

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

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ КАНАЛАМИ

Учебно-методическое пособие

для студентов, обучающихся по направлениям подготовки специалистов

210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы»,

210302.65 «Радиотехника»,

210303.65 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура»

и 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 **В.Г. Манжула**

Прокопенко, Н.Н.

П804 Операционные усилители с нелинейными параллельными каналами : учебно-методическое пособие для студентов, обучающихся по направлениям подготовки специалистов 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы», 210302.65 «Радиотехника», 210303.65 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура» и 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. – 46 с.

Данное пособие посвящено особенностям схемотехники операционных усилителей (ОУ) с нелинейными параллельными каналами. Введена расширенная классификация ОУ с учётом несимметрии их обратной связи в режиме малого и большого сигналов, а также полярностей входных напряжений. Приведены примеры построения архитектуры быстродействующих ОУ.

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. Проблемы терминологии и условных обозначений	8
2. Расширенная классификация ОУ	8
3. Выбор параметров линейной и нелинейной обратных связей	13
4. Архитектура ОУ с двумя параллельными четырёхполюсниками обратной связи.....	17
5. Примеры построения нелинейных параллельных каналов.....	19
Заключение.....	34
Библиографический список	35
Условные обозначения	36

ВВЕДЕНИЕ

Главная тенденция развития сложной электронной компонентной базы выражается в переходе к системам на кристалле и, очевидно, будет определяющей не только в начале XXI века, но и в более отдалённой перспективе. В ближайшее десятилетие коммерческие продукты во всех сферах человеческой и государственной жизнедеятельности – от систем навигации, радиосвязи, безопасности, обработки информации, телекоммуникаций до биомедицинских систем, систем идентификации, управления климатом, коммунальным хозяйством и т.д. – будут основаны на электронных компонентах, представляющих системы на кристалле (СнК, SoC). Лавина новых микроэлектронных изделий будет выброшена на рынок, что обострит и до того серьёзную конкурентную борьбу среди компаний-производителей электронных компонентов, инструментального программного обеспечения, систем автоматизированного синтеза.

Реализация концепции «системы на кристалле» связана с решением целого класса взаимосвязанных проблем, среди которых важнейшей является задача существенного уменьшения потребляемой мощности при одновременном повышении быстродействия отдельных узлов и блоков. В отличие от цифровой электроники, где ужесточение технологических норм изготовления компонентов не только уменьшает потребляемый ток, но и повышает быстродействие, в аналоговой электронике такого результата получить не удаётся. Этот эффект связан с проблемами создания субмикронного экономичного транзистора с набором высококачественных малосигнальных параметров и стабильностью статических характеристик. Именно поэтому «средний» по своим частотным свойствам операционный усилитель потребляет от шины питания ток, соизмеримый с током достаточно производительного микроконтроллера, содержащего в десятки тысяч раз больше транзисторов.

Сегодня большинство биполярных аналоговых интегральных схем производится с использованием базовой технологии или её различных вариаций. Последовательность операций этой технологии относительно проста и недорога. Однако многие схмотехнические приложения особой коммерческой важности требуют постоянного улучшения частотных характеристик, которые напрямую связаны с необходимостью иметь в технологии транзисторы с улучшенными

частотными свойствами. Требования более высокого быстродействия заставляют оптимизировать толщину базы, чтобы уменьшить время пролёта носителей заряда и конечные размеры элементов для уменьшения паразитных ёмкостей. Меньшие размеры элементов требуют пропорционального уменьшения ширины обеднённого слоя p-n перехода, что в свою очередь вынуждает использовать меньшие рабочие напряжения питания транзистора и более высокие концентрации примесей в их структуре. Это существенно отражается на схемотехнике микроэлектронных устройств.

Альтернативы системам на кристалле не существует. Однако сегодня не менее 75 % изделий интегральной электроники, используемых в мире при создании электронной аппаратуры, употребляет при производстве значительно более дешёвую и, как правило, более высоковольтную технологию с разрешением 0,8....2,0 мкм. Это объясняется тем, что стоимость шаблонов с нормами на уровне 130 нм приближается к одному миллиону долларов, и ожидается, что их стоимость будет гораздо выше для процессов на уровне 65,45 нм и далее. Если ещё учесть увеличение затрат по проектированию отдельных устройств (несмотря на очень большие успехи в повторном использовании IP), то стоимость проектирования SoC на уровне 130–90 нм оценивается от 5-ти до 20-ти миллионов долларов. Поэтому большинство предприятий США, Европы и Южной Азии, выпускающих не менее 75 % всех ИС, работают при топологических нормах, превышающих 1 мкм (в основном 2...3 мкм), на пластинах диаметром 125–150 мм. Около 90 % мировой продукции ИС укладывается в топологические нормы более одного микрона, причём доминируют размеры в 2–3 мкм.

В цифровых интегральных микросхемах результатом увеличения скорости обработки информации стали тенденции постоянного уменьшения напряжения питания, что является «анафемой» в аналоговом проектировании с высокими характеристиками. При технологических нормах 350 нм (3,3 В) по-прежнему достаточно схемотехнических возможностей для аналоговых проектирований с высокими характеристиками, хотя наличие 5 В питания было бы предпочтительнее. При нормах 180 нм (1,8 В) процесс усложняется и характеристики страдают. При 120 нм (1,2 В) аналоговое проектирование значительно усложняется даже при ухудшенных характеристиках. При 90 нм аналоговое проектирование практически невозможно. За пределами 90–130 нм процессов нас ждут фундаментальные схемотехнические

и энергетические ограничения, что потребует управления потребляемой мощностью на системном уровне. В этой связи необходима поддержка новых семейств микросхем и подходов к их проектированию, ориентированных на снижение мощности, улучшение производительности при низковольтном питании.

Поэтому исследования, направленные на разработку экономических (с точки зрения энергопотребления) схемотехнических методов повышения быстродействия различных операционных преобразователей аналоговых сигналов (операционных усилителей, НЧ усилителей мощности, выходных каскадов, программируемых непрерывных стабилизаторов напряжения и т.д.), следует отнести к числу наиболее актуальных в современной микроэлектронике.

Таким образом, достаточно важным вопросом для микросхемотехники является изучение новых архитектурных решений, позволяющих повысить обобщённые качественные показатели аналоговых микроэлектронных изделий, реализуемых на основе топологических норм 1-3 мкм. В перспективе это позволит обеспечить относительную независимость отечественных систем радиоэлектронного профиля и выпуск необходимой номенклатуры аналоговых микросхем различного уровня интеграции на уровне микронной технологии. Указанную проблему в ряде случаев удаётся решить путём создания нового поколения принципиальных схем, обеспечивающих кардинальное уменьшение степени влияния активных компонентов и нелинейных режимов их работы на результирующие динамические характеристики и параметры АМ.

Качественные показатели достаточно широкого класса систем и устройств радиотехники, приборостроения, связи, автоматики существенно зависят от динамических параметров одного из самых распространённых функциональных аналоговых узлов РЭА – широкополосных операционных усилителей. Совершенствованию микросхем данного класса уделяется большое внимание фирмами Analog Devices, Texas Instruments, Burr-Brown, Maxim, Philips, Harris, National Semiconductor и др., которые в настоящее время доминируют в России на этом рынке микроэлектронных изделий. В этой связи для многих предприятий, в том числе выпускающих спецтехнику, особенно актуальным становится решение задачи импортозамещения около 20 типов операционных усилителей с параметрами, превосходящими их зарубежные аналоги.

Не менее важным местом аналоговой микросхемотехники в современной радиоэлектронной аппаратуре являются гаммы функциональных устройств на базе многообещающей технологии Si/Ge. SiGe БиКМОП технология занимает сегодня лидирующие позиции в области изготовления СБИС для цифровой обработки сигналов, телекоммуникационных систем и многих других важных практических приложений, что обусловлено простотой интеграции в стандартный КМОП процесс, относительно низкой стоимостью производства, большим процентом выхода годных и высоким быстродействием приборов.

Крупнейшие компании, такие как IBM, Daimler-Benz, Phillips, Hitachi, разрабатывают и производят интегральные схемы, основным компонентом которых являются быстродействующие SiGe биполярные транзисторы, с граничными частотами 100 ГГц. Так, компанией IBM было показано, что граничная частота SiGe гетеробиполярных транзисторов может достигать 210 ГГц. С развитием технологии $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ -сплавов появилась возможность создания быстродействующих МОП транзисторов с SiGe/Si каналом, что в перспективе позволит создавать на их основе быстродействующие КМОП микромощные схемы с граничными частотами 40–50 ГГц.

В учебно-методическом пособии рассматриваются методы повышения быстродействия операционных усилителей, реализуемых по микронным, в частности комплементарным и БиКМОП технологиям, освоенным рядом российских предприятий. Большинство обсуждаемых ниже схемотехнических решений эффективны и для других технологических процессов, например SiGe.

Данное учебно-методическое пособие посвящено особенностям схемотехники ОУ с нелинейными параллельными каналами. Введена расширенная классификация ОУ с учётом несимметрии их обратной связи в режиме малого и большого сигналов, а также полярностей входных напряжений. Приведены примеры построения архитектуры быстродействующих ОУ.

1. ПРОБЛЕМЫ ТЕРМИНОЛОГИИ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

Несмотря на общепринятую терминологию, устоявшееся деление операционных усилителей на ОУ с обратной связью по напряжению (ОСН) и ОУ с обратной связью по току (ТОС), следует обратить внимание на определённые противоречия в такой классификации. Действительно, более глубокое рассмотрение свойств архитектуры ОУ этих классов показывает, что они оба относятся к аналоговым устройствам с обратной связью (ОС) по напряжению в её классическом представлении (или потенциальную ОС). Различие состоит только в способе формирования сигнала ошибки между входными и выходными координатами ОУ, которая в первом случае имеет потенциальную составляющую ($u_{\text{ош}}$), а во втором – токовую ($i_{\text{ош}}$).

Не совсем корректно называть трансимпедансными усилителями ОУ с ТОС, т.к. это понятие более общее.

Таким образом, устоявшаяся в аналоговой электронике терминология, которая признана ведущими зарубежными и российскими фирмами, фактически доминирует над физическим смыслом и точными математическими определениями. В этой связи при дальнейшем рассмотрении ОУ с перспективной архитектурой будем придерживаться сложившихся в данном классе электронных изделий терминов и определений. Это обеспечит преемственность новых научных результатов и их сопоставимость с результатами других исследований.

2. РАСШИРЕННАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ ОУ

Сложившееся в технической литературе деление архитектуры операционных усилителей на ОУ с ТОС и ОСН требует дальнейшего развития. Действительно, нелинейные корректирующие цепи, повышающие быстродействие ОУ с ОСН и имеющие зоны нечувствительности на проходной характеристике, весьма часто включаются только на большом сигнале, при котором возникает нелинейный режим основного канала, и работают как усилители с ТОС. Поэтому в более общей классификации ОУ с различными обратными связями и в их наименованиях необходимо указывать:

- тип обратной связи по основному каналу усиления на малом сигнале (ОСН или ТОС);
- тип обратной связи по нелинейному параллельному каналу усиления, работающему при перегрузке большим сигналом основного канала (ОСН или ТОС).

В этой связи возможно четыре типа обратных связей в ОУ:

- потенциально-потенциальная (П-П);
- потенциально-токовая (П-Т);
- токово-потенциальная (Т-П);
- токово-токовая (Т-Т).

Первое слово в названии характеризует тип обратной связи на малом сигнале, а второе – на большом.

Например, реальный усилитель подкласса П-П (рис. 1) имеет основные высокочастотные дифференциальные каскады ДК2, ДК3 с малым напряжением ограничения и параллельно ему включённый мостовой ДК1, имеющий широкий диапазон активной работы. В практических случаях мостовой ДК1 выполняется на основе двухтактных эмиттерных повторителей.

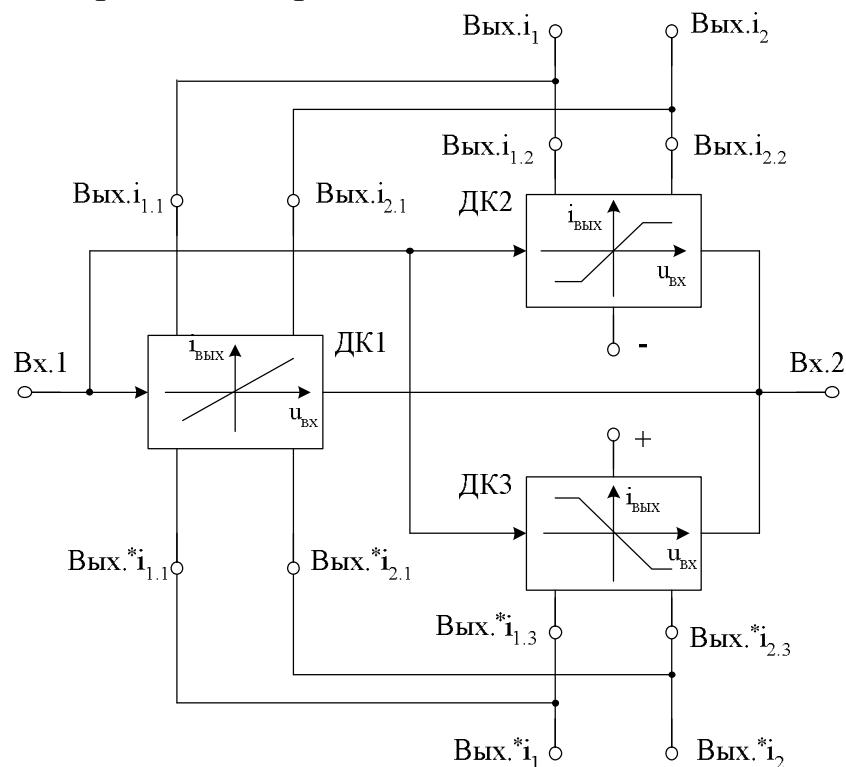


Рис. 1. Параллельное включение мостового ДК1 и классических ДК2, ДК3 на n-p-n и p-n-p транзисторах (патент PCT US 99/21741, WO 00/19604)

В усилителях П-Т (рис. 2) токовая обратная связь включается только при динамической перегрузке основного канала усиления, имеющего малосигнальную обратную связь по напряжению.

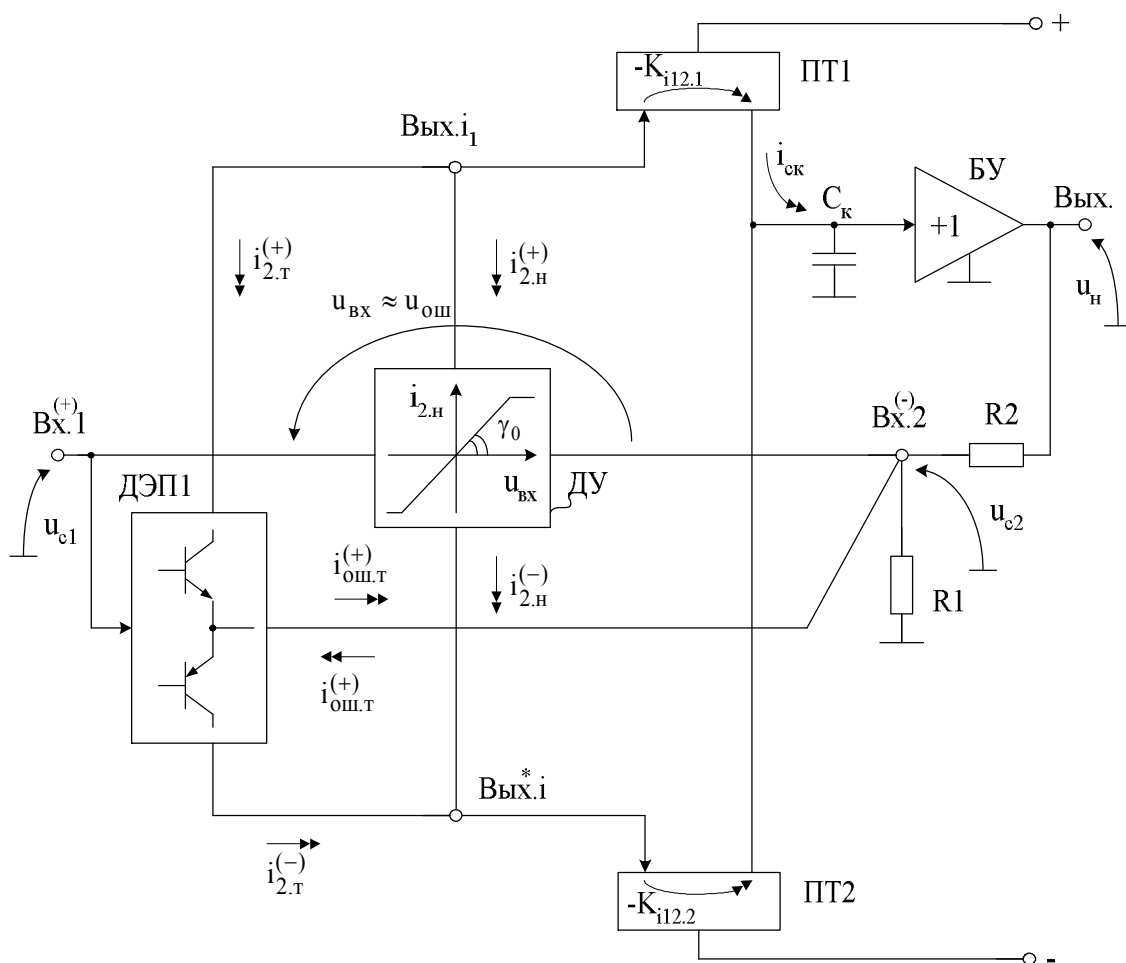


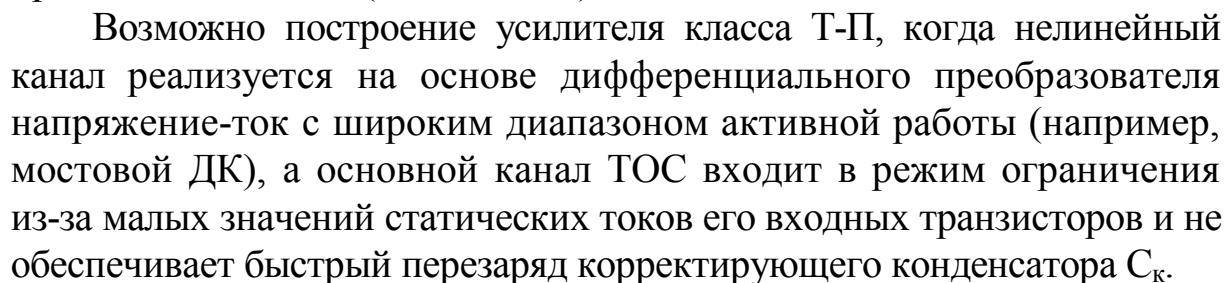
Рис. 2. Архитектура ОУ
с потенциально-токовой обратной связью (П-Т)

Пример построения усилителя подкласса Т-Т приведён на рисунке 3.

Здесь параллельно основному каналу усиления (двухтактному эмиттерному повторителю ЭП1), работающему на малом сигнале как усилитель с токовой обратной связью, включён нелинейный параллельный канал (НКЦ) с низкоомным токовым входом, который работает только при динамической перегрузке основного канала.

Основное назначение НКЦ-коррекция динамической погрешности двухтактного преобразователя «напряжение-ток» (ЭП1), в качестве которого наиболее часто используется «бриллиантовый» транзистор с инерционными входными эмиттерными повторителями. Во время фронта переходного процесса двухтактный преобразователь

Схему (рис. 3) рекомендуется использовать в ОУ с предельным быстродействием. Она наиболее эффективна при повышенных напряжениях питания ($E_{\text{п}}=10\div 15$ В).



11

Таблица 1

**Расширенная классификация обратных связей
и режимов работы основного и параллельного каналов ОУ**

Наименование обратной связи	Тип малосигнальной обратной связи по основному каналу	Тип обратной связи по параллельному каналу при нелинейном режиме основного канала	Сокращённое обозначение обратной связи
Потенциальная	ОСН	-	П
Токовая	ТОС	-	Т
Потенциально-потенциальная	ОСН	ОСН	П-П
Потенциально-токовая	ОСН	ТОС	П-Т
Токово-потенциальная	ТОС	ОСН	Т-П
Токово-токовая	ТОС	ТОС	Т-Т

Более детальное рассмотрение свойств известных нелинейных корректирующих цепей показывает, что нелинейный параллельный канал, повышающий быстродействие ОУ в режиме большого сигнала, бывает в ряде случаев несимметричным для различных полярностей входного напряжения.

Поэтому дальнейшим развитием принятой в таблице 1 классификации и обозначениях обратных связей ОУ должны быть признаки, учитывающие тип отрицательной обратной связи (ОСН или ТОС) для положительной ($\Pi^{(+)}$, $T^{(+)}$) и отрицательной ($\Pi^{(-)}$, $T^{(-)}$) полярностей входного сигнала большой амплитуды (табл. 2).

Таблица 2

**Классификация обратных связей в ОУ с несимметричным
параллельным каналом для положительной (+)
и отрицательной (-) полярностей
входного сигнала большой амплитуды**

Наименование обратной связи	Тип малосигнальной обратной связи по основному каналу	Тип обратной связи по параллельному каналу при нелинейном режиме основного канала		Сокращённые обозначения обратных связей
		положит. полярность	отрицат. полярность	
1	2	3	4	5
Потенциально-токовая ⁽⁺⁾ - потенциальная ⁽⁻⁾	ОСН	ТОС ⁽⁺⁾	ОСН ⁽⁻⁾	П-Т ⁽⁺⁾ -П ⁽⁻⁾

Окончание табл. 2

1	2	3	4	5
Потенциально- потенциально ⁽⁺⁾ - токовая ⁽⁻⁾	ОСН	ОСН ⁽⁺⁾	ТОС ⁽⁻⁾	П-П ⁽⁺⁾ -Т ⁽⁻⁾
Потенциально- потенциально ⁽⁺⁾ - потенциальная ⁽⁻⁾	ОСН	ОСН ⁽⁺⁾	ОСН ⁽⁻⁾	П-П ⁽⁺⁾ -П ⁽⁻⁾
Потенциально- токовая ⁽⁺⁾ - токо- вая ⁽⁻⁾	ОСН	ТОС ⁽⁺⁾	ТОС ⁽⁻⁾	П-Т ⁽⁺⁾ -Т ⁽⁻⁾
Токовая-потенци- ально ⁽⁺⁾ - потенциальная ⁽⁻⁾	ТОС	ОСН ⁽⁺⁾	ОСН ⁽⁻⁾	Т-П ⁽⁺⁾ -П ⁽⁻⁾
Токовая-потенци- ально ⁽⁺⁾ -токовая ⁽⁻⁾	ТОС	ОСН ⁽⁺⁾	ТОС ⁽⁻⁾	Т-П ⁽⁺⁾ -Т ⁽⁻⁾
Токовая-токовая ⁽⁺⁾ - потенциальная ⁽⁻⁾	ТОС	ТОС ⁽⁺⁾	ОСН ⁽⁻⁾	Т-Т ⁽⁺⁾ -П ⁽⁻⁾
Токовая-токовая ⁽⁺⁾ - токовая ⁽⁻⁾	ТОС	ТОС ⁽⁺⁾	ТОС ⁽⁻⁾	Т-Т ⁽⁺⁾ -Т ⁽⁻⁾

3. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНОЙ И НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ

Один из важных вопросов синтеза ОУ с дуальными (по принятой выше классификации) типами обратных связей на малом и большом сигналах состоит в выборе резисторов обратной связи, при которых обеспечивается одинаковая крутизна усиления обобщённого разностного сигнала $u_p = u_{cl} - u_n$ при малых и больших входных напряжениях. Так, для структуры рисунка 2

$$i_{2.n}^{(+)} \approx u_p \frac{R_1}{R_1 + R_2} S_{ДУ}, \quad i_{2.т}^{(+)} \approx \frac{u_p}{R_2}, \quad (1)$$

где $S_{ДУ} = \operatorname{tg} \gamma_0 = i_{2.n}^{(+)} / u_{вх}$ – крутизна преобразования входного напряжения в выходной ток ДУ в основном канале усиления.

Для минимизации выбросов на переходной характеристике замкнутого ОУ (рис. 2) можно потребовать идентичных значений сомножителей при переменной u_p в формуле (1).

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} S_{\text{ДУ}} = \frac{1}{R_2}. \quad (2)$$

Данное уравнение можно привести к виду

$$R_2 = \frac{1}{S_{\text{ДУ}} - y_1}, \quad (3)$$

где $y_1 = R_1^{-1}$.

Условие физической реализуемости ограничения (3) сводится к неравенству

$$S_{\text{ДУ}} > R_1^{-1}. \quad (4)$$

Весьма часто, например, в мостовых ДУ (рис. 2), крутизна $S_{\text{ДУ}}$ определяется конкретным резистором R_0 и почти не зависит от параметров активных элементов, т.е. $S_{\text{ДУ}} = R_0^{-1}$. Тогда ограничение по физической реализуемости схемы сводится к выбору её элементов в соответствии с формулами

$$\begin{cases} R_1 > R_0 = S_{\text{ДУ}}^{-1} \\ R_2 = \frac{1}{S_{\text{ДУ}} - y_1} \end{cases}. \quad (5)$$

Ограничения (5) следует рассматривать совместно с уравнениями для коэффициентов передачи по напряжению замкнутого ОУ на малом ($K_{\text{п.н}}^{(+)}$) и большом ($K_{\text{п.т}}^{(+)}$) сигналах

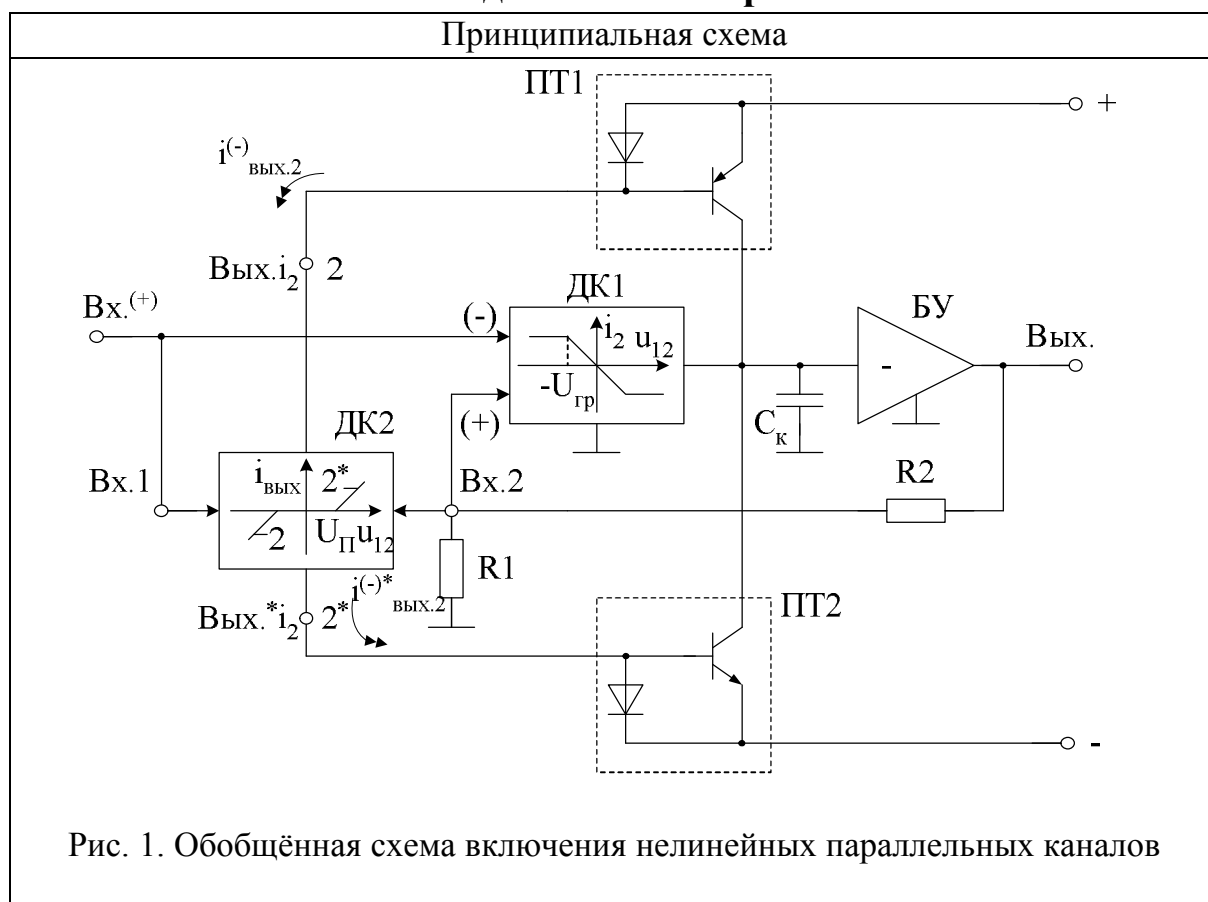
$$K_{\text{п.н}}^{(+)} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = K_{\text{п.т}}^{(+)}. \quad (6)$$

Следует заметить, что резисторы R_1 , R_2 и крутизна $S_{\text{ДУ}}$ влияют также на устойчивость ОУ и перерегулирование (выброс) на переходном процессе $u_{\text{вых}}(t)$, поэтому резистор R_2 , существенно влияющий на работу параллельного канала, должен выбираться с учётом традиционных для ОУ с ТОС ограничений.

Аналогичным образом могут быть сформулированы требования к элементам обратной связи и для других подклассов ОУ (табл. 1, 2).

Базовые способы подключения параллельных каналов приведены в таблице 3.

Базовые способы подключения параллельного канала



Описание. Основной прецизионный канал усиления малого сигнала включает ДК1 с высокоомным выходом и буферный усилитель БУ. Нелинейный параллельный канал содержит дифференциальный каскад ДК2 с расширенным диапазоном активной работы, характеризующийся в общем случае зоной нечувствительности U_{π} , и выходные повторители тока ПТ1, ПТ2. В идеальном случае необходимо, чтобы при типовом построении ДК1 пороговое напряжение ДК2 удовлетворяло условию $U_{\pi}=50$ мВ. Такой режим обеспечивает выключенное состояние ПТ1, ПТ2 на малом сигнале, что минимизирует их влияние на статические погрешности.

Крутизна проходной характеристики нелинейного корректирующего канала на большом сигнале должна соответствовать крутизне ДК1.

В режиме динамической перегрузки классического ДК1 включается нелинейный параллельный канал ДК2. Это приводит к увеличению скорости перезаряда ёмкости C_k и повышению $\vartheta_{\text{вых}}$.

Схема ОУ может также использоваться в режиме инвертирующего (рис. 1) и неинвертирующего (рис. 2) включения.

Принципиальная схема

Основная особенность схемы рисунка 3 в отличие от схемы рисунка 2 – неинвертирующий буферный усилитель, в качестве которого целесообразно использовать классические двухтактные каскады, например, «бриллиантовые» транзисторы.

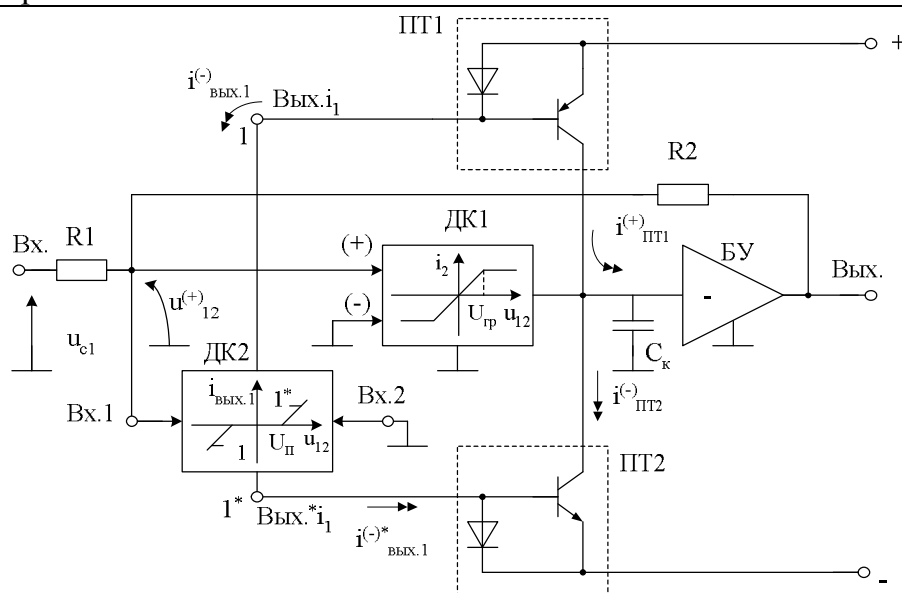


Рис. 2. Инвертирующее включение ОУ

Основное требование к ДК2 – малые входные токи по входам Vx.1, Vx.2, а также расширенный диапазон активной работы, что позволяет обеспечить сравнительно большие токи перезаряда ёмкости C_k ($i_{PP1}^{(+)}$, $i_{PP2}^{(-)}$) и, как следствие, существенное повышение скорости нарастания выходного напряжения ОУ.

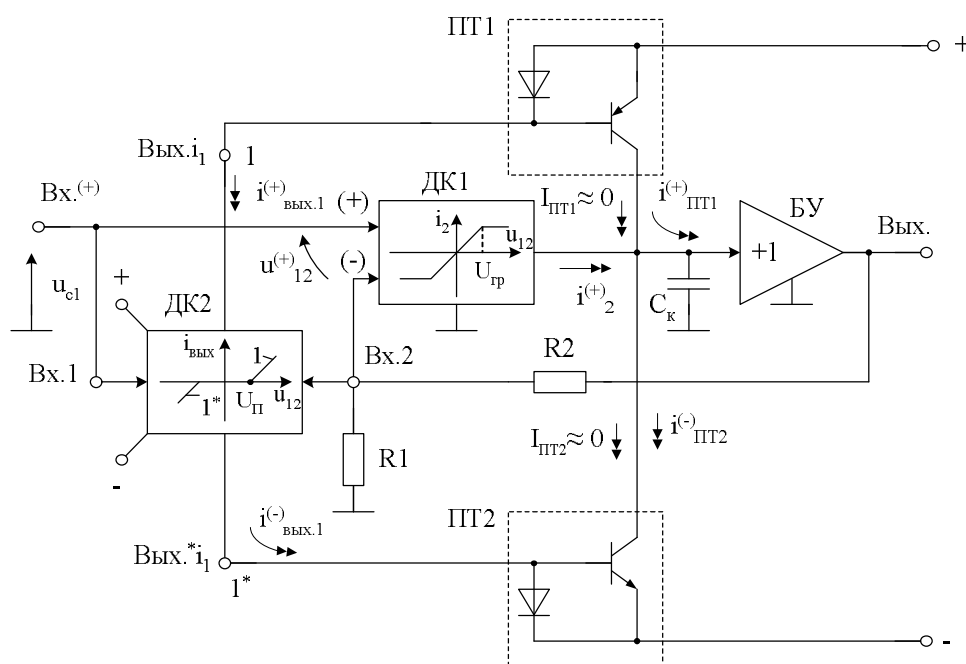
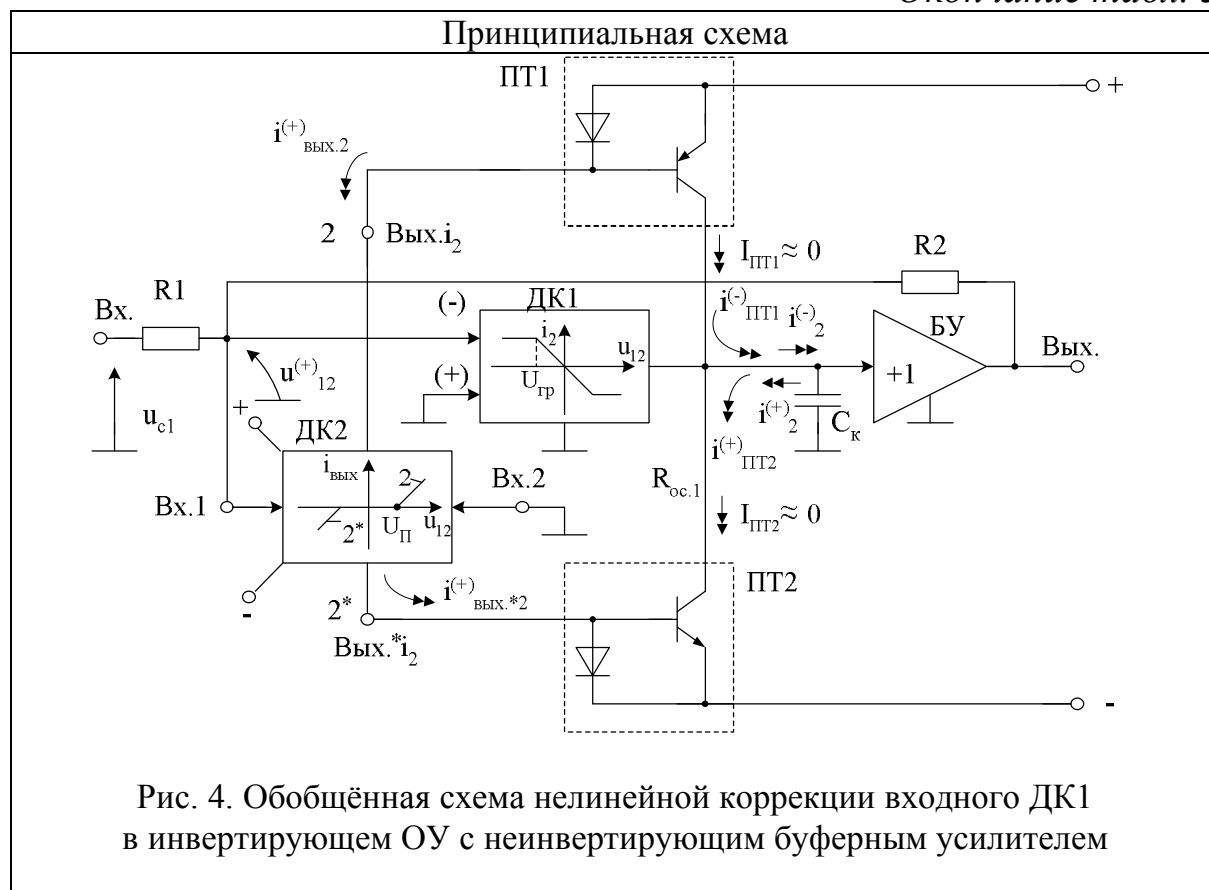


Рис. 3. Обобщённая схема нелинейной коррекции входного ДК1 в неинвертирующем ОУ с неинвертирующим буферным усилителем



4. АРХИТЕКТУРА ОУ С ДВУМЯ ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКАМИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

В архитектурах, представленных в таблицах 1, 2, существует жёсткая взаимосвязь параметров цепи обратной связи, определяющей максимальную скорость нарастания выходного напряжения и коэффициентов передачи по напряжению в ОУ, а также параметрами устойчивости. Это накладывает иногда ограничения на физическую реализуемость конкретных схем. Поэтому в ряде случаев целесообразно применить параллельное включение двух четырёхполюсников обратной связи, «обслуживающих» работу ОУ на малом ($R1$, $R2$) и отдельно на большом ($R1^*$, $R2^*$) сигналах (рис. 4).

В качестве нелинейной корректирующей цепи (НКЦ) могут применяться симметричные и несимметричные транзисторные каскады как с низким, так и с высоким входными сопротивлениями. Пример построения НКЦ с низкоомным токовым входом показан на рисунке 5.

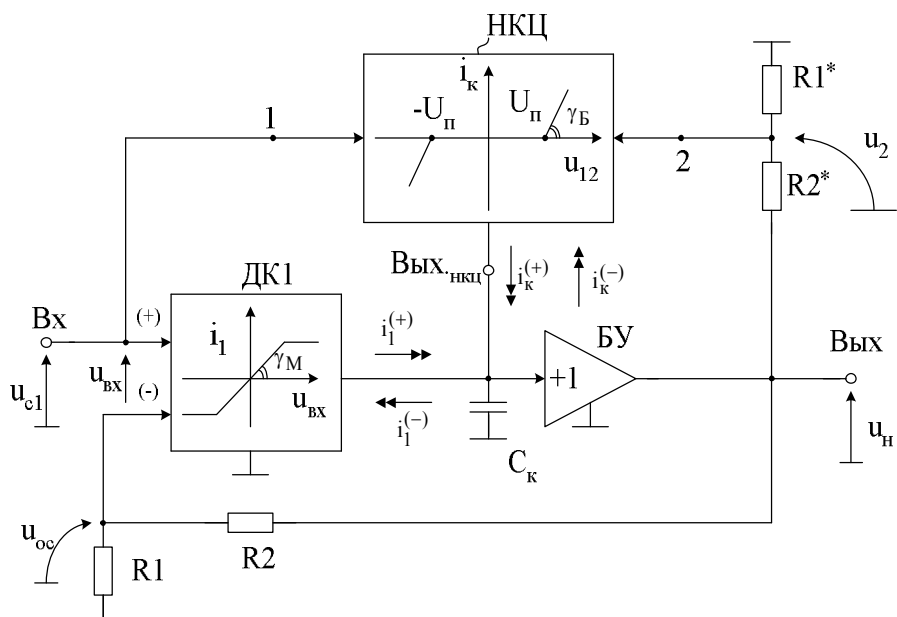


Рис. 4. Нелинейная коррекция в неинвертирующем ОУ при $K_{\Pi}^{(+)} > 1$

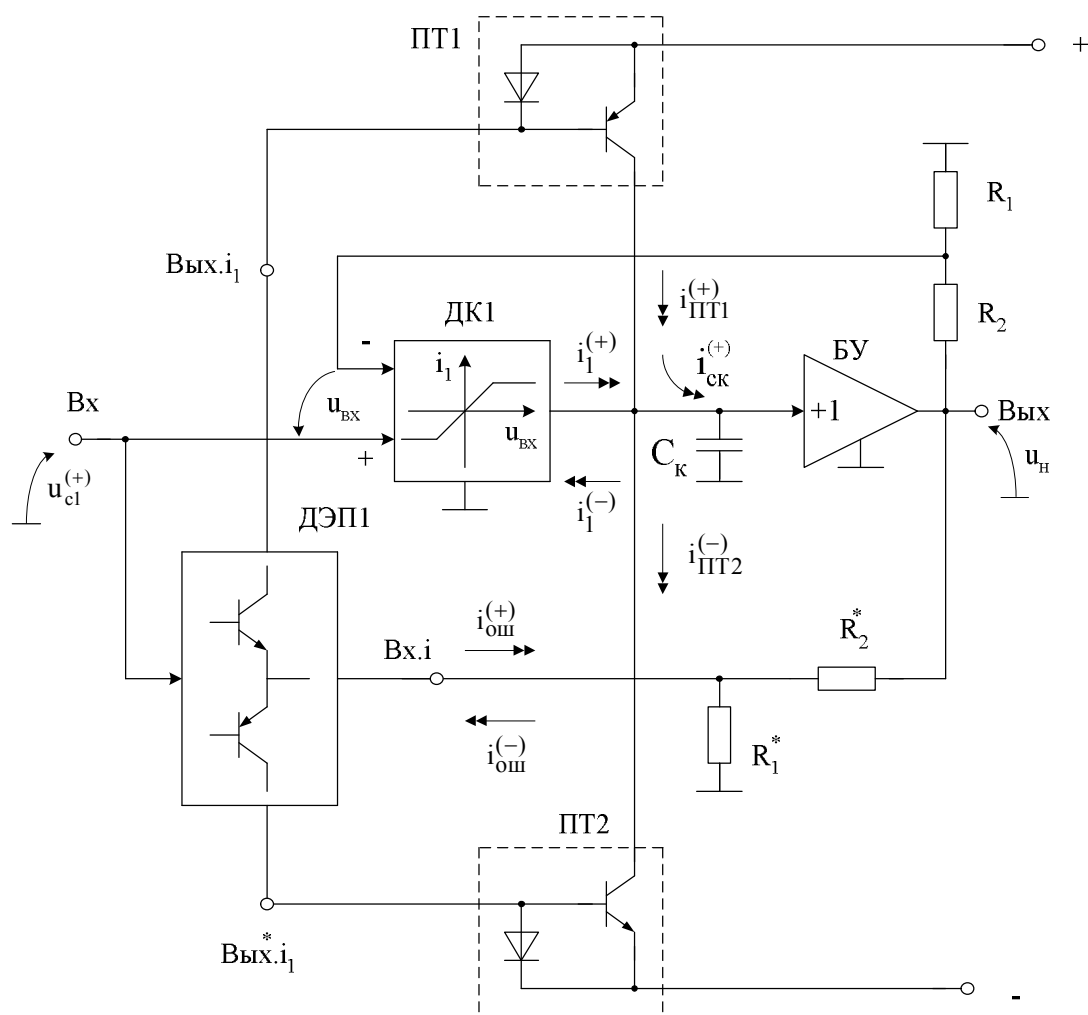


Рис. 5. Функциональная схема операционного усилителя с двумя четырёхполюсниками обратной связи

Для обеспечения одинаковых значений крутизны преобразования обобщённого разностного напряжения $u_p = u_{cl} - u_n$ в приращение тока ёмкости C_k на малом и большом сигналах в схеме (рис. 5) должно выполняться равенство

$$\frac{R_1 S_{дy}}{R_2 + R_1} = \frac{1}{R_2^*}. \quad (7)$$

Одинаковые коэффициенты передачи напряжений на малом и большом сигналах реализуются, если

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2^*}{R_1^*}. \quad (8)$$

Совместное решение уравнений (7), (8) позволяет обеспечить выбор параметров четырёхполюсников обратной связи R_1 , R_2 и R_1^* , R_2^* . Поэтому в ОУ (рис. 5)

$$\begin{cases} R_2^* R_1 S_{дy} = R_2 + R_1 \\ R_2 R_1^* = R_1 R_2^* \end{cases}. \quad (9)$$

Из (7) и (9) вытекает, что

$$\begin{cases} R_2^* = \frac{R_1^*}{R_1^* S_{дy} - 1} > 0 \\ R_1 = R_2^* (R_1^* S_{дy} - 1) > 0 \\ R_2 = R_1 (K_{п.н}^{(+)} - 1) > 0 \end{cases}. \quad (10)$$

Система уравнений (10) является основой для синтеза ОУ с двумя четырёхполюсниками обратной связью.

5. ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ

При синтезе цепей нелинейной коррекции (НКЦ) быстродействующих ОУ приходится также решать задачу минимизации их влияния на статические параметры, частоту единичного усиления, входную ёмкость, шумы и т.д. Общие принципы подключения НКЦ к типовым каскадам ОУ получили широкое применение в аналоговых микросхемах нового поколения.

Приведённая на рисунке 6 схема быстродействующего ОУ имеет в соответствии с таблицей 2 классификацию вида П-Т⁽⁺⁾-П⁽⁻⁾. Эта схема несимметрична относительно входов Вх.1⁽⁻⁾, Вх.2⁽⁺⁾ и полярностей сигнала обратной связи. Передача больших сигналов в ёмкость C_k обеспечивается управляемым источником тока УИТ и токовым зеркалом ПТ1.

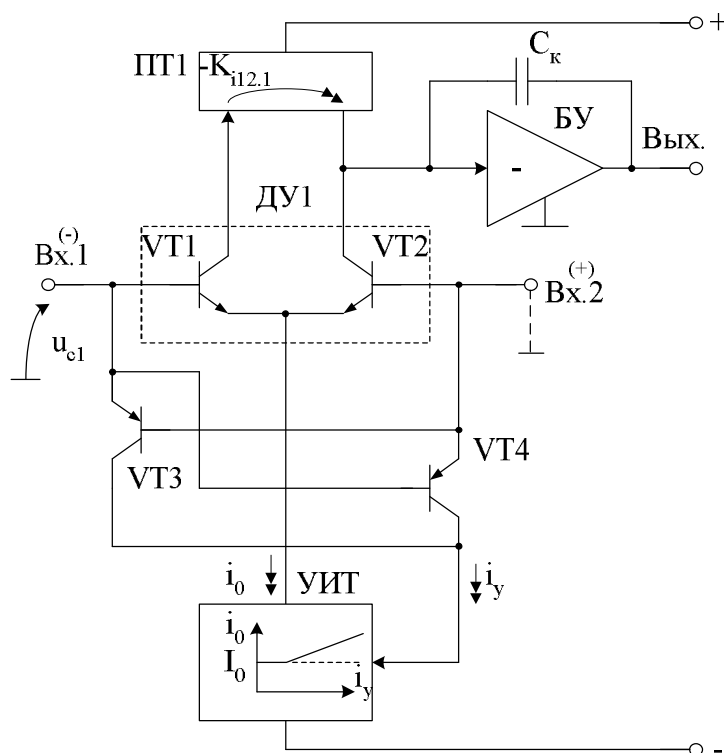


Рис. 6. Пример построения быстродействующего ОУ подкласса П-Т⁽⁺⁾-П⁽⁻⁾ (патент US 6.831.515, 2004 г.)

Операционный усилитель (рис. 7) соответствует структуре П-Т⁽⁺⁾-Т⁽⁻⁾, которая включает дифференциальные каскады ДК1 и ДК2.

Эту схему целесообразно использовать в тех случаях, когда необходимо большое усиление разомкнутого ОУ. Передачу малого сигнала обеспечивает прецизионный ДК1 на транзисторах VT1, VT2 с активной нагрузкой на повторителе тока ПТ1 и токовым зеркалом ПТ2 в общей эмиттерной цепи ДК1, которое управляется транзистором VT4 нелинейного дифференциального каскада ДК2. Зона нечувствительности нелинейного параллельного канала ДК2 $U_n = \pm 0,6$ В.

В статическом режиме напряжение эмиттер-база транзисторов VT3, VT4 близко к нулю, что обеспечивает их минимальное влияние на э.д.с. смещения нуля и входные токи базового каскада ДК1.

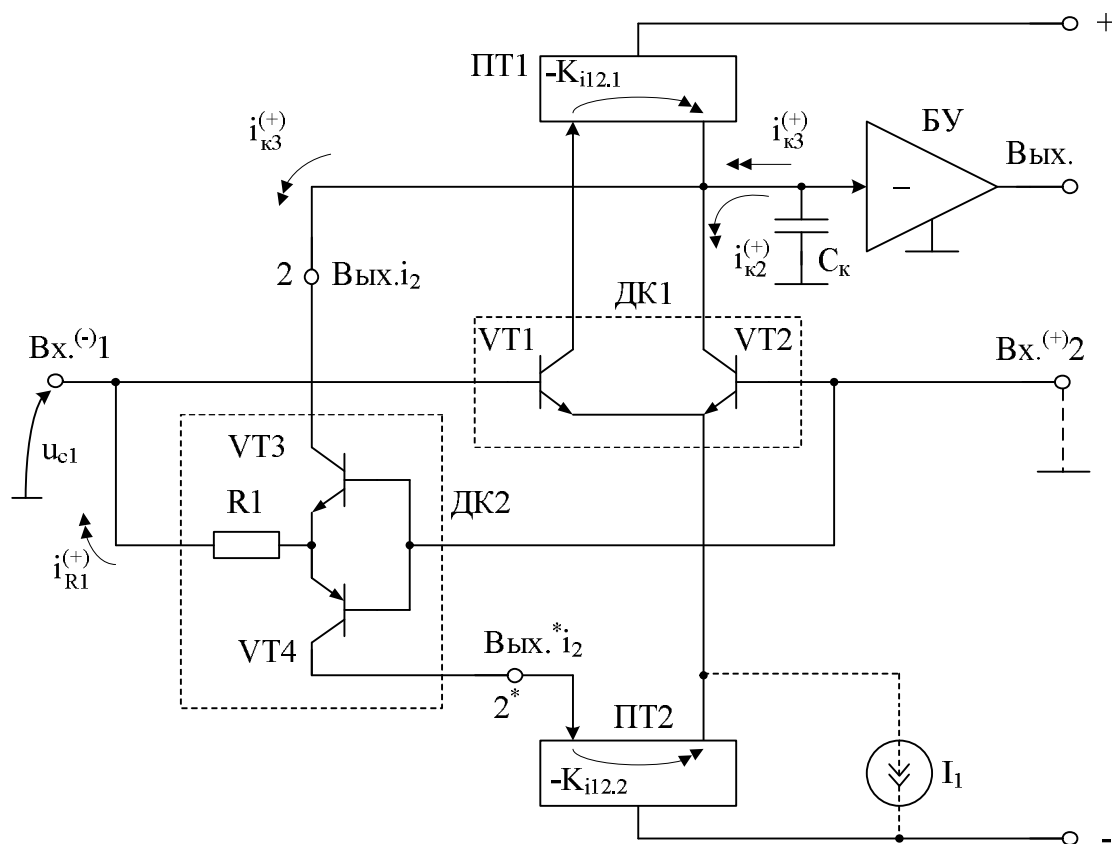


Рис. 7. Операционный усилитель подкласса П-Т⁽⁺⁾-Т⁽⁻⁾
(авт. свид. СССР № 469975, 1973 г.)

В режиме динамической перегрузки ДК1, которая наступает при $u_{вх} > 50$ мВ, включается нелинейный параллельный канал VT3 (VT4), что приводит к увеличению скорости перезаряда ёмкости C_k .

Резистор R1 определяет крутизну проходной характеристики нелинейного параллельного канала на большом сигнале, а также влияет на эквивалентное сопротивление между входами ОУ. Его проводимость должна соответствовать крутизне усиления ДК1 на малом сигнале, которая зависит от уровня статического тока эмиттера транзистора VT1 (VT2).

Упрощённая схема ОУ подкласса П-Т(+)-Т(-) фирмы National Semiconductor LM 6142, которая является модификацией ОУ (рис. 7), приведена на рисунке 8.

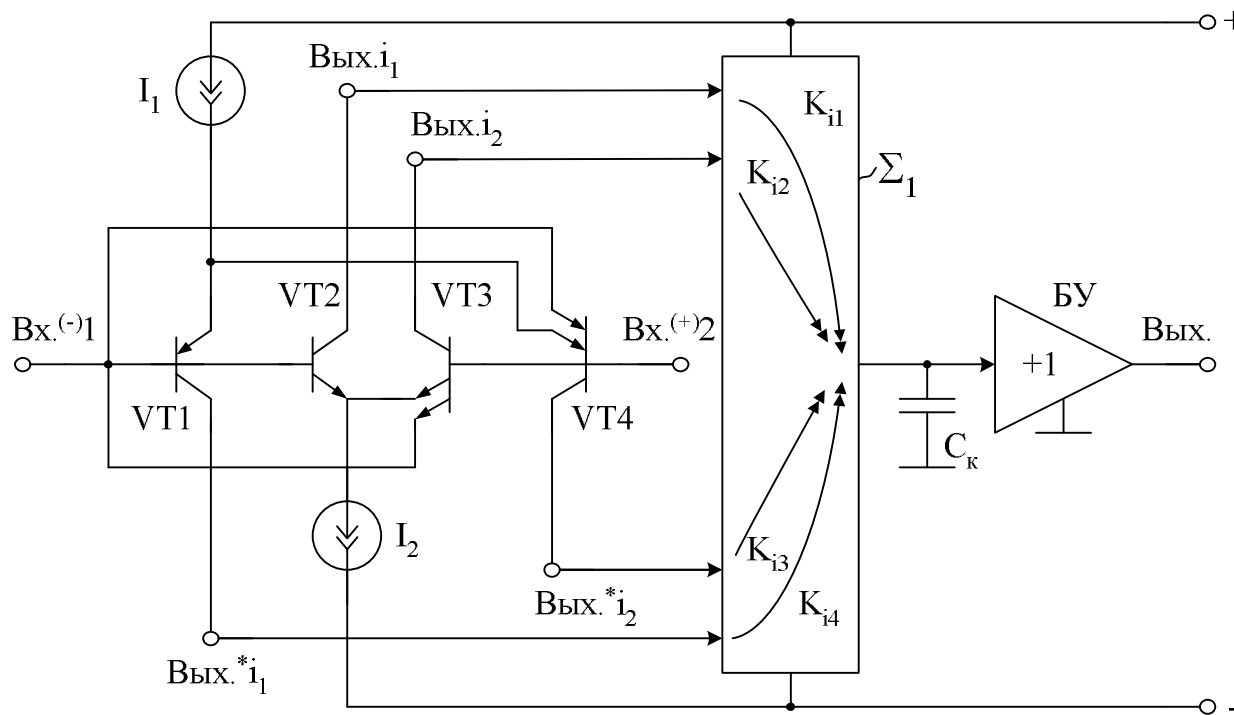


Рис. 8. Архитектура микросхемы LM 6142
на комплементарных каскадах (подкласс П-Т⁽⁺⁾-Т⁽⁻⁾)

Нелинейный параллельный канал имеет зону нечувствительности $U_{\Pi} = \pm 0,6\text{В}$. Поэтому ОУ (рис. 8) особенно эффективен при повышенных напряжениях питания и больших импульсных или высокочастотных гармонических сигналах.

Схема ОУ подкласса П-П⁽⁺⁾-П⁽⁻⁾ приведена на рисунке 9. На её основе реализуются операционные усилители с инвертирующим БУ, а при использовании комплементарных входных каскадов – ОУ класса rail-to-rail по выходу.

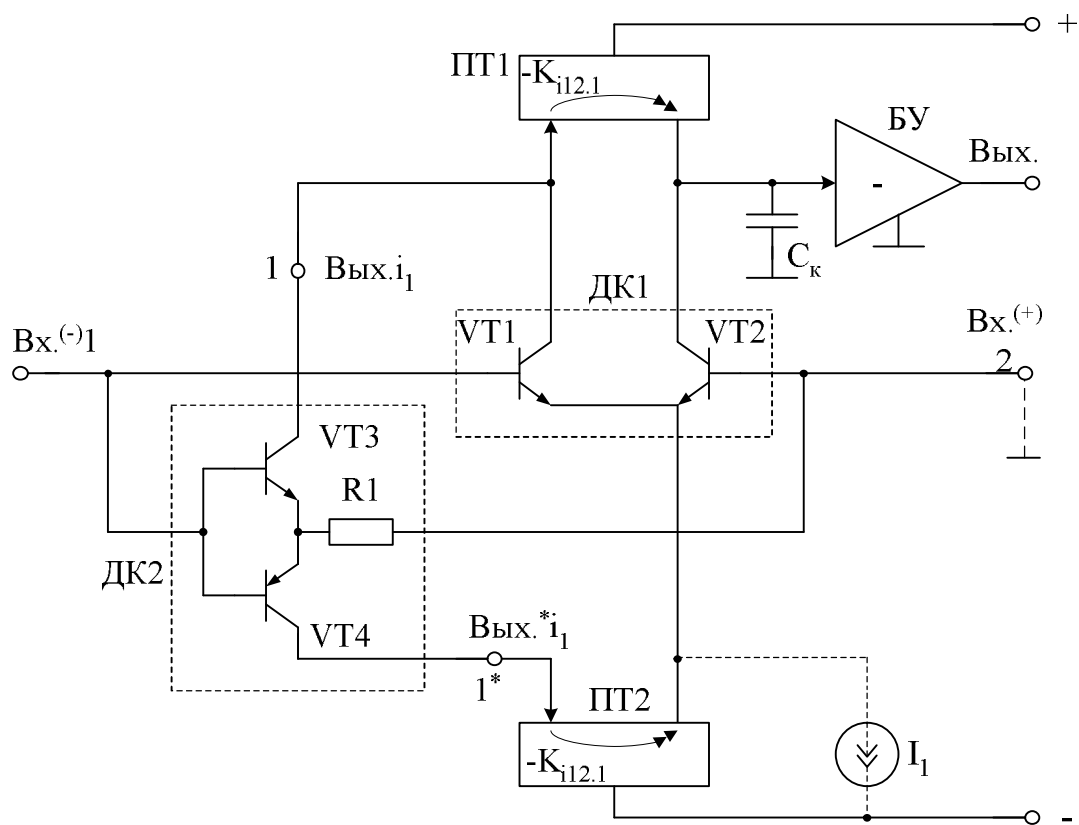


Рис. 9. Архитектура ОУ подкласса $\Pi\text{-}\Pi^{(+)}\text{-}\Pi^{(-)}$
(авт. свид. СССР 469975, 1973 г.)

Одна из проблем современной микросхемотехники быстродействующих ОУ – нелинейная коррекция «перегнутых» каскодов, которые относятся к числу наиболее широкополосных усилителей. Эта задача решается в ОУ (рис. 10), которая относится к подклассу $\Pi\text{-}\Pi^{(+)}\text{-}\Pi^{(-)}$.

Мостовой входной каскад ОУ (рис. 10) реализован на основе двух идентичных буферных усилителей БУ1, БУ2, например, «бриллиантовых» транзисторов, выходы которых соединены через резистор R_0 . Этот резистор определяет крутизну преобразования входного дифференциального сигнала ОУ в приращения токов БУ1 по выходам $V_{\text{ых}}^*.i_1$ и $V_{\text{ых}}.i_1$. Если коэффициенты передачи повторителей тока ПТ1, ПТ2 близки к единице, то дополнительные токи, заряжающие (разряжающие) ёмкость коррекции C_k , определяются резистором R_0 и могут быть весьма значительными.

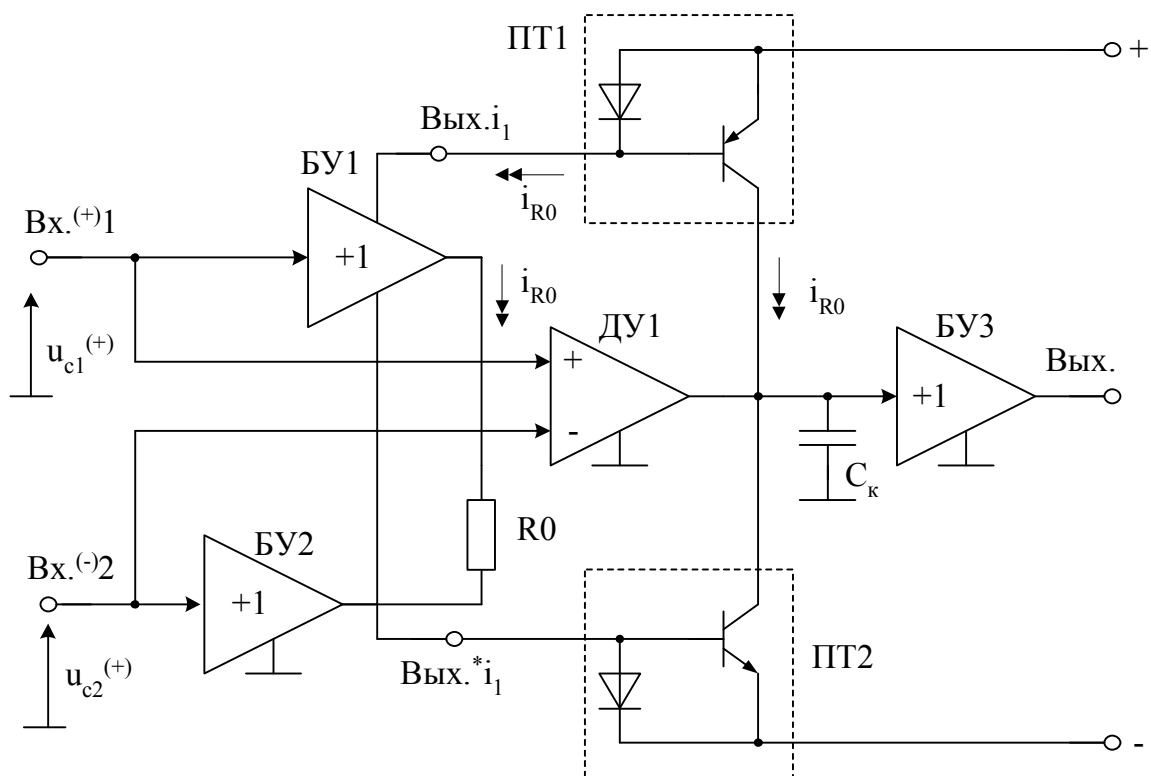


Рис. 10. Применение мостового ДК (БУ1, БУ2, ПТ1, ПТ2) в качестве НКЦ «перегнутого» каскода (ДУ1) (подкласс П-П⁽⁺⁾-П⁽⁻⁾)

При необходимости зона нечувствительности мостового входного каскада устанавливается схемотехническим путём или за счёт выбора режима транзисторов буферных усилителей БУ1, БУ2.

Высокочастотный прецизионный канал усиления реализован на основе дифференциального усилителя ДУ1 с высоким выходным сопротивлением – «перегнутом» каскоде, который имеет небольшое напряжение ограничения.

В качестве БУ3 могут использоваться классические выходные каскады, в том числе «бриллиантовые» транзисторы. Основное требование к БУ1, БУ2, БУ3 – отсутствие динамической перегрузки при работе с большими сигналами. Однако решение этой задачи связано с форсированием процессов перезаряда паразитных ёмкостей в нагрузке входных эмиттерных повторителей, входящих в структуру БУ1-БУ3.

В таблицах 4–9 приведены схемы, характеризующие особенности подключения нелинейных параллельных каналов в операционных усилителях с различной архитектурой входных и выходных каскадов.

Таблица 4

Параллельные каналы в универсальном ОУ

Принципиальная схема	Основные зависимости
	$K_n^{(+)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ $T_y \approx \beta_{oc} y_{21.1} R_2$ $y_{21}^{*(+)} \approx R_2^{-1}$ $y_{21}^{*(-)} \approx R_1^{-1}$ $\omega_B \approx \frac{y_{21.1}}{C_K}$ $\beta_{oc} = \frac{R_1}{R_2 + R_1}$
<p>Описание. Прецизионный канал усиления малого сигнала ОУ включает классический ДК1 с высокоомным выходом и буферный усилитель БУ1. Нелинейный параллельный канал содержит буферные усилители БУ2, БУ3 и транзисторы VT1, VT2, управляющие повторителями токов ПТ1, ПТ2.</p> <p>В статическом режиме небольшое напряжение эмиттер-база транзисторов VT1, VT2 ($U_{эб} \approx 0,3 \div 0,4В$) устанавливается соответствующим смещением выходного потенциала буферных усилителей БУ2, БУ1, что обеспечивается их соответствующим построением.</p> <p>В режиме динамической перегрузки ДК1 во время фронта переходного процесса включается нелинейный канал усиления (VT1, VT2), что приводит к существенному увеличению скорости перезаряда ёмкости C_K. Основное требование к БУ2, БУ3 – малые входные токи и высокое входное сопротивление.</p> <p>Резисторы R1, R2 определяют крутизну проходной характеристики входного каскада $y_{21.1}^*$ на большом сигнале. Для уменьшения перерегулирования их проводимость должна соответствовать крутизне усиления ДК1 на малом сигнале ($y_{21.1} \approx y_{21.1}^*$).</p>	

Принципиальная схема

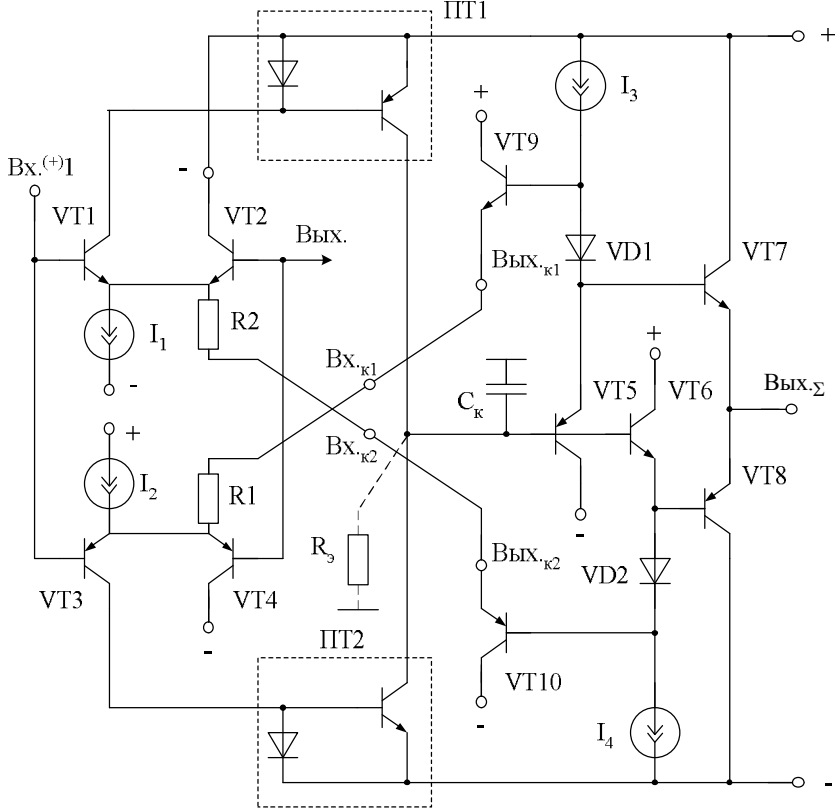
а)

б)

Рис. 1. Организация нелинейного канала усиления большого сигнала в ОУ, имеющего внешний вывод от ёмкости коррекции C_k

Рис. 1. Организация нелинейного канала усиления большого сигнала в ОУ, имеющего внешний вывод от ёмкости коррекции C_k

**Параллельные каналы в ОУ
на основе комплементарных каскадов**

Принципиальная схема	Основные зависимости
 <p align="center">Рис. 1</p>	$U_{\text{п}} \approx U_{\text{гр}}$ $y_{21.1} \approx y_{21.1}^*$ $y_{21.1}^{*(+)} \approx R_2^{-1}$ $y_{21.1}^{*(-)} \approx R_1^{-1}$ $\omega_{\text{в}} \approx \frac{1}{R_2 C_{\text{к}}}$ $T_{\text{у}} \approx R_3 y_{21.1}$

Описание: ОУ рисунка 1 содержит прецизионный канал усиления малого сигнала «VT1-ПТ1-выходной каскад» и нелинейный канал с регулируемой зоной нечувствительности для большого сигнала на основе транзисторов VT10, VT1 и повторителя тока ПТ1, создающего дополнительный ток перезаряда ёмкости коррекции $C_{\text{к}}$.

При отрицательных $u_{\text{вх}}$ работает симметричный канал на транзисторах VT9, VT3 и ПТ2. Зона нечувствительности нелинейных параллельных каналов устанавливается двухполюсниками VD2 и VD1.

В качестве буферного усилителя используется классический выходной каскад на «бриллиантовых» транзисторах.

Проводимость резисторов $R_1=R_2$ должна быть равна суммарной крутизне усиления входных каскадов на транзисторах VT1-VT4.

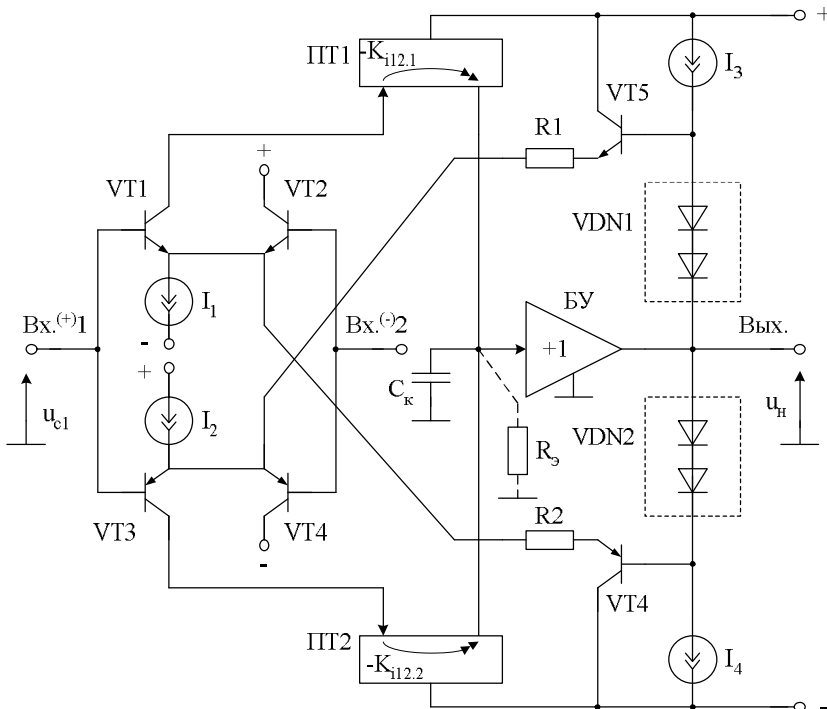
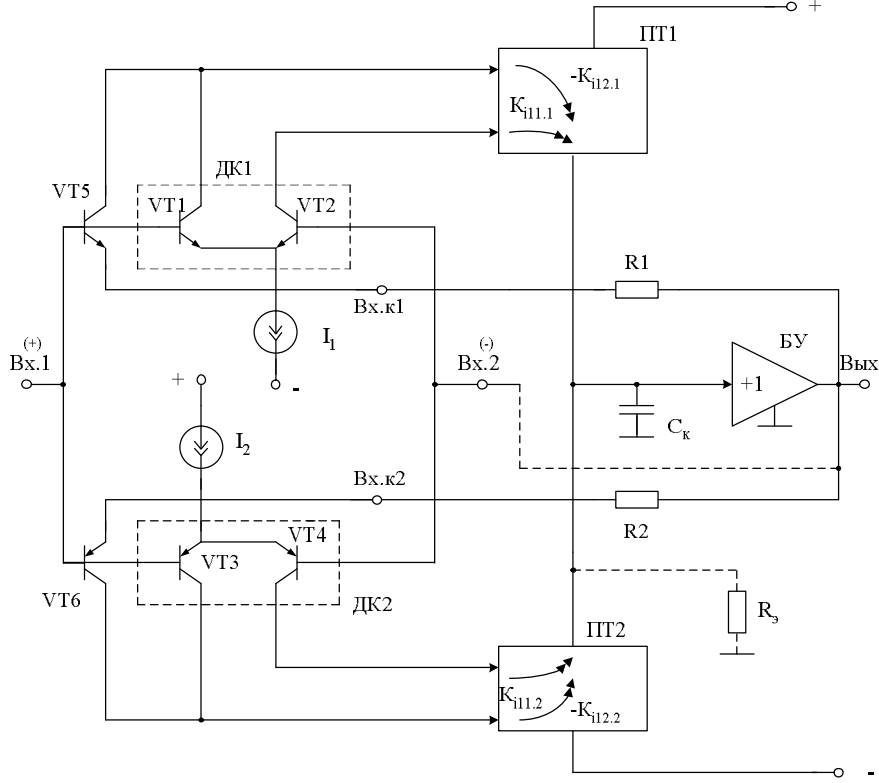
Принципиальная схема	Основные зависимости
	$Y_{21.1} \approx Y_{21.1}^*$ $Y_{21.1}^{*(+)} \approx R_2^{-1}$ $Y_{21.1}^{*(-)} \approx R_1^{-1}$ $T_y \approx \frac{R_3}{R_2}$ $U_{\Pi} \approx U_{гр}$ $\omega_B \approx \frac{Y_{21.1}}{C_K}$

Рис. 2

Описание: Содержит (для положительной полярности $u_{вх}$) прецизионный канал усиления малого сигнала VT1-VT2, ПТ1-БУ и нелинейный канал с регулируемой зоной нечувствительности для большого сигнала на основе транзисторов VT4, VT1 и повторителя тока ПТ1, создающего дополнительный ток перезаряда ёмкости коррекции C_K . При отрицательных $u_{вх}$ работает симметричный канал на транзисторах VT3, VT5 и ПТ2. Зона нечувствительности нелинейных параллельных каналов устанавливается двухполюсниками VDN2 и VDN1.

В качестве буферного усилителя БУ могут применяться классические выходные каскады на комплементарных транзисторах.

Проводимость резисторов $R1=R2$ должна быть равна суммарной крутизне усиления входных каскадов на транзисторах VT1-VT4.

Принципиальная схема	Основные зависимости
	$K_{i12.1} \approx -1$ $K_{i11.1} \approx -1$ $K_{i11.2} \approx 1$ $K_{i12.2} \approx -1$ $y_{21.1} \approx y_{21.1}^*$ $y_{21.1}^{*(+)} \approx R_1^{-1}$ $U_{\Pi} \approx 0,6B$ $T_y \approx \frac{R_3}{y_{21.1}}$

Описание: Основная особенность схемы – включение параллельно прецизионному дифференциальному каскаду ДК1 (ДК2) нелинейного параллельного канала на транзисторе VT5 (VT6) с зоной нечувствительности $U_{\Pi} \approx 0,5-0,6B$. При малых сигналах транзисторы VT5-VT6 находятся в режиме отсечки и практически не влияют на работу схемы. Если напряжение между входами ОУ превышает 0,6В – включается «токовая обратная связь», что приводит к появлению в цепи «VT5-ПТ1» («VT6-ПТ2») значительных дополнительных токов, пропорциональных сигналу рассогласования. В конечном итоге это повышает скорость перезаряда ёмкости C_k и, как следствие, увеличивает $\vartheta_{\text{вых}}$.

Введение нелинейного параллельного канала (VT5, VT6), обеспечивающего большие импульсные токи в ёмкости C_k во время фронта переходного процесса, несколько уменьшает температуру нагрева транзисторов VT1-VT4 прецизионных ДК1, ДК2, что повышает статическую точность ОУ.

Максимальная амплитуда токов, форсирующих процесс перезаряда ёмкости C_k , зависит от сопротивления резисторов R1, R2.

Принципиальная схема

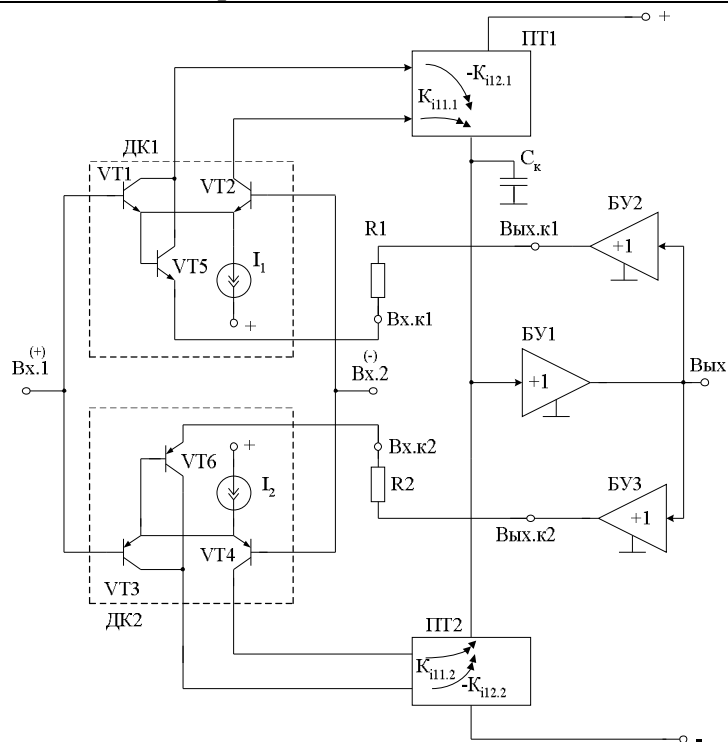


Рис. 4. Быстродействующий ОУ с уменьшенной входной ёмкостью

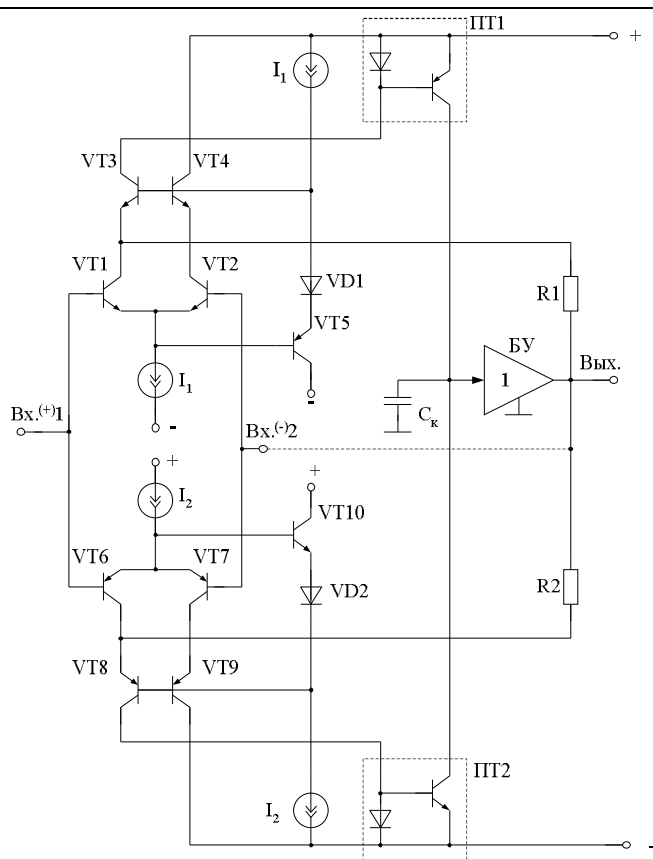


Рис. 5. Способ нелинейной коррекции в каскодных ДУ

Таблица 7

Неинвертирующий операционный усилитель с двумя четырёхполюсниками обратной связи

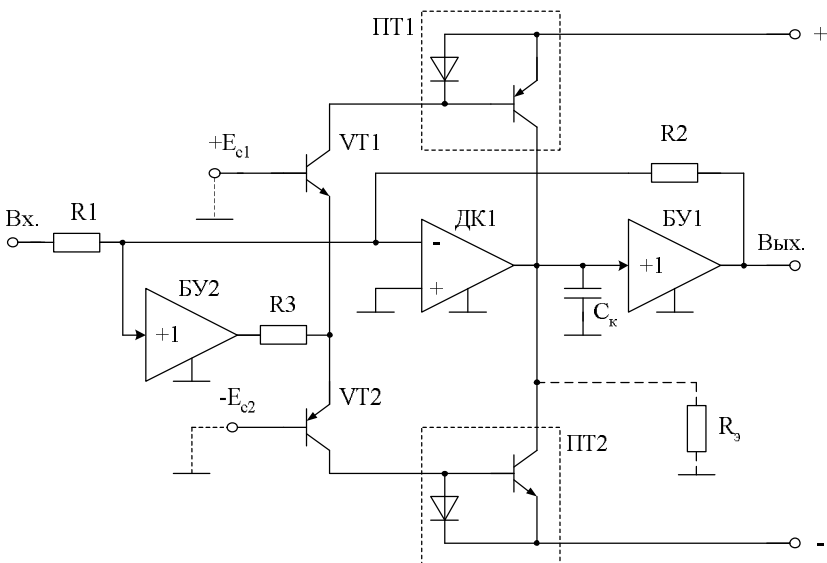
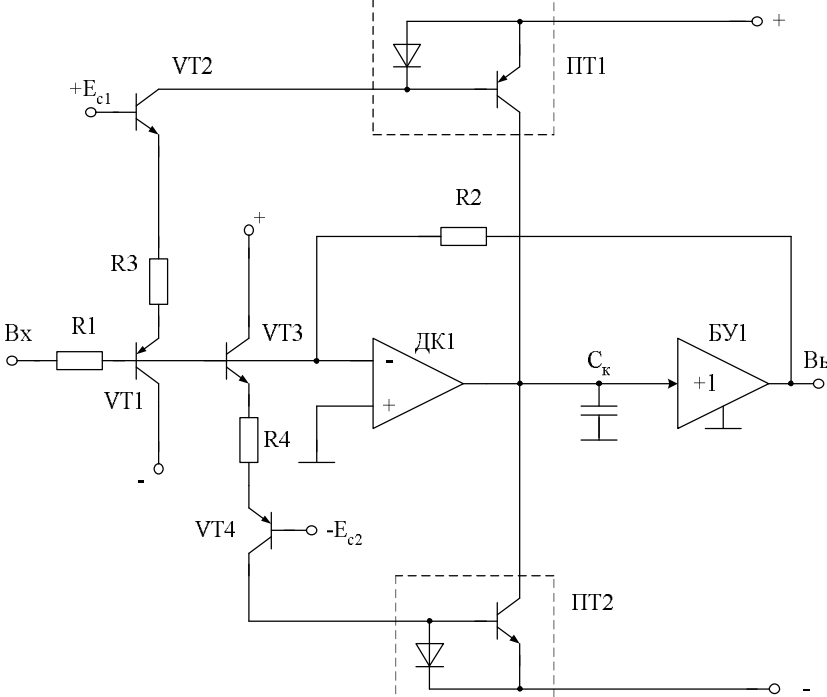
Принципиальная схема	Основные зависимости
	$y_{21.1} \approx y_{21.1}^*$ $R_3 \ll R_2^*$ $y_{21.1}^* \approx R_2^*$ $T_y \approx R_3 y_{21.1} \beta_{oc}$ $U_{\pi} \approx 0,6B$ $\beta_{oc} = \frac{R_1}{R_2 + R_1}$
<p>Описание. Содержит основной канал усиления с классической обратной связью по напряжению, реализованный на основе дифференциального каскада 1 и буферного усилителя БУ1. Эти функциональные узлы обеспечивают прецизионное усиление малого сигнала, зависящее от соотношения резисторов $R_{oc.1}$ и $R_{oc.2}$.</p> <p>В режиме динамической перегрузки входного ДК1 в работу включается нелинейный параллельный канал на транзисторах VT1, VT2 и повторителях тока ПТ1, ПТ2, которые форсируют процессы перезаряда ёмкости C_k, повышая $\vartheta_{вых}$.</p> <p>Абсолютные значения сопротивлений резисторов $R_{oc.1}^*$, $R_{oc.2}^*$ в цепи токовой обратной связи (VT1, VT2) должны быть значительно меньше абсолютных значений $R_{oc.1}$ и $R_{oc.2}$ четырёхполюсника обратной связи по напряжению.</p>	

Таблица 8

**Неинвертирующий ОУ с нелинейной коррекцией
входного каскада и выходного буферного усилителя**

Принципиальная схема	Основные зависимости
	$Y_{21.1}^* \approx Y_{21.1}$ $Y_{21.1}^{*(+)} \approx R_2^{-1}$ $Y_{21.1}^{*(-)} \approx R_1^{-1}$ $T_y \approx y_{21.1} R_9$ $U_{\text{п}} \approx 0,6B$ $\omega_{\text{в}} \approx \frac{Y_{21.1}}{C_{\text{к}}}$
<p>Описание. Рекомендуется применять в качестве быстродействующего повторителя напряжения со 100 % обратной связью. Содержит прецизионный канал усиления малого сигнала ДК1-БУ1 и нелинейный канал с зоной нечувствительности для большого сигнала на основе транзисторов VT1, VT2 и повторителей тока ПТ1, ПТ2, создающих дополнительный ток перезаряда ёмкости коррекции $C_{\text{к}}$. Основная особенность схемы – нелинейная коррекция эмиттерных повторителей в буферном усилителе БУ1 на основе «бриллиантового» транзистора, которая обеспечивается с помощью VT3 (VT4). Это позволяет получить более высокие значения максимальной скорости нарастания выходного напряжения.</p> <p>В качестве буферного усилителя могут применяться классические выходные каскады на комплементарных транзисторах.</p> <p>Проводимость резисторов $R_1=R_2$ должна быть равна крутизне усиления ДК1 на малом сигнале.</p>	

**Параллельные каналы
с регулируемой зоной нечувствительности**

Принципиальная схема	Основные зависимости
 <p>Рис. 1. Нелинейная коррекция входного ДК1 в инвертирующем включении ОУ</p>	$K_{\pi}^{(-)} = -\frac{R_2}{R_1}$ $T_y = \beta_{oc} y_{21.1} R_3$ $\beta_{oc} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$
 <p>Рис. 2. Нелинейная коррекция с регулируемой зоной нечувствительности</p>	$K_{\pi}^{(-)} = -\frac{R_2}{R_1}$ $R_3 = R_4 = y_{21.1}^{-1}$ $\beta_{oc} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ $E_{c1} = \text{Var}$ $E_{c2} = \text{Var}$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Большинство 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 схемотехники входного и промежуточного каскадов, которым присущи нелинейные режимы.

Дальнейшее улучшение динамических параметров операционных усилителей зависит не только от достижений в области полупроводниковых технологий, но и от их структурных и схемотехнических решений, применение перспективных функциональных узлов, в частности, входных каскадов с цепями нелинейной коррекции.

Рассмотренная в пособии расширенная классификация ОУ с учётом несимметрии их обратной связи в режиме малого и большого сигналов, а также полярностей входных напряжений позволяет оценить свойства ОУ и сориентироваться в многообразии приведённых примеров различных архитектур быстродействующих ОУ с нелинейными параллельными каналами (НПК). Приведённые схемы характеризуют особенности подключения НПК в операционных усилителях с различной архитектурой входных и выходных каскадов – ОУ на основе комплементарных каскадов, ОУ с уменьшенной входной ёмкостью, каскодных ОУ, ОУ с двумя четырёхполюсниками обратной связи, ОУ с нелинейной коррекцией входного каскада и выходного буферного усилителя, ОУ с регулируемой зоной нечувствительности и т.д. Перспективной является архитектура ОУ с двумя параллельными четырёхполюсниками обратной связи, обеспечивающая прецизионное усиление малого сигнала, зависящее от соотношения резисторов обратной связи.

Результаты моделирования архитектур хорошо согласуются с теоретическими выводами и подтверждают их свойства.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Прокопенко, Н.Н. Схемотехника широкополосных усилителей : монография / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2005. – 218 с.
2. Павлов, В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В.Н. Павлов, В.Н. Ногин. – М. : Горячая линия-Телеком, 2003. – 320 с.
3. Лаврентьев, Б.Ф. Схемотехника электронных средств : учеб. пособие для вузов / Б.Ф. Лаврентьев. – М. : Академия, 2010. – 336 с. : ил. – (Высшее профессиональное образование. Радиотехника).

Дополнительная литература

4. Прокопенко, Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах / Н.Н. Прокопенко. – Ростов н/Д. : Изд-во СКНЦ ВШ, 2000. – 224 с.
5. Матавкин, В.В. Быстродействующие операционные усилители / В.В. Матавкин. – М. : Сов. Радио, 1989.
6. Операционные усилители и компараторы : справочник. – М. : Изд-во Дон «Донэка-XXI», 2001.
7. Widlar, R.J. Wide range operational amplifier input stage. Patent US № 4.797.629, 1989.
8. Hearn, W.E. Fast slewing monolithic OA / W.E. Hearn. – IEEE J. of solid-state Circuits, 1971. – № 1. – P. 36–42.
9. Karki, J. Understanding Operational Amplifier Specialications / J.Karki. – Texas Instruments, 1998, WP : SLOA011.
10. Demrow, R.I. Setting time of Operational Amplifiers / R.I. Demrow. – Analog Devices, AN-359.
11. J. Williams. Slew Rate Verification for Wideband Amplifiers. Linear Technology. Application Note 94, May 2003.
12. Recommended Test Procedures for Operational Amplifiers Intersil. Application Note AN 551.1, November, 1996.
13. Integrated Operational amplifier theory. Philips Semiconductors, Application Note AN 165, 1988.

Электронные образовательные ресурсы

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

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Таблица 1

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

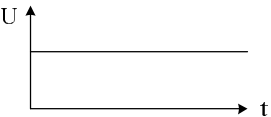
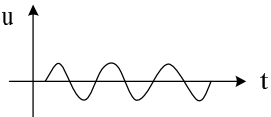
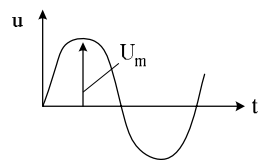
Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
1	2	3
А	общее обозначение аналоговой микросхемы или её функционального узла	А1, А2...
ОУ	операционный усилитель	ОУ1, ОУ2...
МОУ	мультиходовой операционный усилитель	
ДОУ	дифференциальный операционный усилитель	
ДУ	дифференциальный усилитель	ДУ1
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 ($K_y \approx 1$)	

Окончание табл. 1

1	2	3
ЭП	эмиттерный повторитель	
RRB	выходной каскад с опцией rail-to-rail	
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	$I_{\max.1}$
Еп	напряжение источника питания	
$E_{\Pi}^{(+)}, E_{\Pi}^{(-)}$	напряжение положительного и отрицательного источников питания	$E_{\Pi 1}^{(+)}, E_{\Pi 3}^{(-)} \dots$
I_0, I_1	источник опорного тока	$I_{1.1}, I_{2.1} \dots, I_2, I_4$
$U_{\text{оп}}$	источник опорного напряжения	$U_{\text{оп.1}}, U_{\text{оп.2}}$

Окончание табл. 1

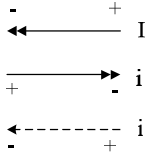
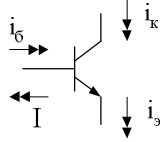
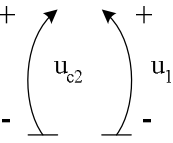
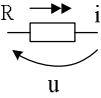
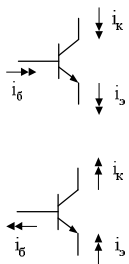
1	2	3
E_c	напряжение цепи смещения статического потенциала	$+E_{c1}, -E_{c2}$
$u_{вх.1}, u_{c1}, u_1$	напряжение на первом входе дифференциального усилителя относительно общей шины	
$u_{вх.2}, u_{c2}, u_2$	напряжение на втором входе дифференциального усилителя относительно общей шины	
$u_{вх}, u_{12}$	приращение напряжения между входами дифференциального усилителя	$u_{вх} = u_{c1} - u_{c2}$
u_c	синфазное входное напряжение ДУ	$u_c = 0,5(u_{c1} + u_{c2})$
$u_{вых}, u_H$	выходное напряжение, напряжение на сопротивлении нагрузки	
$e_{вх}, E_{вх}$	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
$y_1 = R_1^{-1}$	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)	$R_{\text{сф}}^{(-)}, R_{\text{сф}}^{(+)}, Y_{\text{сф}}^{(+)}$
$R_{\text{эф.и}}$	эффективное сопротивление двухполюсника R_i	
$R_{\text{н}}$	сопротивление нагрузки ОУ или его под-схемы	
$R_3 (R_{\text{к}})$	эквивалентное сопротивление, включённое параллельно корректирующему конденсатору $C_{\text{к}}$ ОУ	
$C_{\text{н}}$	ёмкость нагрузки ДУ (ОУ)	
$C_{\text{вх}}$	входная ёмкость ДУ (ОУ)	
$C_{\text{эф.и}}$	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
1	2	3
Вх.1	обозначение первого входа дифференциального усилителя (ОУ)	
Вх.2	обозначение второго входа дифференциального усилителя (ОУ)	
Вых.1 ₁	обозначение первого токового выхода дифференциального усилителя, согласованного с шиной положительного источника питания, обеспечивающего инверсию фазы относительно первого входа ДУ (ОУ)	

Окончание табл. 4

1	2	3
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
1	2	3
$K_y = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}$;	коэффициент усиления ДУ (ОУ) или его подсхемы 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 $R_n \approx 0$	$K_{\text{ил2.1}}$
$\beta_{\text{ос}}$	коэффициент передачи по напряжению четырёхполюсника обратной связи РУ	$\beta_{\text{ос}} \leq 1$
$T (T_y)$	петлевое усиление РУ в схеме с обратной связью	$T_{0\text{т}}, T_{\text{т}}, T_{\text{н}}$ и т.д.
$W(j\omega)$	схемная функция каскада, ОУ, подсхемы ОУ	
$K_{\text{п}}$	коэффициент передачи по напряжению решающего усилителя (РУ) с учётом обратной связи	$K_{\text{п1}}$

Окончание табл. 7

1	2	3
$K_{\Pi}^{(+)}$	коэффициент передачи неинвертирующего РУ по напряжению	$K_{\Pi,Н}^{(+)}$
$K_{\Pi}^{(-)}$	коэффициент передачи инвертирующего РУ по напряжению	$K_{\Pi,Т}^{(-)}$
$S_{сф} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{u_c}$	крутизна преобразования входного синфазного сигнала u_c ДУ (ОУ) в его выходной ток $i_{\text{ВЫХ}}$	u_c – синфазное напряжение
$S_{дс} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}}$	крутизна преобразования входного дифференциального напряжения ДУ (ОУ) $u_{\text{ВХ}}$ в его выходной ток $i_{\text{ВЫХ}}$	$u_{\text{ВХ}}$ – входное дифференциальное напряжение
$K_{сф} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_c}$	коэффициент передачи синфазного входного напряжения ДУ (ОУ)	u_c – синфазное напряжение ДУ (ОУ)
$K_{ос.сф}$	коэффициент ослабления входного синфазного сигнала ДУ (ОУ)	$K_{ос.сф} = \frac{K_y}{K_{сф}}$
$K_{пп}$	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
1	2	3
$r_{\text{э}} = \frac{\varphi_{\text{Т}}}{I_{\text{э}}}$	дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода	$r_{\text{э}1}, r_{\text{э}2}$
β	коэффициент усиления по току базы	β_1, β_n
α	коэффициент усиления по току эмиттера	α_1, α_n
$r_{\text{к}}$	сопротивление закрытого коллекторного перехода	$r_{\text{к}1}, r_{\text{к}n}$
$C_{\text{кб}}$	ёмкость коллектор-база	$C_{\text{кб}1}, C_{\text{кб}2}$
$C_{\text{п}}$	ёмкость между коллектором транзистора и подложкой	$C_{\text{п}1}, C_{\text{п}n}$

Окончание табл. 8

1	2	3
$I_э$	статический ток эмиттера	$I_{э1}, I_{э2}$
$I_к$	статический ток коллектора	$I_{к1}, I_{к2}$
$I_б$	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, подсхемы)	
$\tau_j = R_j C_j$	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
$g_{\text{вых}}$	максимальная скорость нарастания выходного напряжения	
$g_{\text{вых}}^{(+)}$ $g_{\text{вых}}^{(-)}$	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 (А)	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	
y_{21}	малосигнальная крутизна проходной характеристики	
y_{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**

**ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ
С НЕЛИНЕЙНЫМИ ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ КАНАЛАМИ**

Учебно-методическое пособие

Ответственный за выпуск Н.В. Ковбасюк

ИД №06457 от 19.12.01 г. Издательство ЮРГУЭС

Подписано в печать 23.01.2013 г.

Формат бумаги 60х90/16. Усл. п.л. 3,0.

Тираж 45 экз. Заказ № 28.

ПЛД № 10-65175 от 05.11.99 г.

Типография Издательства ЮРГУЭС

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