

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса»
(ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»)

Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк, А.С. Будяков

**ПРЕДЕЛЬНЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ
ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ
С ТОКОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ**

Учебно-методическое пособие

для студентов, обучающихся по специальностям
210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы»,
210302.65 «Радиотехника»,
210303.65 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура»,
направлениям подготовки бакалавров 210400.62 «Радиотехника»,
210400.62 «Телекоммуникации»,
210700.62 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»



ШАХТЫ
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»
2013

УДК 621.375(07)

ББК 32.846я73

П804

*Рекомендовано к внутривузовскому изданию
редакционно-издательским советом ЮРГУЭС*

Рецензенты:

д.т.н., профессор **С.Г. Крутчинский**
к.т.н., доцент кафедры **В.Г. Манжула**

Прокопенко, Н.Н.

П804 Предельные динамические параметры операционных усилителей с токовой обратной связью : учебно-методическое пособие для студентов, обучающихся по специальностям 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы», 210302.65 «Радиотехника», 210303.65 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», направлениям подготовки бакалавров 210400.62. «Радиотехника», 210400.62 «Телекоммуникации», 210700.62 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк, А.С. Будяков. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2013. – 54 с.

В данном учебно-методическом пособии рассматриваются предельные динамические параметры ОУ с токовой обратной связью и их сравнение в линейном и нелинейном режимах с ОУ других классов.

Пособие предназначено для курсового, дипломного проектирования и самостоятельной работы студентов, а также магистрантов и аспирантов, занимающихся разработкой электронной компонентной базы, устройств автоматики и вычислительной техники в рамках диссертационных исследований.

УДК 621.375(07)

ББК 32.846я73

Учебно-методическое пособие разработано в рамках государственного задания Минобрнауки РФ на НИР № 8.3383.2011 (ЮРГУЭС-02.12.ГЗ) «Теоретические основы проектирования нового поколения СФ-блоков систем связи, телекоммуникаций и технической диагностики на основе радиационно-стойких технологий (SiGe, АБМК_1_3/4 и др.)», выполняемую в 2012–2014 гг.

Режим доступа к электронной копии печатного издания: <http://www.libdb.sssu.ru>

© Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В., Будяков А.С., 2013
© ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса», 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. Обобщённая структурная схема.....	4
2. Ограничения по быстродействию.....	5
3. Сравнительный анализ предельных динамических параметров..	11
3.1. Существенные нелинейности входных каскадов	11
3.2. Обобщённые функциональные схемы сравниваемых операционных усилителей	13
3.3. Параметры ОУ при одинаковых усилениях без обратной связи.....	15
3.4. Параметры ОУ при одинаковых петлевых усилениях.....	18
3.5. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения в нелинейных режимах	20
3.6. Быстродействие в линейных режимах	21
3.7. Частотные характеристики в режиме неинвертирующих усилителей	23
3.8. Частотные характеристики в режиме инвертирующих усилителей	24
3.9. Влияние малых постоянных времени	25
3.10. Ослабление синфазных сигналов	26
4. Операционные усилители с обобщённой токовой обратной связью.....	32
Заключение.....	42
Библиографический список.....	44
Условные обозначения.....	45

ВВЕДЕНИЕ

Операционные усилители (ОУ) с токовой обратной связью (ТОС), иногда называемые как трансимпедансные усилители, рассматриваются в современных изданиях по аналоговой схемотехнике как альтернатива классическим ОУ с обратной связью по напряжению. Они обеспечивают ряд важных качеств – высокое быстродействие ($\vartheta_{\text{вых}} = 500 \div 2000$ В/мкс), а также независимость верхней граничной частоты от коэффициента передачи замкнутого ОУ. Имеются и другие отличия основных параметров ОУ этих классов.

Усилители с ТОС (более 30 типов) выпускаются всеми ведущими микроэлектронными фирмами, в том числе и ФГУП НПП «Пульсар» (Россия). Для обоснования перспектив их применения в радиоэлектронной аппаратуре имеются достаточно подробные справочные и руководящие технические материалы.

Настоящее учебно-методическое пособие посвящено изучению свойств операционных усилителей с токовой обратной связью в линейном и нелинейном режимах, их сравнительному анализу с ОУ, имеющих обратную связь по напряжению.

1. ОБОБЩЁННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Классическая архитектура ОУ с токовой обратной связью (рис. 1) включает двухтактный эмиттерный повторитель ЭП1 (обычно – на основе так называемого «бриллиантового» транзистора (рис. 2)), промежуточный каскад на «токовых зеркалах» ПТ1 и ПТ2, а также буферный усилитель БУ.

Подсхемы ПТ1-ПТ2 выполняются обычно в виде повторителей тока Вильсона, а также (для получения предельного быстродействия ОУ) – на базе классических управляемых активных нагрузок (рис. 2).

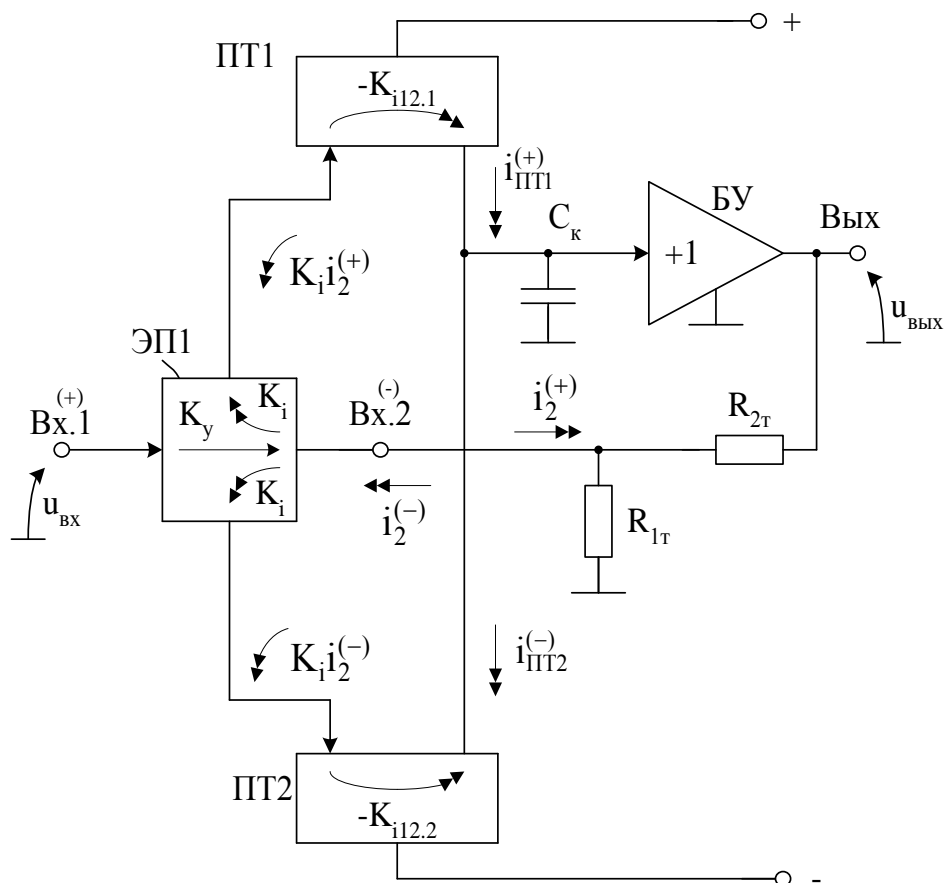


Рис. 1. Обобщённая схема ОУ с токовой обратной связью

Коррекция амплитудно-частотной характеристики и устойчивость ОУ обеспечивается ёмкостью C_k , которая подключена к достаточно высокоомному узлу схемы – входу БУ. Резистор $R_{2Т}$ и $R_{1Т}$ образуют четырёхполюсник отрицательной обратной связи, определяющий усиление замкнутого ОУ и оказывающий существенное влияние на другие свойства схемы.

2. ОГРАНИЧЕНИЯ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ

Хорошо известно, что операционные усилители с токовой обратной связью (ТОС) относятся к числу наиболее быстродействующих. При анализе динамики они могут быть сведены к ОУ с обратной связью по напряжению (ОСН), но со специфическим входным каскадом, имеющим расширенный диапазон активной работы. При этом повышение быстродействия ОУ обеспечивается за счёт потери ряда

других важных свойств входного каскада. С этой точки зрения ОУ с ТОС можно рассматривать как «плохо спроектированный ОУ с ОСН». Следует ожидать, что дальнейшее развитие теории нелинейной коррекции быстродействующих ОУ с ОСН, позволяющих получить $\vartheta_{\text{ВЫХ}} = 3000-6000 \text{ В/мкс}$, значительно сузит область применения ОУ с ТОС из-за их принципиальных недостатков.

Рассмотрим факторы, определяющие предельное быстродействие ОУ с ТОС на примере анализа его типовой структуры (рис. 2).

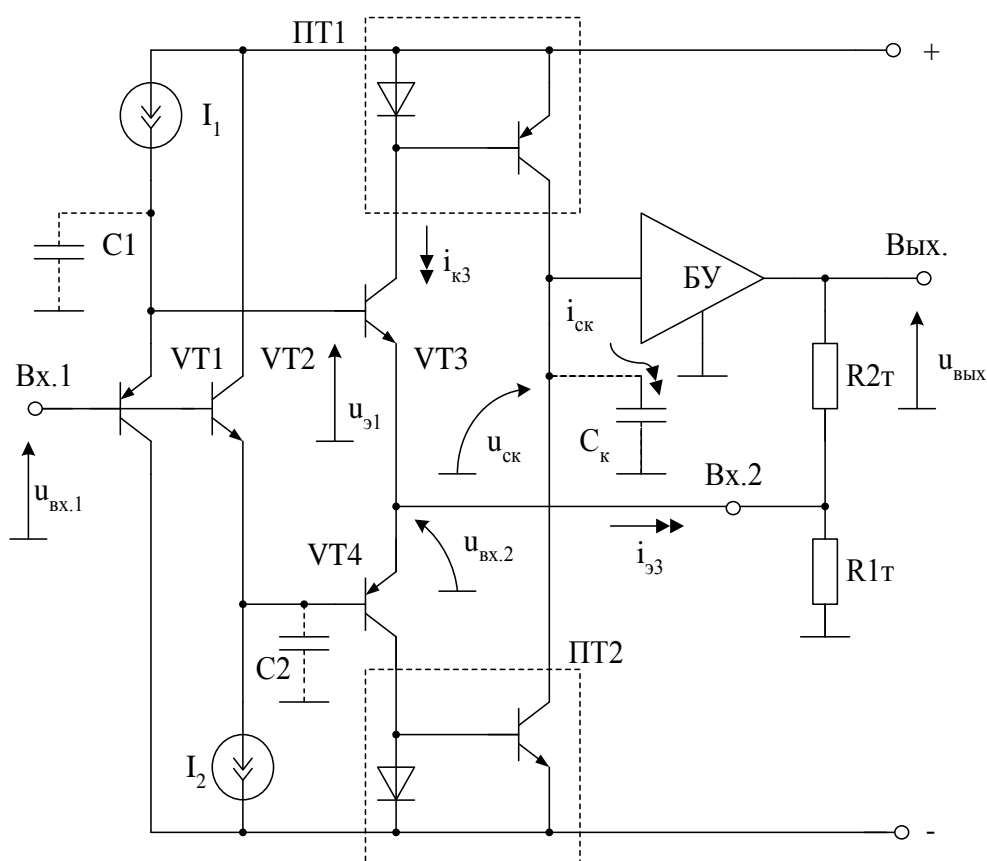


Рис. 2. Функциональная схема ОУ с токовой обратной связью

Максимальная скорость выходного напряжения ОУ (рис. 2) определяется уравнением:

$$\vartheta_{\text{ВЫХ}} = 2\pi f_1 U_{\text{гр}}, \quad (1)$$

где $U_{\text{гр}} = \beta_i I_i R_{\text{ос}}$, $R_{\text{ос}} = R_{1\text{T}} \parallel R_{2\text{T}}$;

β_i – коэффициент усиления по току базы транзистора VT3 (VT4);

I_i – величина статического тока эмиттера VT1 (VT2);

f_1 – частота единичного усиления скорректированного ОУ.

Уравнение (1) получено без учёта эффекта второго порядка малости. К их числу следует отнести инерционность входных эмиттерных повторителей VT1 (VT2), плохо передающих входной импульсный сигнал $u_{вх}$ в цепь базы VT3 (VT4) при запирающей полярности $u_{вх}$. Причина этого явления – наличие паразитной ёмкости C_1 (C_2) в цепи базы VT3 (VT4), которая складывается из ёмкостей коллекторного перехода VT3 (VT4), выходной ёмкости источника тока I_1 (I_2) и ёмкости на подложку. Численные значения C_1 для микронных технологий могут достигать $2 \div 5$ пФ. Как следствие, при подаче на вход ОУ (рис. 2) большого импульсного сигнала, соизмеримого с напряжением питания $E_{п}$, транзистор VT1 запирается. Напряжение на базе VT3 и, следовательно, ток эмиттера VT3, ток коллектора VT3, а также ток $i_{ск}$, перезаряжающий корректирующий конденсатор C_k , изменяются (вместо ожидаемого «скачка») по линейному закону:

$$u_{э1} \approx \frac{I_1}{C_1} t \approx u_{вх.2}, \quad (2)$$

$$i_{э3} \approx i_{к3} \approx i_{ск} = \frac{u_{э1}}{R_{ос}}, \quad (3)$$

$$u_{ск} \approx \frac{I_1}{C_1 R_{ос}} t. \quad (4)$$

Уравнения (2)–(4) получены без учёта инерционности ПТ1 (ПТ2), VT3 (VT4), VT1 (VT2), которую можно рассматривать как эффекты второго порядка малости.

Учитывая взаимосвязь напряжения на C_k и тока $i_{ск}$, а также принимая во внимание, что коэффициент усиления по напряжению ($K_{бу}$) безынерционного (в первом приближении) буферного усилителя БУ близок к единице, находим закон изменения выходного напряжения ОУ (рис. 2):

$$u_{вых} = K_{бу} u_{ск} \approx \frac{I_1}{C_1 C_k R_{ос}} t^2. \quad (5)$$

Уравнение (5) позволяет найти время t_1 , при котором выходное напряжение ОУ достигает максимальной величины, зависящей от напряжения двуполярного питания $E_{п}$ (рис. 3):

$$t_1 = \sqrt{\frac{C_1 C_k R_{ос} U_{\max}}{I_1}}, \quad (6)$$

где $U_{\max}^{(+)} \approx E_{п}^{(+)}$.

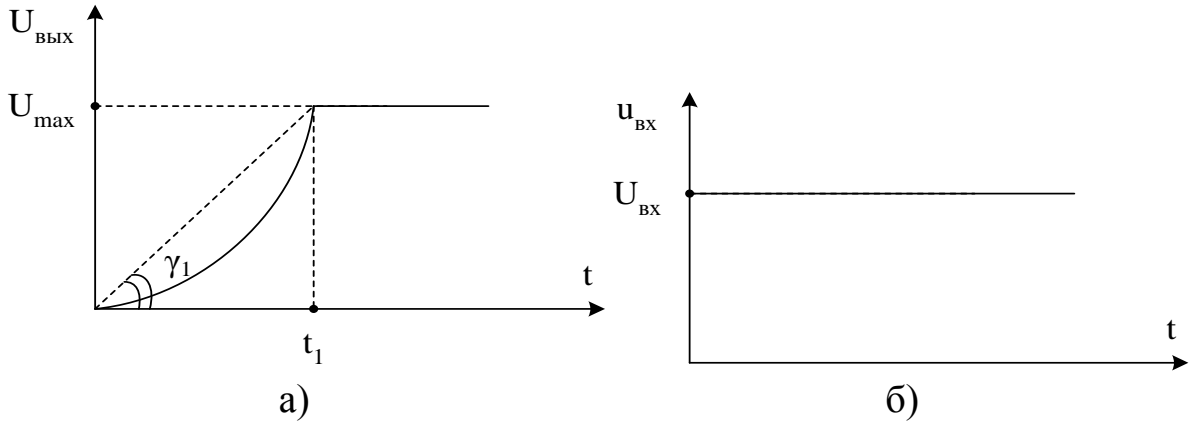


Рис. 3. Зависимость выходного напряжения ОУ от времени (а) при импульсном входном сигнале (б)

Поэтому усреднённое значение максимальной скорости нарастания выходного напряжения ОУ (рис. 2) ($\bar{\vartheta}_{\text{ВЫХ}} \approx \text{tg} \gamma_1$):

$$\bar{\vartheta}_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{U_{\text{max}}}{t_1} = \sqrt{\frac{I_1 U_{\text{max}}}{C_1 C_K R_{\text{OC}}}}. \quad (7)$$

Или с учётом полученной в [63] зависимости частоты единичного усиления ОУ $f_1 \approx (2\pi C_K R_{\text{OC}})^{-1}$:

$$\bar{\vartheta}_{\text{ВЫХ. max}} = \sqrt{2\pi f_1 U_{\text{max}} \frac{I_1}{C_1}} = \sqrt{2\pi f_1 E_{\text{п}} \frac{I_1}{C_1}}. \quad (8)$$

Таким образом, максимально возможное значение $\vartheta_{\text{ВЫХ}} = \vartheta_{\text{ВЫХ. max}}$ в ОУ с ТОС зависит не только от диапазона активной работы входного каскада (1), но и от параметров входного эмиттерного повторителя. Причём в идеальном случае должно выполняться неравенство:

$$\bar{\vartheta}_{\text{ВЫХ. max}} \gg \vartheta_{\text{ВЫХ}} = 2\pi f_1 \beta_1 I_1 R_{\text{OC}}. \quad (9)$$

Следовательно, параметры элементов схемы (рис. 2) целесообразно выбирать так, чтобы

$$I_1 > \frac{E_{\text{п}}}{2\pi f_1 C_1 \beta_1 R_{\text{OC}}^2}. \quad (10)$$

При типовых значениях постоянных уравнения (10) ($U_{\text{max}} = 15\text{В}$, $f_1 = 28 \text{ МГц}$, $C_1 = 5 \text{ пФ}$, $\beta_1 = 50$, $R_{\text{OC}} = 600 \text{ Ом}$) ток I_1 должен удовлетворять условию $I_1 \gg 1 \text{ мА}$. Только в этом случае можно доверять уравнению (8). Действительно, если $f_1 = 28 \text{ МГц}$, $U_{\text{max}} = 15\text{В}$, $I_1 = 100 \text{ мкА}$, $C_1 = 5 \text{ пФ}$, то максимально возможная скорость нарастания выходного напряжения ОУ (рис. 1): $\bar{\vartheta}_{\text{ВЫХ. max}} = 220 \text{ В/мкс}$. При $I_1 = 1 \text{ мА}$ из (8) находим, что $\bar{\vartheta}_{\text{ВЫХ. max}} \approx 680 \text{ В/мкс}$.

Уравнение (10) можно привести к несколько иному виду

$$I_1 \geq \frac{C_1}{2\pi f_1 E_{\pi}} \bar{\vartheta}_{\text{вых. max}}^2. \quad (11)$$

Последняя формула позволяет за счёт выбора тока источников $I_1=I_2$ получить при заданных величинах $\bar{\vartheta}_{\text{вых. max}}$ минимальное влияние быстродействия эмиттерных повторителей на динамические параметры ОУ с ТОС в режиме большого сигнала.

Если ОУ с ТОС имеет архитектуру входного каскада, отличающуюся от схемы рисунка 2, то необходимо (в соответствии с предложенной выше методикой) определить влияние имеющегося эмиттерного повторителя на быстродействие ОУ. Заметим только, что те или иные повторители напряжения всегда присутствуют в схеме входного каскада ОУ с ТОС.

Таким образом, все известные в настоящее время ОУ с ТОС характеризуются некоторыми предельными значениями $\bar{\vartheta}_{\text{вых. max}}$. Для улучшения данного параметра необходимо:

1. Увеличивать статические токи входных повторителей напряжения.
2. Применять нелинейные корректирующие цепи (рис. 4).
3. Применять схемотехнические методы повышения быстродействия повторителей напряжения.

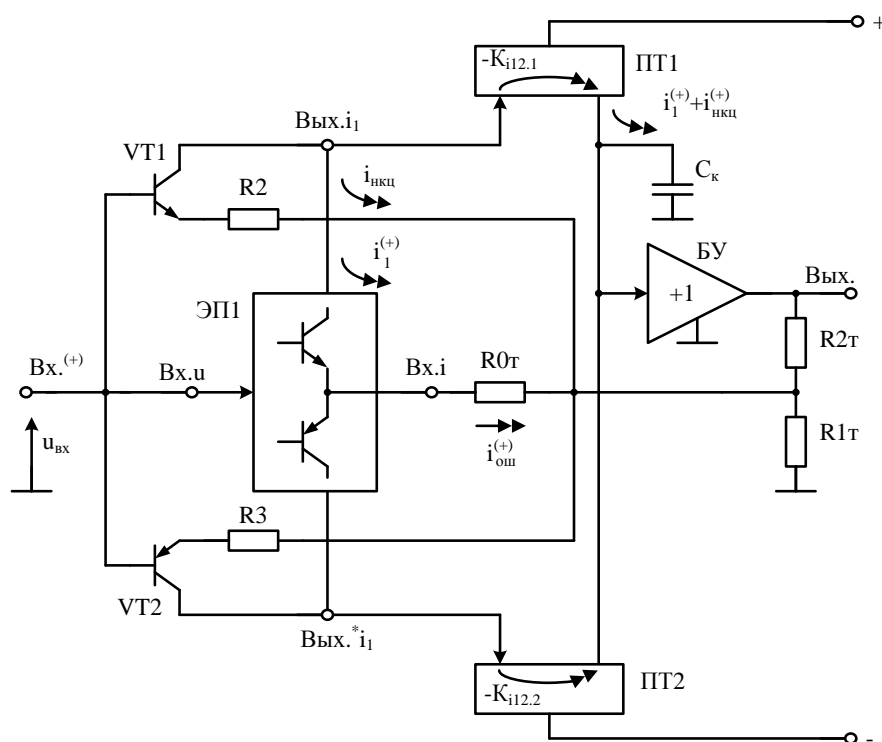


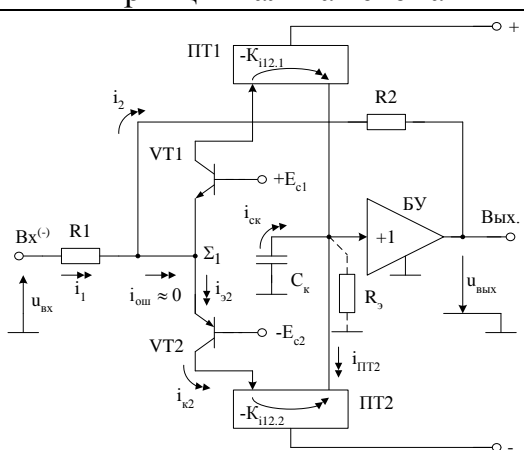
Рис. 4. Нелинейная коррекция в ОУ с токовой обратной связью

В схеме рисунка 4 параллельно входному каскаду введен нелинейный канал усиления, который при малых входных сигналах ОУ находится в обесточенном состоянии и практически не влияет на его параметры. При динамической перегрузке входного каскада, связанной с наличием паразитных ёмкостей в нагрузке его входных эмиттерных повторителей, транзистор VT1 (VT2) входит в активный режим и форсируется процесс перезаряда ёмкости C_k . Это повышает предельное быстродействие ОУ с токовой обратной связью. Следует заметить, что введение низкоомного резистора R_{0T} оправдано в том случае, когда необходимо обеспечивать устойчивость ОУ со 100 % обратной связью ($R_{2T} = 0$).

В схемах инвертирующих ОУ (табл. 1) рассмотренные эффекты не возникают.

Таблица 1

Инвертирующий усилитель с токовой обратной связью

Принципиальная схема	Основные зависимости
	$K_n^{(-)} = -\frac{R_2}{R_1}$ $T_y \approx \frac{R_2}{R_2} \gg 1$ $R_{BX} \approx R_1$ $K_{i1.1} \approx -1$ $K_{i12.2} \approx -1$ $\omega_1 \approx \frac{1}{R_2 C_k}$

Описание. Содержит входной каскад на транзисторах VT1, VT2 с низким входным сопротивлением (усилитель сигнала ошибки $i_{ош}$), повторители тока ПТ1, ПТ2 и буферный усилитель БУ. Резистор R2 существенно влияет на величину петлевого усиления и поэтому имеет небольшое сопротивление. Статический режим транзисторов VT1, VT2 устанавливается источниками смещения E_{c1} , E_{c2} . В качестве буферного усилителя БУ рекомендуется применять классические выходные каскады на «бриллиантовых» транзисторах.

За счёт применения низкоомных резисторов R1, R2 и малого входного сопротивления транзисторов VT1, VT2 минимизируется влияние паразитной ёмкости в суммирующей точке Σ_1 на динамические параметры ОУ. Схема рекомендуется для построения инвертирующих ОУ с предельным быстродействием. Имеет классические преимущества и недостатки, характерные для усилителей с токовой обратной связью.

3. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРЕДЕЛЬНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

В связи с непрекращающейся дискуссией о преимуществах и недостатках операционных усилителей с обратной связью по напряжению и ОУ с так называемой «токовой обратной связью» представляет интерес исследование их динамических параметров с учётом нелинейностей каскадов.

3.1. Существенные нелинейности входных каскадов

Сравнительный анализ свойств ОУ с ТОС и ОСН проведён в работах не совсем корректно. Некорректность сравнения проявляется в том, что в рамках одного типа обратных связей (рис. 5) в их классическом толковании сравнивается быстродействие ОУ с линейным входным каскадом (ТОС, рис. 6) и ОУ с нелинейным входным каскадом (ОСН).

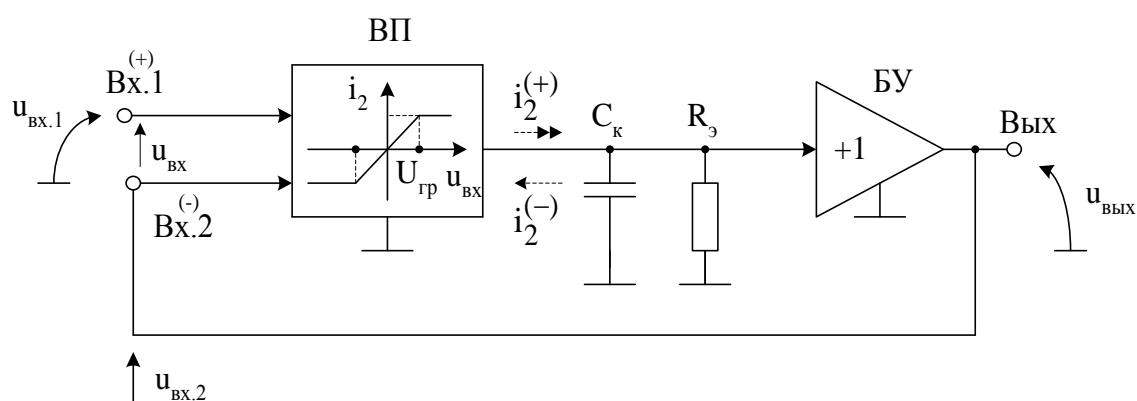


Рис. 5. Обобщённая функциональная схема ОУ с ТОС и ОУ с ОСН

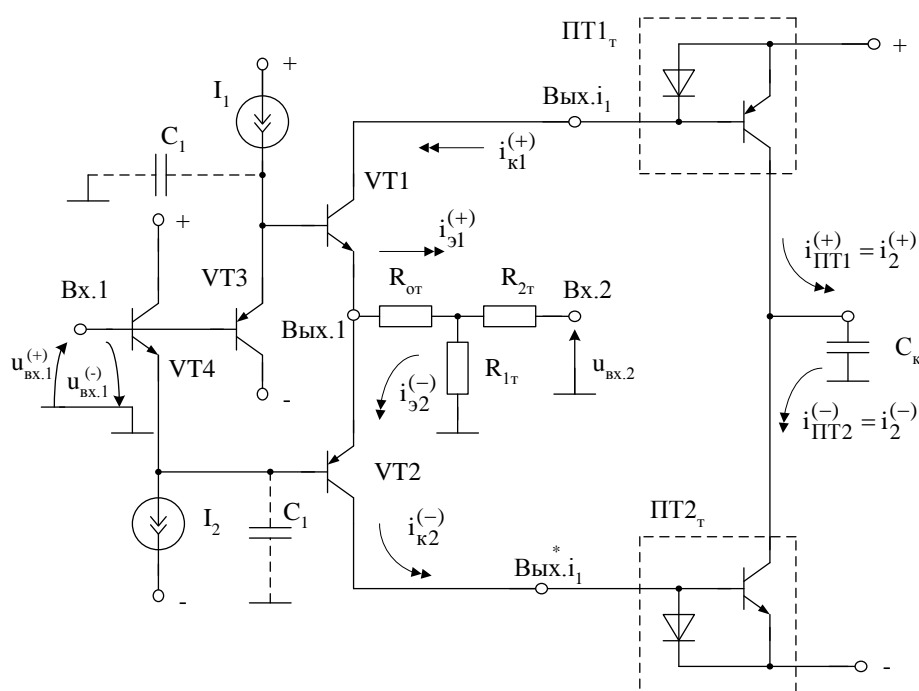
При этом упускается из внимания достаточно обширный класс так называемых квазилинейных входных каскадов ОУ с ОСН, у которых выходной ток пропорционален входному напряжению в широком диапазоне дифференциальных сигналов. Более корректным было бы сравнение ОУ с ТОС и ОУ с ОСН при условии, что в качестве входного каскада ОУ с ОСН используется дифференциальный усилитель с широким диапазоном активной работы, например мостовой каскад на основе «бриллиантовых» транзисторов.

Для ОУ с архитектурой (рис. 5), т.е. ОУ с ОСН и ТОС, максимальная скорость нарастания выходного напряжения определяется по формуле:

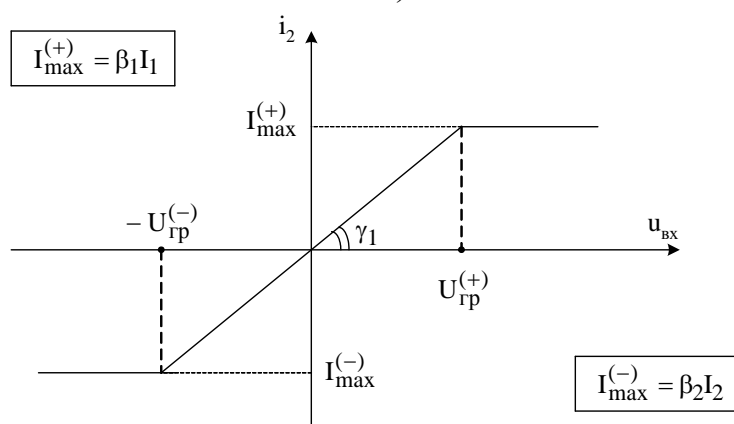
$$\vartheta_{\text{ВЫХ}} = 2\pi f_1 U_{\text{гр}}, \quad (12)$$

где f_1 – частота единичного усиления скорректированного ОУ без обратной связи;

$U_{\text{гр}}$ – напряжение ограничения входной подсистемы ВП (входного каскада).



а)



б)

Рис. 6. Входная подсистема ОУ с ТОС (а) и её проходная характеристика (б)

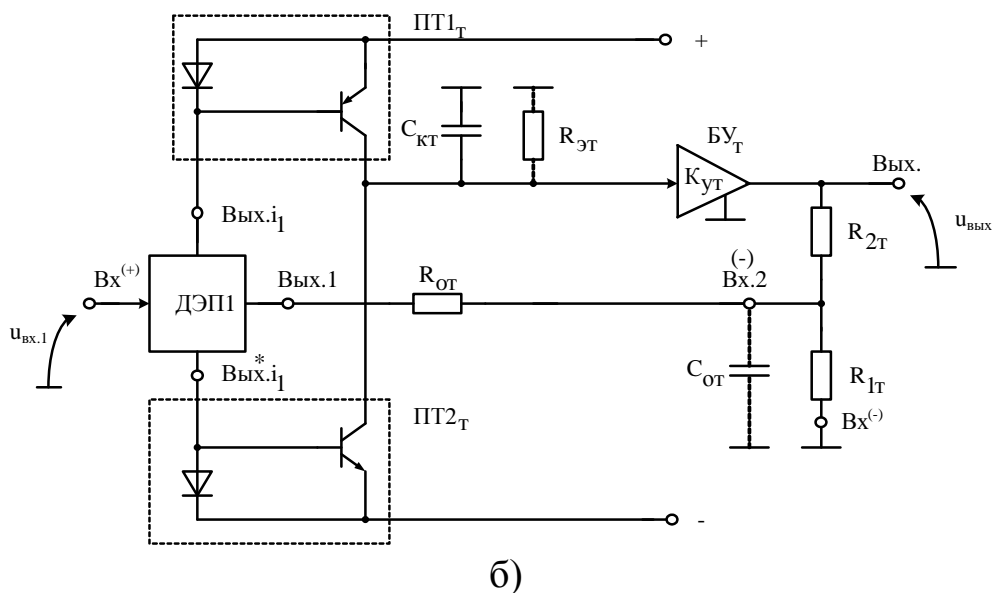


Рис. 7. Окончание (начало см. на с. 13)

Эта схема (рис. 7а) включает мостовой входной каскад на основе двухтактных эмиттерных повторителей ДЭП1, ДЭП2 (таких, как на рисунке 6а), буферный усилитель БУ_н, повторители тока ПТ1_н, ПТ2_н, корректирующую ёмкость С_{кн}, а также резисторы обратной связи R_{2н} и R_{1н}. Интересно заметить, что существенное отличие функциональной схемы ОУ с ТОС (рис.7б) от схемы ОУ с ОСН (рис. 7а) состоит в отсутствии правого двухтактного эмиттерного повторителя ДЭП2, что и создаёт дополнительные условия для некоторого улучшения его динамических параметров. Однако это качество обеспечивается ценой ухудшения других, в частности, статических характеристик, появлением асимметрии и т.д.

Низкое входное сопротивление по инвертирующему входу ОУ с ТОС Вх.2⁽⁻⁾ придаёт ряд особенностей этим устройствам – их петлевое усиление всегда равно коэффициенту усиления по напряжению разомкнутого усилителя и слабо зависит от отношения резисторов R_{2т}/R_{1т}. Данное обстоятельство повышает значимость резистора R_{2т}, который оказывается включённым между двумя узлами, имеющими низкое выходное сопротивление: БУ_т и ДЭП1. Как следствие, включение по переменному току параллельно низкоомному R_{от} более высокоомного резистора обратной связи R_{1т} не изменяет доминирующее влияние R_{2т} на усилительные параметры схемы. Резистор R_{2т}, численные значения его сопротивления становятся наиболее критически важными, определяющими крутизну входной подсхемы ВП ОУ с ТОС и, следова-

тельно, его петлевое усиление $T_{от}$. Для повышения $T_{от}$ необходимо уменьшать $R_{2т}$, то есть в ОУ с токовой обратной связью в качестве $R_{2т}$ не следует применять высокоомные резисторы. Так, при $R_{эт}=100$ кОм, $R_{от} \ll R_{2т}$ и $R_{2т}=1$ кОм, коэффициент усиления $K_{ут}^0 = T_{от}$ получается небольшим: $K_{ут}^0 = 100$. В ряде случаев этого недостаточно.

3.3. Параметры ОУ при одинаковых усилениях без обратной связи

При коэффициенте передачи буферного усилителя $K_{ут}=1$ и $C_{от}=0$, коэффициент усиления разомкнутого ОУ с ТОС (рис. 7б) $\dot{K}_{y.т}(j\omega)$ можно привести к виду:

$$\dot{K}_{y.т}(j\omega) = \dot{T}_т(j\omega) = \frac{\dot{Z}_i(j\omega)}{\dot{Z}_e(j\omega)}, \quad (15)$$

где $\dot{T}_т(j\omega)$ – петлевое усиление ОУ;

$\dot{Z}_i(j\omega)$ – комплекс сопротивления передачи входной подсхемы ВП (рис. 5), зависящий от внутренних элементов ОУ с ТОС;

$\dot{Z}_e(j\omega)$ – комплекс сопротивления, зависящий в основном от внешних элементов микросхемы ОУ с ТОС.

Причём

$$\dot{Z}_i(j\omega) = \frac{\dot{K}_{лн}(j\omega)\dot{K}_{тл}(j\omega)R_{эт}}{1 + j\omega C_{кт}R_{эт}}, \quad (16)$$

$$\dot{Z}_e(j\omega) \approx \left[R_{2т} + R_{от}^* \left(1 + \frac{R_{2т}}{R_{1т}} \right) \right] \left[1 + \frac{R_{бу}}{R_n} \right] + R_{бу} \left(1 + \frac{R_{от}^*}{R_{1т}} \right), \quad (17)$$

где $\dot{K}_{лн}(j\omega)$ – коэффициент передачи по напряжению подсхемы ДЭП1 от её входа на выход «Вых.1»;

$\dot{K}_{тл}(j\omega)$ – коэффициент передачи по току подсхемы «ДЭП1-ПТ1_т» от узла «Вых.1» к резистору $R_{эт}$ при $R_{эт} \approx 0$;

$R_{бу}$ – выходное сопротивление буферного усилителя БУТ;

R_n – сопротивление нагрузки в схеме рисунка 7б.

Если учесть, что в реальных устройствах $R_{от} \ll R_{2т}$, $R_{от} \ll R_{1т}$, $R_{бу} \ll R_n$, $R_{бу} \ll R_{2т}$, $R_{бу} \ll R_{1т}$, а также полагая, что $\dot{K}_{лн}(\omega) \approx 1$, $\dot{K}_{тл}(j\omega) \approx 1$, уравнение (15) можно существенно упростить:

$$\dot{K}_{y.T}(j\omega) = \frac{K_{y.T}^0}{1 + j\omega C_{KT} R_{ЭТ}} = \dot{T}_T(j\omega) = \frac{T_{от}}{1 + j\omega C_{KT} R_{ЭТ}}, \quad (18)$$

где $K_{y.T}^0 = T_{от} = R_{ЭТ}/R_{2T}$ – коэффициент передачи ОУ без обратной связи в диапазоне низких частот и петлевое усиление замкнутого ОУ с ТОС.

Будем полагать, что в существенном диапазоне частот наклон ЛАЧХ (логарифмической амплитудно-частотной характеристики) (-20 дБ/дек) формируется ёмкостью коррекции C_{KT} , причём участки с бóльшим наклоном (-40 дБ, -60 дБ) проявляются на частотах более высоких, чем частота единичного усиления разомкнутого ОУ ω_{1T} (рис. 8). По существу, последнее требование ограничивает допустимый диапазон изменения параметров ОУ C_{KT} , R_{2T} , $R_{ЭТ}$, при которых будет гарантироваться заданный запас устойчивости ОУ по амплитуде и фазе, а также параметры переходного процесса при введении резистивных обратных связей.

С другой стороны, для ОУ с ОСН

$$\dot{K}_{y.H}(j\omega) = \frac{K_{y.H}^0}{1 + j\omega C_{KH} R_{ЭН}}, \quad (19)$$

где $K_{y.H}^0 = \frac{R_{ЭН}}{R_{ОН}}$ – коэффициент усиления разомкнутого ОУ без обратной связи.

Причём частоты единичного усиления разомкнутых ОУ (рис. 7)

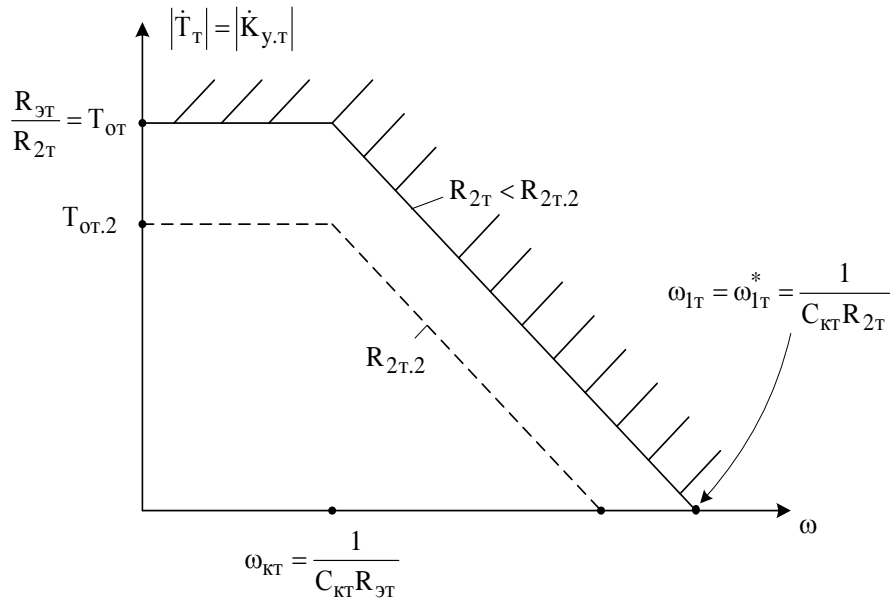
$$\omega_{1T} = \frac{1}{C_{KT} R_{2T}} = \omega_{1T}^*, \omega_{1H} = \frac{1}{C_{KH} R_{ОН}} \leq \omega_{1H}^*, \quad (20)$$

где ω_{1T}^* , ω_{1H}^* – частоты единичного усиления по петле обратной связи ОУ с ОСТ и ОУ с ОСН.

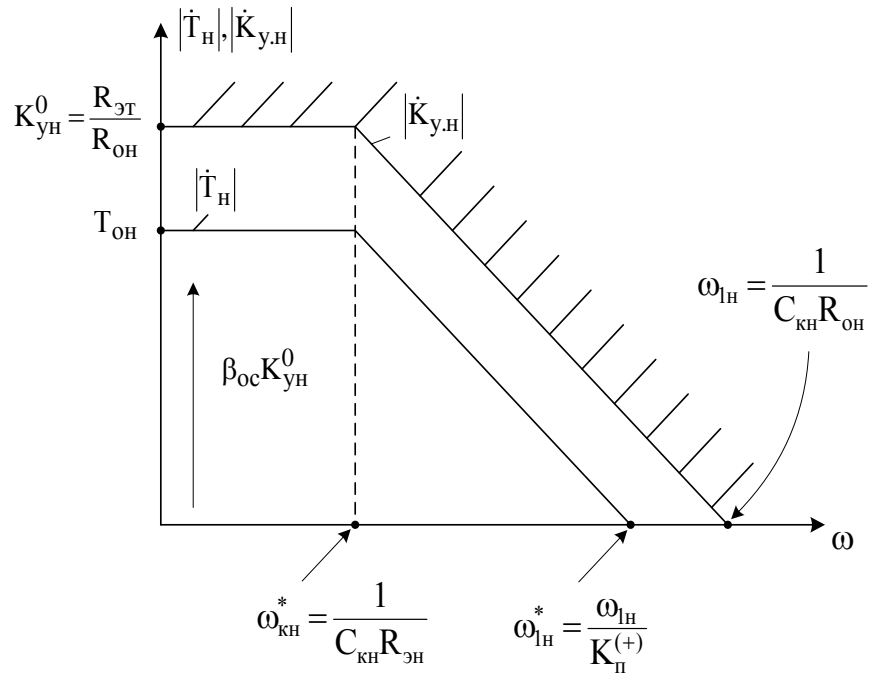
Рассмотрение ЛАЧХ коэффициента усиления по напряжению ОУ с ТОС и ОУ с ОСН (рис. 3.8) показывает, что возможны три условия идентичности их основных параметров при одинаковых $R_{ЭН} = R_{ЭТ}$:

1. При равенстве коэффициентов усиления по напряжению на низких частотах ($K_{y.T}^0 = K_{y.H}^0$) должно быть:

$$R_{2T} = R_{ОН}. \quad (21)$$



а)



б)

Рис. 8. ЛАЧХ операционных усилителей
с токовой обратной связью (а)
и с обратной связью по напряжению (б)

2. Если потребовать равенства частот единичного усиления ($\omega_{1Т} = \omega_{1Н}$), то:

$$\frac{C_{кН}}{C_{кТ}} = \frac{R_{2Т}}{R_{оН}}. \quad (22)$$

3. При равенстве частот единичного усиления ($\omega_{1T} = \omega_{1H}$) и коэффициентов передачи на низких частотах разомкнутых ОУ ($K_{y.T}^0 = K_{y.H}^0$) параметры ОУ должны удовлетворять условиям:

$$R_{2T} = R_{oH}, C_{KH} = C_{KT}. \quad (23)$$

Таким образом, полная идентичность параметров ЛАЧХ коэффициента усиления по напряжению сравниваемых ОУ без обратных связей предполагает идентичность сопротивлений резисторов $R_{2T} = R_{oH}$, определяющих крутизну их входных подسхем, и ёмкостей конденсаторов коррекции ($C_{KH} = C_{KT}$).

3.4. Параметры ОУ при одинаковых петлевых усилениях

Из уравнений (18) следует, что при $R_{эТ} = R_{эH} = \text{const}$ петлевое усиление операционного усилителя с ТОС зависит только от одного (R_{2T}) из двух внешних резисторов (R_{2T}, R_{1T}), а постоянная времени, обеспечивающая устойчивость петли обратной связи, определяется произведением $\tau_{KT} = C_{KT} R_{эТ}$. При этом частота единичного усиления по петле обратной связи совпадает с частотой единичного усиления разомкнутого ОУ:

$$\omega_{1T}^* \approx \frac{1}{C_{KT} R_{2T}} \approx \omega_{1T}, \quad (24)$$

где ω_{1T} – частота единичного усиления разомкнутого ОУ с ТОС.

С другой стороны, петлевое усиление ОУ с ОСН (рис. 7а) при тех же допущениях зависит от двух резисторов обратной связи R_{2H}, R_{1H} :

$$\dot{T}_H(j\omega) = \frac{T_{oH}}{1 + j\omega C_{KH} R_{эH}}, \quad (25)$$

где $T_{oH} = \beta_{oc} \frac{R_{эH}}{R_{oH}} = [K_{п.H}^{(+)}]^{-1} \frac{R_{эH}}{R_{oH}};$

$\beta_{oc} = \frac{1}{1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}} = [K_{п.H}^{(+)}]^{-1}$ – коэффициент обратной связи ОУ с ОСН;

$K_{п.H}^{(+)}$ – коэффициент передачи неинвертирующего замкнутого ОУ с ОСН.

Петлевое усиление $|\dot{T}_H(j\omega)|$ принимает единичное значение на частоте

$$\omega_{1H}^* \approx \frac{1}{C_{KH} R_{OH} \left(1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}\right)} = \frac{\omega_{1H}}{1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}}, \quad (26)$$

где $\omega_{1H} = \frac{1}{C_{KH} R_{OH}}$ – частота единичного усиления ОУ с ОСН без обратной связи.

Если потребовать идентичности параметров сравниваемых усилителей, характеризующих свойства их петли обратной связи, то следует рассмотреть три различные ситуации:

1. Усилители на низких частотах имеют одинаковые петлевые усиления ($T_{от} = T_{он}$). Для этого необходимо, чтобы

$$R_{OH} = \frac{R_{2T}}{1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}} = \frac{R_{2T}}{K_{п.н}^{(+)}}. \quad (27)$$

2. Частоты единичного усиления по петле обратной связи сравниваемых ОУ совпадают ($\omega_{1T}^* = \omega_{1H}^*$). Данное условие при $R_{эТ} = R_{эН}$ накладывает следующие ограничения на параметры элементов схем (рис. 7):

$$\frac{R_{2T}}{R_{OH}} = \frac{C_{KH}}{C_{KT}} \left(1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}\right). \quad (28)$$

3. Если усилители (рис. 7) имеют одинаковые значения петлевого усиления ($T_{от} = T_{он}$) и частот $\omega_{1H}^* = \omega_{1T}^* = \omega_{1T}$, то необходимо иметь:

$$R_{OH} = \frac{R_{2T}}{1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}} = \frac{R_{2T}}{K_{п.н}^{(+)}}; \quad C_{KH} = C_{KT}. \quad (29)$$

Таким образом, для получения одинаковых петлевых усилений $T_{он} = T_{от}$ сопротивление резистора R_{OH} , определяющего крутизну преобразования входного сигнала мостового каскада ОУ с ОСН, должно быть в $K_{п.н}^{(+)}$ -раз меньше, чем сопротивление резистора R_{2T} , определяющего крутизну преобразования разницы между $u_{вых}$ и $u_{вх.1}$ в ток выхода «Вых.1» ОУ с ТОС.

В частном случае, если выбрать 100 % обратную связь ($K_{п.н}^{(+)} = 1$), т.е. $R_{2H} = 0$, то должно выполняться равенство $R_{2T} = R_{OH}$. Это основное условие получения идентичных значений $T_{он} = T_{от}$ сравниваемых усилителей в данном режиме.

При рассмотренных допущениях из (29) следует, что при $T_{\text{он}} = T_{\text{от}}$ амплитудно-частотные характеристики петлевого усиления ОУ с ОСН и ОУ с ТОС, определяющие их устойчивость и другие динамические параметры в схеме с обратной связью, оказываются одинаковыми, а для коррекции их АЧХ необходимы одинаковые корректирующие конденсаторы $C_{\text{кн}} = C_{\text{кт}}$.

Таким образом, в существенном диапазоне частот ОУ с ОСН и ОУ с ТОС (рис. 7) при $T_{\text{он}} = T_{\text{от}}$ идентичны по динамическим параметрам петли обратной связи, определяющей их свойства при обработке импульсных и гармонических сигналов.

3.5. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения в нелинейных режимах

С учётом (12) и формул для частот единичного усиления (20) находим, что $\vartheta_{\text{вых}}$ сравниваемых усилителей

$$\vartheta_{\text{вых.т}} = \omega_{\text{лт}} U_{\text{гр.т}} = \frac{U_{\text{гр.т}}}{C_{\text{кт}} R_{2\text{т}}}, \quad (30)$$

$$\vartheta_{\text{вых.н}} = \omega_{\text{лн}} U_{\text{гр.н}} = \frac{U_{\text{гр.н}}}{C_{\text{кн}} R_{\text{он}}},$$

где $U_{\text{гр.т}}$, $U_{\text{гр.н}}$ – напряжение ограничения входных подсхем ОУ с ТОС и ОУ с ОСН (рис. 7).

Причём выигрыш по скорости нарастания выходного напряжения ОУ с ТОС определяется в общем случае отношением

$$N_{\vartheta} = \frac{\vartheta_{\text{вых.т}}}{\vartheta_{\text{вых.н}}} = N_{\text{гр}} \cdot N_{\omega}, \quad (31)$$

$$\text{где } N_{\text{гр}} = \frac{U_{\text{гр.т}}}{U_{\text{гр.н}}}, \quad N_{\omega} = \frac{\omega_{\text{лт}}}{\omega_{\text{лн}}} = \frac{\omega_{\text{лт}}^*}{\omega_{\text{лн}}^*} K_{\text{п}}^{(+)}.$$

При классическом построении входной подсхемы ОУ с ОСН коэффициент $N_{\text{гр}} \gg 1$ и поэтому ОУ с ТОС имеют существенные преимущества по быстродействию. Однако для сравниваемых усилителей (рис. 7)

$$\begin{aligned} U_{\text{гр.т}} &\approx \beta_1 I_1 R_{2\text{т}}, \quad U_{\text{гр.н}} \approx \beta_1 I_1 R_{\text{он}} \\ N_{\text{гр}} &= \frac{R_{2\text{т}}}{R_{\text{он}}}, \quad N_{\omega} = \frac{C_{\text{кн}} R_{\text{он}}}{C_{\text{кт}} R_{2\text{т}}}, \quad N_{\vartheta} = \frac{C_{\text{кн}}}{C_{\text{кт}}}. \end{aligned} \quad (32)$$

Таким образом, при $R_{2T} = R_{он}$ диапазоны активной работы входных каскадов ОУ (рис. 7) одинаковы, а при $C_{кн} = C_{кт}$ максимальные скорости нарастания выходного напряжения сравниваемых ОУ равны:

$$\vartheta_{\text{вых.т}} \approx \frac{\beta_1 I_1}{C_{кт}}, \quad (33)$$

$$\vartheta_{\text{вых.н}} \approx \frac{\beta_1 I_1}{C_{кн}}. \quad (34)$$

Формулы (33), (34) справедливы при отсутствии динамической перегрузки входных эмиттерных повторителей подсистемы ВП на транзисторах VT3, VT4, а также при

$$\frac{E_{\pi}^{(+)} - 2U_{эб}}{R_{от} + R_{1т} \parallel R_{2т}} \geq \beta_1 I_1, \quad (35)$$

где $E_{\pi}^{(+)} = E_{\pi}^{(-)} = E_{\pi}$ – напряжение двуполярного питания ОУ;

$U_{эб} \approx 0,7\text{В}$ – напряжение эмиттер-база транзисторов ОУ.

Последнее соотношение накладывает ограничения «сверху» на величину сопротивлений резисторов обратной связи. Так, если сопротивление $R_{2т}$ сравнительно велико, то при входном напряжении, близком к E_{π} , максимально возможный ток коллектора VT1 ($\beta_1 I_1$) не будет достигнут.

С другой стороны, если учесть динамическую перегрузку входных эмиттерных повторителей входной подсистемы ОУ (рис. 6), то максимальная скорость нарастания ОУ с ТОС будет ограничена на уровне

$$\bar{\vartheta}_{\text{вых}} \approx \sqrt{\frac{I_1 E_{\pi}}{C_1 C_{к} (R_{от} + R_{1т} \parallel R_{2т})}} \approx \sqrt{2\pi f_1 E_{\pi} \frac{I_1}{C_1}}, \quad (36)$$

где C_1 – эквивалентная паразитная ёмкость в цепи эмиттера транзистора VT3;

I_1 – статический ток эмиттера транзистора VT3.

3.6. Быстродействие в линейных режимах

В линейном режиме работы входного каскада сравниваемых ОУ, т.е. когда не наступает ограничение его выходного тока во всём допустимом диапазоне входных импульсных сигналов $U_{\text{вх}} < E_{\pi}$, вызванное малыми значениями коэффициента усиления по току базы

входных транзисторов ДЭП1 или сравнительно большими величинами R_{2T} , R_{2H} , максимальная скорость нарастания выходного напряжения $\vartheta_{\text{ВЫХ}}$ связана с амплитудой $U_{\text{ВХ}}$ следующим образом:

$$\begin{aligned}\vartheta_{\text{ВЫХ.Т}} &\approx \omega_{1T} U_{\text{ВХ}}, \\ \vartheta_{\text{ВЫХ.Н}} &\approx \omega_{1H} U_{\text{ВХ}}.\end{aligned}\quad (37)$$

В реальных схемах предельное значение амплитуды $U_{\text{ВХ}}$ близко к напряжению питания $U_{\text{ВХ}} \approx E_{\text{П}}$. Поэтому максимально возможная величина $\vartheta_{\text{ВЫХ}}$:

$$\vartheta_{\text{ВЫХ.Т}} \approx \omega_{1T} E_{\text{П}}, \vartheta_{\text{ВЫХ.Н}} \approx \omega_{1H} E_{\text{П}}, N_g \approx \frac{\omega_{1T}}{\omega_{1H}} = \frac{C_{\text{КН}} R_{\text{ОН}}}{C_{\text{КТ}} R_{2T}}. \quad (38)$$

Из (38) следует, что при идентичных параметрах амплитудно-частотной характеристики разомкнутых ОУ коэффициент N_g в данном режиме близок к единице, т.е. ОУ с ТОС не имеет преимуществ по быстродействию.

Следует обратить внимание на потенциальную возможность получения более высокого быстродействия в ОУ с ОСН в линейном и нелинейном режимах. Эта возможность проявляется при выборе коэффициента передачи $K_{\text{П.Н}}^{(+)} > 1$.

Действительно, при введении обратной связи петлевое усиление ОУ с ТОС не изменяется и условия обеспечения его устойчивости остаются всегда одинаковыми и наиболее «тяжёлыми», характерными для замкнутых систем со 100 % обратной связью.

В ОУ с ОСН при коэффициенте передачи цепи обратной связи $\beta_{\text{ос}} < 1$ петлевое усиление уменьшается и условия обеспечения устойчивости несколько упрощаются – ёмкость $C_{\text{КН}}$, гарантирующая отсутствие генерации, может быть уменьшена в $\left(1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}\right)$ -раз. Если выбрать $R_{\text{ОН}} = R_{2T}$, то при прочих равных условиях это равносильно получению более высокого быстродействия:

$$\frac{\vartheta_{\text{ВЫХ.Н}}}{\vartheta_{\text{ВЫХ.Т}}} = 1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}} > 1. \quad (39)$$

Однако такой режим коррекции амплитудно-частотной характеристики не всегда возможен в универсальных ОУ, для которых ёмкость $C_{\text{КН}}$ выбирается для наиболее худшего случая – 100 % обратной связи. Тем не менее, этот способ повышения быстродействия следует рекомендовать для ОУ с фиксированным коэффициентом передачи, например, $K_{\text{П.Н}}^{(+)} = 5 \div 10$.

3.7. Частотные характеристики в режиме неинвертирующих усилителей

Коэффициенты передачи замкнутых ОУ (рис. 7) определяются по следующим формулам:

$$\dot{K}_{п.н}^{(+)} = \frac{\dot{U}_{ввых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{K_{п.н}^{(+)}}{1 + j\omega R_{он} K_{п.н}^{(+)} C_{кн}}, \quad (40)$$

$$\dot{K}_{п.т}^{(+)} = \frac{\dot{U}_{ввых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{K_{п.т}^{(+)}}{1 + j\omega R_{2т} C_{кт}}, \quad (41)$$

$$\text{где } K_{п.н}^{(+)} = 1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}}, \quad K_{п.т}^{(+)} = 1 + \frac{R_{2т}}{R_{1т}}. \quad (42)$$

Если выбрать режим 100 % обратной связи ОУ с ОСН и $K_{п.т}^{(+)} = K_{п.н}^{(+)} = 1$, то полоса пропускания сравниваемых ОУ при $T_{он} = T_{от}$ и $R_{он} = R_{2т}$ оказывается также одинаковой:

$$\omega_{в.н}^{(+)} = \frac{1}{K_{п.н}^{(+)} R_{он} C_{кн}} \approx \frac{1}{R_{он} C_{кн}}, \quad (43)$$

$$\omega_{в.т}^{(+)} = \frac{1}{R_{2т} C_{кт}}. \quad (44)$$

При $K_{п.н}^{(+)} > 1$ и $C_{кн} = C_{кт}$ частотные характеристики ОУ с ОСН ухудшаются пропорционально увеличению $K_{п.н}^{(+)}$, в сравнении с ОУ с ТОС. Это объясняется наличием множителя $K_{п.н}^{(+)}$ при $C_{кн}$ в формуле (40), в то время как в ОУ с ТОС коэффициент передачи $K_{п.т}^{(+)}$ слабо влияет на полосу пропускания. В принципе, если при увеличении $K_{п.н}^{(+)} > 1$ целенаправленно уменьшать резистор $R_{он}$ в ОУ с ОСН в соответствии с формулой (27), то это позволит получить при одинаковом запасе устойчивости такие же значения $\omega_{в.н}^{(+)}$, что и $\omega_{в.т}^{(+)}$ ОУ с ТОС.

Таким образом, ОУ с ТОС (рис. 7б) не имеет заметных преимуществ по абсолютным значениям максимальной полосы пропускания в сравнении с ОУ с ОСН (рис. 7а). При рациональном выборе параметров $R_{он}$, $R_{эн}$, $C_{кн}$ частотные характеристики сравниваемых ОУ могут быть практически одинаковыми.

Следует заметить, что у ОУ с ТОС существует одна замечательная особенность – это возможность внешнего регулирования крутизны передачи входной подсхемы и, как следствие, $\omega_{в.т}^{(+)}$ за счёт изменения сопротивления только одного внешнего резистора $R_{2т}$, в то время

как заданный коэффициент передачи $K_{п.т}^{(+)}$ можно устанавливать другим резистором $R_{1т}$. Однако, если в микросхеме ОУ (рис. 7а) вынести резистор $R_{он}$ за микросхему, то такие же возможности будет иметь и ОУ (рис. 7а). В этом случае необходимо при повышении $K_{п.н}^{(+)}$ уменьшать $R_{он}$, поддерживая таким образом величину петлевого усиления на постоянном уровне. Конечно, такое схемотехническое решение потребует дополнительных выводов у микросхемы, может привести к дополнительным наводкам и шумам. Однако эти проблемы могут быть сняты путём электронной регулировки $R_{он}$ в зависимости от заданных значений коэффициента передачи замкнутого ОУ. Одним из вариантов решения этой задачи является изменение $K_{п.н}^{(+)}$ путём цифровой коммутации резистора $R_{1н}$ при соответствующем изменении $R_{он}$.

3.8. Частотные характеристики в режиме инвертирующих усилителей

В этом случае неинвертирующий вход ОУ $Vx^{(+)}$ подключается к общей шине, а сигнал подаётся на « $Vx^{(-)}$ » последовательно с резисторами $R_{1н}$, $R_{1т}$ (рис. 7).

Петлевые усиления ОУ (рис. 7а, б) в таком режиме не изменяются и определяются по формулам (18) и (25), а коэффициент передачи сравниваемых ОУ с учётом обратной связи:

$$\dot{K}_{п.т}^{(-)} = \frac{K_{п.т}^{(-)}}{1 + j\omega C_{кт} R_{2т}}, \quad \dot{K}_{п.н}^{(-)} = \frac{K_{п.н}^{(-)}}{1 + j\omega C_{кт} \left(1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}}\right) R_{он}}, \quad (45)$$

$$\text{где } K_{п.т}^{(-)} = -\frac{R_{2т}}{R_{1т}}, \quad K_{п.н}^{(-)} = -\frac{R_{2н}}{R_{1н}}. \quad (46)$$

При этом полосы пропускания сравниваемых усилителей:

$$\omega_{в.н}^{(-)} = \frac{1}{C_{кн} R_{он} \left(1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}}\right)}, \quad \omega_{в.т}^{(-)} = \frac{1}{C_{кт} R_{2т}}. \quad (47)$$

Формальный анализ формулы (47) показывает, что ОУ с ТОС имеет, в общем случае, более широкую полосу пропускания:

$$N_{\omega} = \frac{\omega_{в.т}^{(-)}}{\omega_{в.н}^{(-)}} = 1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}} \geq 1. \quad (48)$$

Однако, если потребовать равенства петлевых усиления ОУ (рис. 7а, б) ($T_{\text{он}} = T_{\text{от}}$) и выбрать при $C_{\text{кн}} = C_{\text{кт}}$ сопротивление резистора $R_{\text{он}}$ в соответствии с (23), то получим, что $N_{\omega} = 1$. С другой стороны, в ОУ с ОСН при $K_{\text{п.н}}^{(+)} > 1$ и $T_{\text{он}} < T_{\text{от}}$ устойчивость петли обратной связи можно обеспечить при меньших значениях $C_{\text{кн}}$, что равносильно увеличению $\omega_{\text{в.н}}^{(-)}$ до уровня $\omega_{\text{в.т}}^{(-)}$.

Таким образом, в режиме инвертора сравниваемые ОУ (рис. 7) также могут иметь достаточно близкие частотные характеристики. Однако практическое применение ОУ с ТОС в неинвертирующем включении часто ограничивается его крайне малым входным сопротивлением, т.к. $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{1т}}$.

Предельное быстродействие ОУ с ТОС в режиме инвертора может быть выше, чем ОУ с ОСН. Это объясняется двумя причинами. Во-первых, входная ёмкость $C_{\text{от}}$, включённая параллельно малому сопротивлению $R_{\text{от}}^*$, влияет на максимальную скорость изменения сигнала на входе ОУ с ТОС в меньшей степени, чем в ОУ с ОСН. Во-вторых, на достижение предельных значений $\vartheta_{\text{вых}}$ в ОУ с ОСН влияет также динамическая перегрузка входных эмиттерных повторителей подсистемы ДЭП2. Поэтому исключение ДЭП2 из структуры ОУ с ТОС снимает эту проблему. Как следствие, предельное быстродействие ОУ с ТОС в режиме инвертора будет выше, чем в режиме повторителя.

3.9. Влияние малых постоянных времени

Передаточная функция петлевого усиления ОУ (рис. 7а, б) с учётом малых постоянных времени основных подсистем

$$T_{\text{н}}(p) \approx \frac{T_{\text{он}}}{(1 + \tau_{\text{БУн}} \cdot p)(1 + \tau_{\beta, \text{н}} \cdot p)(1 + \tau_{\text{ЭП2}} \cdot p)(1 + \tau_{\text{ПТ}} \cdot p)(1 + \tau_{\text{кн}} \cdot p)}, \quad (49)$$

$$T_{\text{т}}(p) \approx \frac{T_{\text{от}}}{(1 + \tau_{\text{БУт}} \cdot p)(1 + \tau_{\beta, \text{т}} \cdot p)(1 + \tau_{\text{ПТ}} \cdot p)(1 + \tau_{\text{кт}} \cdot p)}, \quad (50)$$

где $\tau_{\text{БУн}}$, $\tau_{\text{БУт}}$, $\tau_{\text{ЭП2}}$, $\tau_{\text{ПТ}}$ – эквивалентные постоянные времени подсистем БУ_н, БУ_т, ДЭП2, «ДЭП1-ПТ_т»;

$$\tau_{\text{кн}} \approx C_{\text{кн}} R_{\text{Эн}}, \tau_{\text{кт}} \approx C_{\text{кт}} R_{\text{Эт}};$$

$\tau_{\beta, \text{н}}$, $\tau_{\beta, \text{т}}$ – постоянные времени паразитных конденсаторов в цепи обратной связи;

$$\tau_{\beta, \text{н}} \approx C_{\text{он}} \cdot R_{\text{1н}} \parallel R_{\text{2н}}; \tau_{\beta, \text{т}} \approx C_{\text{от}} \cdot R_{\text{1т}} \parallel R_{\text{2т}} \parallel R_{\text{от}}^*. \quad (51)$$

Для обеспечения заданных показателей устойчивости петли обратной связи все малые постоянные времени в уравнениях (49) и (50) не должны оказывать влияние на АЧХ $T(j\omega)$ в существенном диапазоне частот. При этом с увеличением их числа приходится увеличивать корректирующую ёмкость $C_{\text{кн}}$ ($C_{\text{кт}}$), что приводит к сужению полосы пропускания и быстродействия ОУ. Таким образом, тот усилитель из двух сравниваемых, который имеет меньшее число высокочастотных полюсов $T(j\omega)$, обладает в принципе более высокими динамическими параметрами.

Анализ уравнений (49) и (50) показывает, что в передаточной функции петлевого усиления ОУ с ТОС отсутствует сомножитель

$$K_{y \text{ ЭП2}}(p) \approx \frac{1}{1 + \tau_{\text{ЭП2}} \cdot p}, \quad (52)$$

который всегда имеется в уравнении (49) для ОУ с ОСН. Это даёт ОУ данного типа неоспоримое преимущество, которое может оказаться существенным при построении СВЧ-операционных усилителей. Так, компьютерное моделирование двухтактных эмиттерных повторителей на базе технологий ФГУП НПП «Пульсар» показывает, что влияние инерционности ДЭП2 начинает проявляться на частотах $1,3 \div 1,8$ ГГц, а на транзисторах с гетеропереходом, изготовленных на основе SiGe по технологическому процессу фирмы INP, при $f > 20$ ГГц.

Когда у сравниваемых усилителей учитывается паразитная ёмкость $C_{\text{от}} = C_{\text{он}}$, то в ОУ с ТОС её влияние на петлевое усиление оказывается менее заметным. Однако, если потребовать, чтобы в ОУ с ОСН были такие же энергетические потери в четырёхполюснике обратной связи, что эквивалентно уменьшению $R_{2\text{н}}$ и $R_{1\text{н}}$ до уровня $R_{2\text{т}}$ и $R_{1\text{т}}$, то постоянные времени $\tau_{\beta, \text{т}}$ и $\tau_{\beta, \text{н}}$ становятся соизмеримыми.

3.10. Ослабление синфазных сигналов

Наличие на входе любого дифференциального ОУ (рис. 9) синфазной составляющей входных напряжений u_c приводит к дополнительному смещению его нуля на величину

$$e_{\text{ос}} = \frac{u_c}{K_{\text{ос.сф}}} = \frac{K_{\text{сф}}}{K_y} u_c, \quad (53)$$

где $K_{\text{ос.сф}}$ – коэффициент ослабления входных синфазных сигналов ОУ; $K_{\text{сф}}$, K_y – коэффициенты передачи ОУ по синфазному и дифференциальному сигналам.

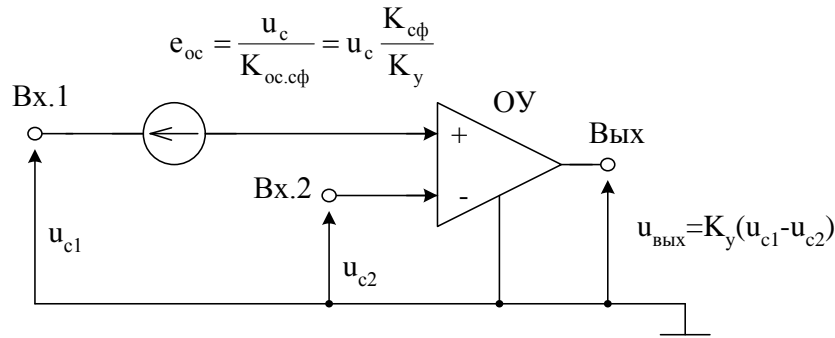


Рис. 9. Ошибка усиления в ОУ при наличии синфазной составляющей входных сигналов u_{c1} и u_{c2}

В режиме неинвертирующего включения ОУ с ТОС и ОСН (рис. 10) реальное выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ (при отсутствии разброса сопротивления резисторов обратной связи) будет отличаться от идеального $u_{\text{вых}}^0$:

$$u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вых}}^0 \left(1 - \frac{1}{T} - \frac{1}{K_{\text{oc.cф}}} + R^{(-)} y_{\text{сф}}^{(-)} - R^{(+)} y_{\text{сф}}^{(+)} \right), \quad (54)$$

где T – петлевое усиление ОУ по напряжению;

$y_{\text{сф}}^{(-)}$, $y_{\text{сф}}^{(+)}$ – входные проводимости ОУ для синфазного сигнала по инвертирующему и неинвертирующему входам;

$$R^{(-)} = R_1 \parallel R_2, \quad R^{(+)} = R_3 \parallel R_4.$$

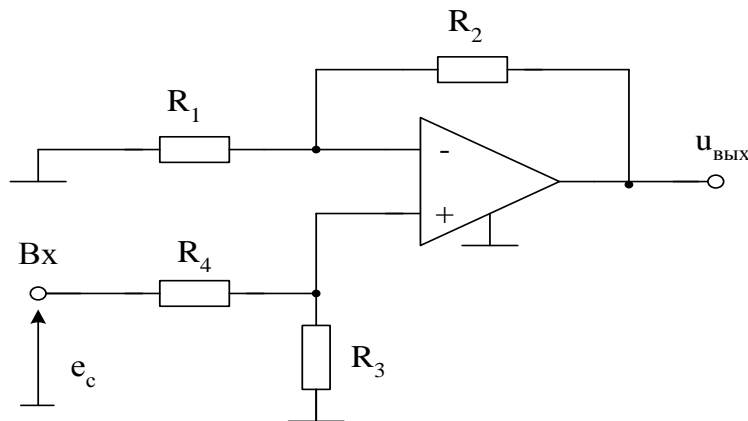


Рис. 10. Неинвертирующее включение ОУ

Следовательно, коэффициент ослабления синфазных сигналов $K_{\text{oc.cф}}$ ОУ таким же образом влияет на погрешность решающего усилителя (рис. 10), что и петлевое усиление T . При этом влияние асимметрии входных проводимостей по синфазному сигналу становится заметным, если

$$\left| R^{(-)} y_{\text{сф}}^{(-)} - R^{(+)} y_{\text{сф}}^{(+)} \right| > \frac{1}{T}, \quad (55)$$

$$\left| R^{(-)} y_{\text{сф}}^{(-)} - R^{(+)} y_{\text{сф}}^{(+)} \right| > \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}}. \quad (56)$$

Из уравнения (54) также следует, что повышение петлевого усиления T с целью снижения погрешности нецелесообразно, если $K_{\text{ос.сф}} < T$.

Приведённые выше формулы позволяют сравнить погрешности ОУ с ТОС и ОУ с ОСН, обусловленные несимметрией параметров $y_{\text{сф}}^{(-)}$ и $y_{\text{сф}}^{(+)}$, $R^{(-)}$ и $R^{(+)}$, а также конечным значением $K_{\text{ос.сф}}$.

Операционный усилитель с ТОС. Коэффициент ослабления синфазных сигналов входной подсистемы ОУ с ТОС (рис. 11) существенно зависит от сопротивления резистора $R_{\text{от}}$, включаемого иногда последовательно с инвертирующим входом, и сопротивлений r_e эмиттерных переходов VT1-VT4.

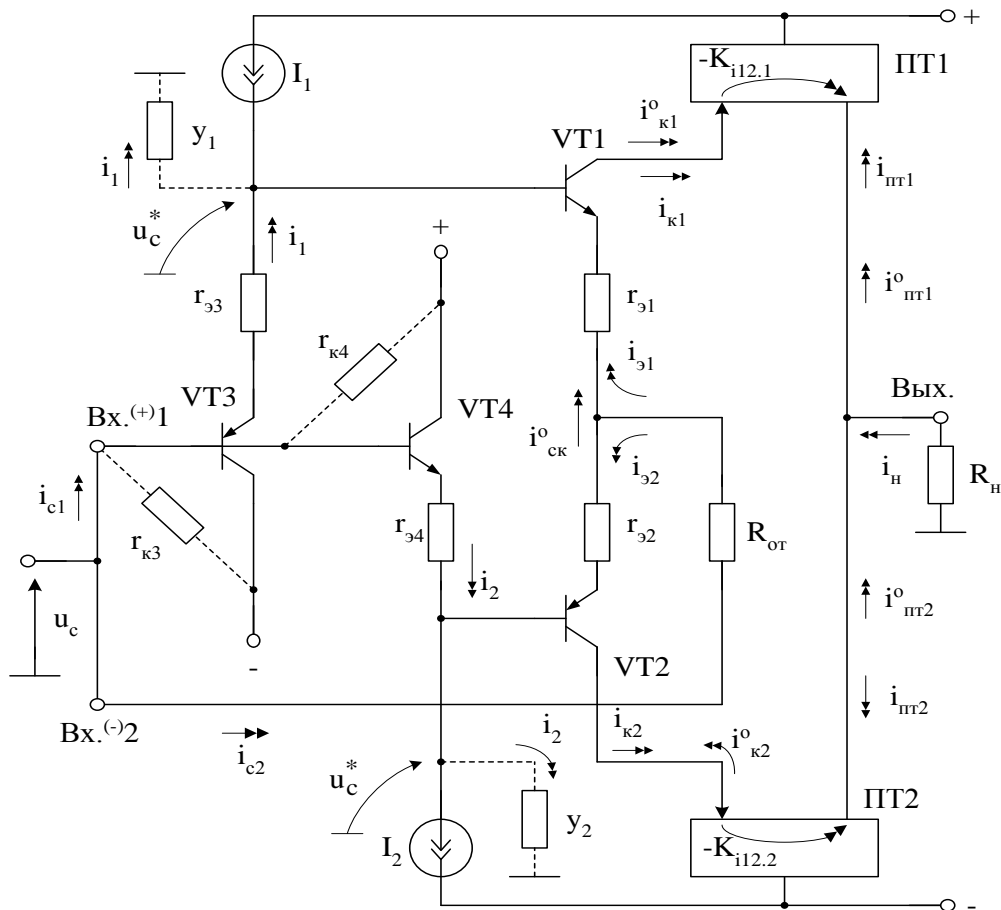


Рис. 11. Переменные токи во входном каскаде ОУ с ТОС на синфазном сигнале

Если $R_{от} = 0$, $r_{\text{э}1} = r_{\text{э}2} = r_{\text{э}3} = r_{\text{э}4} = r_{\text{э}}$, то синфазное изменение входных напряжений u_c создаёт в схеме приращения токов, обусловленных конечными значениями выходных проводимостей источников $I_1 (y_1)$ и $I_2 (y_2)$:

$$\begin{aligned} i_1 &\approx y_1 u_c, \quad i_2 \approx y_2 u_c, \\ i_{\text{к}1} &\approx i_{\text{э}1} \approx i_1, \quad i_{\text{к}2} \approx i_{\text{э}2} \approx i_2, \\ i_{\text{н}} &= u_c (K_{\text{ил}2.1} y_1 + K_{\text{ил}2.2} y_2), \end{aligned} \quad (57)$$

где $K_{\text{ил}2.1} \approx K_{\text{ил}2.2} \approx 1$ – коэффициент усиления по току токовых зеркал ПТ1, ПТ2.

Для дифференциального сигнала коэффициент усиления

$$K_y \approx R_{\text{н}} \left(\frac{K_{\text{ил}2.1}}{r_{\text{э}1}} + \frac{K_{\text{ил}2.2}}{r_{\text{э}2}} \right) = \frac{u_{\text{в}1\text{х}}}{u_{\text{в}2\text{х}}}. \quad (58)$$

Поэтому в данном режиме коэффициент ослабления синфазных сигналов входного каскада ОУ с ТОС (рис. 11) зависит от абсолютных значений параметров элементов схемы:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx K_{\text{ос.сф}}^{*-1} \approx 0,5 r_{\text{э}} (y_1 + y_2). \quad (59)$$

Минимальные величины входных проводимостей для синфазного сигнала входной подсхемы (рис. 11) при $R_{от} = 0$ определяются по формулам:

$$y_{\text{сф.мин}}^{*(+)} \approx y_{\text{к}3} + y_{\text{к}4}, \quad (60)$$

$$y_{\text{сф.мин}}^{*(-)} \approx y_1 + y_2, \quad (61)$$

где $y_{\text{к}3} = r_{\text{к}3}^{-1}$, $y_{\text{к}4} = r_{\text{к}4}^{-1}$ – проводимости закрытых коллекторных переходов транзисторов 3 и 4.

Формулы (59)–(61) получены без учёта внутренней обратной связи с транзисторах VT1–VT4.

Если $R_{от} \gg r_{\text{э}1} \approx r_{\text{э}2}$, то направление составляющих токов $i_{\text{пт}2}$ и $i_{\text{пт}1}$ в нагрузке $R_{\text{н}}$, связанных с синфазным сигналом, изменяются и коэффициент $K_{\text{ос.сф}}$ в этом режиме определяется разбросом параметров элементов схемы:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx K_{\text{ос.сф}}^{** -1} \approx \frac{(K_{\text{ил}2.1} - K_{\text{ил}2.2})(y_1 r_{\text{э}3} - y_2 r_{\text{э}4})}{0,5 K_{\text{ил}2.1} \frac{r_{\text{э}1} + r_{\text{э}2}}{r_{\text{э}1} + R_{от}} + 0,5 K_{\text{ил}2.2} \frac{r_{\text{э}1} + r_{\text{э}2}}{r_{\text{э}2} + R_{от}}}. \quad (62)$$

При идентичных значениях сопротивлений эмиттерных переходов $r_{\text{э}i} = r_{\text{э}}$ и $K_{\text{ил}2.2} \approx 1$ формула (62) существенно упрощается:

$$K_{\text{ос.сф}} \approx 0,5 R_{от} (y_1 - y_2) (K_{\text{ил}2.1} - K_{\text{ил}2.2}). \quad (63)$$

Таким образом, коэффициент ослабления синфазных сигналов ОУ с ТОС в зависимости от численных значений сопротивления $R_{от}$ лежит в пределах

$$\left| K_{oc.c\phi}^{*-1} \right| < K_{oc.c\phi}^{-1} < \left| K_{oc.c\phi}^{*-1} \right|, \quad (64)$$

а увеличение сопротивления $R_{от}$ от нуля до $R_{от} \gg r_3$ изменяет характер зависимости $K_{oc.c\phi}$ от выходных проводимостей источников опорного тока y_1 и y_2 : при $R_{от} = 0$ этот параметр пропорционален сумме проводимостей y_1 и y_2 , а при $R_{от} \gg r_3$ – их разности.

Операционный усилитель с ОСН. Схема входного каскада ОУ с ОСН, соответствующего архитектуре рисунка 7а, приведена на рисунке 12, где r_3 – сопротивление эмиттерных переходов транзисторов; y_1, y_2, y_1^*, y_2^* – выходные проводимости источников тока I_1, I_2, I_1^*, I_2^* .

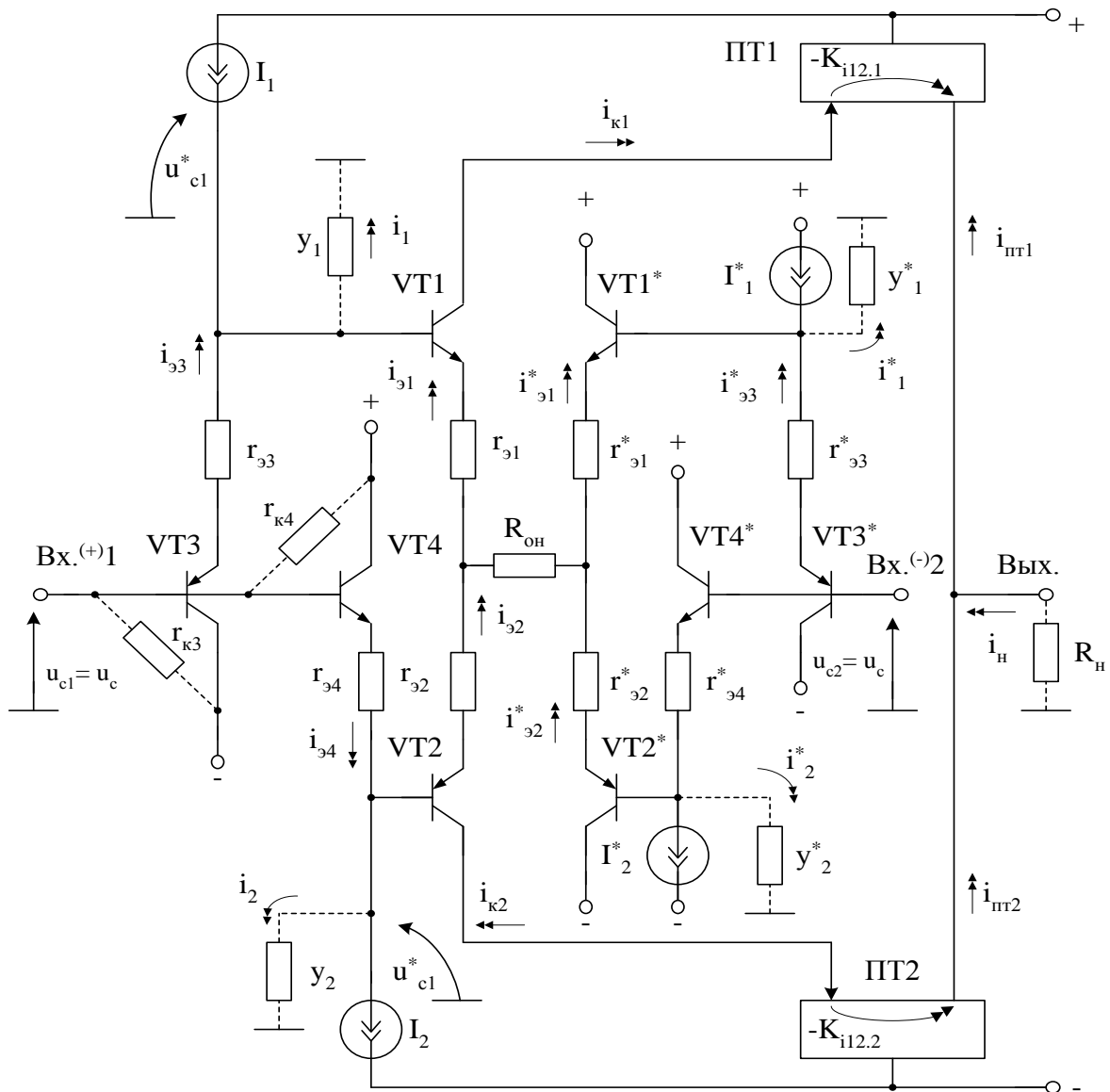


Рис. 12. Переменные токи во входном каскаде ОУ с ООС на синфазном сигнале

Если предположить, что сопротивления всех эмиттерных р-п переходов транзисторов одинаковы, и пренебречь их внутренней обратной связью, то приращения токов в схеме (рис. 12), обусловленные синфазным сигналом u_c на входах $V_{x.1}^{(+)}$, $V_{x.2}^{(-)}$, практически не зависят от численных значений $R_{он}$:

$$i_{к1} = \frac{u_c}{2} (y_1 - y_2) \approx i_{к2}, \quad (65)$$

$$i_n = K_{i12.1} i_{к1} - i_{к2} K_{i12.2}. \quad (66)$$

Так как коэффициент усиления дифференциального напряжения рассматриваемой входной подсхемы ОУ с ОСН $K_y \approx R_n |R_{он}|$, то коэффициент ослабления синфазных сигналов

$$K_{ос.сф}^{-1} \approx 0,5 R_{от} (y_1 - y_2) (K_{i12.1} - K_{i12.2}). \quad (67)$$

Сравнение формул (67) и (59) показывает, что коэффициенты ослабления синфазных сигналов ОУ с ОСН и ОУ с ТОС при $R_{от} = R_{он}$ и идентичном построении цепей стабилизации статического режима (I_1 , I_2) практически одинаковы. Если $R_{от} = 0$, то ОУ с ОСН имеет в N_c -раз более высокое ослабление синфазных сигналов, где

$$N_c \approx \left| \frac{r_3 (y_1 + y_2)}{R_{он} (y_1 - y_2) (K_{i12.1} - K_{i12.2})} \right|. \quad (68)$$

Если учесть, что в практических схемах выполняется неравенство $y_1 > y_2$ (с учётом свойств р-п-р транзисторов в источниках тока I_1 , I_2), то выигрыш по $K_{ос.сф}$ в рассматриваемых ОУ определяется идентичностью токовых зеркал ПТ1, ПТ2:

$$N_c \approx \left| \frac{2r_3}{R_{он} (K_{i12.1} - K_{i12.2})} \right|. \quad (69)$$

Входные проводимости для синфазного сигнала по неинвертирующему входу ОУ с ОСН и ОУ с ТОС также близки, т.к. для схемы (рис. 12) справедливы следующие соотношения:

$$y_{сф}^{(+)} \approx y_{к3} + y_{к4}, \quad (70)$$

$$y_{сф}^{(-)} \approx y_{к3}^* + y_{к4}^*. \quad (71)$$

4. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ОБОБЩЁННОЙ ТОКОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Выполненный анализ позволяет выделить существенные признаки, присущие усилителям с ТОС и ОСН:

1. В рассмотренных схемах входных каскадов ОУ обоих классов всегда имеется резистор R_s (или его эквивалент), определяющий крутизну S_y преобразования разности напряжений на входе входного каскада ОУ ($u_{вх}$) в ток заряда i_2 корректирующей ёмкости C_k . Причём

$$S_y = \frac{i_2}{u_{вх}} \approx \frac{1}{R_s}. \quad (72)$$

Этот же резистор определяет петлевое усиление ОУ.

2. В ОУ с ТОС (рис. 13) резистор R_s включается между двумя узлами с низким (почти нулевым) выходным сопротивлением, которые имеют входной и выходной каскады ОУ. Поэтому введение резистора R_f не уменьшает петлевое усиление, зависящее только от $R_s = R_{2T}$ и $R_{эТ}$ (18).
3. Если в микросхеме усилителя с ОСН (рис. 14) с входным каскадом, имеющим большое $U_{гр}$, вывести от резистора R_s узел «А» и подключить к нему внешний резистор R_f , то такая структура (рис. 15) будет соответствовать по набору динамических параметров усилителю с ТОС (рис. 15).

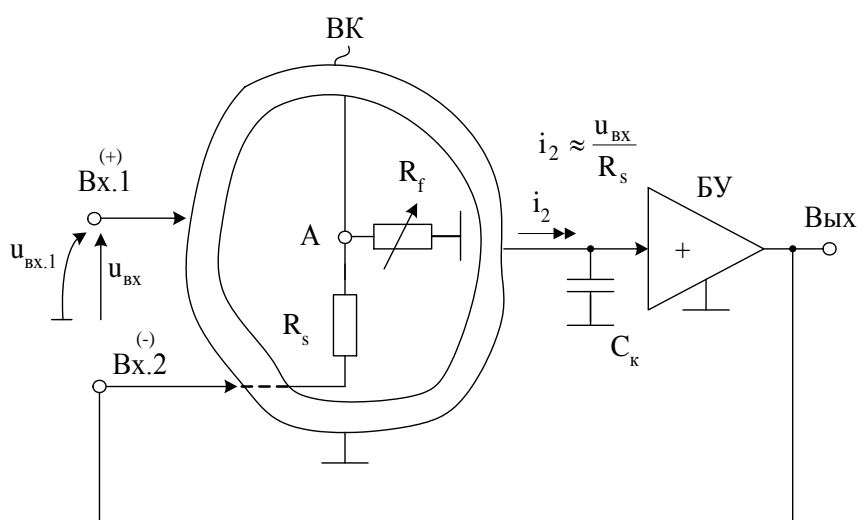


Рис. 13. Структурные особенности ОУ с токовой обратной связью

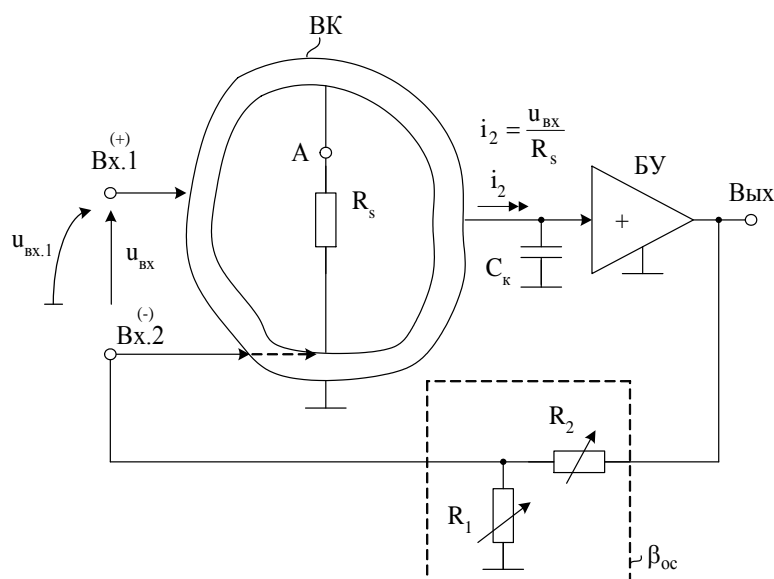


Рис. 14. Структурные особенности ОУ с обратной связью по напряжению

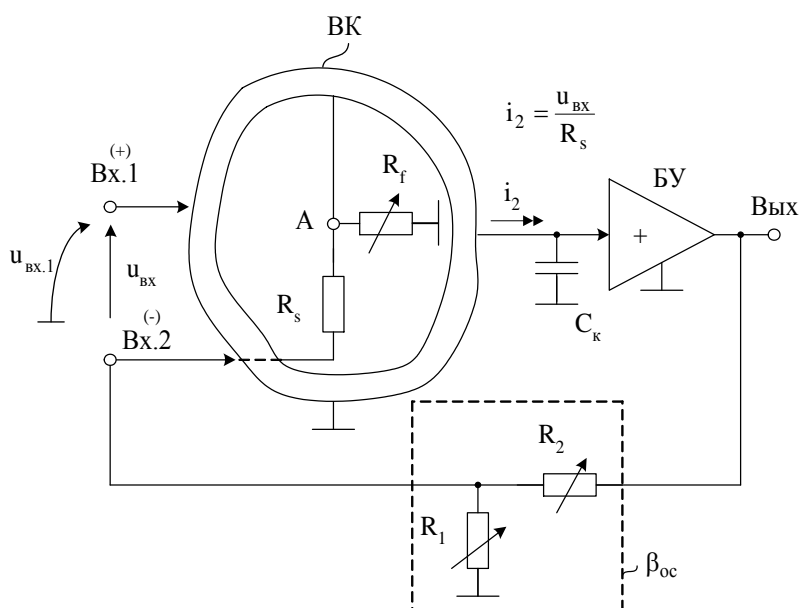


Рис. 15. Архитектура универсального ОУ с обобщённой токовой обратной связью

При этом в таком «гибридном» ОУ, который целесообразно назвать ОУ с обобщённой токовой обратной связью, сочетающем достоинства ОУ двух рассмотренных подклассов, сохранится традиционная возможность регулировки коэффициента передачи замкнутой структуры за счёт изменения отношения R_1/R_2 .

По существу, операционный усилитель с обобщённой токовой обратной связью (рис. 15) – это новый подкласс усилителей с широким спектром динамических характеристик, зависящих от параметров не одного, а двух четырёхполюсников отрицательной обратной связи, ранее применявшихся в аналоговой микросхемотенике отдельно и независимо друг от друга.

4. В настоящее время на рынке микроэлектронных изделий отсутствуют микросхемы, объединяющие в себе свойства ОУ с ОСН и ОУ с ТОС (выпускаются усилители либо одного, либо другого подкласса).

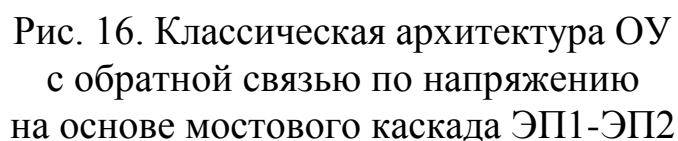
Для организации производства ОУ с архитектурой (рис. 15) необходимы минимальные затраты на их разработку – достаточно в ОУ со структурой (рис. 14) обеспечить дополнительный внешний вывод микросхемы от резистора R_s .

5. Архитектура ОУ с ТОС на базе ОУ с ОСН (рис. 15) позволяет получить ряд новых качеств:

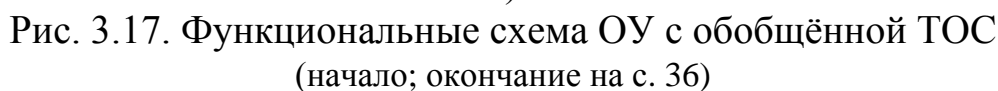
- во-первых, обеспечить многовариантную регулировку коэффициента передачи традиционными методами путём изменения отношения R_1/R_2 и/или R_s/R_f ;
- во-вторых, убрать «основное проклятие» ОУ с ТОС – несимметрию по инвертирующим и неинвертирующим входам, повышенную статическую ошибку, проблемы с включением ёмкостей параллельно резистору R_s , ограничения снизу на величину R_s и т.п.

Основные свойства и характеристики

Современные широкополосные и быстродействующие операционные усилители ведущих микроэлектронных фирм (Texas Instruments: патенты США № 6710655, 6710654, 6492870, 6542032, 6249187, Analog Devices: патенты США № 5150074, 6262633, Maxim: патенты США № 6188281, 6429744, National Semiconductor: патенты США № 5512859, 5399991, 5510754) выполняются на основе архитектуры усилителей с обратной связью по напряжению, представленной на рисунке 16. Она содержит двухтактные эмиттерные повторители ЭП1 и ЭП2 с токовыми выходами $V_{\text{вых.}i_1}$, $V_{\text{вых.}i_2}$, $V_{\text{вых.}}^*i_1$, $V_{\text{вых.}}^*i_2$.



Включение резистора R_f между потенциальным выходом «А» первого входного двухтактного повторителя сигнала ЭП1 и общей шиной качественно изменяет работу схемы, придавая ей свойства ОУ с ТОС (рис. 17 а).



На рисунке 17 приведены функциональные схемы ОУ с обобщённой ТОС, на которых показаны все возможные входы и выходы при введении обратной связи.

Рассмотрим работу схемы рисунка 17 а. Если напряжение сигнала $u_{\text{вх.1}}$ подаётся на неинвертирующий вход $\text{Вх.}^{(+)}1$, то выходные напряжения в узлах «Вых.3», «Вых.2», «Вых.Σ1» при большом петлевом усилении ($T \gg 1$) определяются следующими соотношениями

$$u_{\text{н3}} = K_{\text{п13}}^{(+)} u_{\text{вх.1}}, \quad (73)$$

$$u_{\text{н2}} = K_{\text{п12}}^{(+)} u_{\text{вх.1}}, \quad (74)$$

$$u_{\text{н1}} = K_{\text{п11}}^{(+)} u_{\text{вх.1}}, \quad (75)$$

где $K_{\text{п13}}^{(+)} \approx 1$; $K_{\text{п12}}^{(+)} \approx 1 + \frac{R_s}{R_f}$, $K_{\text{п11}}^{(+)} \approx \left(1 + \frac{R_s}{R_f}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$.

Из последних формул следует, что коэффициенты передачи $K_{\text{п12}}^{(+)}$ и $K_{\text{п11}}^{(-)}$ могут изменяться достаточно независимо в широких пределах, причём их отношение

$$\frac{K_{\text{п11}}^{(+)}}{K_{\text{п12}}^{(+)}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (76)$$

Например, если выбрать $R_s = R_f$ и $R_2 = R_1$, то на низких частотах численные значения коэффициентов передачи $K_{\text{п11}}^{(+)} = 4$, $K_{\text{п12}}^{(+)} = 2$, $K_{\text{п13}}^{(+)} = 1$, $K_{\text{п11}}^{(+)} / K_{\text{п13}}^{(+)} = 4$, $K_{\text{п11}}^{(+)} / K_{\text{п12}}^{(+)} = 2$.

Следует заметить, что при $T \gg 1$ выходные сопротивления относительно всех выходных узлов ОУ (рис. 17а) достаточно малы.

На высоких частотах комплексный коэффициент передачи со входа $\text{Вх.}^{(+)}1$ к выходу Вых.2 не зависит от сопротивления резистора R_f :

$$\dot{K}_{\text{п12}}^{(+)} = \frac{K_{\text{п12}}^{(+)}}{1 + C_k R_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) j\omega}. \quad (77)$$

Таким образом, изменение $K_{\text{п12}}$ и $K_{\text{п11}}$ путём изменения R_f не будут приводить к изменению полосы пропускания ОУ

$$\omega_B = \frac{1}{C_k R_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}. \quad (78)$$

На рисунке 18а показаны АЧХ коэффициента усиления $K_{\text{п11}}^{(+)} = u_{\text{н1}} / u_{\text{вх.1}}$ ОУ при различных значениях сопротивления резистора R_f и при 100 % обратной связи ($R_2 / R_1 = 0$). При компьютерном моделировании ОУ величина корректирующей ёмкости C_k не изменялась.

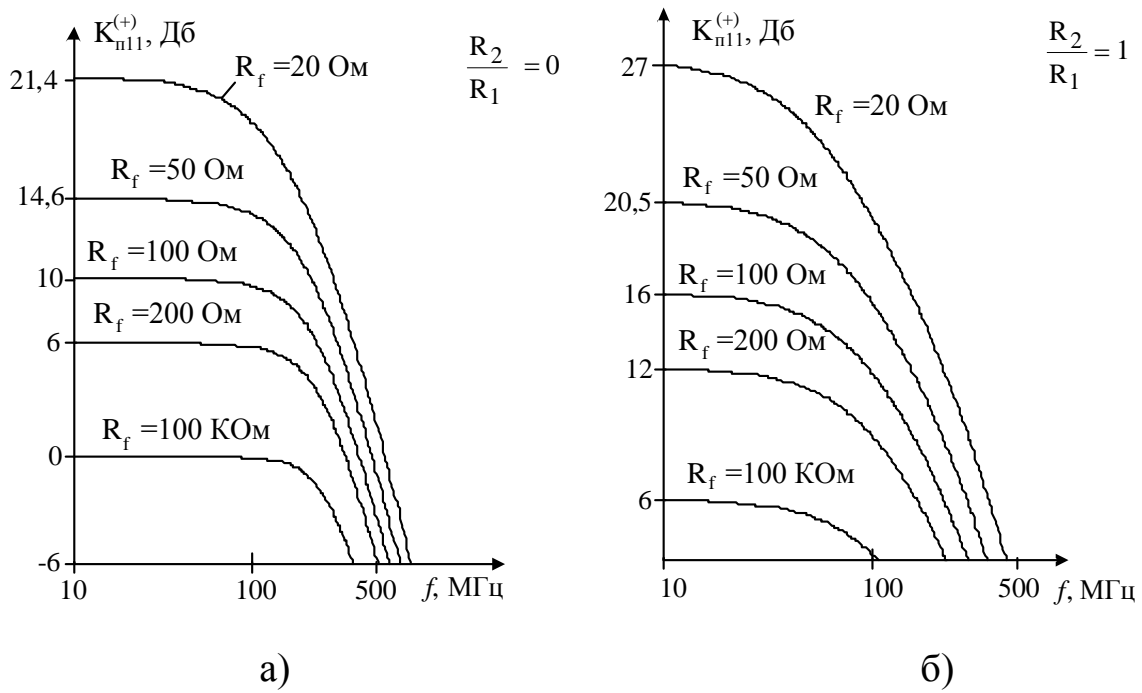


Рис. 18. Амплитудно-частотные характеристики ОУ с обобщённой токовой обратной связью

Амплитудно-частотные характеристики ОУ (рис. 17а) при тех же значениях R_f , но при $R_2/R_1 = 1$ (т.е. 50 % обратной связи), показаны на рисунке 18б.

Приведённые на рисунке 18 результаты компьютерного моделирования подтверждают, что при изменении коэффициентов передачи $K_{n11}^{(+)}$ более чем в 10 раз верхняя граничная частота $\omega_B^{(+)}$ остаётся практически постоянной. Данное свойство ОУ сохраняется и относительно выхода Вых.2.

Если входной сигнал $u_{\text{вх.2}}^{(-)}$ подаётся на инвертирующий вход Вх.⁽⁻⁾² (рис. 17б), то при большом петлевом усилении ($T \gg 1$) выходные напряжения ОУ

$$u_{\text{н3}} = K_{\text{п23}}^{(-)} u_{\text{вх.2}}^{(-)}, \quad (79)$$

$$u_{\text{н2}} = K_{\text{п22}}^{(-)} u_{\text{вх.2}}^{(-)}, \quad (80)$$

$$u_{\text{н1}} = K_{\text{п21}}^{(-)} u_{\text{вх.2}}^{(-)}, \quad (81)$$

где $K_{\text{п23}}^{(-)} \approx 0$, $K_{\text{п22}}^{(-)} = -\frac{R_s}{R_f}$, $K_{\text{п21}}^{(-)} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_s}{R_f}$.

В том случае, когда сигнал $u_{\text{вх.3}}^{(-)}$ подаётся на инвертирующий вход $\text{Вх.}^{(-)3}$ (рис. 17в)

$$u_{\text{н3}} = K_{\text{п33}}^{(-)} u_{\text{вх.3}}^{(-)}, \quad (82)$$

$$u_{\text{н2}} = K_{\text{п32}}^{(-)} u_{\text{вх.3}}^{(-)}, \quad (83)$$

$$u_{\text{н1}} = K_{\text{п31}}^{(-)} u_{\text{вх.3}}^{(-)}, \quad (84)$$

где $K_{\text{п33}}^{(-)} \approx 0$, $K_{\text{п32}}^{(-)} \approx 0$, $K_{\text{п31}}^{(-)} = -\frac{R_2}{R_1}$.

Таким образом, гибридный ОУ (рис. 17) в схеме с обратной связью имеет три низкоомных выхода и три входа, что значительно расширяет его функциональные возможности при работе в структуре аналоговых интерфейсов, а также характеризуется инвариантностью полосы пропускания при изменении коэффициентов передачи (при $R_2/R_1 = \text{const}$).

На рисунке 19 приведена АЧХ коэффициента усиления рассматриваемого ОУ $K_{\text{п13}} = u_{\text{н3}}/u_{\text{вх.1}}$ (в схеме на рисунке 17а) при различных сопротивлениях резистора $R_f = 200 \div 20 \text{ Ом}$ и $R_s = R_m = 200 \text{ Ом} = \text{const}$.

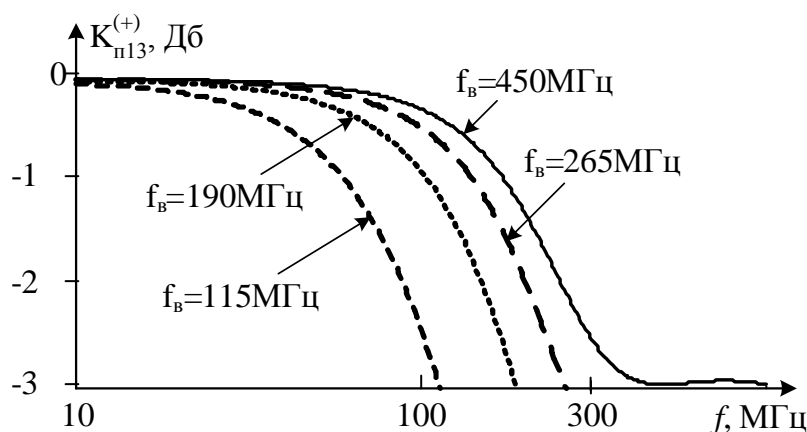


Рис. 19. Амплитудно-частотные характеристики при $R_f = \text{Var}$ и $R_s = R_m = \text{const}$

Графики, показывающие взаимосвязь коэффициентов передачи к различным выходам для схемы ОУ с обобщённой токовой обратной связью при его включении, соответствующем рисунку 17а и при 100 % обратной связи ($R_2/R_1 = 0$), а также при $R_s/R_f = 1$, приведены на рисунке 20, где приняты следующие обозначения: $K_{\text{п11}} = \frac{u_{\text{н1}}}{u_{\text{вх.1}}}$ —

коэффициент передачи напряжения от узла Вх.⁽⁺⁾1 к узлу «Вых.Σ1»;

$K_{п12} = \frac{u_{н2}}{u_{вх.1}}$ – коэффициент передачи от узла Вх.1 к узлу «Вых.2»;

$K_{п13} = \frac{u_{н3}}{u_{вх.1}}$ – коэффициент передачи от узла Вх.1 к узлу Вых.3.

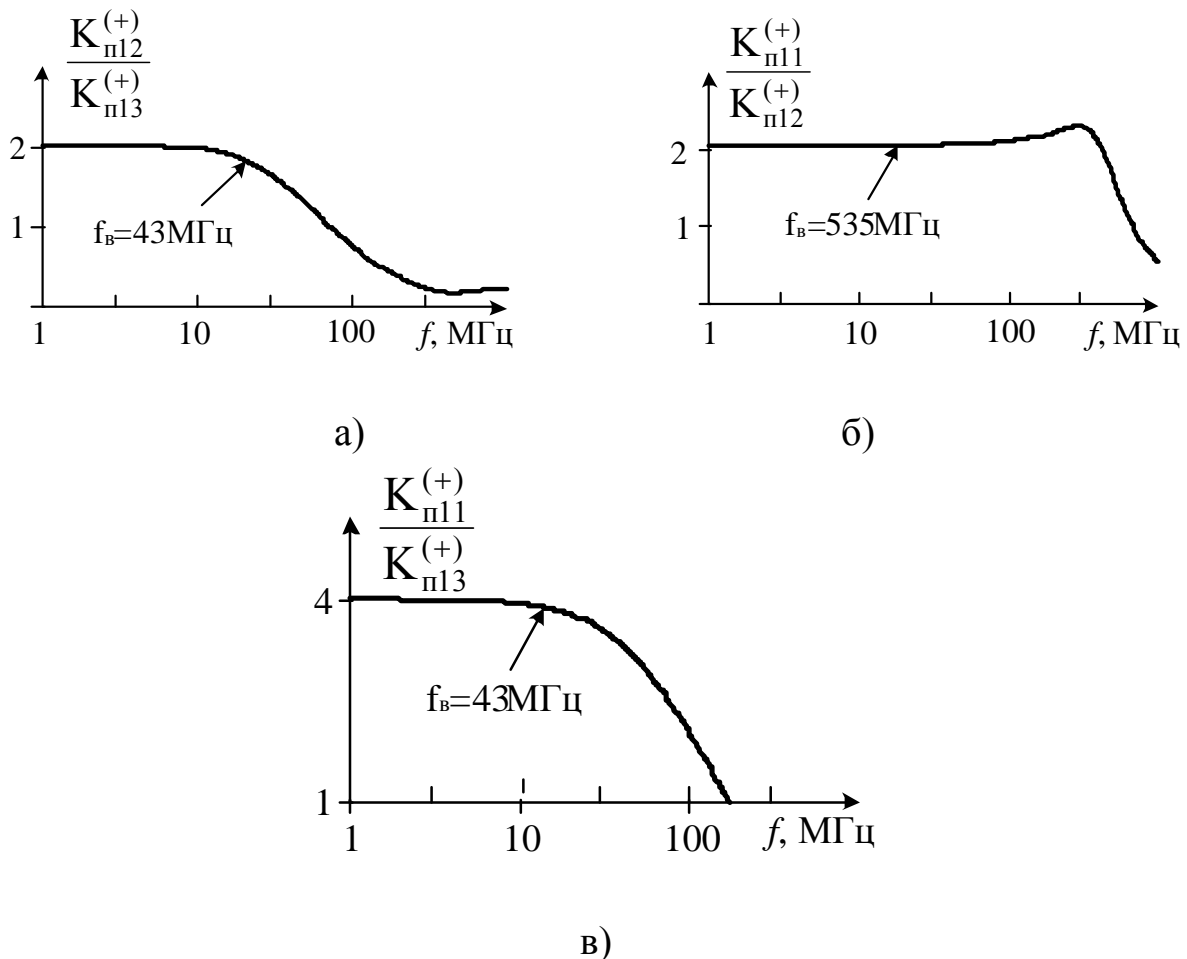


Рис. 20. Нормированные амплитудно-частотные характеристики с обобщённой токовой обратной связью

Представленные на рисунках 19–20 графики нормированных амплитудно-частотных характеристик для разных выходов ОУ (рис. 17) иллюстрируют свойства ОУ с обобщённой токовой обратной связью.

Таким образом, выявленные выше свойства базовых структур ОУ с обратными связями по напряжению и току позволяют создавать мультивходные и мультивыходные решающие усилители, сочетающие в себе параметры, характерные для ОУ обоих классов.

Выводы. Выполненный сравнительный анализ динамических параметров сравниваемых ОУ позволяет сделать следующие выводы:

1. В публикациях по проблемам аналоговой микросхемотехники сложилось недостаточно обоснованное, а иногда не соответствующее действительности представление об исключительных преимуществах по быстродействию операционных усилителей с токовой обратной связью.
2. При рациональном проектировании операционных усилителей с обратной связью по напряжению их основные динамические параметры (частота единичного усиления, максимальная скорость нарастания выходного напряжения) могут не уступать динамическим параметрам ОУ с токовой обратной связью.
3. Преимущества ОУ с ТОС по частотным свойствам реализуются не благодаря особенностям архитектуры, а из-за меньших реальных значений петлевого усиления, зависящего от сопротивления резистора R_{2T} и, как следствие, меньших значений ёмкости корректирующего конденсатора $C_{кт} < C_{кн}$.
4. Операционные усилители с токовой обратной связью всегда работают с более низкоомными резисторами в цепи обратной связи, которая является более энергопотребляющей. Это положительно сказывается на частотных характеристиках и быстродействии ОУ, так как при этом минимизируется влияние паразитных ёмкостей во входных цепях.
5. Преимущества по динамическим параметрам ОУ с ТОС становятся особенно заметными при проектировании СВЧ ОУ.
6. При фиксированном коэффициенте передачи в схеме с обратной связью ($K_{н}=2\div 10$) операционные усилители с ОСН могут иметь более высокое быстродействие, чем ОУ с ТОС.
7. Операционные усилители с ОСН и ТОС имеют практически одинаковые коэффициенты ослабления синфазных сигналов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Были рассмотрены методы повышения быстродействия операционных усилителей, реализуемых по микронным, в частности комплементарным и БиКМОП технологиям, освоенным рядом российских предприятий. Большинство обсуждённых схмотехнических решений эффективны и для других технологических процессов, например SiGe.

Большая часть современных быстродействующих операционных усилителей ведущих микроэлектронных фирм, в том числе российских, характеризуются средними значениями максимальной скорости нарастания выходного напряжения (100–500 В/мкс). Это обусловлено нерациональным построением их архитектуры, а также схмотехники входного и промежуточного каскадов, которым присущи нелинейные режимы.

Для устранения возникающей в ОУ с нелинейными корректирующими цепями (НКЦ) динамической асимметрии и получения предельно возможного быстродействия, соответствующего линейному режиму работы его основных подсхем, необходимо:

- использовать структурные методы минимизации влияния на работу сверхбыстродействующих ОУ динамической перегрузки повторителей напряжения, входящих в качестве функционального узла в любые известные нелинейные корректирующие цепи с регулируемым порогом включения;
- повышать быстродействие эмиттерных повторителей напряжения (ПН) в структуре НКЦ за счёт увеличения статического тока транзисторов; применения классической НКЦ в структуре ПН; минимизации ёмкости в цепи нагрузки ПН за счёт её компенсации; применения динамической линейной коррекции ПН, улучшающей качество передачи фронта входных импульсов.

Данные рекомендации позволяют обеспечить повышение максимальной скорости нарастания выходного напряжения ОУ на интегральных транзисторах ФГУП НПП «Пульсар» до 5000–15000 В/мкс.

При рациональном проектировании операционных усилителей с обратной связью по напряжению (ОСН) их динамические параметры могут не уступать, а в ряде случаев – превосходить соответствующие параметры усилителей с токовой обратной связью (ТОС).

Архитектура ОУ с ОСН обеспечивает (при определённых условиях) ряд базовых свойств ОУ с ТОС – независимость верхней граничной частоты замкнутого ОУ от коэффициента передачи, высокие значения частоты единичного усиления и быстродействия в режиме большого сигнала.

Выявленные особенности архитектуры ОУ с ТОС и ОСН позволяют создавать аналоговые микросхемы с так называемой обобщённой ТОС, которая сочетает в себе свойства ОУ обоих классов.

Схемотехника входных каскадов оказывает доминирующее влияние на динамические параметры ОУ в режиме большого сигнала. Установленные энергетические ограничения на входные каскады ОУ с предельным быстродействием необходимо учитывать при проектировании надёжных аналоговых микросхем, работающих в структуре аналоговых интерфейсов с обратной связью.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Прокопенко, Н.Н. Собственная и взаимная компенсация импедансов в аналоговых устройствах : учеб. пособие для студентов по напр. подгот. дипломированного спец. 654200 (ОКСО 210300) «Радиотехника», по спец. 200700 (ОКСО 210302) «Радиотехника», 201500 (ОКСО 210303) «Быт. радиоэлектрон. аппаратура» и 210400.62 «Телекоммуникации», по дисциплинам «Схемотехника аналоговых электрон. устройств» и «Основы схемотехники» / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк ; Гос. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ГОУ ВПО «ЮРГУЭС»). – Шахты : ЮРГУЭС, 2011. – 147 с. : ил. – Библиогр.: с. 125–126. – Рек. редакционно-издательским советом ЮРГУЭС. – URL : www.libdb.sssu.ru. – ISBN 978-5-93834-659-8 : 357-20.

2. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств : учеб. пособие для вузов / Г.И. Волович. – 3-е изд. – М. : Додэка-XXI, 2011. – 528 с. : ил. – Библиогр. в конце каждой гл. – Рек. Региональным отд. УрФО УМО вузов РФ. – ISBN 978-5-94120-254-6 : 330-14.

3. Прокопенко, Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах : монография / Н.Н. Прокопенко. – Ростов н/Д. : Изд-во Северо-Кавказского научного центра высшей школы, 2000. – 224 с.

Дополнительная литература

4. Травин, Г.А. Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения : учеб. пособие для вузов / Геннадий Андреевич Травин. – М. : Высш. шк., 2007. – 606 с. : ил. ; 21 см. – Библиогр.: с. 600–602. – Допущено М-вом образования и науки РФ. – ISBN 978-5-06-005351-7 : 664-40.

5. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В.И. Анисимов, М.В. Капитонов, Н.Н. Прокопенко, Ю.М. Соколов. – Л., 1979. – 148 с.

6. Полонников, Д.Е. Операционные усилители: принципы построения, теория, схемотехника / Д.Е. Полонников. – М., 1983. – 216 с.

Электронные образовательные ресурсы

7. Авдеев, В.А. Периферийные устройства: интерфейсы, схемотехника, программирование / В.А. Авдеев. – М. : ДМК Пресс, 2009. – 848 с. – URL : <http://www.biblioclub.ru/book/47413/>

8. Грабовски, Б. Справочник по электронике / Б. Грабовски. – М. : ДМК Пресс, 2009. – 410 с. – URL : <http://www.biblioclub.ru/book/47548/>

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Таблица 1

Условные обозначения в аналоговых устройствах, аналоговых микросхемах и их функциональных узлах


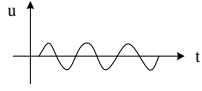
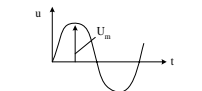
Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
1	2	3
А	общее обозначение аналоговой микросхемы или её функционального узла	А1, А2...
ОУ	операционный усилитель	ОУ1, ОУ2...
МОУ	мультивходовый операционный усилитель	
ДОУ	дифференциальный операционный усилитель	
ДУ	дифференциальный усилитель	ДУ1
ДК	дифференциальный каскад	ДК1
ВхК	входной каскад ОУ	ВхК1
РУ	решающий усилитель, выполненный на основе ОУ с обратной связью	РУ1, РУ2...
ПТ	повторитель тока, токовое зеркало с $K_i \approx 1$	ПТ1, ПТ2...
БТ	«бриллиантовый» транзистор	БТ1, БТ2...
МДК	мостовой дифференциальный каскад (quad-core)	МДК1, МДК2...
DIS	dual input stage – входной каскад на основе двух параллельно включённых по входу дифференциальных усилителей на разнотипных транзисторах (комплементарный ДУ)	DIS1, DIS2
ПК	промежуточный каскад ОУ	ПК1, ПК2...
ВК, БУ	выходной каскад, буферный усилитель ОУ	БУ1, БУ2...
ОЭ, ОБ, ОК	схема включения транзисторов с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором	-
ПеК	«перегнутый» каскод	
КУ	каскадный усилитель	
КДУ	каскадный дифференциальный усилитель	
ШУ	широкополосный усилитель	
ИУ	инвертирующий усилитель	
УТ	усилитель тока с $R_{вх} \approx 0$, $R_{вых} = \infty$	
НУ	неинвертирующий усилитель	
УН	усилитель напряжения с $R_{вх} \approx 0$, $R_{вых} \approx 0$	
ПН	повторитель напряжения ($K_y \approx 1$)	
ЭП	эмиттерный повторитель	
RRB	выходной каскад с опцией rail-to-rail	

Окончание табл. 1

1	2	3
BRR	входной каскад с опцией rail-to-rail	
ДЭП	двухтактный эмиттерный повторитель	
ПНТ	преобразователь «напряжение-ток»	
ИОТ	источник опорного тока	
ИТ	источник тока	
УИТ	управляемый источник тока	
АН	активная нагрузка	
УАН	управляемая активная нагрузка	
АП	аналоговый перемножитель двух напряжений	
ОСН	обратная связь по напряжению	
ТОС	токовая обратная связь	

Таблица 2

**Токи и напряжения в электронных схемах.
Топологические представления**

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
1	2	3
I, U, P	постоянный ток, напряжение, мощность	
i, u, p	переменный ток, напряжение, мощность $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$	
I_m, U_m, P_m	амплитудное значение тока, напряжения, мощности	
$i(t), u(t), p(t)$	мгновенный ток, напряжение, мощность	$i(t) = U + U_m \sin \omega t$
$I_{\max}, U_{\max}, P_{\max}$	максимальные токи и напряжения	$I_{\max.1}$
$E_{\text{п}}$	напряжение источника питания	
$E_{\text{п}}^{(+)}, E_{\text{п}}^{(-)}$	напряжение положительного и отрицательного источников питания	$E_{\text{п1}}^{(+)}, E_{\text{п3}}^{(-)} \dots$
I_0, I_1	источник опорного тока	$I_{1.1}, I_{2.1} \dots, I_2, I_4$
$U_{\text{оп}}$	источник опорного напряжения	$U_{\text{оп.1}}, U_{\text{оп.2}}$
E_c	напряжение цепи смещения статического потенциала	$+E_{c1}, -E_{c2}$
$u_{\text{вх.1}}, u_{c1}, u_1$	напряжение на первом входе дифференциального усилителя относительно общей шины	
$u_{\text{вх.2}}, u_{c2}, u_2$	напряжение на втором входе дифференциального усилителя относительно общей шины	

Окончание табл. 2

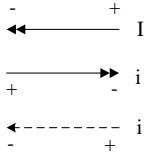
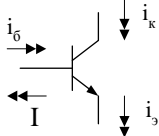
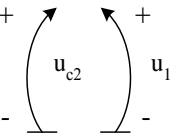
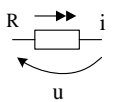
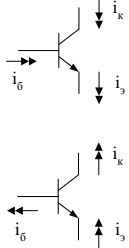
1	2	3
$u_{\text{ВХ}}, u_{12}$	приращение напряжения между входами дифференциального усилителя	$u_{\text{ВХ}} = u_{c1} - u_{c2}$
u_c	синфазное входное напряжение ДУ	$u_c = 0,5(u_{c1} + u_{c2})$
$u_{\text{ВЫХ}}, u_H$	выходное напряжение, напряжение на сопротивлении нагрузки	
$e_{\text{ВХ}}, E_{\text{ВХ}}$	э.д.с. входного сигнала и его амплитуда	
	топологическое представление тока в электронной схеме I – постоянный ток i – переменный ток	
	топологическое представление напряжений в электронных схемах	
	топологическое представление тока i и напряжения u на двухполюснике R	
	возможные направления переменных токов i в биполярном транзисторе (активный режим)	

Таблица 3

Параметры импедансов

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
1	2	3
$y_1 = R_1^{-1}$	проводимость резистора R_1	$y_2, y_{14} \dots$
$R_{\text{ВХ}}$	входное дифференциальное сопротивление ДУ между инвертирующим и неинвертирующим входами	$R_{\text{ВХ.1}} = \infty$
$R_c^{(+)}$ ($Y_{\text{ВХ.сф1}}, Y_{\text{сф}}^{(+)}$)	входное сопротивление (проводимость) для синфазного сигнала по неинвертирующему входу ОУ (ДУ)	
$R_c^{(-)}$ ($Y_{\text{ВХ.сф2}}, Y_{\text{сф}}^{(-)}$)	входное сопротивление (проводимость) для синфазного сигнала по инвертирующему входу ОУ (ДУ)	$R_{c1}^{(-)}, R_{c1}^{(+)}, y_{\text{сф}}^{(+)}$

Окончание табл. 3

1	2	3
$R_{эф.i}$	эффективное сопротивление двухполюсника R_i	
R_H	сопротивление нагрузки ОУ или его подсхемы	
$R_3 (R_K)$	эквивалентное сопротивление, включённое параллельно корректирующему конденсатору C_K ОУ	
C_H	ёмкость нагрузки ДУ (ОУ)	
$C_{вх}$	входная ёмкость ДУ (ОУ)	
$C_{эф.i}$	эффективная ёмкость конденсатора C_i	
$R_1 \parallel R_2$	параллельное соединение двух резисторов R_1 и R_2	

Таблица 4

**Основные обозначения входов, выходов микросхемы
и её функциональных узлов**

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
Вх.1	обозначение первого входа дифференциального усилителя (ОУ)	
Вх.2	обозначение второго входа дифференциального усилителя (ОУ)	
Вых.i ₁	обозначение первого токового выхода дифференциального усилителя, согласованного с шиной положительного источника питания, обеспечивающего инверсию фазы относительно первого входа ДУ (ОУ)	
Вых.i ₂	обозначение второго токового выхода дифференциального усилителя, согласованного с шиной положительного источника питания, обеспечивающего нулевой фазовый сдвиг относительно первого входа ДУ (ОУ)	
Вых [*] .i ₁	обозначение первого токового выхода дифференциального усилителя, согласованного с шиной отрицательного источника питания, с инверсией фазы относительно первого входа	
Вых [*] .i ₂	обозначение второго токового выхода дифференциального усилителя, согласованного с шиной отрицательного источника питания, обеспечивающего нулевой фазовый сдвиг относительно первого входа	
Вых	потенциальный выход усилителя (подсхемы ОУ)	

Таблица 5

Подстрочные индексы

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
$\cdot_{\text{вх}}$	индекс входов и входных величин аналогового устройства	$u_{\text{вх}}$
$\cdot_{\text{вых}}$	индекс выходов и выходных величин аналогового устройства	$i_{\text{вых}}, u_{\text{вых}}$
$\cdot_{\text{н}}$	индекс нагрузки	$i_{\text{н}}, u_{\text{н}}$
$\cdot_{\text{сф}}$ $\cdot_{\text{с}}$	индекс синфазного сигнала	
\cdot_{max}	индекс максимальных значений	
$\cdot_{\text{гр}}$	индекс граничных значений	
$\cdot_{\text{т}}$	индекс принадлежности параметра к усилителю с токовой обратной связью	$R_{1\text{т}}$
$\cdot_{\text{н}}$	индекс принадлежности параметра к усилителю с обратной связью по напряжению	$R_{2\text{н}}$
$\cdot_{\text{у}}$	индекс принадлежности к усилительным параметрам разомкнутого ОУ	
$\cdot_{\text{п}}$	индекс принадлежности к усилительным параметрам замкнутого ОУ	

Таблица 6

Надстрочные индексы

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
\cdot^*	индекс выхода, согласованного с шиной отрицательного источника питания	$i_{\text{вых.2}}^*$
\cdot_{\sim}	индекс вспомогательного выхода аналоговой микросхемы	$i_{\text{вых.1}}^{\sim}$
\cdot_0	индекс статического режима, диапазона средних частот	K^0

Таблица 7

Параметры усиления и передачи сигналов

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
$K_y = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}}$;	коэффициент усиления ДУ (ОУ) или его под-схемы по напряжению между инвертирующим и неинвертирующим входами, модуль комплексного коэффициента передачи \dot{K}_y	$u_{\text{ВХ}}$ – входное дифференциальное напряжение
K_d	дифференциальный коэффициент усиления подсхемы	
K_0	максимальное значение коэффициента усиления K_y в диапазоне средних частот	
$K_i = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}}$	коэффициент усиления по току функционального узла ОУ при $R_{\text{Н}} \approx 0$	$K_{i12.1}$
$\beta_{\text{ос}}$	коэффициент передачи по напряжению четырёхполосника обратной связи РУ	$\beta_{\text{ос}} \leq 1$
$T (T_y)$	петлевое усиление РУ в схеме с обратной связью	$T_{0г}, T_{г}, T_{н}$ и т.д.
$W(j\omega)$	схемная функция каскада, ОУ, подсхемы ОУ	
K_{Π}	коэффициент передачи по напряжению решающего усилителя (РУ) с учётом обратной связи	$K_{\Pi 1}$
$K_{\Pi}^{(+)}$	коэффициент передачи неинвертирующего РУ по напряжению	$K_{\Pi.н}^{(+)}$
$K_{\Pi}^{(-)}$	коэффициент передачи инвертирующего РУ по напряжению	$K_{\Pi.г}^{(-)}$
$S_{\text{сф}} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{с}}}$	крутизна преобразования входного синфазного сигнала $u_{\text{с}}$ ДУ (ОУ) в его выходной ток $i_{\text{ВЫХ}}$	$u_{\text{с}}$ – синфазное напряжение
$S_{\text{дс}} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}}$	крутизна преобразования входного дифференциального напряжения ДУ (ОУ) $u_{\text{ВХ}}$ в его выходной ток $i_{\text{ВЫХ}}$	$u_{\text{ВХ}}$ – входное дифференциальное напряжение
$K_{\text{сф}} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{с}}}$	коэффициент передачи синфазного входного напряжения ДУ (ОУ)	$u_{\text{с}}$ – синфазное напряжение ДУ (ОУ)
$K_{\text{ос.сф}}$	коэффициент ослабления входного синфазного сигнала ДУ (ОУ)	$K_{\text{ос.сф}} = \frac{K_y}{K_{\text{сф}}}$
$K_{\text{пп}}$	коэффициент подавления помехи ДУ по питанию	
$S_y(y_{21})$	крутизна преобразования входного напряжения в выходной ток усилительного каскада	

Таблица 8

**Важнейшие параметры и координаты статического режима
биполярного транзистора**

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
$r_{э} = \frac{\varphi_T}{I_{э}}$	дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода	$r_{э1}, r_{э2}$
β	коэффициент усиления по току базы	β_1, β_n
α	коэффициент усиления по току эмиттера	α_1, α_n
r_k	сопротивление закрытого коллекторного перехода	r_{k1}, r_{kn}
$C_{кб}$	ёмкость коллектор-база	$C_{кб1}, C_{кб2}$
$C_{п}$	ёмкость между коллектором транзистора и подложкой	$C_{п1}, C_{пn}$
$I_{э}$	статический ток эмиттера	$I_{э1}, I_{э2}$
I_k	статический ток коллектора	I_{k1}, I_{k2}
$I_б$	статический ток базы	$I_{б1}, I_{б2}$
$r_{ок}$	объёмное сопротивление коллектора	$r_{ок1}$
$U_{эб}$	напряжение эмиттер-база в статическом режиме	$U_{эб.1}$
$U_{кб}$	напряжение коллектор-база в статическом режиме	$U_{кб.1}$
$U_{кэ}$	напряжение коллектор-эмиттер в статическом режиме	$U_{кэ.1}$
$I_{ко}$	обратный ток коллекторного перехода	$I_{ко.1}$
$I_{эо}$	обратный ток эмиттерного перехода	$I_{эо.1}$

Таблица 9

**Важнейшие параметры и координаты статического режима
полевого транзистора**

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
I_c	ток стока	
I_u	ток истока	
$I_з$	ток затвора	
$U_{зи}$	напряжение затвор-исток	
$U_{отс}$	напряжение отсечки	
$U_{пор}$	пороговое напряжение	
$I_{с.о}$	максимальный ток стока	
S	дифференциальная крутизна характеристики $I_c = f(U_{зи})$	
R_i	выходное сопротивление транзистора в схеме с ОИ	

Таблица 10

Постоянные времени и параметры частоты

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
τ_i	высокочастотная постоянная времени, учитывающая инерционность i -го транзистора (каскада, подсистемы)	
$\tau_j = R_j C_j$	постоянная времени j -го конденсатора	$\tau_1 = R_{э1} C_1$
τ_k	постоянная времени корректирующей цепи ОУ	$\tau_k = R_k C_k$
f_1	частота единичного усиления скорректированного разомкнутого ОУ	
f_v	верхняя граничная частота по уровню – 3Дб	
f_n	нижняя граничная частота по уровню – 3Дб	
f_0	центральная частота	
f_m	граничная частота максимальной выходной мощности ОУ	
f_1^*	частота единичного усиления решающего усилителя по петле обратной связи	

Таблица 11

Параметры переходных процессов и быстродействия

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
$\vartheta_{\text{вых}}$	максимальная скорость нарастания выходного напряжения	
$\vartheta_{\text{вых}}^{(+)}$ $\vartheta_{\text{вых}}^{(-)}$	максимальная скорость нарастания выходного напряжения для положительного (отрицательного) фронтов	
$t_{\text{уст}}$	время установления переходного процесса для заданной зоны динамической ошибки ε_0	
ε_0	зона динамической ошибки ($\varepsilon_0 = 0,1 \div 0,01$)	
$G(A)$	величина перерегулирования на переходной характеристике РУ	
$U_{\text{вых}}$	установившееся значение выходного напряжения РУ	
U_c	амплитуда входного импульсного сигнала РУ	
t_z	время задержки выходного импульса	
f_m	граничная частота максимальной выходной мощности ОУ	

Таблица 12

Параметры проходной характеристики квазилинейных каскадов

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
$U_{гр}$	напряжение ограничения классического входного каскада ОУ	
$U_{п}$	пороговое напряжение	
U_{21}	малосигнальная крутизна проходной характеристики	
U_{21}^*	крутизна проходной характеристики на большом сигнале	
I_0	граничный ток базового входного каскада без нелинейной коррекции	
I_{max}	максимальный выходной ток ДУ с нелинейной коррекцией	
m_u	относительный коэффициент $m_u = U_{п}/U_{гр}$	

Таблица 13

Справочные параметры и важнейшие соотношения

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
$\varphi_T \approx 25 \text{ мВ}$	температурный потенциал ($\varphi_T = KT/q$)	
$r_э = \varphi_T/I_э$	сопротивление эмиттерного перехода биполярного транзистора	$r_{э1} = 25 \text{ Ом}$
$U_{эб} \approx 0,7 \text{ В}$	приближенное значение напряжения эмиттер-база кремниевого биполярного транзистора в активном режиме	$U_{эб.1} \approx 0,7$
$\alpha = 0,9 \div 0,999$	коэффициент усиления по току эмиттера биполярного транзистора	$\alpha_1 = 0,95$
$\beta = \alpha/(1 - \alpha)$	коэффициент усиления по току базы биполярного транзистора	$\beta_1 = 20 \div 500$
$r_i = \frac{U_{эр}}{I_э}$	выходное сопротивление биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером	$U_{эр}$ – напряжение Эрли
$j = \sqrt{-1}$	мнимая единица	
$\pi = 3,14$	число π	
$\omega = 2\pi f$	круговая частота	

Учебное издание

**Прокопенко Николай Николаевич
Ковбасюк Николай Васильевич
Будяков Алексей Сергеевич**

**ПРЕДЕЛЬНЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ
ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ
С ТОКОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ**

Учебно-методическое пособие

Ответственный за выпуск Н.В. Ковбасюк

ИД №06457 от 19.12.01 г. Издательство ЮРГУЭС

Подписано в печать 25.01.2013 г.

Формат бумаги 60х90/16. Усл. п.л. 3,5.

Тираж 45 экз. Заказ № 32.

ПЛД № 10-65175 от 05.11.99 г.

Типография Издательства ЮРГУЭС

346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147

