 7.7,*б* более удобной для использования в качестве предусилителя воспроизведения для магнитофона.

Предусилители записи для магнитофона. В связи с тем, что амплитудно-частотная характеристика предусилителя воспроизведения для магнитофона нелинейна (кривая 1 на рис. 7.8,*а*), при записи сиг-

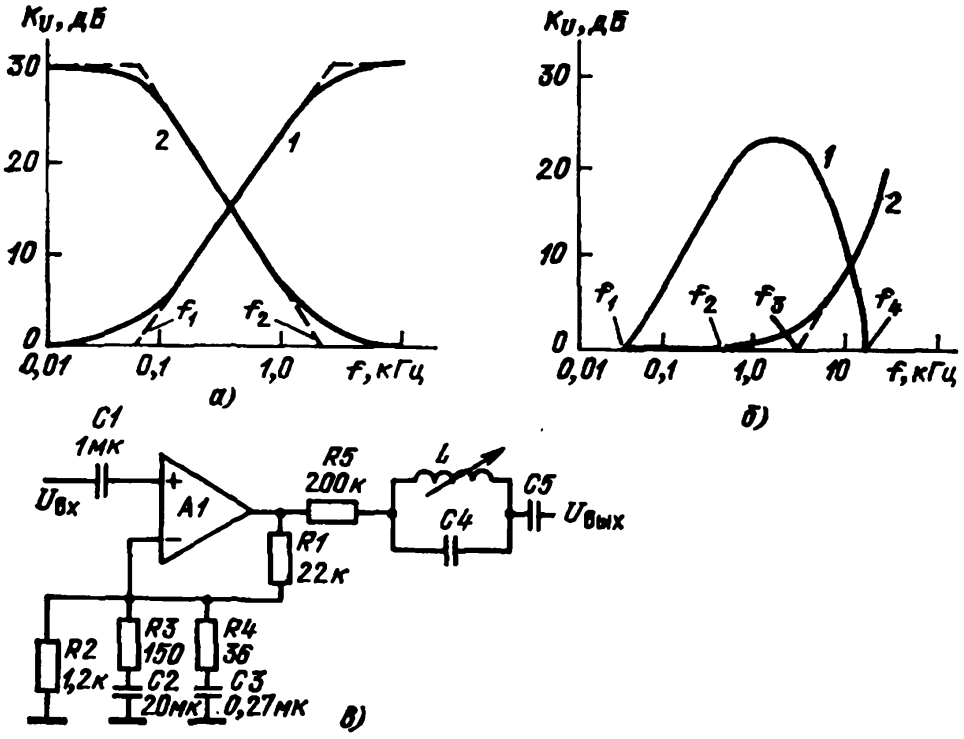


Рис. 7.8. Стандартные характеристики записи и воспроизведения (*а*), магнитной головки (*б*) и предусилитель записи для магнитофона (*в*)

нал должен изменяться таким образом, чтобы суперпозиция характеристик записи и воспроизведения не зависела от частоты, т. е. характеристика записи должна иметь вид кривой *2* на рис. 7.8,*а*. Если при этом учесть, что выходная характеристика типовой четырехдорожечной магнитной головки зависит от частоты, как показа-

но на рис. 7.8,*б* (кривая *1*), то для получения стандартной характеристики записи (рис. 7.8,*а*, кривая *2*) предусилитель записи для магнитофона должен иметь зависимость коэффициента усиления от частоты, представленную на рис. 7.8,*б* (кривая *2*).

Этому условию удовлетворяет схема на рис. 7.8,*в*. В ней напряжение смещения по постоянному току задается резисторами *R1* и *R2*, сопротивления которых выбираются из условий (7.3) и (7.4) при использовании ОУ в режиме с дифференциальным входом и (7.5) и (7.6) с одним заземленным входом. Цепь из резистора *R3* и конденсатора *C1* устанавливает коэффициент усиления схемы в промежуточной полосе частот [см. выражения (7.7) и (7.8)]. Верхняя угловая частота на уровне 3 дБ (рис. 7.8,*б*) определяется емкостью конденсатора *C3*:

$$f_3 = 1/(2\pi C_3 R_3). \qquad (7.18)$$

На частотах выше f_3 коэффициент усиления предусилителя возрастает по закону 6 дБ на октаву до частоты f_4, являющейся верхней граничной частотой:

$$f_4 = 1/(2\pi R_4 C_3). \qquad (7.19)$$

Резистор *R5* введен в схему для ограничения тока $I_з$ через записывающую головку:

$$R_5 = U_{вых}/I_з, \qquad (7.20)$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение схемы. И наконец, индуктивность *L1* и конденсатор *C4* образуют параллельный контур с резонансной частотой, равной частоте генератора намагничивания, предназначенный для устранения влияния сигнала этого генератора на записываемый сигнал с целью ликвидации нежелательных интермодуляционных искажений.

Пример. Расчет предусилителя записи для магнитофона с головкой, имеющей ток записи 30 мкА, при использовании микрофона с максимальным выходным напряжением 10 мВ; напряжение источника питания $U_п = 24$ В.

Для получения оптимальных шумовых характеристик выберем схему предусилителя на микросхеме К548УН1 с одним заземленным входом.

С помощью выражения (7.5) выбираем номинал резистора *R2* равным 1,2 кОм. Из выражения (7.6) $R_1 = (E_п/1{,}2 - 1)R_2 = (2{,}4/1{,}2 - 1)1{,}2 \cdot 10^3 \approx 22$ кОм. Максимальный размах выходного напряжения усилителя К548УН1 при напряжении источника питания 24 В равен 22 В, что соответствует эффективному значению 7,8 В. Поэтому примем $U_{вых} = 6$ В. Из выражения (7.20) $R_5 = U_{вых}/I_з = 6/(30 \cdot 10^{-6}) = 200$ кОм.

Пусть верхняя граничная частота $f_4 = 16$ кГц (рис. 7.8,*б*). Спад выходной характеристики записывающей головки начинается с частоты около 4 кГц. Поэтому для получения требуемой суммарной характеристики записи коэффициент усиления предусилителя должен увеличиваться именно с этой частоты, причем это увеличение должно происходить с наклоном 5 дБ на октаву на частотах от f_3 (4 кГц) до f_4 (16 кГц). Таким образом, коэффициент усиления в промежуточной полосе должен быть на 12 дБ ниже максимального значения

6 В/10 мВ=600, или 55,6 дБ. Значит, коэффициент усиления в промежуточной полосе равен 43,6 дБ, или 150.

С учетом выражения (7.7) $150=(R_1+R_3)/R_3$, откуда $R_3=R_1/149\approx 150$ Ом. Из выражения (7.8) определяем емкость конденсатора $C1$: $C_1\approx 1/(2\pi f_0 R_3)=$ $=1/(6{,}28\cdot 20\cdot 150)\approx 50$ мкФ. С помощью выражений (7.18) и (7.19) находим емкость конденсатора $C3$ и сопротивление резистора $R4$:

$C_3=1/(6{,}28\cdot 4\cdot 10^3\cdot 150)\approx 0{,}27$ мкФ; $R_4=1/(6{,}28\cdot 16\cdot 10^3\cdot 2{,}7\cdot 10^{-7})\approx 36$ Ом.

Рассчитанные в данном примере номиналы элементов предусилителя записи указаны на рис. 7.8,*в*.

Предварительные усилители для электропроигрывающего устройства (ЭПУ) с электромагнитным преобразователем. При проектировании таких усилителей следует учитывать, что напряжение на выходе электромагнитного преобразователя для электропроигрывающего устройства пропорционально относительной скорости перемещения преобразователя [100]. Например, если напряжение на выходе преобразователя при скорости 5 см/с равно 3,5 мВ, то при скорости перемещения 1 см/с напряжение будет равно 0,7 мВ, следовательно, чувствительность такого электромагнитного преобразователя 0,7 мВ/см/с. Типовые преобразователи при скорости 5 см/с имеют выходное напряжение от 3,5 до 8 мВ. Обычно высококачественные стереофонические записи выполняются при ско-

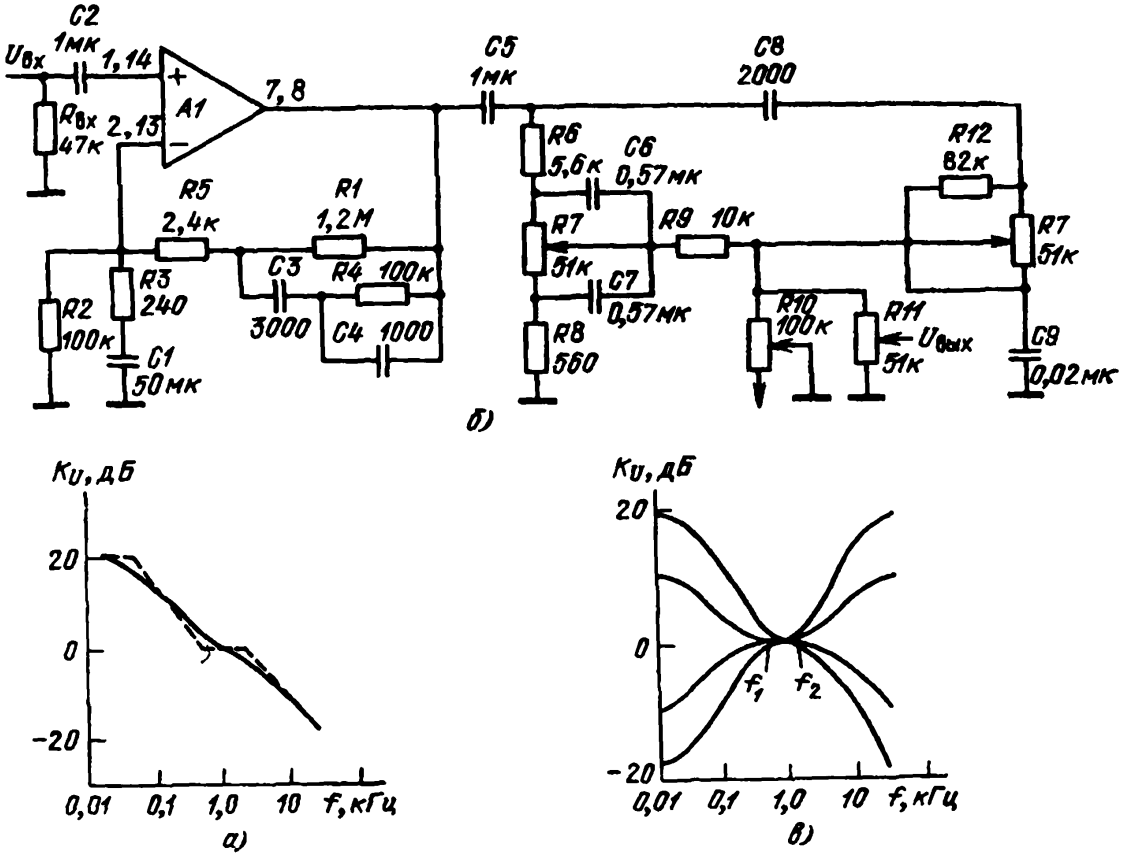


Рис. 7.9. Стандартная характеристика предусилителя воспроизведения для электромагнитного преобразователя (*а*); схема, обеспечивающая такую характеристику (*б*), и ее амплитудно-частотная характеристика при регулировке высоких и низких звуковых частот (*в*)

рости от 3 до 5 см/с. Максимальная скорость записи по стандарту RIAA не должна превышать 25 см/с.

На рис. 7.9,*а* штриховой линией показана стандартная амплитудно-частотная характеристика предусилителя воспроизведения для электропроигрывающего устройства с электромагнитным преобразователем относительно коэффициента усиления 0 дБ. Такая характеристика в первом приближении может быть реализована с помощью схемы на рис. 7.9,*б*, построенной на ОУ типа К548УН1.

Как и в предыдущих схемах, резисторы *R1* и *R2* задают режим работы по постоянному току и их сопротивления определяются из выражений (7.3) и (7.4) или (7.5) и (7.6). Коэффициент усиления, приведенный к 0 дБ, устанавливается отношением (7.9). Угловая частота f_1 (см. рис. 7.9,*а*) определяется из условия равенства сопротивлений конденсатора *C3* и резистора *R1*, т. е.

$$f_1 = 1/(2\pi C_3 R_1), \qquad (7.21)$$

а частота

$$f_2 = 1/(2\pi C_3 R_4). \qquad (7.22)$$

Угловая частота f_3 задается цепью *C4R4*:

$$f_3 = 1/(2\pi C_4 R_4). \qquad (7.23)$$

Резистор *R5* введен в схему для получения единичного коэффициента усиления (рис. 7.9,*а*), и его сопротивление выбирается из условия $R_5 = 10R_3$. В противном случае необходимо использовать внешний конденсатор между выводами *5* и *6* (или *10* и *11*), как было показано ранее (см. рис. 7.5).

Пример. Расчет предусилителя воспроизведения для электропроигрывающего устройства с электромагнитным преобразователем чувствительностью 0,5 мВ/см/с при напряжении источника питания 30 В; максимальное эффективное значение выходного напряжения предусилителя $U_{вых}$ должно быть 5 В.

С помощью выражения (7.3) выбираем сопротивление резистора $R_2 = 100$ кОм.

Из выражения (7.4) находим сопротивление *R1*: $R_1 = (U_п/2{,}4 - 1)R_2 = 1{,}2$ МОм. Используя выражение (7.21) определяем емкость конденсатора *C3*: $C_3 = 1/(6{,}28 \cdot 50 \cdot 1{,}2 \cdot 10^6) \approx 3000$ пФ. Из (7.22) находим сопротивление резистора *R4*: $R_4 = 1/(2\pi f_2 C_3) \approx 100$ кОм.

Максимальное напряжение на выходе преобразователя (в милливольтах) равно $0{,}5 \cdot 25 = 12{,}5$. Поэтому требуемый коэффициент усиления в промежуточной полосе равен 5 В/12,5 мВ = 400. Выражение (7.9) запишется в виде $K_U = (R_4 + R_3)/R_3 = 400$, откуда $R_3 = 100 \cdot 10^3/399 \approx 240$ Ом. Следовательно, $R_5 = 10R_3 = 2{,}4$ кОм.

С помощью выражения (7.8) определяем емкость конденсатора $C_1 = 1/(6{,}28 \cdot 20 \cdot 240) \approx 30$ мкФ. И наконец, из выражения (7.23) находим $C_4 = 1/(6{,}28 \cdot 2200 \cdot 10^5) \approx 1000$ пФ. Вычисленные номиналы элементов схемы указаны на рис. 7.9,*б*. Для согласования электромагнитного преобразователя со входом предусилителя в схему введен резистор $R_{вх} = 47$ кОм.

На рис. 7.9,*а* показана приведенная к 0 дБ зависимость коэффициента усиления схемы от частоты (непрерывная линия); как

видно, эта зависимость близка к стандартной. Обычно предусилители воспроизведения для магнитофона и электропроигрывающего устройства применяются вместе со схемой, выполняющей функцию изменения коэффициента усиления на высоких и низких звуковых частотах, один из вариантов которой показан в правой части рис. 7.9,*б*.

Для регулировки усиления на низких частотах используется цепь из элементов *R6*, *R7*, *R8*, *C6*, *C7*. Максимальный и минимальный коэффициенты усиления задаются отношениями R_8/R_6 и R_6/R_7. Если диапазон изменения K_U на низкой частоте (20 Гц) должен быть ±20 дБ, то сопротивления этих резисторов должны удовлетворять условию $R_8/R_6=R_6/R_7=10:1$. Емкости конденсаторов *C6* и *C7* определяются из следующих выражений: $C_6=1/(2\pi f_{ср}R_6)$ и $C_7=1/(2\pi f_{ср}R_8)$, где $f_{ср}$ — частота, ниже которой начинается изменение коэффициента усиления схемы при перемещении движка потенциометра *R7* (рис. 7.9,*в*).

Аналогично при регулировке коэффициента усиления на высоких частотах его максимальное и минимальное значения определяются отношением C_9/C_8. Для этой цепи (*R'7*, *R12*, *R13*, *C8*, *C9*) справедливы выражения $R_{12}=1/(2\pi f'_{ср}C_8)$ и $R_{13}=1/(2\pi f'_{ср}C_9)$, где $f'_{ср}$ — частота, выше которой начинается изменение K_U при перемещении движка потенциометра R'_7.

Схема на рис. 7.9,*б* представляет собой один канал законченного предусилителя воспроизведения для электропроигрывателя с электромагнитным преобразователем с регуляторами тембра (*R7* и R'_7), громкости (*R11*) и стереобаланса (*R10*).

Усилитель-смеситель. На практике очень часто приходится усиливать сигналы от нескольких источников (микрофонов, магнитофонов и т. д.) одновременно, т. е. смешивать сигналы, регулируя при этом вклад каждого из них в суммарный выходной сигнал. Функцию такого усилителя-смесителя выполняет схема на рис. 7.10.

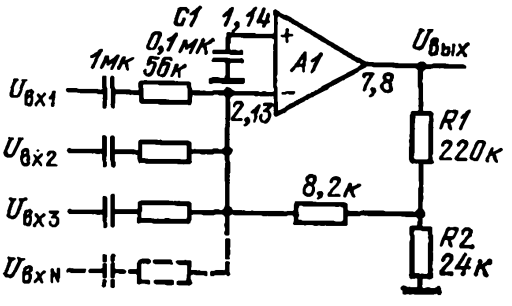


Рис. 7.10. Усилитель-смеситель сигналов звуковых частот

Сопротивления резисторов *R1* и *R2*, устанавливающих режим по постоянному току, определяются из выражений (7.3а) и (7.4). Следует отметить, что в этом случае целесообразно использовать предусилитель К548УН1 только в режиме с дифференциальным входом из-за больших сопротивлений входных резисторов $R_{вх\,1}$, $R_{вх\,2}$, ..., $R_{вх\,n}$. Входной ток смещения задается резистором $R_{о.с}$, поэтому во избежание постоянного напряжения смещения на выходе сопротивление этого резистора не должно превышать сопротивление резистора *R1*.

Коэффициент усиления смесителя по каждому входу определяется выражением

$$K_{U,1,2,3}=(R_1 R_{о.с}+R_1 R_2+R_2 R_{о.с})/[R_5 (R_{вх\,1,2,3}+R_{г\,1,2,3})], \quad (7.24)$$

где $R_{г1,2,3}$ — внутреннее сопротивление источника сигналов на входах *1—3* соответственно.

Пример. Расчет смесителя для усиления сигналов от микрофонов с виутренним сопротивлением $R_г=600$ Ом, у которых выходное напряжение равио 10 мВ. Напряжение источника питаиия 24 В, максимальное напряжение на выходе схемы должио быть 5 В, а динамический диапазон измеиения коэффициента усиления 40 дБ (100).

Выбираем сопротивление резистора $R_2=24$ кОм [выражение (7.3а)]. Из выражения (7.4) имеем $R_1=(24/2{,}4-1)\cdot 24\cdot 10^3\approx 220$ кОм. Максимальный коэффициент усиления схемы $K_{U\,max}=5$ В/10 мВ=500. Минимальное значение $K_{U\,min}=500/100=5$.

С помощью выражения (7.4) определяем $R_{о.с}=[K_{U\,max}R_2(R_{вх1,2,3}+R_г)-R_1R_2]/(R_1+R_2)$.

Максимальное значение $K_{U\,max}=500$ реализуется при $R_{вх1,2,3}=0$, поэтому

$$R_{о.с}=\frac{500\cdot 2{,}4\cdot 10^4\,(0+600)-2{,}2\cdot 10^5\cdot 2{,}4\cdot 10^4}{2{,}2\cdot 10^5+2{,}4\cdot 10^4}\approx 8{,}2\text{ кОм}.$$

Теперь находим сопротивление резисторов $R_{вх1,2,3}$ из условия максимального ослабления:

$$R_{вх1,2,3}=\frac{R_1R_{о.с}+R_1R_2+R_2R_{о.с}-K_{U\,min}R_2R_г}{K_{U\,min}R_2}\approx 56\text{ кОм}.$$

Применение предусилителя К548УН1 не ограничивается рассмотренными выше схемами. Низкий уровень приведенных ко входу шумов, высокий коэффициент усиления, широкая полоса рабочих частот делают его удобным для проектирования различных электронных схем не только в качестве узлов аппаратуры воспроизведения и записи звука.

7.1.3. ОУ ШИРОКОГО ПРИМЕНЕНИЯ В СХЕМАХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

В п. 7.1.2 были рассмотрены некоторые типы усилителей звуковых частот на специальном малошумящем усилителе К548УН1. В связи с тем, что этот усилитель редко бывает в продаже, ниже предлагается ряд аналогичных схем на более доступных ОУ широкого применения.

Как отмечалось в п. 7.1.1, одним из главных критериев для оценки качества усилителей звуковых частот является уровень приведенных ко входу собственных шумов усилителя, который определяется типом, характеристиками и режимом применяемых ОУ и внутренним сопротивлением источника сигналов. Было показано, что при низких сопротивлениях источника сигналов предпочтительнее использовать усилитель 153УД1, при высоких — 140УД6 или 140УД8.

Предварительные усилители для электромагнитного преобразователя. Принципиальная электрическая схема предварительного усилителя для электропроигрывающего устройства типа 1-ЭПУ-73 с электромагнитным преобразователем показана на рис. 7.11,*а*. В

связи с тем, что внутреннее сопротивление преобразователя такого типа имеет индуктивный характер и мало на низких частотах (меньше 1 кОм), предлагаемый усилитель построен на ОУ 153УД1, который имеет наилучшие шумовые характеристики при малых сопротивлениях источника сигналов по сравнению с другими типами усилителей.

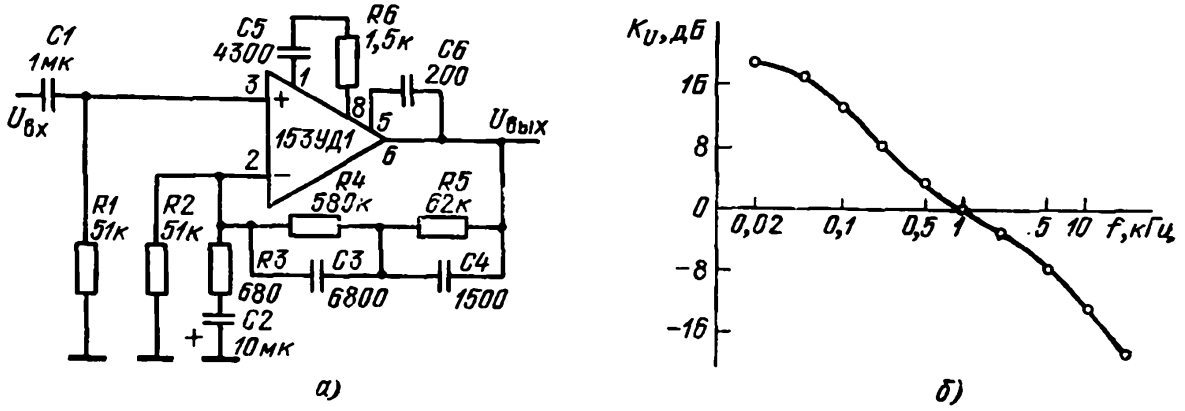


Рис. 7.11. Предварительный усилитель для электропроигрывающего устройства (*а*) и его амплитудно-частотная характеристика (*б*)

Частотные свойства приведенной схемы определяются цепью ОС, включенной между выходом ОУ и инвертирующим входом и сформированной резисторами *R3—R5* и конденсаторами *C2—C4*. Нормированная (по отношению к коэффициенту усиления схемы на частоте 1 кГц) амплитудно-частотная характеристика усилителя приведена на рис. 7.11,*б*. Эта характеристика с точностью до ±0,4 дБ соответствует стандартной [101].

Входное сопротивление схемы определяется резистором *R1* и равно 51 кОм. Резистор *R2* включен для компенсации влияния входных токов смещения ОУ, что обеспечивает хорошую линейность выходного напряжения схемы на низких частотах, когда мала глубина отрицательной ОС. Элементы цепей компенсации фазового сдвига ОУ *R6*, *C5* и *C6* подобраны так, чтобы получить максимальное быстродействие. Это предотвращает искажения синусоидального сигнала большой амплитуды на выходе схемы на частотах более 10 кГц.

Одним из основных параметров схемы, характеризующих ее качество, является соотношение сигнал-шум на входе в диапазоне частот 20 Гц — 20 кГц, которое в данном случае равно 63 дБ. Другим важным параметром усилителя является максимально допустимое входное напряжение, при котором нелинейные искажения выходного напряжения не превышают определенного значения (пусть 1%). В исследованной схеме на частоте 1 кГц этот параметр равен 77 мВ (или 25,7 дБ по отношению к входному напряжению 4 мВ). Для сравнения следует отметить, что у аналогичного промышленного усилителя-корректора для электропроигрывающего устройства типа 1-ЭПУ-73, собранного на малошумящих

транзисторах, соотношение сигнал-шум, приведенное ко входу усилителя, не лучше 56 дБ, а максимально допустимое входное напряжение равно 48 мВ (21,6 дБ по отношению к 4 мВ).

При необходимости рассмотренная схема может работать от одного источника питания, если использовать методы, описанные в гл. 1.

На рис. 7.12 приведена еще одна схема предварительного усилителя, имеющего соотношение сигнал-шум на входе не менее 75 дБ, которое достигается использованием двух ОУ 153УД2 [102]. Первый каскад представляет собой обычный неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 10. Второй обеспечивает подъем коэффициента усиления на низких частотах и спад на высоких как для полезного сигнала, так и для шума. Такое включение улучшает соотношение сигнал-шум приблизительно на 10 дБ по сравнению с однокаскадным усилителем. Применение в схеме высококачественных пассивных компонентов позволит получить амплитудно-частотную характеристику, отличающуюся от стандартной не более чем на 0,5 дБ.

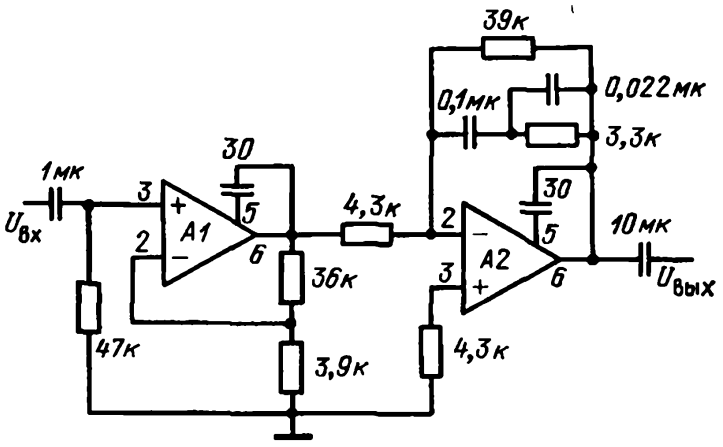


Рис. 7.12. Малошумящий предварительный усилитель для электромагнитного преобразователя

Максимально допустимое входное напряжение, при котором нелинейные искажения на выходе не превышают 0,004%, равно 400 мВ (40 дБ по отношению к входному напряжению 4 мВ).

Усилители воспроизведения для магнитофона. К усилителям воспроизведения, применяемым в магнитофонах, предъявляются такие же требования, как и к предыдущей схеме, а именно: усилитель должен иметь минимально возможный уровень приведенных ко входу шумов в звуковой полосе частот, максимально возможную амплитуду входного напряжения, малые искажения, оптимальное значение выходного сопротивления и стандартную зависимость коэффициента усиления от частоты, несколько отличающуюся от зависимости усилителя для электромагнитной головки.

Этим требованиям удовлетворяет устройство (рис. 7.13,*а*), собранное на ОУ 153УД1 и работающее от однополярного источника питания. Режим работы транзисторов во входном каскаде усилителя задается резисторным делителем *R1*, *R2* и входными резисторами *R3*, *R4*, через которые протекают токи смещения усилителя. Так как эти резисторы имеют различные сопротивления, для компенсации напряжения смещения, выделяющегося на этих резисторах при протекании входных токов усилителя, и для сни-

жения коэффициента нелинейных искажений в схему введена цепь компенсации на резисторах *R8R9*.

Амплитудно-частотная характеристика схемы определяется цепью *R6R7C4* и представлена на рис. 7.13,*б*. В эту цепь вклю-

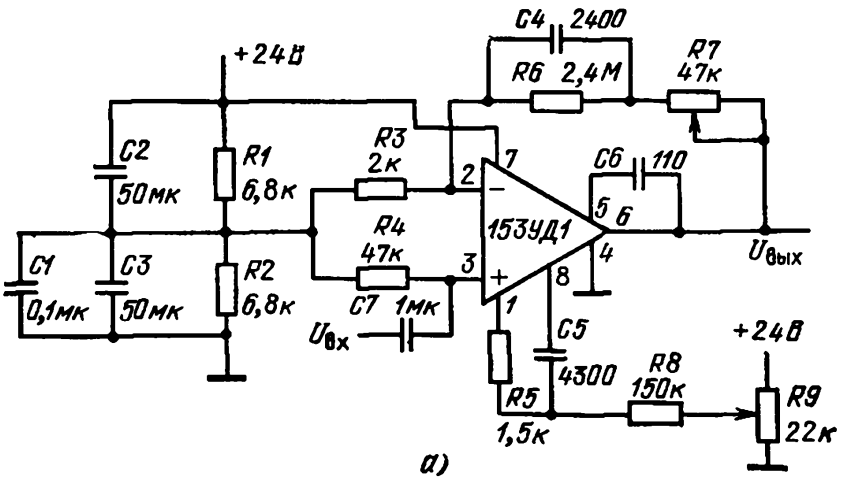
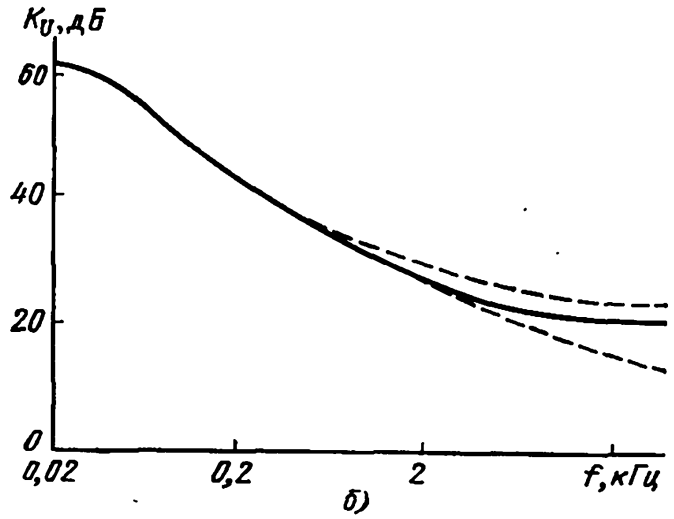


Рис. 7.13. Усилитель воспроизведения для магнитофона с регулируемой зависимостью коэффициента усиления от частоты (*а*) и его амплитудно-частотная характеристика (*б*)



чен потенциометр *R7*, с помощью которого можно изменять зависимость коэффициента усиления от частоты при частотах выше 1 кГц, как показано штриховыми линиями на рис. 7.13,*б*. Такая регулировка коэффициента усиления необходима при изменении скорости движения магнитной ленты.

На рис. 7.14 приведена еще одна схема усилителя воспроизведения для магнитофона, которая имеет такую же зависимость коэффициента усиления K_U от частоты, как и предыдущая, но отличается бо́льшим значением коэффициента усиления. Это обеспечивается введением в цепь отрицательной ОС усилителя двух различных цепей. Первая, сформированная резисторами *R4* и *R5*, задает коэффициент усиления, не зависящий от частоты. Вторая, состоящая из конденсатора *C3* и резистора *R4*, определяет частотную зависимость K_U.

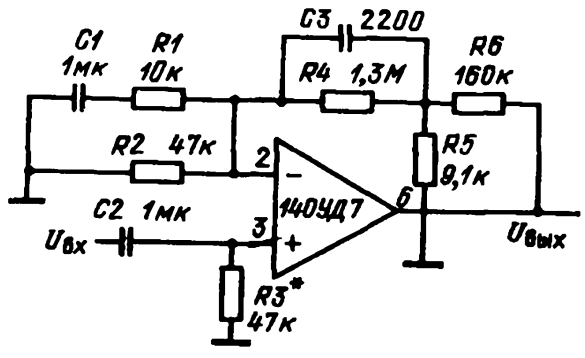


Рис. 7.14. Усилитель воспроизведения для магнитофона с повышенным коэффициентом усиления

Входные токи смещения ОУ протекают через резисторы одного номинала *R2* и *R3**, однако для получения минимальных искажений выходного сигнала со-

противление резистора *R3** следует подбирать экспериментально. Элементы *C1* и *R1* введены для обеспечения необходимого коэффициента усиления схемы по переменному току (75 дБ на частоте 20 Гц).

Эту схему можно подключать непосредственно к усилителю мощности, имеющему чувствительность около 500 мВ. Если требуется больший коэффициент усиления, то можно несколько увеличить сопротивление резистора *R6*.

Предварительный усилитель для электропроигрывающего устройства с пьезоэлектрическим преобразователем. На выходе пьезоэлектрического преобразователя обычно развивается напряжение от 200 мВ до 2 В, поэтому они, как правило, не требуют предварительного усиления. Однако в ряде случаев для согласования внутреннего сопротивления такого преобразователя с входным сопротивлением усилителя мощности (или регулятора тембра) или для изменения амплитудно-частотной характеристики при воспроизведении необходимо незначительное усиление сигнала.

Усилитель для пьезоэлектрического преобразователя, в отличие от предыдущих предварительных усилителей, должен иметь высокое входное сопротивление и постоянный коэффициент усиления в диапазоне звуковых частот. Схема простейшего усилителя с входным сопротивлением около 1 МОм приведена на рис. 7.15,*а*. Коэффициент усиления схемы равен 10, но при необходимости может быть увеличен путем уменьшения сопротивления резистора *R2*.

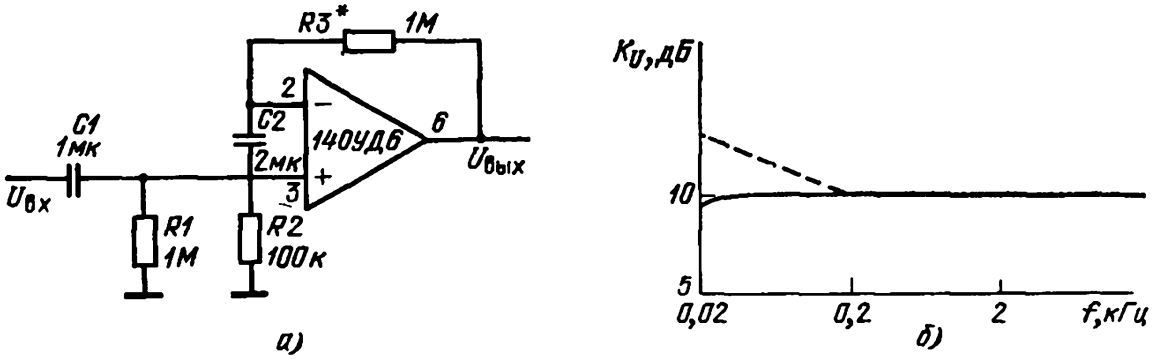


Рис. 7.15. Усилитель с высоким входным сопротивлением для пьезоэлектрического преобразователя (*а*) и его амплитудно-частотная характеристика (*б*)

Для того чтобы нелинейные искажения положительной и отрицательной полуволн выходного синусоидального сигнала при большом входном напряжении были симметричны, сопротивление резистора *R3** следует подбирать экспериментально в каждом конкретном случае с учетом влияния входных токов смещения. Схема имеет оптимальные шумовые характеристики при использовании ОУ 140УД6, однако в ней можно применять также и операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе.

Для улучшения качества воспроизведения грамзаписей амплитудно-частотную характеристику схемы целесообразно несколько видоизменить в области низких частот, как показано штриховой

линией на рис. 7.15,*б*. Это достигается включением последовательной *RC*-цепи в петлю отрицательной ОС параллельно резистору *R3**. Сопротивление этого добавочного резистора можно выбрать равным *R3**, а емкость конденсатора 2000 пФ. При этом сопротивление резистора *R2* следует уменьшить до 50 кОм, чтобы коэффициент усиления схемы на частотах более 1 кГц оставался равным 10. Аналогичным образом можно изменить амплитудно-частотную характеристику и на высоких частотах (если это необходимо).

Предварительный усилитель для микрофона. На рис. 7.16 приведена схема стереофонического предварительного усилителя для микрофона с коэффициентом усиления 60 дБ, который в диапазо-

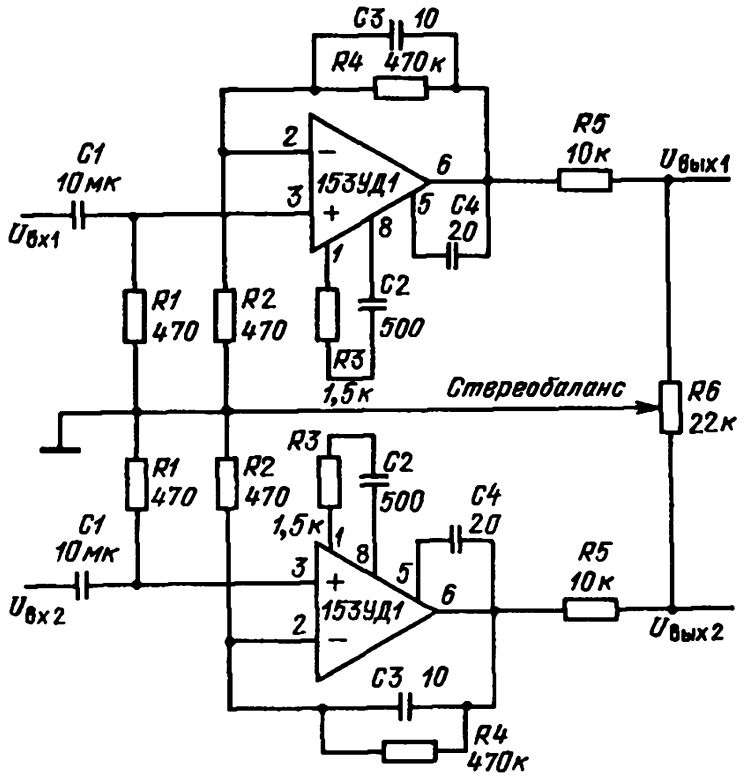


Рис. 7.16. Стереофонический усилитель для микрофона

не звуковых частот определяется отношением сопротивлений резисторов R_4/R_2. Усилитель построен на малошумящих ОУ 153УД1. Входное сопротивление схемы задается резисторами *R1* и равно 470 Ом. Цепи коррекции ОУ выбраны таким образом, чтобы его коэффициент усиления был равен 60 дБ до частоты 20 кГц.

Частотный диапазон усилителя определяется емкостью конденсаторов *C1* и *C3* и при указанных номиналах равен 30 Гц — 20 кГц. Конденсатор *C1* задает нижнюю граничную частоту, *C3* — верхнюю. Потенциометр *R6*, включенный между выходами, является регулятором стереобаланса.

Входное сопротивление, коэффициент усиления и диапазон рабочих частот усилителя легко можно изменить, изменяя номиналы одного или двух элементов схемы.

Универсальный предварительный усилитель. На рис. 7.17,*а* приведена схема предварительного усилителя, который может использоваться в качестве усилителя для электромагнитного и пьезоэлектрического преобразователей и предварительного усилителя

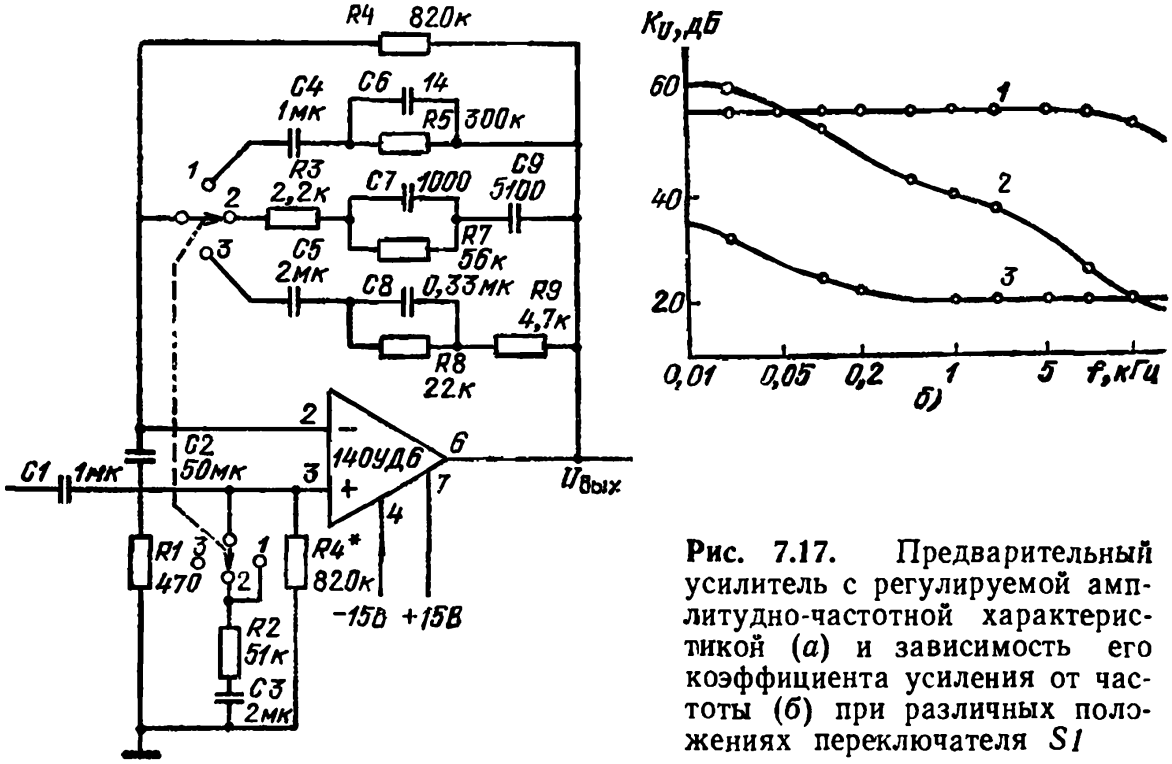


Рис. 7.17. Предварительный усилитель с регулируемой амплитудно-частотной характеристикой (*а*) и зависимость его коэффициента усиления от частоты (*б*) при различных положениях переключателя *S1*

для микрофона. Выбор режима работы осуществляется переключателем *S1*, с помощью которого в петлю обратной связи ОУ включаются различные *RC*-цепи, определяющие зависимость коэффициента усиления от частоты, и задается входное сопротивление схемы. Положение *1* переключателя *S1* соответствует работе схемы в качестве усилителя для микрофона, положения *2* и *3*— в качестве усилителей для электромагнитного и пьезоэлектрического преобразователей соответственно. При необходимости компенсация влияния входных токов и напряжения смещения ОУ может производиться изменением сопротивления резистора *R4*. Конденсатор *C2* включен в схему для обеспечения «развязки» по постоянному току. Экспериментальные зависимости коэффициента усиления схемы от частоты показаны на рис. 7.17,*б*, а ее основные характеристики в каждом режиме работы приведены в табл. 7.1.

Следует отметить, что при практической реализации данной схемы необходимо особенно тщательно выбирать расположение элементов на печатной плате, избегая перекрестных связей и близкого размещения входных и выходных элементов друг от друга. Кроме того, выводы *4* и *7* микросхемы нужно соединить с общей шиной через конденсаторы емкостью 0,01—0,1 мкФ.

Регуляторы громкости. Человеческое ухо обладает нелинейной динамической характеристикой, и для компенсации этой нелинейности на выходе описанных выше предварительных усилителей

Таблица 7.1

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СХЕМЫ НА РИС. 7.17,*а*

Параметры	Режим работы		
	Усилитель для электромагнитного преобразователя	Усилитель для пьезоэлектрического преобразователя	Усилитель для микрофона
Чувствительность на частоте 1 кГц, мВ	1,4	80	0,7
Входное сопротивление, кОм	47	750	47
Нелинейные искажения при номинальном сигнале, %	0,05	0,05	0,05
Запас по амплитуде, дБ	37	22	27

обычно ставят регулирующие амплитуду потенциометры, обладающие нелинейной зависимостью сопротивления от угла поворота потенциометра. Однако такую же характеристику, но с меньшими затратами можно получить, использовав сочетание линейного потенциометра и операционного усилителя [103].

Характеристика нелинейного потенциометра, включенного на выходе усилителя звуковой частоты, описывается выражением $U_{вых}/U_{вх}=f(\alpha)=10^{2(\alpha-1)}$, где относительный угол поворота движка потенциометра α может изменяться от 0 (положение против часовой стрелки до упора) до 1 (положение по часовой стрелке до упора). Коэффициент ослабления сигнала, проходящего через потенциометр, можно выразить в децибелах: $20\lg(U_{вх}/U_{вых})=40(1-\alpha)$ дБ.

Это выражение показывает, что коэффициент ослабления пропорционален углу поворота движка потенциометра относительно крайнего правого (по часовой стрелке) положения. Чтобы получить такую зависимость, обратную логарифмической, обычно используют нелинейные потенциометры. На практике между этими потенциометрами и нагрузкой включают усилительный каскад или повторитель напряжения, обладающий большим входным сопротивлением. Однако хорошую аппроксимацию обратной логарифмической характеристики можно получить, использовав линейный потенциометр, ОУ и постоянный резистор, соединив их, как показано на рис. 7.18,*а*. Операционный усилитель обеспечивает усиление по напряжению: в данной схеме максимальный коэффициент усиления по напряжению равен 8, т. е. 18 дБ. Схема на рис. 7.18,*а* имеет следующую переходную функцию по напряжению: $U_{вых}/U_{вх}=(-8\alpha)/(9-8\alpha)$, близко аппроксимирующую характеристику ослабления $40(1-\alpha)-18$ дБ на большей части диапазона изменения α. При этом достигается дополнительное преимущество: при $\alpha=0$ коэффициент ослабления близок к бесконечности.

Сравнивать характеристику нелинейного потенциометра и переходную функцию, нормализованную к виду $f(\alpha)=\alpha/(9-8\alpha)$, позволяет рис. 7.18,*б*. Приближение хорошее во всем диапазоне

изменений α и особенно для малых значений α, где компенсация пониженной чувствительности слуха при малых уровнях звука особенно важна. Обе функции точно совпадают при α=0,5. Поскольку в схеме используется линейный потенциометр, ее стоимость намного меньше, чем стоимость обычных схем регулировки громкости.

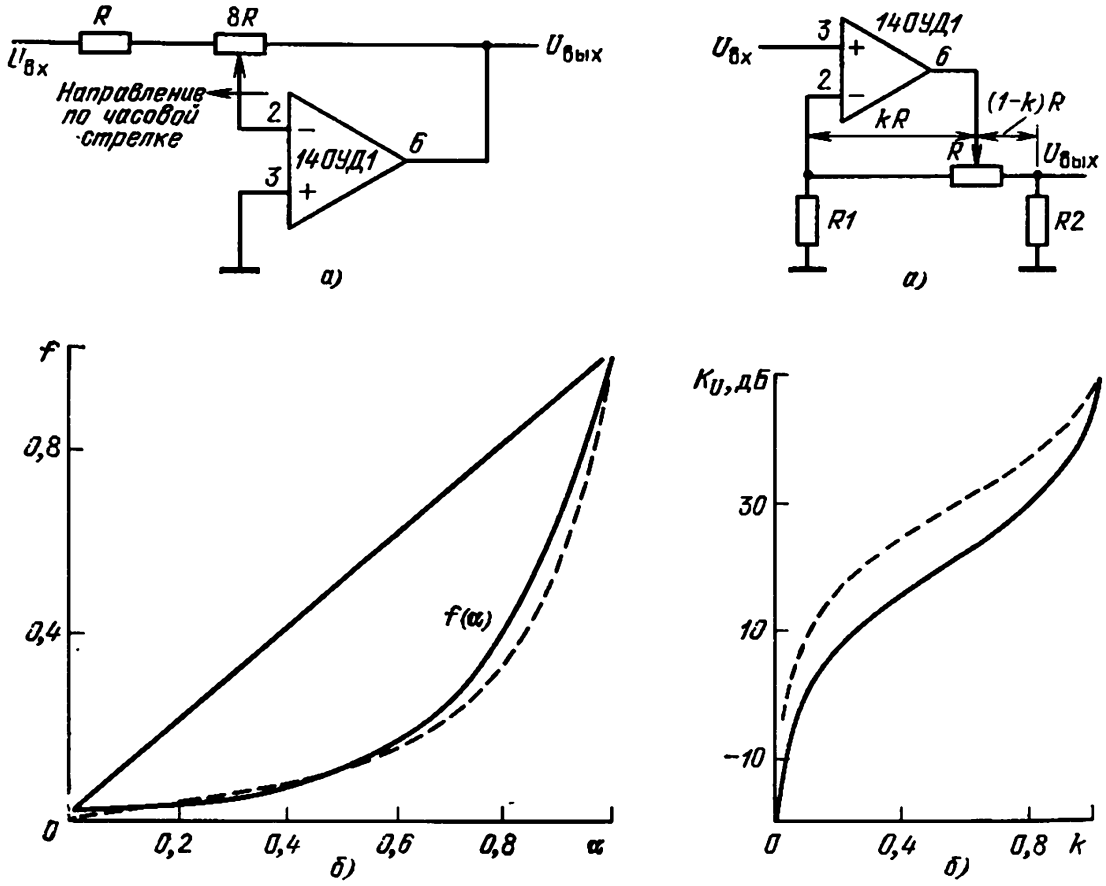


Рис. 7.18. Схема для получения нелинейного сопротивления с помощью линейного потенциометра (*а*) и ее передаточная характеристика (*б*)

Рис. 7.19. Регулятор громкости с большим коэффициентом усиления (*а*) и зависимость K_U от угла поворота линейного потенциометра (*б*)

Значение α легко подбирается таким, чтобы оно согласовывалось с характеристиками операционного усилителя и выходным сопротивлением схемы: например, для ОУ 140УД1 применяется потенциометр, сопротивление которого 100 кОм, и постоянный резистор 12,4 кОм.

Еще одна схема активного регулятора громкости с использованием линейного потенциометра в цепи отрицательной ОС ОУ представлена на рис. 7.19,*а* [104]. Эта схема отличается бо́льшим коэффициентом усиления при максимальной громкости и довольно хорошей линейностью коэффициента усиления K_U в зависимости от угла поворота движка потенциометра.

Выражение для определения K_U схемы можно записать в следующем виде:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{kR + R_1}{R_1} \cdot \frac{R_2}{(1-k)R + R_2}, \text{ или } K_U = \frac{1 + kR/R_1}{1 + (1-k)R/R_2},$$

где k — относительная часть сопротивления потенциометра, включенная в цепь ОС.

Рассматриваемая схема не может обеспечить нулевой коэффициент усиления по напряжению, поскольку при $k=0$ и 100%-ной обратной связи $K_U = R_2/(R+R_2)$.

На рис. 7.19,*б* непрерывной линией показана зависимость коэффициента усиления регулятора от положения движка потенциометра при следующих значениях сопротивления резисторов: $R=100$ кОм; $R_1=330$ Ом и $R_2=3{,}3$ кОм. Штриховой линией изображена та же зависимость при $R_2=10$ кОм.

Как видим, эти характеристики отличаются от идеальной, однако большой динамический диапазон K_U (около 90 дБ) делает такую схему весьма эффективной в реальных условиях эксплуатации. Кроме того, при $R=100$ кОм это отличие незначительно и составляет всего 2 дБ в диапазоне около 40 дБ.

Регулятор стереобаланса. Из большого числа известных регуляторов стереобаланса наиболее удобно пользоваться теми, которые позволяют изменять громкость только в канале с избыточным усилением, оставляя громкость в другом канале неизменной. Такие регуляторы выполняют либо на основе специального сдвоенного потенциометра, у которого противоположные половины резистивных элементов металлизированы, либо на основе потенциометра группы *А* с отводом от средней точки. К сожалению, радиолюбители, конструирующие стереофоническую аппаратуру, лишены возможности применять такие регуляторы.

Тем не менее выход из положения есть [105]. Регуляторы стереобаланса с близкими к упомянутым регулировочными характеристиками можно собрать и на основе обычных сдвоенных потенциометров группы *А*. Принципиальная схема одного из регуляторов приведена на рис. 7.20,*а*. Он построен на двух ОУ широкого применения (*A1* и *A1'*) и сдвоенном потенциометре *R4R4'*. Наилучшее приближение к требуемой характеристике регулирования получается при выборе сопротивлений резисторов *R3* и *R4* из условия $R_3=0{,}5R_4$. В этом случае зависимость коэффициента усиления устройства в канале *А* от относительного перемещения движка α потенциометра *R4* определяется соотношением $K_A = \alpha(1{,}5-\alpha)R_4/(1{,}5R_1)$, а в канале *В* — соотношением $K_B(1-\alpha) \times (\alpha+0{,}5)R_4/(1{,}5R_1)$. Вид этих зависимостей показан на рис. 7.20,*б*. Отклонение характеристик от тех, которые получаются при использовании потенциометров с металлизацией резистивных элементов, не превышает 1 дБ.

Сопротивление сдвоенного потенциометра *R4R4'* рассчитывают исходя из требуемого коэффициента усиления схемы K_U и нужного входного сопротивления, определяемого в данном случае со-

противлением резистора $R1$: $R_4=3K_UR_1$. Очевидно, что при $K_U=1$ схема эквивалентна потенциометру с металлизированным резистивным элементом. Кроме того, она обладает низким выходным сопротивлением, упрощающим ее согласование с последующим каскадом, и позволяет при необходимости установить коэффициент усиления как меньше, так и больше 1.

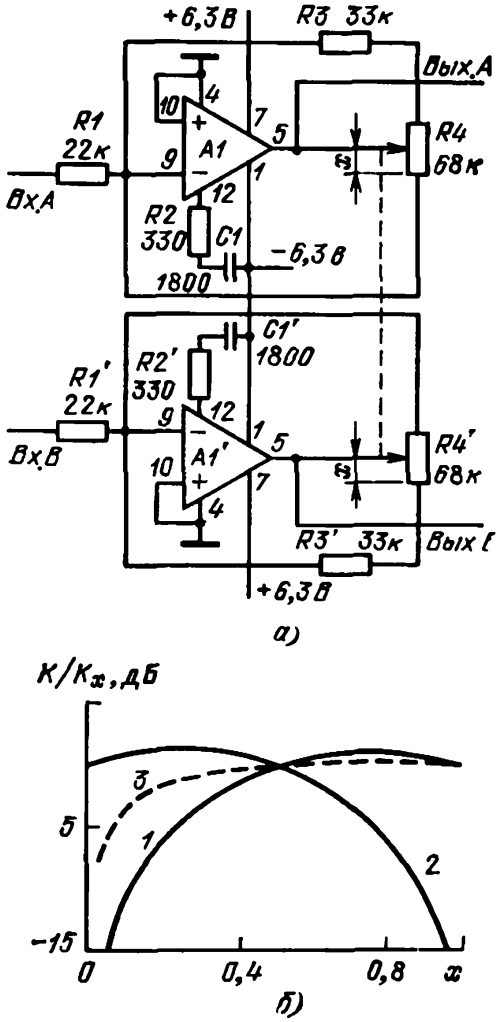


Рис. 7.20. Регулятор стереобаланса (*а*) и его передаточная характеристика (*б*)
1 — канал *А*; *2* — канал *В*

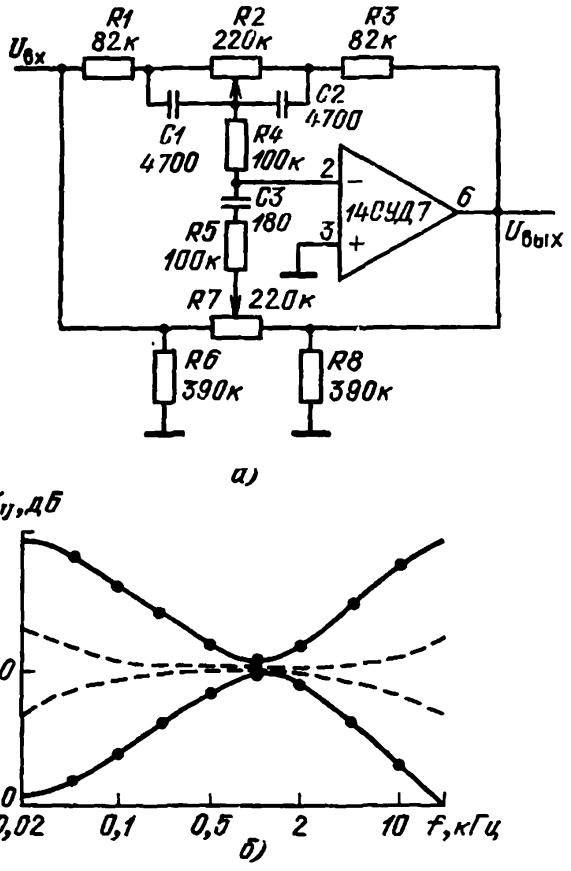


Рис. 7.21. Схема регулятора высоких и низких звуковых частот (*а*) и ее амплитудно-частотная характеристика (*б*)

Устройство построено на операционных усилителях 140УД1А, однако можно применять и другие ОУ. Следует только учесть, что элементы корректирующих цепей в каждом случае необходимо подобрать так, чтобы при требуемой полосе пропускания усилитель не возбуждался ни в одном из положений движка потенциометра $R4R4'$.

Регуляторы нижних и верхних звуковых частот. Для улучшения окраски звучания музыкальных записей в низкочастотных усилителях используются регуляторы нижних и верхних звуковых частот [106]. Одна из наиболее простых схем регулятора с большим диапазоном изменения зависимости коэффициента усиления

от частоты и с раздельной регулировкой K_U в области высоких и низких частот на ОУ 140УД7 показана на рис. 7.21,*а*. В схеме при изменении положения движка потенциометра *R2* из одного крайнего положения в другое коэффициент усиления K_U на частоте 50 Гц меняется на ±20 дБ. Аналогично перемещением положения движка потенциометра *R7* можно изменить коэффициент усиления схемы на частотах более 1 кГц, причем максимальное изменение K_U на частоте 20 кГц составляет ±20 дБ.

В приведенной схеме регулировка коэффициента усиления в области низких частот (менее 1 кГц) не оказывает влияния на величину K_U на высоких частотах (более 1 кГц), и наоборот. На рис. 7.21,*б* непрерывной линией показаны амплитудно-частотные характеристики регулятора, соответствующие крайним положениям движка потенциометров *R2* и *R7*, а штриховой — ход зависимости K_U от частоты при изменении положения движков.

В связи с тем, что максимальная амплитуда входного сигнала схемы обычно не превышает 1 В (регулятор тембра, как правило, включается на выходе рассмотренных ранее предварительных усилителей) и максимальный коэффициент усиления регулятора невелик (не более 10), усилитель используется без внешней цепи компенсации напряжения смещения, которое появляется на входе ОУ при протекании тока смещения инвертирующего входа через резисторы *R1—R4*. При этом нелинейные искажения на выходе схемы — не более 0,01%.

Линейные потенциометры, обычно используемые в регуляторах тембра для изменения коэффициента усиления на высоких и низких частотах, практически не влияют на величину K_U при изменении угла поворота у центрального положения и эффективны лишь вблизи крайних положений движка. Представленная на рис. 7.22,*а* схема также не лишена этого недостатка, однако при замене линейных потенциометров *R7* и *R8* набором последовательно соединенных резисторов, переключаемых с помощью переключателей *S1* и *S2*, как показано на рис. 7.22,*б*, можно получить амплитудно-частотную характеристику, которая на частотах 20 Гц и 20 кГц изменяется на 3 дБ при каждом переключении *S1* и *S2* (рис. 7.22,*в*) [107].

Рассмотрим принцип работы такого регулятора тембра. Предположим, что конденсаторы *C3* и *C4* закорочены, а резисторы *R3* и *R4* отсутствуют. Тогда входной сигнал поступает на неинвертирующий вход ОУ ослабленным на 20,8 дБ (в отношении 11 : 1) резисторным делителем *R1R5*. Выходной сигнал $U_{вых}$ по цепи ОС поступает на инвертирующий вход ОУ через идентичный аттенюатор, образованный резисторами *R2* и *R6*. Следовательно, ослабление сигнала во входной цепи будет скомпенсировано коэффициентом усиления ОУ, определяемым отношением $(R_2+R_6)/R_6$ и равным 11 (20,8 дБ), так что полный коэффициент усиления схемы будет равен единице (0 дБ) во всем диапазоне звуковых частот.

Теперь введем в схему резисторы *R3* и *R4*. В крайнем левом положении движка потенциометра *R7* резистор *R5* на неинверти-

рующем входе *ОУ* будет зашунтирован последовательным соединением конденсатора *С2* и резистора *R3*. В связи с тем, что сопротивление конденсатора *С2* уменьшается с частотой, на неинвертирующем входе будет наблюдаться снижение амплитуды входного сигнала на высоких частотах. Глубина отрицательной ОС при

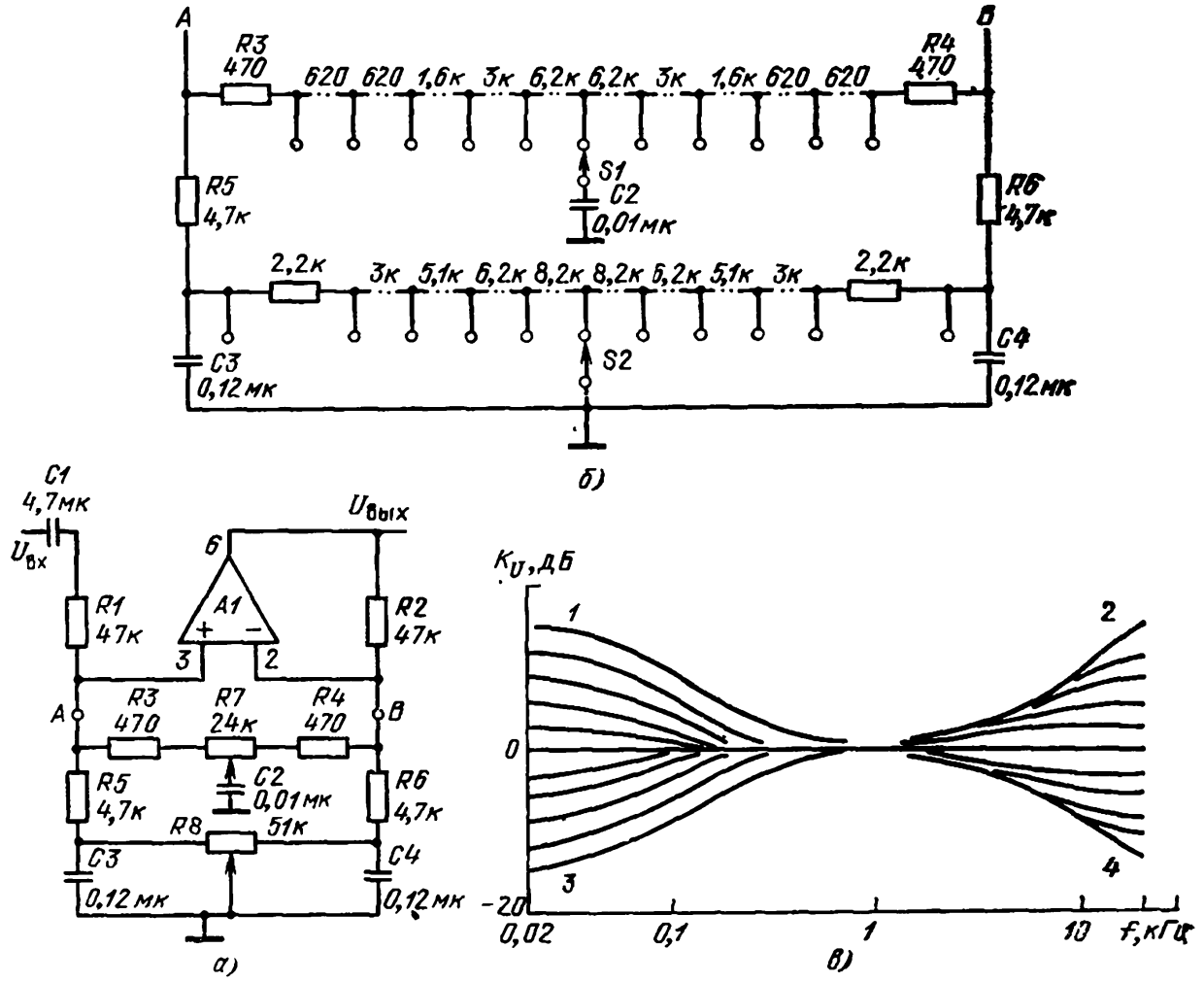


Рис. 7.22. Обычная схема регулятора тембра (*а*), один из вариантов ее усовершенствования (*б*) и амплитудно-частотная характеристика усовершенствованной схемы (*в*)

этом будет максимальной, поскольку между инвертирующим входом *ОУ* и конденсатором *С2* включено полное сопротивление потенциометра *R7*. Следовательно, коэффициент усиления схемы на высоких частотах будет минимальным и при указанных номиналах элементов равным —15 дБ на частоте 20 кГц (кривая *4* на рис. 7.22,*в*). Соответственно при перемещении движка потенциометра *R7* в крайнее правое положение глубина отрицательной ОС на высоких частотах будет наименьшей, а коэффициент усиления увеличится до 15 дБ на частоте 20 кГц (кривая *2* на рис. 7.22,*в*).

На низкой частоте сопротивления конденсаторов *С3* и *С4* увеличиваются с уменьшением частоты и становятся сравнимыми с сопротивлениями резисторов *R5* и *R6*. Когда движок потенциометра *R8*, регулирующего усиление на низких частотах, находится

в крайнем левом положении, конденсатор *C3* закорочен и не оказывает влияния на амплитуду сигнала, поступающего на неинвертирующий вход ОУ. Глубина отрицательной ОС на низких частотах увеличится, поскольку конденсатор *C4* зашунтирован сопротивлением потенциометра *R8*, и коэффициент усиления на частоте 20 Гц будет минимальным и равным — 15 дБ. С ростом частоты будет сказываться сопротивление конденсатора *C4*, что приведет к увеличению K_U (кривая *3* на рис. 7.22,*в*). В крайнем правом положении движка *R8* глубина ОС минимальна, амплитуда сигнала на неинвертирующем входе ОУ максимальна и $K_U = 15$ дБ на частоте 20 Гц (кривая *1* на рис. 7.22,*в*).

Следует отметить, что изменение положения движка потенциометра *R7* практически не оказывает влияния на амплитудно-частотную характеристику усилителя в области частот ниже 1 кГц вследствие того, что сопротивление конденсатора *C2* достаточно велико по сравнению с сопротивлениями резисторов *R5* и *R6*. Аналогично K_U схемы на частотах выше 1 кГц не изменяется при перемещении движка потенциометра *R8*, поскольку конденсаторы *C3* и *C4* имеют низкое сопротивление на этих частотах.

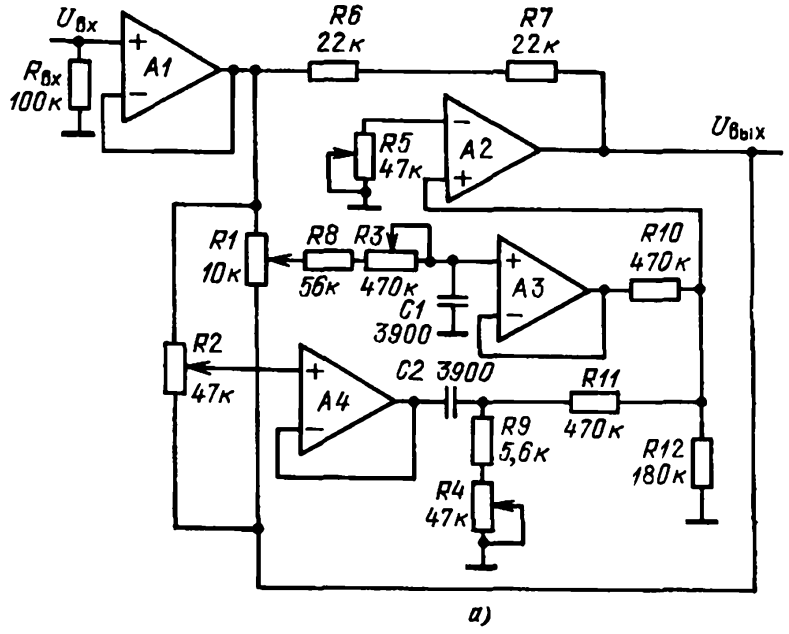
Использование набора последовательно соединенных резисторов и переключателей *S1* и *S2*, как показано на рис. 7.22,*б*, позволит увеличить скорость изменения сопротивления в средних положениях переключателей, что приведет к равномерному регулированию усиления на высоких и низких частотах. Описанная схема регулятора тембра имеет входное сопротивление 47 кОм и низкое выходное сопротивление, что позволяет включать ее между любыми каскадами усиления в звуковоспроизводящих системах.

На рис. 7.23,*а* представлена схема усовершенствованного регулятора тембра с использованием простых активных фильтров, которая представляет собой регулируемый параметрический корректор, имеющий такую же форму частотной характеристики, как и распространенная схема Баксэндола с раздельной коррекцией в области высоких и низких частот [108]. Схема обеспечивает независимую регулировку центральных частот как для верхней, так и для нижней полос и крутизну их спада; кроме того, в ней предусмотрена регулировка глубины коррекции.

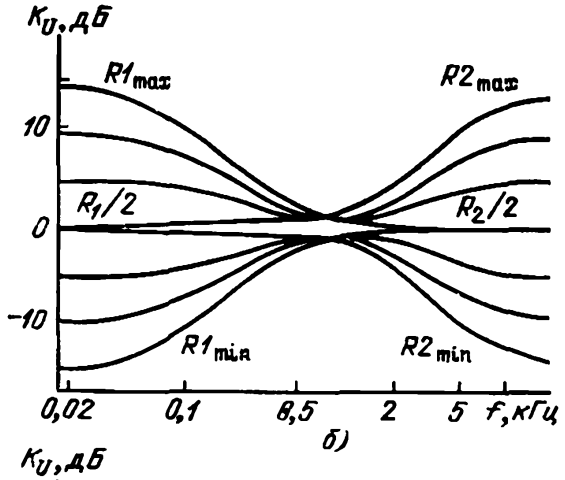
Устройство, показанное на рис. 7.23,*а*, является усовершенствованным вариантом обычной широко распространенной схемы, предложенной Томасом [2]. Для выбора типа и глубины коррекции в нем используются положительная ОС и непосредственная связь между элементами. Схема одновременно работает с пятью потенциометрами, которые устанавливают указанные выше параметры коррекции. Центральная частота низкочастотного диапазона устанавливается потенциометром *R1*. При перемещении движка потенциометра, регулирующего низкие частоты, по направлению к входу операционного усилителя *A1* бóльшая часть низкочастотных компонентов входного сигнала проходит через фильтр низких ча-

стот *C1*, *R3*, *R8* и поступает в точку U_x, при этом крутизна спада регулируется потенциометром *R3*. В результате того, что сигнал инвертируется операционным усилителем *A2*, происходит частичная компенсация низкочастотных компонентов и их вклад в общий сигнал на выходе схемы уменьшается.

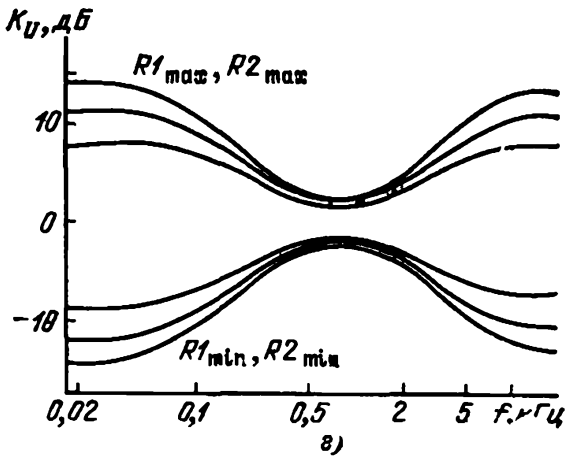
При перемещении движка потенциометра *R1* в обратном направлении возникает положительная ОС, которая охватывает уси-



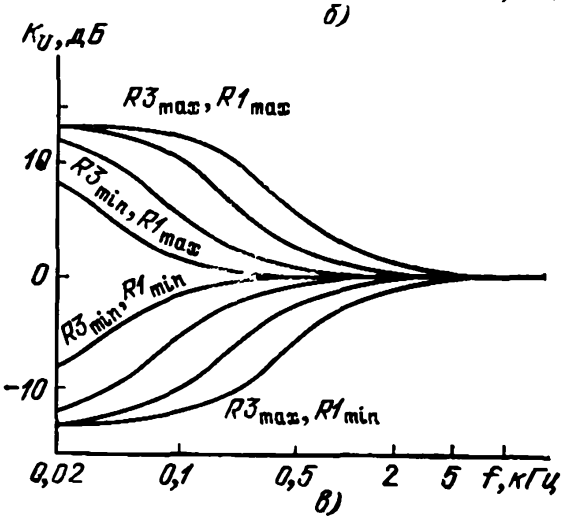
а)



б)



в)



г)

Рис. 7.23. Универсальная схема регулятора тембра (*а*) и ее амплитудно-частотная характеристика в зависимости от положения движков регулирующих потенциометров (*б*, *в*, *г*)

лители *A2* и *A3*, в результате чего возрастает коэффициент усиления на низких частотах. Аналогично с помощью потенциометра *R2*, буферного усилителя *A4* и фильтра *C2*, *R4*, *R9* устанавливается центральная частота высокочастотного диапазона. В том и другом случаях подстроечный потенциометр *R5* управляет глубиной отрицательной ОС усилителя *A2* и тем самым устанавливает глубину регулирования.

Качественные характеристики схемы наглядно иллюстрируются кривыми в диапазоне звуковых частот 20 Гц — 20 кГц (рис. 7.23, *б*—*г*). Как видно из семейства кривых (рис. 7.23,*б*), при различной регулировке низких и высоких частот сохраняются неизменными крутизна спада и глубина коррекции, которая устанавливается от 16 до 28 дБ. Плоский участок кривых соответствует установке потенциометров *R1* и *R2* в среднее положение. Кривые рис. 7.23,*в* иллюстрируют регулировку глубины коррекции, причем потенциометры низких и высоких частот установлены в положениях максимального подъема или среза. Кривые (рис. 7.23,*г*) показывают регулировку крутизны спада на низких частотах, при этом потенциометр регулировки высоких частот находится в среднем положении, а глубина коррекции остается неизменной. При зеркальном отображении диаграмм указанные кривые показывают частотную характеристику корректора при регулировке крутизны спада на средних частотах для различных положений движков потенциометров, управляющих подъемом и срезом высоких частот, когда потенциометр регулировки низких частот находится в среднем положении, а глубина коррекции сохраняется неизменной.

Потенциометры *R3* и *R4* имеют логарифмическую зависимость сопротивления от угла поворота движка, а *R1* и *R2* — линейную

Усилители мощности. Обычно в усилителях низкой частоты (УНЧ) сигнал с выхода регулятора тембра поступает на вход усилителя мощности, при построении которого можно пользоваться методами, предложенными в гл. 1. Однако приведенная на рис. 7.24,*а* схема усилителя мощности отличается от рассмотренных ранее схем такого типа низким уровнем нелинейных искажений, который достигается введением цепи отрицательной ОС с выхода схемы на ее вход (элементы *R3* и *R2*) и большой мощностью (более 40 Вт).

Входное сопротивление усилителя в основном определяется сопротивлением резистора *R1* и в данном случае равно 51 кОм, коэффициент усиления выбирается резистором *R2*. Однако при регулировке коэффициента усиления схемы необходимо соответствующим образом изменять емкость конденсатора *C3*, включенного в цепь частотной коррекции ОУ (см. гл. 1). При правильном выборе емкости *C3* частотный диапазон усилителя для любого коэффициента усиления не хуже 10 Гц — 30 кГц. Питание схемы осуществляется от двух источников напряжения: ±30 и ±15 В, причем источник ±30 В может быть нестабилизированным.

Настройка усилителя мощности производится изменением сопротивления резистора *R4* так, чтобы при максимальном выход-

ном напряжении амплитуды положительной и отрицательной полуволн были одинаковыми. Если это не достигается регулировкой сопротивления резистора *R4*, то необходимо изменять напряжение смещения на входе ОУ с помощью потенциометра, как показано в табл. 1.1.

В некоторых случаях усилитель может возбуждаться на высоких частотах (более 20 кГц). Для того чтобы избежать этого, параллельно резистору обратной связи *R3* можно включить конденсатор небольшой емкости. Правильно отрегулированная схема имеет коэффициент нелинейных искажений при выходной мощности 35 Вт не хуже 0,2%.

Диоды *VD1—VD5* типа КД521 (или КД522) включены в схему для обеспечения режима работы транзисторов *VT2* и *VT4* по

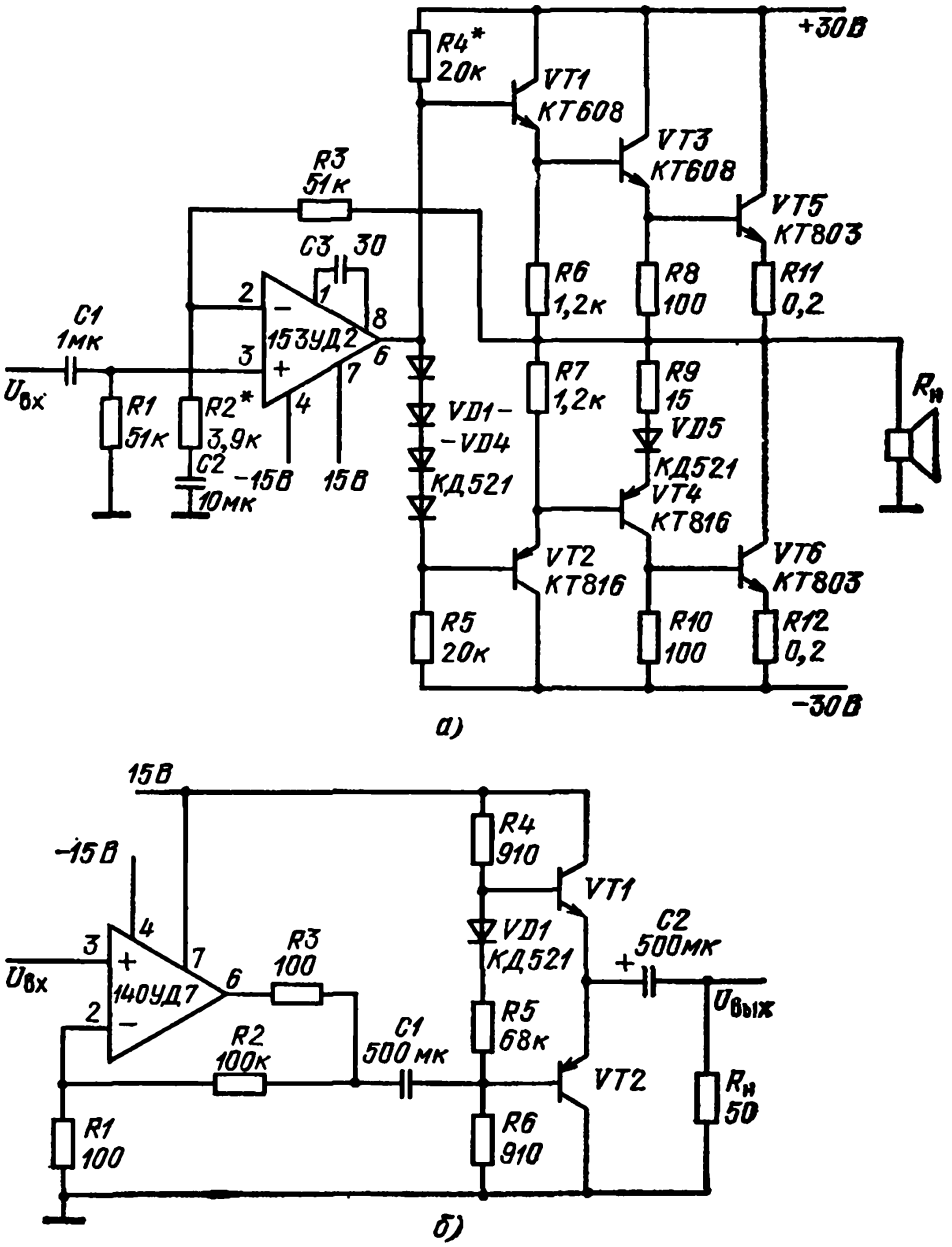


Рис. 7.24. Усилители мощности:
а — более 40 Вт; *б* — 500 мВт

постоянному току. Транзисторы, используемые в схеме, могут быть заменены транзисторами других типов, рассеиваемая мощность и допустимые напряжения которых не ниже указанных на рис. 7.24,а; коэффициенты усиления транзисторов практически не оказывают влияния на качество работы схемы. Для выходных транзисторов *VT3—VT6* требуются теплоотводы, размер которых выбирается исходя из максимальной выходной мощности усилителя, определяемой сопротивлением нагрузки $R_н$.

Схема усилителя малой мощности для УНЧ показана на рис. 7.24,*б*. Для построения такого усилителя требуются один ОУ и два согласованных кремниевых транзистора противоположного типа проводимости. В связи с тем, что усилитель работает на большую емкостную нагрузку, для обеспечения стабильности работы схемы на выходе усилителя включен резистор *R3* сопротивлением 100 Ом. Конденсатор *C1* предотвращает влияние дрейфа напряжения смещения ОУ на форму выходного сигнала. Диод *VD1* и резистор *R5* предназначены для обеспечения режима работы транзисторов *VT1* и *VT2* по постоянному току. Сопротивление резистора *R5* следует подбирать экспериментально в зависимости от типа применяемых выходных транзисторов.

Выходная мощность $P_{вых}$, мВт	500
Максимальная выходная мощность, Вт	1,0
Коэффициент нелинейных искажений при $P_{вых}$ = =500 мВт, %	2
Диапазон рабочих частот (—3 дБ)	5 Гц—20 кГц
Коэффициент усиления, дБ	40

Если в нагрузке выделяется мощность $P_{вых} > 500$ мВт, то для транзисторов требуется дополнительное охлаждение.

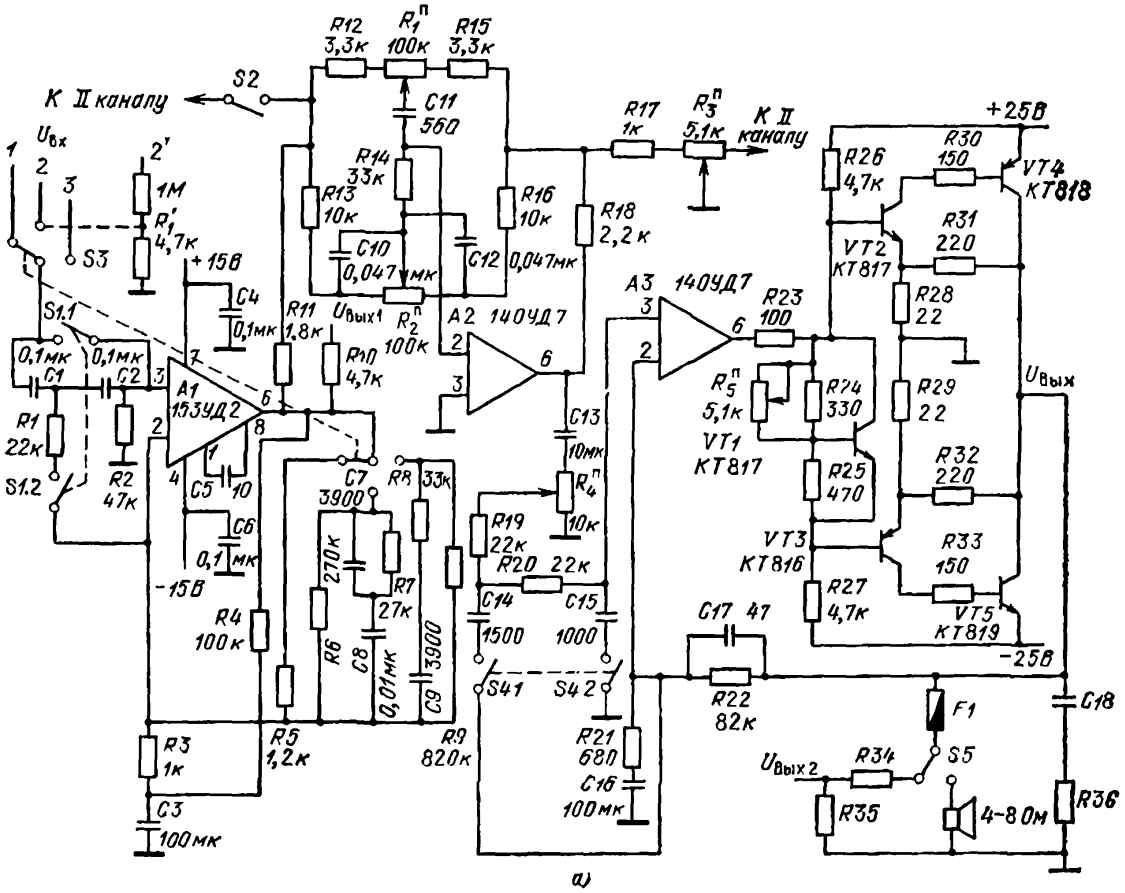
7.1.4. ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЙ СТЕРЕОФОНИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Принципиальная электрическая схема одного канала низкочастотного усилителя, содержащего предварительный усилитель, регулятор тембра, усилитель мощности и фильтры для ослабления «шипения» иглы (ленты) и помех за счет вибрации двигателей, показана на рис. 7.25,*а* [106]. Основные характеристики этой схемы указаны ниже:

Чувствительность при выходной мощности $P_{вых}$ = =20 Вт и сопротивлении нагрузки $R_н$=8 Ом, мВ:	
по линейному входу *1*	30
по входу для электромагнитного преобразователя *2*	2,5
по входу для магнитофона *3*	1,0
Входное сопротивление на частоте 1 кГц, кОм	47
Уровень напряжения на выходе для магнитофона (линейном выходе $U_{вых\,1}$, мВ)	130
Уровень регулировки усиления (тембр), дБ:	
на частоте 30 Гц	±16
на частоте 15 кГц	±12
Уровень регулировки стереобаланса, дБ	±12

Развязка между каналами, дБ:	
на частоте 1 кГц	65
на частоте 10 кГц	48
Отношение сигнал-шум, дБ:	
для входа 2	60
для входа *1*	72
Динамический диапазон изменения входного сигнала, дБ	38
Выходная мощность (одного канала), Вт:	
при $R_н$=15 Ом	15
при $R_н$=8 Ом	25
при $R_н$=4 Ом	40
Коэффициент нелинейных искажений, %	до 0,1
Диапазон частот, Гц	10—30 000
Выходное сопротивление, Ом	0,01

Нормированная (приведенная к 0 дБ) АЧХ усилителя для линейного входа показана на рис. 7.25,*б* (непрерывная линия).



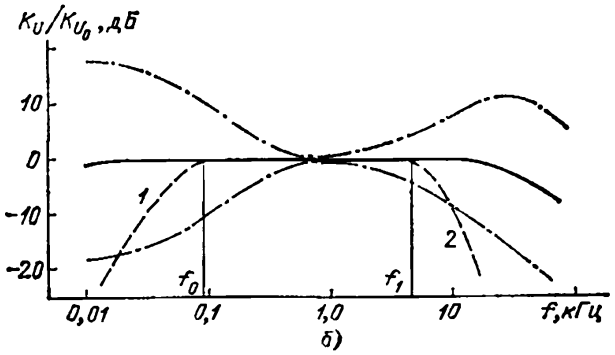


Рис. 7.25. Принципиальная схема одного канала высококачественного стереофонического усилителя мощностью до 40 Вт (*а*) и ее амплитудно-частотная характеристика для линейного входа (*б*)

Рассмотрим структуру каждого каскада усилителя.

Входной каскад предназначен для предварительного усиления сигналов от различных источников до напряжения 50 мВ и введения необходимой частотной коррекции. В нем также предусмотрена возможность подключения активного фильтра второго порядка для ослабления помех из-за вибрации двигателей (магнитофона или электропроигрывающего устройства) на частотах до 100 Гц. Режим схемы по постоянному току на инвертирующем входе задается с помощью параллельного соединения резисторов *R4* и *R5*, *R6* и *R9*. Конденсатор *C3* предназначен для развязки инвертирующего входа и общей шины и обеспечивает единичный коэффициент усиления входного каскада по постоянному току. Поскольку неинвертирующий вход связан с общей шиной резистором *R2*, то разность напряжений между входами ОУ будет равна входному напряжению смещения (т. е. ± 1 мВ для ОУ 153УД2). В связи с тем, что K_U входного каскада по постоянному току равен единице, такое же напряжение (1 мВ) будет и на выходе усилителя, что позволит подключать следующий каскад, т. е. регулятор тембра, без разделительного конденсатора.

Коэффициент усиления входного каскада на звуковых частотах определяется отношением $(R_3+Z)/R_3$ (сопротивление конденсатора *C3* на этих частотах пренебрежимо мало), где Z — полное сопротивление выбранного участка цепи ОС. Резистор *R4* не оказывает влияния на K_U, поскольку он зашунтирован конденсатором *C3*. Анализ полного сопротивления Z для трех положений переключателя *S3* будет дан позже.

Входное сопротивление ОУ очень велико (около 2 МОм), однако для оптимального согласования усилителя с электромагнитным преобразователем и для ликвидации напряжения смещения на входе из-за наличия входных токов ОУ оно зашунтировано резистором *R2* сопротивлением 47 кОм.

Введение в цепь ОС элементов *R1*, *R2*, *C1*, *C2* обеспечивает уменьшение коэффициента усиления на низких частотах, что ослабляет помехи, связанные с вибрацией электродвигателя. Амплитудно-частотная характеристика усилителя при включенном фильтре (переключатель *S1.2* замкнут, а *S1.1* разомкнут) изменяется, как показано на рис. 7.25,*б* штриховой линией *1*. Частота f_0, ниже которой начинается спад K_U, определяется выражением $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2})$, а наклон АЧХ в этой области пропорционален корню квадратному из отношения сопротивления резисторов R_1/R_2.

Следует отметить, что при отключенном фильтре сигнал с выхода электромагнитного преобразователя или головки магнитофона поступает непосредственно на неинвертирующий вход ОУ без разделительного конденсатора. В данном случае в нем нет необходимости, так как входной ток смещения усилителя не превышает десятков наноампер.

Во входном каскаде также предусмотрена возможность под-

ключения скорректированного входного сигнала для записи на внешний магнитофон через резистор *R10* сопротивлением 4,7 кОм ($U_{вых1}$). Этот резистор необходим для записи моносигнала, поскольку при этом выход $U_{вых1}$ неиспользуемого канала должен быть заземлен.

Регулятор тембра построен на основе стандартной схемы, включенной в цепь ОС *A2* (ОУ К140УД7). Постоянные времени в цепи ОС выбраны таким образом, чтобы существовало небольшое перекрытие между областями регулировки высоких и низких звуковых частот. Диапазон частот при регулировке тембра ограничен штрихпунктирными линиями, показанными на рис. 7.25,*б*. Максимальный подъем и спад АЧХ в области низких частот ограничены сопротивлениями резисторов *R13* и *R16*, а в области высоких — *R12* и *R15* соответственно.

Для использования усилителя в монофоническом режиме перед регулятором тембра в схему введен переключатель *S2*. Чтобы избежать перегрузки предусилителей при замыкании их выходов между собой, используется резистор *R11*. Сопротивление этого резистора выбрано небольшим, чтобы оно не оказывало влияния на диапазон изменения низких и высоких частот в регуляторе тембра.

В выходную цепь второго каскада включен регулятор стереобаланса (потенциометр $R^{п}_{3}$), обеспечивающий относительное изменение коэффициента усиления в обоих каналах ±12 дБ. Это изменение в каналах не регламентируется и может быть любым. Для введения 100%-ного изменения K_U необходимо убрать резисторы *R17* и потенциометр $R^{п}_{3}$ и добавить сдвоенный потенциометр между конденсатором *C13* и регулятором громкости $R^{п}_{4}$.

Следует отметить одну особенность этой схемы регулятора тембра. В связи с тем, что на входе *A2* отсутствует разделительный конденсатор, при перемещении положения движка потенциометра $R^{п}_{2}$, предназначенного для регулировки коэффициента усиления на низких частотах, изменяется режим ОУ по постоянному току, что приводит к незначительному (±200 мВ) изменению напряжения на выходе усилителя *A2*. При быстром перемещении положения движка $R^{п}_{2}$ это изменение напряжения передается на выход схемы и воспринимается акустической системой. Для устранения этого явления между резистором *R13* и движком потенциометра $R^{п}_{2}$ следует включить конденсатор емкостью 1 мкФ.

Фильтр для ослабления «шипения» иглы (ленты), как и предыдущий, является активным фильтром второго порядка и построен на элементах *R19*, *R20*, *C14*, *C15*. Амплитудно-частотная характеристика схемы при включенном фильтре (переключатели *S4.1* и *S4.2* замкнуты) изменяется, как показано на рис. 7.25,*б* штриховой линией *2*. Частота f_1, с которой начинается спад K_U, определяется из формулы $f_1 = 1/2\pi \sqrt{C_{14}C_{15}R_{19}R_{20}}$, а наклон АЧХ пропорционален отношению C_{14}/C_{15} и в данном случае равен 12 дБ на октаву.

Усилитель мощности по структуре очень похож на предусилитель с той лишь разницей, что он имеет дополнительный каскад

усиления. Коэффициент усиления этого усилителя на средних звуковых частотах равен отношению $(R_{22}+R_{21})/R_{21}$, а на постоянном токе конденсатор *C16* уменьшает его до единицы, так что постоянное напряжение смещения на выходе усилителя мощности не превышает 3—4 мВ. Это очень важно по двум причинам. Во-первых, отпадает необходимость регулировки напряжения смещения в операционном усилителе *A3*, и во-вторых, усилитель можно нагружать на любую нагрузку без разделительного конденсатора, емкость которого обычно превышает 2000 мкФ.

Выходной каскад усилителя мощности собран по несколько необычной схеме и имеет коэффициент усиления по напряжению 20 дБ (а не 0 дБ) за счет ослабления глубины ОС на величину отношения резисторов R_{31}/R_{28} для положительной полуволны и R_{32}/R_{29} — для отрицательной. Такой коэффициент усиления по напряжению в выходном каскаде необходим из-за ограничения размаха напряжения на выходе усилителя *A3* за счет более низкого напряжения источника питания ($\pm$15 В, а не $\pm$25 В) и малой скорости нарастания выходного напряжения *A3*. Резисторы *R30* и *R33* введены в схему для ограничения мощности рассеяния предварительных транзисторов *VT2* и *VT3* и для того, чтобы задать требуемый ток в базы мощных выходных транзисторов.

В выходном каскаде предусмотрена возможность подключения головных телефонов через резисторный делитель *R34*, *R35*. Сопротивления этих резисторов должны выбираться в соответствии с внутренним сопротивлением используемых головных телефонов.

Анализ цепей коррекции. Как было отмечено выше, в зависимости от положения переключателя *S1* рассматриваемая схема может использоваться в качестве усилителя с линейной характеристикой, усилителя для электропроигрывающего устройства или магнитофона. В первом случае (переключатель *S1* в положении *1*) коэффициент усиления схемы не зависит от частоты в диапазоне 5 Гц — 100 кГц и при входном сигнале 30 мВ в нагрузке сопротивлением 8 Ом выделяется мощность 20 Вт. Вполне возможно, что для некоторых усилителей мощности такая чувствительность является избыточной, но данная схема имеет большой запас по амплитуде входного сигнала (38 дБ), так что даже сигнал, равный 500 мВ, будет усиливаться практически без искажения.

При использовании схемы в качестве усилителя для ЭПУ с электромагнитным преобразователем АЧХ имеет такой же вид, как на рис. 7.9,*а*. Коэффициент усиления на частоте 1 кГц равен 74 дБ, чувствительность 2,5 мВ. Такая характеристика задается соответствующими элементами в цепи операционного усилителя A1, а именно *R6*, *R7*, *C7* и *C8*. При сопротивлении резистора *R6*, равном 270 кОм, три стандартные постоянные времени, характеризующие АЧХ (3180, 318 и 75 мкс), формируются при следующих номиналах *R7*, *C7* и *C8* соответственно: 21,7 кОм, 3730 и 10 000 пФ. В схему включены элементы с ближайшими стандартными номиналами, поэтому реальная АЧХ усилителя несколько

отличается от теоретической, но не более чем на 1 дБ в диапазоне 20 Гц — 20 кГц.

Схему можно использовать и для усиления сигналов от пьезоэлектрического преобразователя, имеющего высокое внутреннее сопротивление и развивающего на выходе сигнал в несколько сотен милливольт. В этом случае на входе *2* схемы следует включить резисторный делитель, как показано на рис. 7.25,*а* штриховыми линиями. Сопротивление резистора R'_1 хорошо согласуется с внутренним сопротивлением пьезопреобразователя, и сигнал на выходе последнего не зависит от частоты. Поэтому элементы цепи обратной связи *R7*, *C7* и *C8* следует убрать, а сопротивление резистора *R6* уменьшить до 10—20 кОм.

В положении *3* переключателя *S1* зависимость коэффициента усиления схемы от частоты определяется цепью *R8R9C9* и имеет стандартный вид (см. рис. 7.6,*а*). В этом режиме на вход усилителя можно подавать сигнал непосредственно с выхода магнитной головки. Однако в большинстве промышленных магнитофонов уже установлен предварительный усилитель-корректор. В этом случае резистор *R8* и конденсатор *C9* следует убрать, а сопротивление резистора *R9* уменьшить до 1,2 кОм, тогда усилитель будет иметь линейную характеристику при чувствительности около 30 мВ.

Настройка усилителя заключается в установлении тока холостого хода через мощные транзисторы 10—30 мА. Этот ток регулируется потенциометром $R^{п}_{5}$. При правильно собранной схеме такой ток холостого хода гарантирует нормальную работу усилителя.

Выходные транзисторы схемы следует размещать на радиаторах, рассеиваемая поверхность которых должна соответствовать максимальной мощности сигнала, выделяемой в нагрузке. Правильность установления тока покоя и выбора радиатора можно в первом приближении определить следующим образом.

Нагрузить схему на резистор $R_{н} \approx 6$—10 Ом и подать на вход сигнал, при котором выделяется максимальная мощность на выходе. После того как выходные транзисторы нагреются до 50—60° С, следует убрать входной сигнал, оставив питание включенным. Если через 15—20 мин транзисторы охладятся до комнатной температуры, то выбранный режим по постоянному току и радиаторы можно считать оптимальными. В противном случае необходимо увеличить площадь радиатора или снизить ток холостого хода, причем последнее нежелательно, так как при этом могут появиться нелинейные искажения.

В схеме необходимо использовать резисторы с рассеиваемой мощностью: *R1—R9*, *R19—R22*, *R24*, *R25*, *R28*, *R29*, *R31*, *R32* — не менее 0,25 Вт; *R35*, *R37*, *R38* — не менее 0,5 Вт; *R36* — 5 Вт; остальные резисторы 0,125 Вт.

На рис. 7.26 представлена печатная плата усилителя. На ней элементы второго канала обозначены теми же цифрами, что и первого, с добавлением числа 100, например если в первом канале

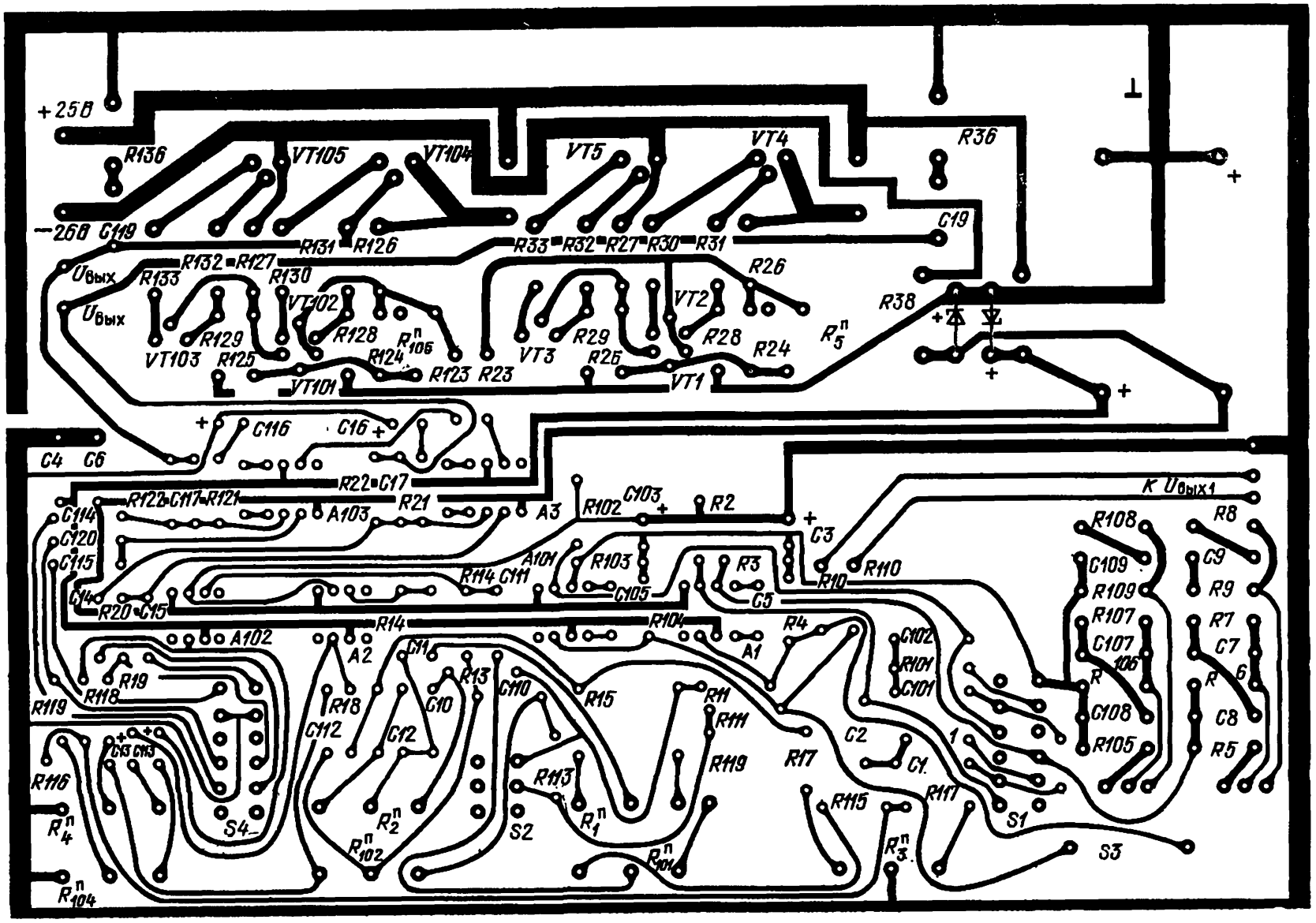


Рис. 7.26. Печатная плата усилителя на рис. 7.25

R1, то во втором *R101* и т. д. В плате предусмотрено размещение фильтрующих конденсаторов в цепи питания *C20—C23*, стабилитронов *VD1* и *VD2* и резисторов *R37*, *R38*, предназначенных для снижения напряжения источника питания от ±25 В (для мощного выходного каскада) до ±15 В (для ОУ).

Источник питания схемы может быть нестабилизированным, и если подобрать трансформатор по мощности таким, чтобы с увеличением тока потребления усилителя до 1 А напряжение на его низковольтных обмотках падало, то такой блок питания предохранит выходные транзисторы от выхода из строя. Однако следует отметить, что в этом случае будет наблюдаться снижение выделяемой в нагрузке максимальной мощности усилителя. В качестве защиты от короткого замыкания на выходе можно использовать предохранители (см. рис. 7.26).

7.1.5. ДИНАМИЧЕСКИЙ ШУМОПОДАВИТЕЛЬ ДЛЯ КАССЕТНОГО МАГНИТОФОНА

Оптимизация шумовых параметров и выбор типа ОУ с учетом реальных условий работы схемы (см. п. 7.1.1) позволяют проектировать системы с высоким отношением сигнал-шум. Однако в бытовой аппаратуре звукозаписи преобладают помехи на высоких звуковых частотах («шипение»), связанные в основном с шумом ленты и не устраняемые указанными выше способами.

Совершенствование аппаратуры магнитной записи, создание металлизированных лент стимулировали в последние годы разработку различных систем шумоподавления, наибольшее распространение из которых получила система Долби-Б, понижающая шумы на частотах более 500 Гц приблизительно на 10 дБ. Принцип работы такой системы основан на искусственном уменьшении коэффициента усиления в канале записи в зависимости от частоты и напряжения сигнала (динамическом сжатии или компрессировании низкоуровневого сигнала) и соответствующем увеличении коэффициента усиления при воспроизведении (динамическом расширении или экспандировании сигнала), так что результирующая АЧХ системы в целом линейна. Иными словами, компрессированию сигналов малого уровня при записи соответствует экспандирование при воспроизведении.

Несмотря на преимущества, широкого распространения среди радиолюбителей такая система не получила по двум причинам. Во-первых, из-за сложности регулировки и, во-вторых, аппаратура, использующая эту систему понижения шума, оказывается сравнительно дорогой.

Шумоподавитель, схема которого приведена на рис. 7.27, можно использовать в кассетных магнитофонах, в которых не были предусмотрены шумопонижающие фильтры или устройства динамического сжатия — расширения типа Долби-Б [109]. Как известно, шумы ленты проявляются при низких уровнях полезного сигнала и сосредоточены в основном в диапазоне частот 2—10 кГц. Поэто-

му понижения шумов ленты добиваются автоматическим уменьшением уровня высокочастотных составляющих воспроизводимого сигнала, лежащих ниже —35 дБ (по отношению к номинальному уровню воспроизведения).

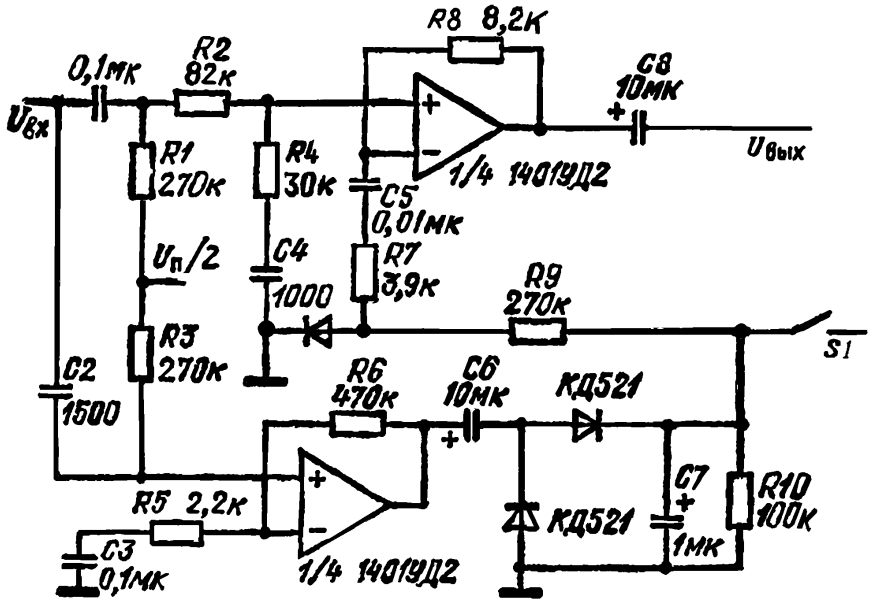


Рис. 7.27. Схема простейшего шумоподавителя

В сравнительно простой схеме на рис. 7.27 в тракт сигнала введен частотно-зависимый делитель (элементы *R2*, *R4*, *C4*) и управляемый напряжением фильтр на усилителе *A1* с диодом *VD3* в качестве управляющего элемента. Амплитудно-частотная характеристика делителя и фильтра подобраны таким образом, чтобы при включенном шумоподавителе (диод *VD3* смещен в прямом направлении) их суммарный коэффициент усиления на всех частотах был равен единице. Высокочастотные составляющие входного сигнала через конденсатор *C2* поступают также на усилитель управления (*A2*). Напряжение на его выходе выпрямляется диодами *VD1*, *VD2* и через резистор *R9* поступает на управляющий элемент *VD3*.

Если уровень высокочастотных составляющих на входе схемы мал, при включенном шумоподавителе (переключатель *S1* разомкнут) диод *VD3* будет закрыт. Составляющие сигнала частотой выше 2 кГц на выходе устройства будут ослаблены усилителем *R2*, *R4*, *C4*. Если же уровень высокочастотных составляющих достаточно велик, то на выходе канала управления появится постоянное напряжение, что приведет к полному открыванию диода *VD3*. Коэффициент передачи управляемого фильтра для сигналов всех частот будет равен единице. Переходные характеристики и порог срабатывания шумоподавителя определяются сопротивлениями резисторов *R10* и *R6*. Эффективность устройства примерно такая же, как и шумопонижающей системы Долби-Б, т. е. около 10 дБ.

Интересно отметить, что если диод *VD3* включить последовательно с цепью *R4C4,* сигнал с выхода управляемого фильтра подать на усилитель записи, а при воспроизведении поступить так, как описано выше, то шумоподавитель по принципу действия превратится в устройство сжатия — расширения.

7.1.6. ДРУГИЕ ТИПЫ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Схема переключения микрофона. Переговорные устройства без ручного переключения гораздо удобнее в эксплуатации, чем переговорные системы, в которых для разговора необходимо каждый раз нажимать кнопку. Автоматически переключающиеся микрофоны обеспечивают более естественный режим работы, однако в паузах они восприимчивы к окружающим шумам. При использовании таких микрофонов в переговорных устройствах с АРУ в микрофонном микшере эти окружающие шумы в каждой паузе вызывают нарастание громкости звука.

Показанная на рис. 7.28,*а* схема переключателя с АРУ, срабатывающая от голоса, позволяет использовать постоянно переключаемый микрофон в условиях повышенных окружающих шу-

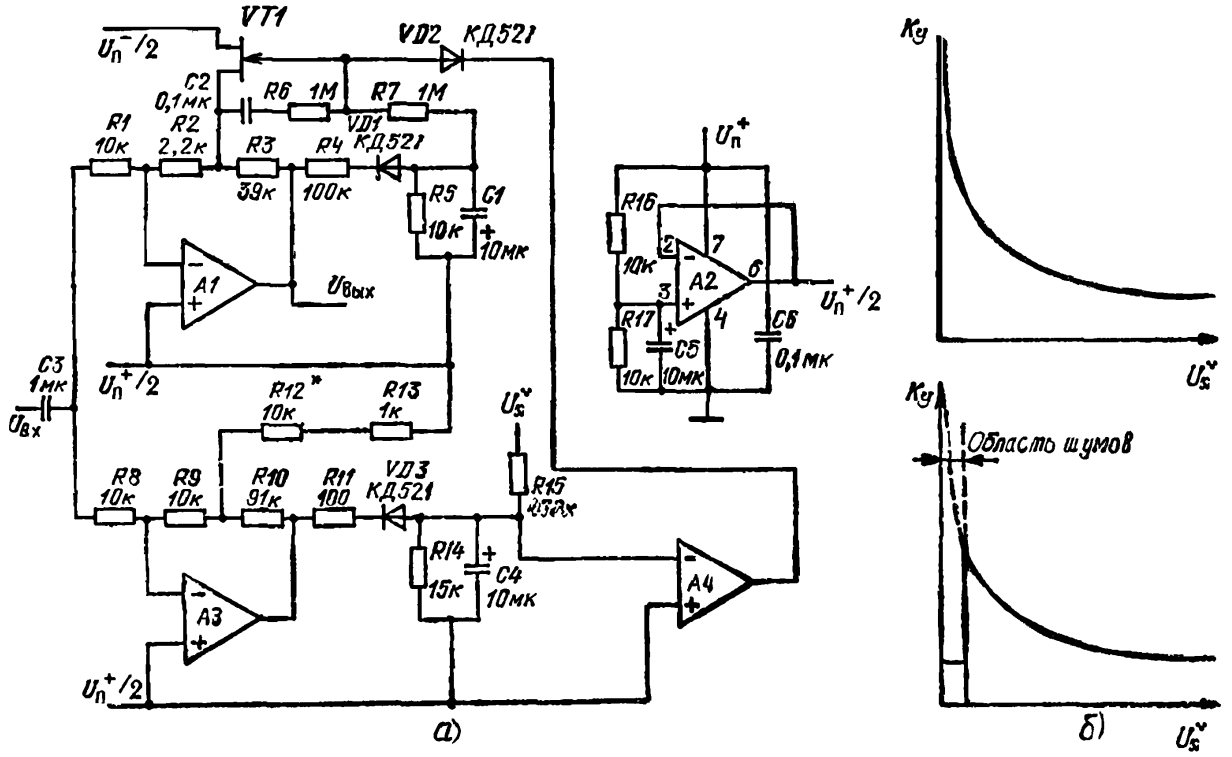


Рис. 7.28. Схема переключения микрофона (*а*) и передаточные функции (*б*) (типовая и с ограничением коэффициента усиления)

мов без мешающих шумовых эффектов [110]. Основная функция схемы состоит в ограничении коэффициента усиления. На рис. 7.28,б представлены зависимости коэффициента усиления от входного напряжения обычного типа и с ограничением. Для входных сигналов, лежащих ниже уровня нормальной речи, ограничение коэффициента усиления до определенного фиксированного значе-

ния «обрезает» передаточную функцию, повышая тем самым помехоустойчивость схемы и не нарушая при этом динамического диапазона системы АРУ.

Блок АРУ содержит усилитель *A1* и транзистор *VT1*, которые вместе с диодом *VD1* и конденсатором *C1* формируют управляющее напряжение обратной связи. Транзистор *VT1* включен в Т-образную схему, благодаря чему обеспечиваются широкий диапазон управления и малые искажения. Дальнейшее уменьшение коэффициента нелинейных искажений осуществляется резисторами *R6* и *R7*, создающими смещение на затворе. Такая схема АРУ должна обеспечить регулировку 30 дБ с искажениями менее 0,5% в диапазоне звуковых частот.

Усилитель *A3* включен по схеме регулируемого неинвертирующего усилителя, коэффициент усиления которого может изменяться от 20 до 40 дБ. Резистором *R12**, который также включен в Т-образную схему, потребитель устанавливает чувствительность переключателя, срабатывающего от голоса, в соответствии с уровнем окружающих шумов. Операционный усилитель *A4* сравнивает выходное напряжение усилителя *A3* с опорным и устанавливает высокий или низкий выходной потенциал в зависимости от напряжения на входе переключателя, срабатывающего от голоса.

Когда уровень сигналов на входе АРУ ниже порога чувствительности переключателя, выходное напряжение усилителя *A4* принимает низкое значение, при этом транзистор *VT1* закрывается и коэффициент усиления *A1* устанавливается равным $(R_2+R_3)/R_1$.

Выше порога чувствительности переключателя, срабатывающего от голоса, на выходе компаратора устанавливается высокий потенциал, в результате чего блокирующий диод *VD2* выключает переключатель из цепи обратной связи АРУ. В этом случае коэффициент усиления определяется следующим выражением:

$$-\frac{R_2+R_3}{R_1} \leqslant K_U \leqslant -\left(\frac{R_2+R_3}{R_1}-\frac{R_2 R_3}{R_0 R_1}\right),$$

где R_0 — сопротивление открытого транзистора.

Вся схема может быть собрана на одной счетверенной микросхеме ОУ (например, типа 1401УД2). Усилитель *A2* включен по схеме обычного делителя напряжения на два.

Стереофонический усилитель для головных телефонов. Внутреннее сопротивление головных телефонов обычно ниже предельно допустимого сопротивления нагрузки для выпускаемых типов ОУ. Поэтому при построении усилителя для головных телефонов на ОУ требуется дополнительный каскад в виде усилителя мощности на транзисторах, простейшая схема которого изображена на рис. 7.29. Эта схема хорошо работает на нагрузку сопротивлением более 200 Ом.

Коэффициент усиления схемы K_U определяется отношением R_2/R_1 и равен 100. Однако следует учитывать, что внутреннее сопротивление источника сигналов также оказывает влияние на коэффициент усиления. Поэтому в каждом конкретном случае не-

обходимо соответствующим образом подбирать сопротивление резистора *R2*, чтобы коэффициент K_U в обоих каналах был одинаковым (равным 40 дБ).

Потенциометр *R3* предназначен для компенсации входного напряжения смещения ОУ и выбора режима транзисторов по постоянному току. Для устойчивой работы усилителя на высоких частотах в цепь отрицательной ОС включен конденсатор *C*, который уменьшает коэффициент усиления на частотах более 5 кГц.

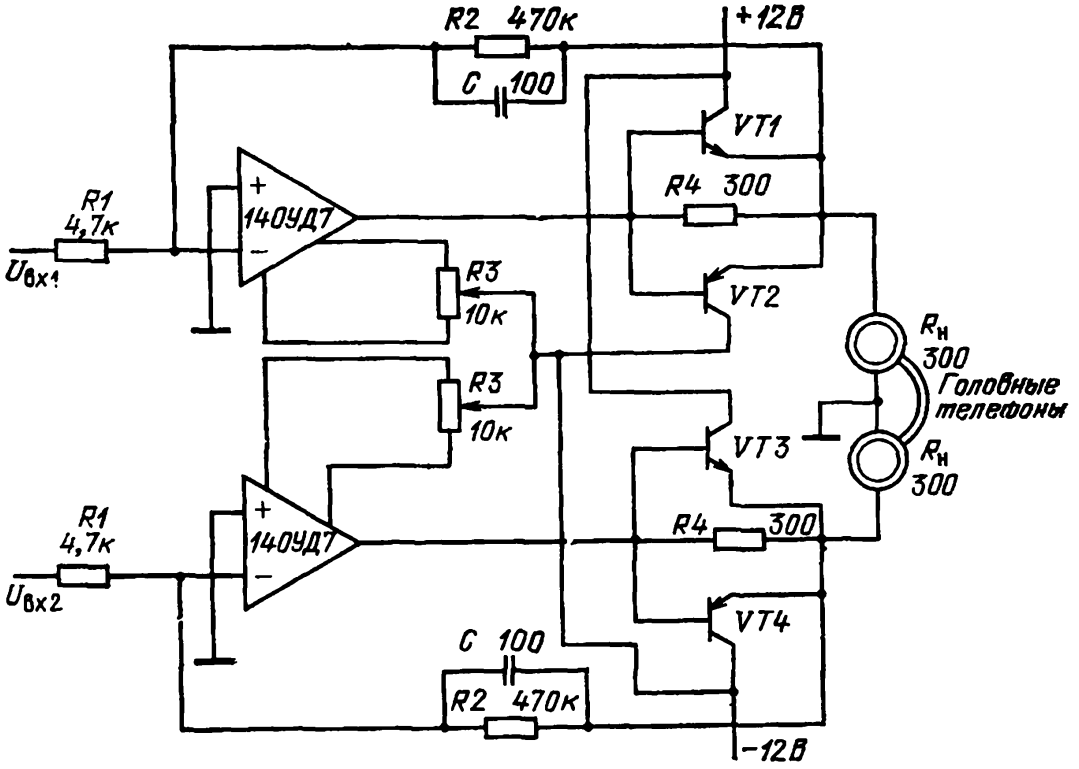


Рис. 7.29. Схема выходного стереофонического усилителя для головных телефонов

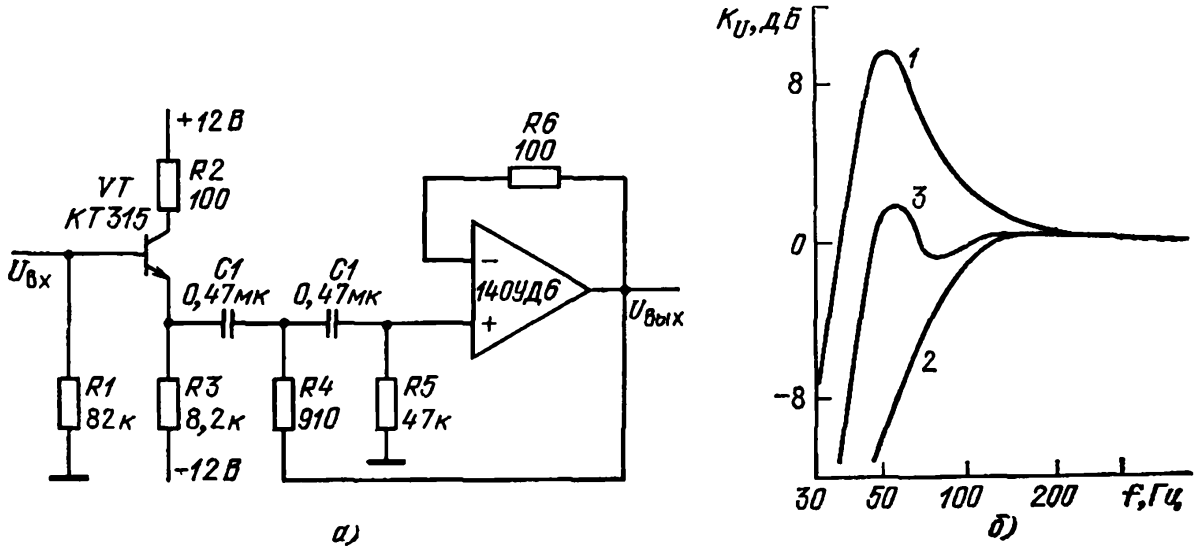


Рис. 7.30. Схема для подъема низких звуковых частот воспроизведения громкоговорителя (*а*) и частотные зависимости (*б*):

1 — коэффициента передачи; *2* — характеристики воспроизведения типового громковорителя; *3* — результирующего коэффициента передачи с громкоговорителем на выходе

Схема для расширения диапазона рабочих частот громкоговорителя, представленная на рис. 7.30,*а*, может быть использована в УНЧ для улучшения качества воспроизведения громкоговорителем сигналов низких звуковых частот (менее 100 Гц) [111]. Применение такой схемы в тракте УНЧ (обычно на выходе предварительного усилителя) позволяет скомпенсировать спад характеристики воспроизведения громкоговорителя на частотах около 50 Гц (рис. 7.30,*б*).

Схема представляет собой фильтр второго порядка, построенный на ОУ 140УД6. Номиналы пассивных элементов фильтра рассчитываются в зависимости от начальной частоты спада характеристики воспроизведения громкоговорителя, т. е. от его типа. Транзистор, стоящий на входе схемы, должен иметь малые низкочастотные шумы и достаточно высокий коэффициент усиления. Такими характеристиками обладает транзистор типа КТ315. Для устранения возбуждения схемы на высоких частотах между базой и эмиттером транзистора нужно включить конденсатор емкостью 10—20 пФ.

7.2. СХЕМЫ БЫТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

7.2.1. УСТРОЙСТВА ДЛЯ СИНТЕЗАТОРОВ МУЗЫКИ

Используя всего три микросхемы, один транзистор и несколько пассивных элементов, можно собрать схему, которая формирует управляющие сигналы для управляемого напряжением генератора и усилителей с целью модуляции таких музыкальных параметров электронных синтезаторов, как громкость, тембр и высота тона [113]. Сохраняя простоту и компактность экспоненциального генератора, схема, кроме того, обеспечивает работу в режиме повторного запуска (рис. 7.31).

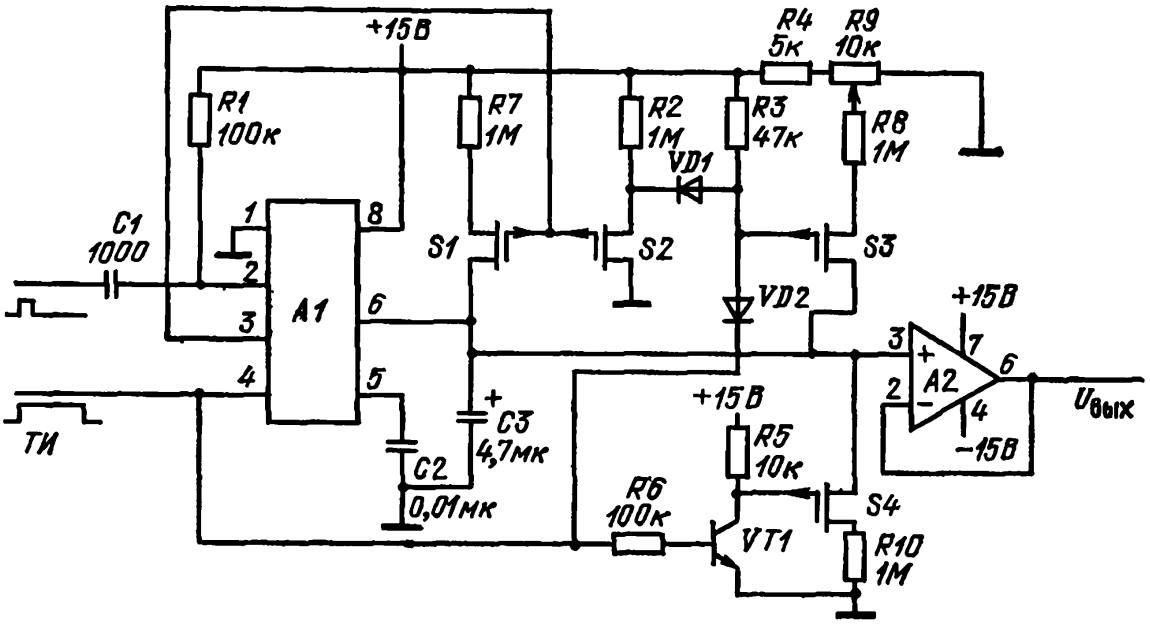


Рис. 7.31. Синтезатор музыки с модуляцией громкости, тембра и высоты тона

Описываемый генератор огибающей управляет временами нарастания, затухания и сброса сигнала, а также напряжением его пологого участка. Схема независимо реагирует на запускающие и стробирующие входные сигналы, поступающие с клавиатуры, формируя непрерывно повторяющиеся участки нарастания — затухания сигнала.

Клавиатура синтезатора создает запускающие и стробирующие сигналы, которые управляют работой схемы во времени. Стробирующий импульс формируется при нажатии, по крайней мере, одной клавиши, а импульс запуска генерируется в том случае, когда самая низкая выбранная нота изменяется нажатием новой клавиши.

Таким образом, стробирующий и запускающий импульсы генерируются при нажатии одной клавиши. При нажатии второй клавиши более низкой тональности, если первая клавиша остается утопленной, генерируется новый запускающий импульс, но стробирующий импульс не изменяется, поскольку сохраняет высокий потенциал.

В исходном состоянии схемы времязадающий конденсатор *C3* разряжен. При нажатии одной клавиши таймер, который содержит компаратор и *RC*-триггер, открывается стробирующим сигналом. Вслед за этим запускающий сигнал дифференцируется цепью R_1C_1 и поступает на вывод 2 таймера в результате чего устанавливается триггер таймера и потенциал на выводе *3* принимает высокое значение. Аналоговый переключатель *S1* открывается, и конденсатор *C3* заряжается током, протекающим через резистор *R7*, формируя нарастающий участок сигнала.

Когда напряжение на конденсаторе *C3* достигает 10 В, происходит переключение триггера в таймере. Напряжение на выводе *3* понижается, переключатель *S1* размыкается и заканчивается цикл нарастания. Одновременно повышается напряжение на выходе вентиля, образованного диодами *VD1*, *VD2* и резистором *R3*, что приводит к замыканию аналогового переключателя *S3*. При этом конденсатор *C3* разряжается через потенциометр *R8*, управляющий крутизной спада, до напряжения, устанавливаемого резистором *R9*, который регулирует величину пологого участка сигнала. Резистор *R4* ограничивает диапазон изменения пологого напряжения от 0 до 10 В.

После снятия стробирующего сигнала напряжение на выходе вентиля понижается и переключатель *S3* размыкается. При этом транзистор *VT1* также выключается, в результате чего переключатель *S4* замыкается и конденсатор *C3* начинает разряжаться через резистор *R10*, формируя участок сброса сигнала.

Если при формировании генератором пологого участка выходного сигнала поступает новый запускающий импульс, происходит повторная установка триггера и возобновляется формирование нарастающего и спадающего участков. При подключении стробирующего сигнала к выводу *4* таймера повторный пуск производится, даже если не завершен цикл нарастания. В качестве аналоговых переключателей *S1—S4* можно использовать МДП-коммутаторы серии КТ902.

Схема простого электромузыкального инструмента, работающего в диапазоне двух октав (220—880 Гц), представлена на рис. 7.32. Он построен на генераторе релаксационных колебаний, частота которого регулируется набором резисторов *R1—R25*, подключаемых с пульта управления в цепь отрицательной обратной связи ОУ [70]. Зависимость между сопротивлениями времязадающих

Таблица 7.2

ВЗАИМОСВЯЗЬ МЕЖДУ НОТАМИ, СОПРОТИВЛЕНИЯМИ РЕЗИСТОРОВ В ЦЕПИ ОС И ЧАСТОТОЙ

Октава	Нота	Частота, Гц	Сопротивление резистора, Ом
3-я	До	220,000	20 109
	До-диез	233,082	18 787
	Ре	246,942	17 985
	Ми	261,626	16 923
	Ми-диез	277,183	15 977
	Фа	293,665	15 086
	Фа-диез	311,127	14 246
	Соль	329,628	13 452
	Ля	349,228	12 702
	Ля-диез	369,994	11 994
	Си	391,995	11 225
	Си-диез	415,305	10 595
4-я	До	440,000	10004,3
	До-диез	466,164	9443,0
	Ре	493,883	8912,3
	Ми	523,251	8411,3
	Ми-диез	554,365	7938,3
	Фа	587,330	7492,8
	Фа-диез	622,254	7072,3
	Соль	659,255	6675,8
	Ля	698,456	6300,8
	Ля-диез	739,989	5946,8
	Си	783,991	5612,3
	Си-диез	830,609	5297,3
5-я	До	880,000	5000,0

Примечание. Коэффициент приращения частоты и сопротивления резисторов 1.0594631.

резисторов, генерируемой частотой и нотами третьей и четвертой октав, показана в табл. 7.2. Потенциометром *R27* диапазон частот может быть сдвинут более чем на декаду, т. е. от 2200 до 8800 Гц.

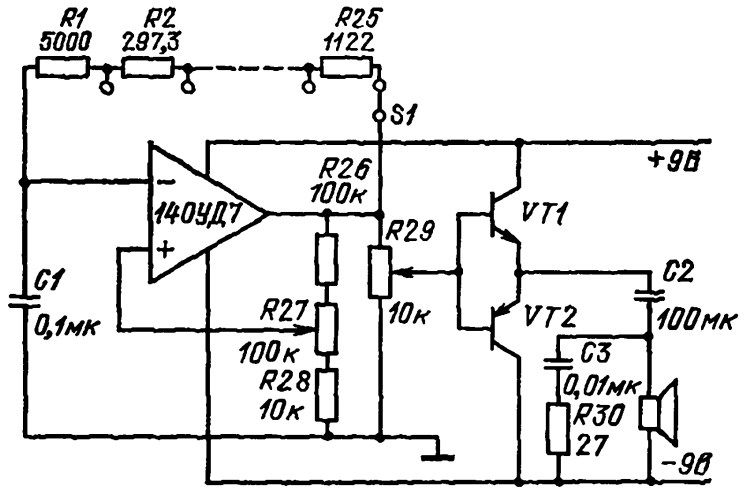


Рис. 7.32. Электромузыкальный инструмент

7.2.2. СИГНАЛИЗАТОРЫ

Сигнализаторы, реагирующие на изменение освещенности, очень удобно реализовать на таймерах. Устройство на рис. 7.33,*а* выполняет функцию «электронного глаза» и может быть использовано в системах охраны квартиры, пропускных автоматах метрополитена, сигнализаторах изменения интенсивности света и др. Таймер включен по схеме мультивибратора. Управляется устройство по цепи сброса (вывод *4*) таймера. В зависимости от выполняемой устройством функции фоторезистор включается вместо резистора *R2* или *R3*. Если *R2* — фоторезистор, то мультивибратор заперт при ярком свете, когда напряжение на выводе *4* близко к 0 В. Тогда при затемнении фоторезистора *R2* или уменьшении яркости света сопротивление *R2* возрастает, напряжение на выводе *4* увеличивается и мультивибратор передает импульсы в нагрузку. Если же *R3* — фоторезистор, то мультивибратор будет генерировать импульсы при ярком свете и запираться при затемнении фоторезистора.

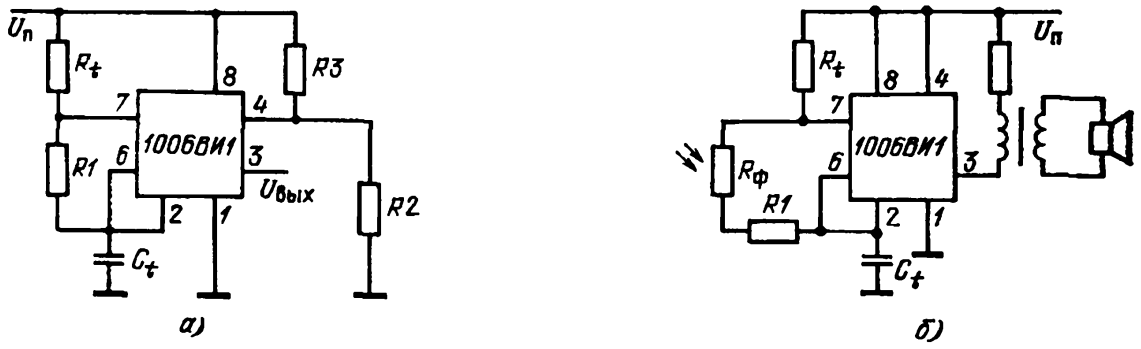


Рис. 7.33. Схемы электронных сигнализаторов изменения освещенности:
а — обычная; *б* — с изменяющейся частотой

Сигнализатор, чувствительный к изменению интенсивности освещения в помещении, можно построить, включив в обычную схему мультивибратора последовательно с резистором *R1* фоторезистор (рис. 7.33,*б*). Если при увеличении интенсивности освещения сопротивление фоторезистора уменьшается, то частота генерируемого таймером звукового сигнала будет возрастать. Сопротивления резисторов *R1* и R_t целесообразно выбрать такими, чтобы при максимальной интенсивности света наибольшая частота звукового сигнала на выходе была меньше 20 кГц, т. е. $f_{max}=1{,}44/[(R_t+2R_1+2R_{ф\,min})C_t]<20$ кГц, где $R_{ф\,min}$ — сопротивление фоторезистора при наибольшей интенсивности света в помещении. С другой стороны, при минимальной в данном помещении интенсивности света наименьшая частота звукового сигнала должна быть больше 20 Гц, т. е. $f_{min}=1{,}44/[(R_t+2R_1+2R_{ф\,max})C_t]>20$ Гц. Когда сопротивления $R_{ф\,min}$ и $R_{ф\,max}$ известны, то сопротивления *R1* и R_t нетрудно определить (при заданной емкости C_t) из этих неравенств. Если выходной мощности таймера недостаточно для получения требуемой громкости, то на выходе целесообразно включить *p—n—p*-транзистор по схеме с общим эмиттером.

Описанную схему можно использовать и в качестве преобразователя интенсивности света в частоту. Ошибка, вносимая таймером в такой схеме, не превышает 1%. Диапазон частот, генерируемых преобразователем, изменяется от долей герц до 1 МГц, что определяется соответствующим выбором номиналов элементов *R1*, R_t и C_t. Светочувствительный генератор может служить и в

качестве управляемого напряжением регулятора осветительного прибора. Для этого частоту выходного сигнала можно преобразовать в напряжение с помощью описанных в гл. 3 устройств.

Схема сигнализатора, обычно устанавливаемого в квартире и срабатывающего при открывании входной двери, окна, когда кто-то входит в квартиру

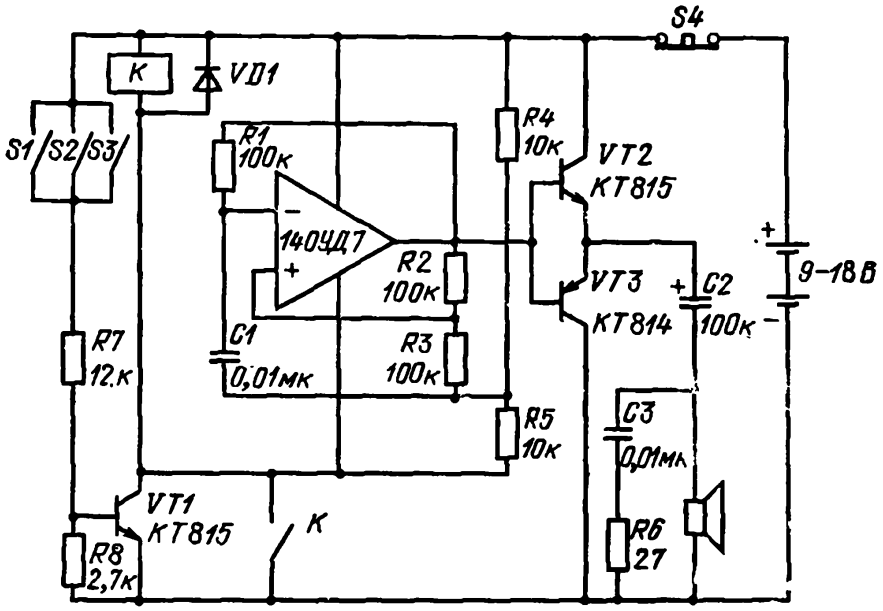


Рис. 7.34. Сигнализатор для квартиры

(или влезает в окно), приведена на рис. 7.34. Генератор на ОУ питается от однополярного источника, что достигается использованием резистивного делителя *R4*, *R5*, и включен (по отношению к цепи питания) параллельно обмотке реле *K*, которая, в свою очередь, является коллекторной нагрузкой транзистора *VT1*, соединенного по схеме с общим эмиттером и управляемого по цепи питания переключателями *S1—S4*. Выходной сигнал генератора подается на громкоговоритель с внутренним сопротивлением более 25 Ом через усилитель мощности на транзисторах *VT2* и *VT3*.

В исходном состоянии переключатели *S1—S3* разомкнуты, напряжение смещения на базе транзистора *VT1* равно нулю, он закрыт, следовательно, ток через генератор не протекает (кроме тока утечки) и схема не работает. При замыкании контактов хотя бы одного из переключателей транзистор *VT1* входит в режим насыщения, реле срабатывает и на схему подается напряжение питания, т. е. на выходе генератора появляется сигнал звуковой частоты. Следует отметить, что после замыкания контактов дальнейшее состояние переключателей *S1—S3* не оказывает влияния на работу схемы и возвратить ее в исходное состояние можно лишь отключением напряжения источника питания с помощью переключателя *S4*. Поэтому вместо *S1—S3* могут использоваться микропереключатели кнопочного типа, устанавливаемые в дверь, окна, под половой коврик или паркет.

В схеме можно применять реле любого типа с контактами на замыкание и сопротивлением внутренней обмотки не менее 180 Ом. Одновременно со зву-

ковой сигнализацией может включаться и световая, если использовать реле с несколькими парами управляющих контактов. Сигнализатор такого типа легко использовать в автомобиле.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Solomon J. E.** The monolithic op-amp. A tutorial study. — IEEE J., 1974, v. SC-9, N 6, p. 314—331.
2. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И.** Применение прецизионных аналоговых ИС. — М.: Радио и связь, 1981.
3. **Duffy W. T.** Distortion and noise induced DC offset in op-amp. — IEEE J., 1975, v. SC-10, N 3, p. 161.
4. **Коккони А.** Уменьшение смещения на входе широкополосного видеоусилителя. — Электроника, 1981, № 8, с. 72.
5. **Kurz D.** Bootstrapping reduces amplifier input capacitance. — EDN, 1978, N 6, p. 120.
6. **Томас.** Улучшение нейтрализации при помощи емкости обратной связи. — Электроника, 1977, № 2, с. 63.
7. **Williams J.** High-powered booster circuits anhance op-amp output. — EDN, 1981, N 11, p. 119.
8. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А.** Минимизация времени регулирования интегральных ОУ. — Радиотехника, 1978, № 7, с. 101.
9. **Stocchino G.** High-voltage amplifier. — Electronic Design, 1981, N 5, p. 141.
10. **Уэбб Л.** Использование схемы сдвига уровня в высоковольтном ОУ. — Электроника, 1980, № 7, с. 82.
11. **Ниссинк Х. Ф.** Высоковольтный усилитель на комплементарных транзисторах. — Электроника, 1982, № 1, с. 91—92.
12. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А.** Принципы коррекции частотных характеристик интегральных ОУ. — Радиотехника, 1977, № 9, с. 56—64.
13. **Braman D.** Stabilize wild amplifiers using time-domain analysis. — EDN, 1981, N 7, p. 171.
14. **Коломбет Е. А.** Оптимизация предельных параметров интегральных компараторов напряжения по энергетическим показателям. — Микроэлектроника и полупроводниковые приборы/Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова, 1983, вып. 7, с. 83—92.
15. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Зуев Б. И.** Оптимизация параметров дифференциального каскада в нелинейном режиме работы. — Микроэлектроника, 1979, т. 8, вып. 3, с. 207—211.
16. **Новицкий П. В.** Основы информационной теории измерительных устройств. — Л.: Энергия, 1968.
17. **Вартинь В. Р., Додока Ю. В., Егоров Г. И., Матавкин В. В., Федючок В. Ф.** Интегральные компараторы напряжения средней точности и быстродействия. — Электронная техника. Сер. 3. Микроэлектроника, 1977, вып. 4, с. 92.
18. **Коломбет Е. А.** Таймеры. — М.: Радио и связь, 1983.
19. **Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П.** Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Сов. радио, 1980.
20. **Осокин Ю. В., Судьин С. Л., Федорков Б. Г.** Параметры, области применения и перспективы полупроводниковых преобразователей информации. — Микроэлектроника и полупроводниковые приборы/Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова, 1983, вып. 7, с. 51—60.
21. **Шило В. Л.** Функциональные аналоговые интегральные микросхемы. — М.: Радио и связь, 1982.
22. **Чистяков Н. П.** Современные микроэлектронные преобразователи напряжения в частоту. — Зарубежная радиоэлектроника, 1982, № 9, с. 102.
23. **Алексенко А. Г.** Основы микросхемотехники: Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. — Изд. 2-е, перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1977.
24. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А.** Информационно-энергетические показатели как обобщенные критерии оценки технического уровня и целевые функции

для оптимизации параметров инструментальных субсистем. — Микроэлектроника и полупроводниковые приборы/Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова, 1980, вып. 5, с. 3—17.
25. **Клюев Н. И.** Информационные основы передачи сообщений. — М.: Сов. радио, 1966.
26. **Leighton Howard N.** An optimized gain-control configuration using the field-effect transistor. — IEEE J., 1968, v. SC-3, N 4, p. 441—447.
27. **Бич.** Некоторые применения операционного усилителя типа 741. — Электроника, 1973, т. 46, № 13, с. 64.
28. **Graeme J. G.** A single potentiometer adjusts op-amp's gain over bipolar range. — Electronic Design, 1975, v. 23, N 15, p. 68.
29. **Риттер.** Управление коэффициентом усиления операционного усилителя с помощью одного потенциометра. — Электроника, 1972, т. 42, № 16, с. 78.
30. **Franco Sergio.** Simple control for sign of op-amp gain. — Electronic Design, 1970, v. 18, N 23, p. 86.
31. **Дилл, Тролл.** Управление режимом операционного усилителя. — Электроника, 1975, т. 48, № 1, с. 45.
32. **Метц.** Усилитель с цифровым управлением. — Электроника, 1975, т. 48, № 19, с. 58.
33. **Connelly J. A., Currie N. C., Bonnet D. S.** Op-amp 16-step digital gain control. — EDN, 1974, v. 19, N 9, p. 75—77.
34. **Sharma K. L.** Non-linear d. c. amplifier with complementary transistors. — Electronic Engineering, 1974, v. 46, N 558, p. 11.
35. **Haywood A. G.** Thermocouple output voltage lineariser. — Electronic Engineering, 1974, v. 46, N 561, p. 36.
36. **Milliron David B.** Voltage-controlled attenuator provides linear variation in decibels. — Electronic Design, 1975, v. 23, N 16, p. 86.
37. **Сантана.** Усилитель с большим динамическим диапазоном. — Электроника, 1974, т. 47, № 7.
38. **Фонтен, Ребуль.** Получение постоянной полосы пропускания усилителя при помощи согласованной пары транзисторов. — Электроника, 1970, т. 43, № 11, с. 78.
39. **Kincall Russ.** Variable voltage gain need not depend on the control-voltage slope. — Electronic Design, 1972, v. 22, N 12, p. 74—76.
40. **Accardi L.** FET gain-control stage handles high-level signals. — Electronic Design, 1972, v. 20, N 5, p. 64.
41. **Ristad Ch. H.** Volume compressor with 50-dB range built around single op-amp — Electronic Design, 1973, v. 21, N 10, p. 110.
42. **Хект.** Схема АРУ с глубиной регулировки 60 дБ. — Электроника, 1977, т. 50, № 7, с. 61.
43. **Graeme J. G.** Designing with operational amplifiers. — McGraw-Hill Book Co., 1977.
44. **Точчи К. С.** Дешевый логарифмический усилитель. — Электроника. 1980 № 12, с. 69, 70.
45. **Шейнголд.** Расчет резисторов для суммирующих и вычитающих цепей — Электроника, 1975, № 12, с. 53.
46. **Тимонтеев В. Н., Величко Л. М., Ткаченко В. А.** Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Радио и связь, 1982.
47. **Андерсон и Хисконс.** Высокочастотный ключевой умножитель сигналов низкой частоты. — Электроника, 1978, № 3, с. 58.
48. **Hayes S.** Simple analog divider. — Electronic Design, 1978, N 13, p. 120.
49. **Phillip E.** High frequency response of inverting integrators. — IEEE J., 1976, v. SC-11, N 4, p. 545.
50. **Бандьопадхьяй А.** Точный неинвертирующий интегратор. — ТИИЭР, 1978, № 9, с. 118.
51. **Willcox C.** Switched integrator yield flat gain. — EDN, 1980, N 14, p. 127.
52. **Вогель.** Интегратор напряжения с переменным временем усреднения. — Электроника, 1978, № 5, с. 59.
53. **Hamilton T.** Operational differentiator. — Electronic Engineering, 1974, N 560, p. 53.

54. **Comanescu V.** An analogue inverting differentiator. — Int. J. Electronics, 1977, N 1, p. 101.
55. **Зух.** Недорогие универсальные преобразователи напряжения в частоту. — Электроника, 1975, т. 48, № 10, с. 41—49.
56. **Civit A., Bracho S.** IC's simplify v.-f. and v.-t. conversions. — Electronic Engineering, 1971, N 526, p. 36—38.
57. **Clayton G. B.** Experiments with operational amplifiers. Voltage-to-frequency conversion. — Wireless World, 1973, v. 79, N 1458, p. 582.
58. **Widlar R. J., Giles J. N.** Avoid over-integration. — Electronic Design, 1966, v. 14, N 3, p. 56—62.
59. **Lindsay N. M.** Reducing reset errors in v.-f converters. — Electronic Engineering, 1973, v. 45, N 543, p. 17.
60. **Wright M. J.** A linear voltage to frequency converter. — Electronic Engineering, 1973, v. 45, N 545, p. 46.
61. **Хейвер.** Использование четырехслойного диода в преобразователе напряжение — частота. — Электроника, 1971, т. 44, № 25, с. 57.
62. **Маклеллан.** Линейный преобразователь напряжение — частота на основе таймера 555. — Электроника, 1976, т. 49, № 12, с. 63—65.
63. **Chaim Klement.** Voltage-to-frequency converter constructed with few components is accurate to 0,02%. — Electronic Design, 1973, v. 21, N 13, p. 124.
64. **Koeth H.** Low-cost voltage-to-frequency converter. — Electronic Engineering, 1975, v. 47, N 574, p. 11, 13.
65. **Уильямс, Дургович.** Преобразователь температура — частота в электронном термометре с непосредственным отсчетом. — Электроника, 1975, т. 48, № 7, с. 54, 55.
66. **Djordjevich B. Z.** Wide range temperature frequency converter. — Electronic Letts, 1976, v. 12, N 23.
67. **Chelfan Pavel.** Amplitude to time converter with one comparator. — Electronic Engineering, 1973, v. 45, N 54, p. 16.
68. **Ших К.** Биполярный преобразователь напряжения в ток. — Электроника, 1979, т. 52, № 10, с. 66, 67.
69. **Macli F.** FET stabilizes sine-wave oscillator. — EDN, 1973, v. 18, N 11.
70. **Marston R. M.** 110 op-amp projects. — New Jersey: Hayden Book Co., 1975.
71. **Graeme J. G.** Applications of operational amplifiers: Third generation techniques. — McGraw-Hill Book Co., 1973.
72. **Авад С., Герин Б.** Программируемый генератор синусоидальных колебаний. — Электроника, 1981, т. 54, № 15, с. 74, 75.
73. **Рид Дж.** Стабильный генератор синусоидальных сигналов с многофазным выходом. — Электроника, 1981, т. 54, № 11, с. 70, 71.
74. **Рутковски Дж.** Интегральные операционные усилители: Пер .с англ. — М.: Мир, 1978.
75. **Чикиелло.** Стабилизация генераторов пилообразного напряжения при помощи интегрального таймера. — Электроника, 1976, т. 46, № 6, с. 56, 57.
76. **Клей Ф. П., Итон М. С.** Двухканальный ГУН линейно регулирует частоту и амплитуду пилообразных колебаний. — Электроника, 1981, т. 54, № 24, с. 66, 67.
77. **Новаков Е., Мудров Н.** Низкочастотный фуикциональный генератор. — Радио, 1983, № 3, с. 58.
78. **Грем.** Изменение гистерезиса компаратора без изменения начального уровня. — Электроника, 1973, № 9.
79. **Олсен С.** Усилитель с двойной обратной связью устраняет гистерезис в компараторе. — Электроника, 1980, № 14, с. 71.
80. **Lefferts P.** Overcome comparator operates over a wide range. — EDN, 1977, N 6, p. 153.
81. **Murugesan S.** Voltage comparator oscillation through use of careful design. — EDN, 1978, N 10, p. 123.
82. **Graeme J.** Two op-amp window comparator needs no output decoding. — Electronic Design, 1980, N 7, p. 113.
83. **Swartz R.** Single Zener sets thresholds for simple window comparator. — Electronic Design, 1978, N 17, p. 138.

84. **Nachazel R.** Detector senses polarity difference. — Electronic Design, 1980, N 9, p. 216.
85. **Zuch E.** Designing with sample-hold won't be a problem if you use the right circuit. — Electronic Design, 1978, N 23, p. 87.
86. **Zuch E.** Pick sample-holds by accuracy and speed and keep hold capacitors in mind. — Electronic Design, 1978, N 26, p. 84.
87. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Мышляев В. Н.** Морфологический анализ интегральных схем выборки — хранения с оптимальными параметрами. — Микроэлектроника, 1978, т. 7, вып. 4.
88. **А. с. 982096 (СССР).** Устройство для хранения и выборки информации/ Е. А. Коломбет, Б. К. Федоров. — Опубл. в Б. И., 1982, № 315.
89. **Лейнер.** Пиковый детектор коротких импульсов. — Электроника, 1979, № 6, с. 56.
90. **Harold K.** Remove the overshoot from a peak detector's output with one resistor. — Electronic Design, 1979, N 4, p. 146.
91. **Talbot D.** Enclosing diode in op-amp feedback loop zeroes distortion in transmission gate. — Electronic Design, 1979, N 14, p. 82.
92. **Storey N.** Trio-state analogue gate based on op-amp. — Electronic Engineering, 1976, N 579, p. 23.
93. **Barnes E.** Ease hard-limiter design with op-amps. — EDN, 1975, N 14, p. 76.
94. **Hafer R., Owen N.** Low-power precision reference reduces long-term drift. — EDN, 1978, N 9, p. 100.
95. **Nelson C.** Improve current-source performance. — EDN, 1979, N 4, p. 157.
96. **Gardner M.** Build a constant-current source or sink with an unused comparator. — Electronic Design, 1978, N 3, p. 86.
97. **Dobkin R.** General-purpose power supply furnishes 10A and 25V. — EDN, 1975, N 5, p. 70.
98. **Griffin S.** Add foldback protection to your supply and stop pass-transistor failures. — Electronic Design, 1978, p. 94.
99. **Pease R. A.** Low-noise composite amp beats monolithics. — EDN, 1980, v. 25, N 9, p. 179—180.
100. **National** linear application handbook. — National Semiconductor Corp., 1972.
101. **Linear** and interface circuit applications. — Texas Instruments, 1975.
102. **Rice Q.** Phono pre-amp using Ferranti ZN424 op-amp. — Electronic Engineering, 1979, v. 51, N 632, p. 19.
103. **Мур.** Получение нелинейной выходной характеристики при помощи линейного потенциометра и операционного усилителя. — Электроника, 1975, т. 48, № 17, с. 52—53.
104. **Baxandall P. J.** Audio gain controls. — Wireless World, 1980, v. 86, N 1537, p. 57—62.
105. **Ежиков В.** Регуляторы стереобаланса. — Радио, 1982, № 1, с. 29.
106. **Norris Br.** Digital-integrated-circuits and operational-amplifier and optoelectronic circuit design. — New York: McGraw-Hill Book Co., 1976.
107. **Pike W. S.** Op-amp tone control. — Wireless World, 1981, v. 87, N 1544, p. 75—77.
108. **Энрике Сарменто Малвар.** Усовершенствованный регулятор тембра. — Электроника, 1981, т. 54, № 5, с. 73—75.
109. **Hammond G. C.** Dynamic noise reducer. — Wireless World, 1981, v. 87, N 1540, p. 46.
110. **Рассел С. Тайнз.** Повышение помехоустойчивости микрофонного переключателя при помощи АРУ. — Электроника, 1981, т. 54, № 11, с. 69, 70.
111. **Magchielge T.** Baxandall speaker. — Wireless World, 1972, v. 78, N 1439.
112. **Битч.** Использование таймера для формирования трапецеидального сигнала. — Электроника, 1977, т. 50, № 6, с. 59.
113. **Томас Г.** Генератор для электронных музыкальных инструментов. — Электроника, 1981, т. 54, № 24, с. 69, 70.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Глава 1. **Микросхемотехника аналоговых интегральных схем** 4

1.1. Элементы схемотехники АИС 4
1.2. Структура ОУ и методы улучшения его параметров 7
1.3. Структура компараторов напряжения 33
1.4. Основные структуры и особенности применения таймеров . . . 35
1.5. Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи 43
1.6. Оценка технического уровня и перспектив совершенствования АИС 52
1.7. Основные схемы включения аналоговых микросхем 58

Глава 2. **Устройства, выполняющие математические операции** 73

2.1. Регулировка коэффициента усиления в усилителях на ОУ 74
2.2. Логарифмические усилители 85
2.3. Сумматор и вычитатель 91
2.4. Аналоговые перемножители и делители 93
2.5. Выделение среднего квадратического значения 98
2.6. Интеграторы 99
2.7. Аналоговые дифференциаторы 105
2.8. Устройства, выполняющие специальные математические операции . 110

Глава 3. **Преобразователи электрических и физических величин** 115

3.1. Преобразователи напряжения в частоту 115
3.2. Применение преобразователей напряжения в частоту 127

Глава 4. **Генераторы сигналов** 129

4.1. Генераторы синусоидальных колебаний 130
4.2. Генераторы колебаний прямоугольной и треугольной форм 140
4.3. Генераторы колебаний специальной формы 144
4.4. Универсальный генератор колебаний низкой частоты 148

Глава 5. **Схемы дискретизации по уровню** 150

5.1. Компараторы 150
5.2. Устройства выборки — хранения 163
5.3. Амплитудные детекторы 170
5.4. Аналоговые ключи 176
5.5. Усилители-ограничители 179

Глава 6. **Источники и стабилизаторы тока и напряжения** 181

6.1. Источники опорного напряжения 182
6.2. Источники постоянного тока 185
6.3. Стабилизаторы и преобразователи напряжения 189

Глава 7. **Бытовая электроника** 200

7.1. Узлы аппаратуры высококачественного воспроизведения и записи звука 201
7.2. Схемы бытовой радиоэлектронной аппаратуры 246
Список литературы 251

АНДРЕЙ ГЕННАДЬЕВИЧ АЛЬКСЕНКО
ЕВГЕНИЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ КОЛОМБЕТ
ГЕОРГИЙ ИВАНОВИЧ СТАРОДУБ

ПРИМЕНЕНИЕ ПРЕЦИЗИОННЫХ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ

Редактор М. М. Лисина
Художественный редактор Н. С Шеин
Переплет художника Н. А. Пашура
Технический редактор И. Л. Ткаченко
Корректор Л. С. Глаголева
ИБ № 688

Сдано в набор 29.08.84 Подписано в печать 14.12.84 Т-19125
Формат 60×90/16 Бумага кн.-журн. № 1 Гарнитура литературная Печать высокая
Усл. печ. л. 16,0 Усл. кр.-отт. 16,0 Уч.-изд. л. 17,8 Тираж 50 000 экз. Изд. № 20698
Зак. № 95/121 Цена 1 р 30 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Набрано в московской типографии № 5 ВГО «Союзучетиздат»
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40
Отпечатано в Подольском филиале ПО «Периодика»
142110, г. Подольск, ул. Кирова, д. 25

80 к.

«РАДИО И СВЯЗЬ»