

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*

## **БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ**

### **Учебно-методическое пособие**

для студентов, обучающихся по направлениям подготовки специалистов  
210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы»,  
210302.65 «Радиотехника»,  
направлениям подготовки бакалавров 210400.62 «Радиотехника»,  
210400.62 «Телекоммуникации»,  
210700.62 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»,  
аспирантов, обучающихся по научной специальности 05.13.05 «Элементы и  
устройства вычислительной техники и систем управления»

**Учебное электронное издание**



ШАХТЫ  
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»  
2013

УДК 621.375(07)  
ББК 32.846я73

*Рекомендовано в качестве самостоятельного электронного издания  
редакционно-издательским советом ЮРГУЭС*

**Рецензенты:**

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

**Прокопенко, Н.Н.**

Быстродействующие операционные усилители с обратной связью по напряжению [Электронный ресурс] : учеб.-метод. пособие для студентов, обучающихся по специальностям 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы», 210302.65 «Радиотехника», направлениям подготовки бакалавров 210400.62 «Радиотехника», 210400.62 «Телекоммуникации», 210700.62 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», аспирантов, обучающихся по научной специальности 05.13.05 «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления» : учеб. электрон. издание / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк ; Федер. гос. бюджет. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»). – Электрон. дан. (1,23 Мб). – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2013. – URL : <http://www.libdb.sssu.ru>. – Загл. с экрана. – № гос. регистрации 0321300972. ISBN 978-5-93834-810-3

Данное пособие посвящено тенденциям развития архитектуры операционных усилителей (ОУ) с обратной связью по напряжению. Рассмотрены методы исключения динамической перегрузки входных каскадов быстродействующих ОУ. Исследована схемотехника ОУ, обладающих рядом свойств усилителей с токовой обратной связью.

Предназначено для студентов, изучающих дисциплины «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Схемотехника», «Основы схемотехники», «Электроника», «Радиоавтоматика», и аспирантов, изучающих дисциплину «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления».

Может быть полезно для курсового, дипломного проектирования и самостоятельной работы студентов, а также учебно-исследовательской и научно-исследовательской работы бакалавров, магистрантов и аспирантов, занимающихся разработкой электронной компонентной базы, устройств автоматики и вычислительной техники в рамках диссертационных исследований.

Данное учебно-методическое пособие разработано в рамках гранта 14.В37.21.0086 «Наноразмерные устройства для накопления электростатического заряда и автономного питания объектов микросистемной техники в текстильных и полимерных изделиях различного назначения» ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

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

---

*Учебное электронное издание*

**Прокопенко Николай Николаевич**  
**Ковбасюк Николай Васильевич**

**БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ  
С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ**

**Учебно-методическое пособие**

ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса»  
346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение .....	4
1. Базовые структурные схемы .....	4
2. Структурные методы устранения динамической асимметрии быстродействующих ОУ .....	6
2.1. Описание проблемы .....	6
2.2. Рейтинговая оценка динамических параметров входных каскадов .....	7
2.3. Архитектура сверхбыстродействующих ОУ .....	12
3. Быстродействующие ОУ на основе «перегнутых» каскодов .....	23
4. Операционные усилители с аддитивной нелинейной коррекцией.....	32
5. Архитектура широкополосных ОУ с повышенным быстродействием в режиме большого сигнала .....	37
6. Быстродействующие ОУ со свойствами усилителя с токовой обратной связью.....	40
Заключение .....	48
Библиографический список .....	50
Условные обозначения.....	52

## ВВЕДЕНИЕ

В соответствии с устоявшейся классификацией операционные усилители (ОУ), работающие в структуре аналоговых интерфейсов с цепями обратной связи (ОС), подразделяются на ОУ с ОС по напряжению (ОСН) и ОУ с токовой обратной связью (ТОС) или трансимпедансные усилители. Одна из особенностей основных архитектур ОУ с ОСН – наличие потенциальной составляющей ошибки преобразования входного сигнала, зависящей от петлевого усиления по напряжению.

В данном учебно-методическом пособии приведены схемные функции базовых ОУ с ОСН, рассмотрены их параметры в двух режимах – инвертирующем и неинвертирующем включении с учётом нелинейностей входного и выходного каскадов.

[В начало к содержанию](#)

## 1. БАЗОВЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ

Перспективными вариантами построения быстродействующих ОУ с обратной связью по напряжению являются обобщённые структуры, показанные на рисунках 1 и 2. Они имеют достаточно много различных модификаций, отличающихся от базовых схемотехникой входных и выходных каскадов способами их согласования, методами исключения нелинейных режимов работы и компенсации нелинейных искажений.

Архитектура (рис. 1) содержит в общем случае мультивыходной дифференциальный каскад  $V_{xK1}$ , противофазные токовые выходы которого  $V_{xh.i_1}$ ,  $V_{xh.i_2}$ ,  $V_{xh.i_1}^*$ ,  $V_{xh.i_2}^*$  управляют промежуточным каскадом на основе двух подсхем ПК1 и ПК2, согласованных с шинами положительного и отрицательного источников питания. Устойчивость ОУ обеспечивается ёмкостью  $C_k$ , а малое выходное сопротивление – двухтактным буферным усилителем (БУ). Схема обладает минимальной «электрической длиной», что позволяет создавать на её основе быстродействующие ОУ нового поколения.

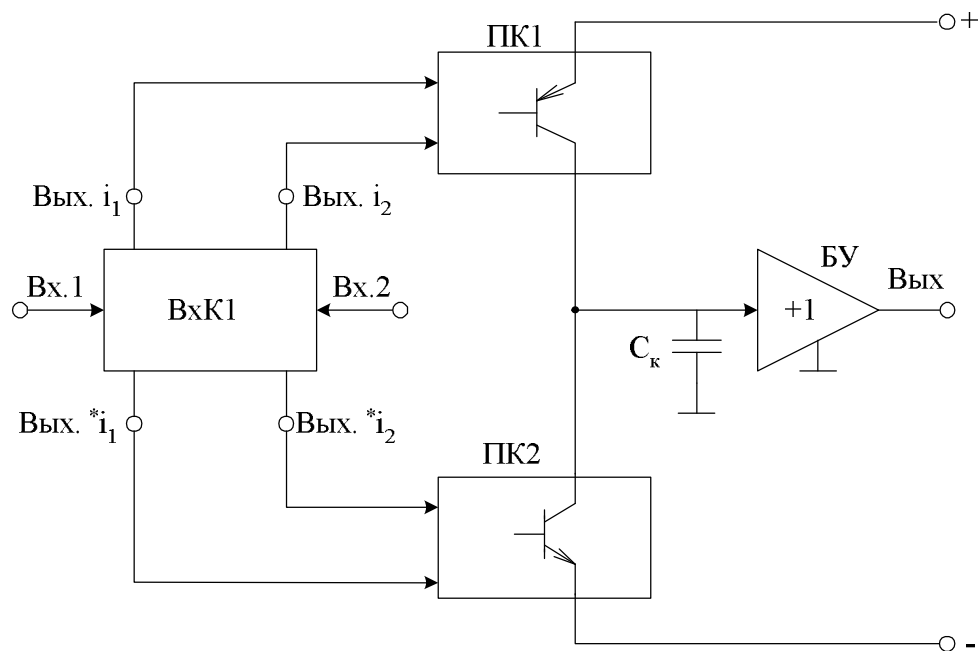


Рис. 1. Перспективная архитектура быстродействующего ОУ с низким выходным сопротивлением

На рисунке 2 показана архитектура операционного усилителя с высокоомным Rail-to-rail выходом на основе мостового дифференциального каскада (МДК).

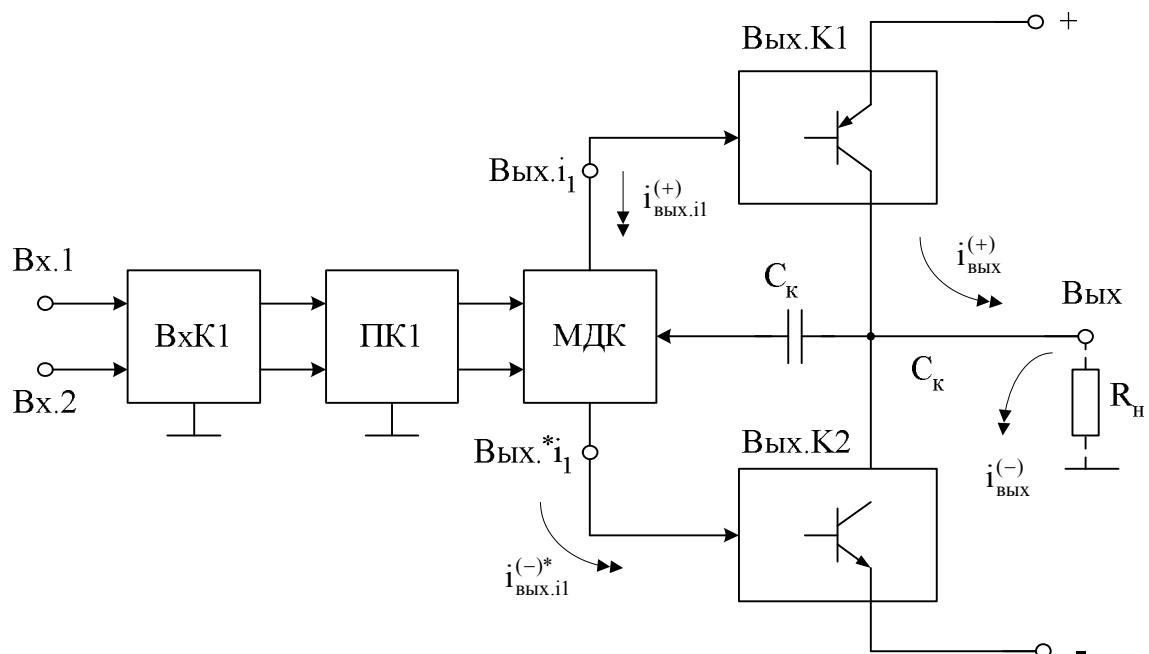


Рис. 2. Архитектура операционного усилителя с высокоомным Rail-to-rail выходом на основе мостового дифференциального каскада

Её существенная особенность – повышенное выходное сопротивление разомкнутого ОУ, что создаёт ряд проблем, связанных с прямой передачей сигнала со входа ОУ на выход по цепям обратной связи. Архитектура (рис. 2) особенно популярна в схемах с низковольтным питанием.

[В начало к содержанию](#)

## 2. СТРУКТУРНЫЕ МЕТОДЫ УСТРАНЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ АСИММЕТРИИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ОУ

### 2.1. Описание проблемы

Нелинейные режимы работы входного и промежуточного каскадов операционного усилителя (ОУ) – один из основных факторов, не позволяющих получить высокие значения ряда его динамических параметров, например таких, как максимальная скорость нарастания выходного напряжения ( $\vartheta_{\text{вых}}$ ) и время установления переходного процесса ( $t_{\text{уст}}$ ) для заданной зоны динамической ошибки ( $\varepsilon$ ) в режиме большого сигнала.

Действительно, если все каскады ОУ линейны, т.е. не входят в режим ограничения выходной координаты, то для неинвертирующего решающего усилителя на основе ОУ с однополусной передаточной функцией при 10%-й зоне динамической ошибки ( $\varepsilon_0 = 0,1$ ) и единичном коэффициенте передачи напряжения

$$t_{\text{уст}} \approx 2,3\tau_1, \quad (1)$$

где  $\omega_1 = \tau_1^{-1} = 2\pi f_1$  – малосигнальная частота передаточной функции коэффициента усиления по напряжению скорректированного разомкнутого ОУ (частота единичного усиления).

При этом заниженная оценка  $\vartheta_{\text{вых}}$  может быть получена по формуле:

$$\vartheta_{\text{вых}} \approx \frac{U_{\text{вых}}}{t_{\text{уст}}} \approx \frac{U_{\text{вых}}}{2,3\tau_1} \approx 0,43\omega_1 U_{\text{вых}}, \quad (2)$$

где  $U_{\text{вых}}$  – амплитуда выходного напряжения ОУ, при которой производится оценка  $\vartheta_{\text{вых}}$ .

Если предположить, что в идеальном случае максимальное значение  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых. max}} \approx E_{\text{п}}$ , где  $E_{\text{п}}$  – напряжение питания ОУ, то теоретически возможная максимальная скорость нарастания выходного напряжения идеального (линейного) ОУ, имеющего некоторую заданную площадь усиления  $Q = \omega_1 = 2\pi f_1$ , определяется по приближённым формулам:

$$\vartheta_{\text{вых. max}}^{(+)} \approx \frac{E_{\text{п}}^{(+)}}{2,3\tau_1} \approx 2,7E_{\text{п}}^{(+)}f_1, \quad (3)$$

$$\vartheta_{\text{вых. max}}^{(-)} \approx \frac{E_{\text{п}}^{(-)}}{2,3\tau_1} \approx 2,7E_{\text{п}}^{(-)}f_1, \quad (4)$$

где  $E_{\text{п}}^{(+)}$ ,  $E_{\text{п}}^{(-)}$  – напряжение положительного и отрицательного источников питания.

Так, например, при  $f_1 = 50$  МГц и  $E_{\text{п}}^{(+)} = 15$  В получаем, что  $\vartheta_{\text{вых. max}}^{(+)} = 2025$  В/мкс. Однако реальное быстродействие типовых ОУ с  $f_1 = 50$  МГц на 1-2 порядка меньше, чем реальное быстродействие идеального ОУ из-за нелинейных режимов работы его каскадов.

Введение в ОУ нелинейных корректирующих цепей (НКЦ) позволяет приблизить его реальное быстродействие к предельному теоретическому (3), (4). Однако, как показали исследования, при повышенных значениях  $f_1 > 50 - 100$  МГц в ОУ с НКЦ наблюдается динамическая асимметрия – существенно неодинаковые по времени установления и  $\vartheta_{\text{вых. max}}$  переходные процессы для положительных и отрицательных импульсных входных сигналов.

В данном разделе рассматриваются причины этого явления и даётся сравнительная характеристика ряда входных каскадов быстродействующих ОУ по динамической асимметрии.

[В начало к содержанию](#)

## **2.2. Рейтинговая оценка динамических параметров входных каскадов**

В настоящее время известно более 100 базовых схем дифференциальных каскадов (ДК) с нелинейной коррекцией. Для улучшения параметров переходного процесса ОУ в широком диапазоне входных сигналов в структуру НКЦ и их входного ДК вводятся (или используются уже имеющиеся) повторители импульсных сигналов (ПН), выполняющие функции цепей согласования статических потенциалов

активных элементов НКЦ и базового ДК. Таким образом, в передаче импульсного сигнала одной из полярностей (положительной или отрицательной) к активным элементам НКЦ, форсирующим процесс перезаряда корректирующего конденсатора ОУ, всегда участвует как минимум один повторитель напряжения. Это является принципиальным свойством каскадов на биполярных транзисторах, допускающих регулирование зоны нечувствительности НКЦ.

Как известно, типовой эмиттерный ПН хорошо передаёт только один из фронтов входного импульса ( $u_{вх}$ ), что накладывает свои ограничения на фактическое быстродействие ОУ с НКЦ при отработке положительного или отрицательного фронтов  $u_{вх}$  в зависимости от типа (р-п-р или п-р-п) транзистора в схеме ПН. Такая динамическая асимметрия быстродействия в полупроводниковых ОУ на основе микронных технологий начинает проявляться при максимальных скоростях нарастания, превышающих  $\vartheta_{вых} > 300 \div 600$  В/мкс. Если  $\vartheta_{вых} \leq 200 \div 300$  В/мкс, то, как правило, эти эффекты незаметны.

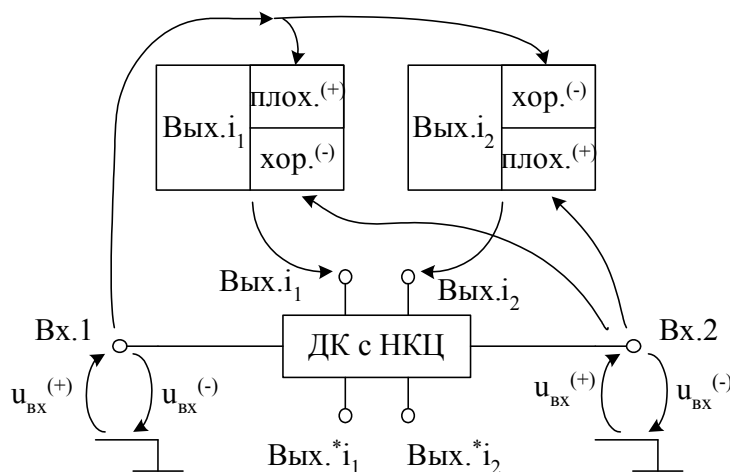
В этой связи каждый ДК с НКЦ предлагается характеризовать (наряду с другими параметрами) ещё одним качественным показателем – быстродействием (малым или большим) по каждому выходу при идеальном импульсе сначала на первом (Вх.1), а затем на втором (Вх.2) входах ДК. Таким образом, те выходы ДК, ток в цепи которых возрастает пропорционально амплитуде  $u_{вх}$ , могут иметь две рейтинговые оценки – быть достаточно быстродействующими («хорошими», не зависящими от динамики ПН) или инерционными («плохими»), если ПН накладывает на быстродействие ОУ собственные ограничения. Причём один и тот же выход может быть «хорошим» при подаче импульса на первый вход (Вх.1) дифференциального каскада и «плохим», если импульс подаётся на его другой (Вх.2) вход.

Учитывая, что универсальный ОУ должен одинаково хорошо работать как в режиме инвертора, так и в режиме повторителя сигналов, такая оценка свойств ДК с НКЦ оказывается полезной: она позволяет объяснить ещё одну причину неодинакового быстродействия ОУ в двух его основных схемах включения, а также асимметрию при отработке разных фронтов входных сигналов.

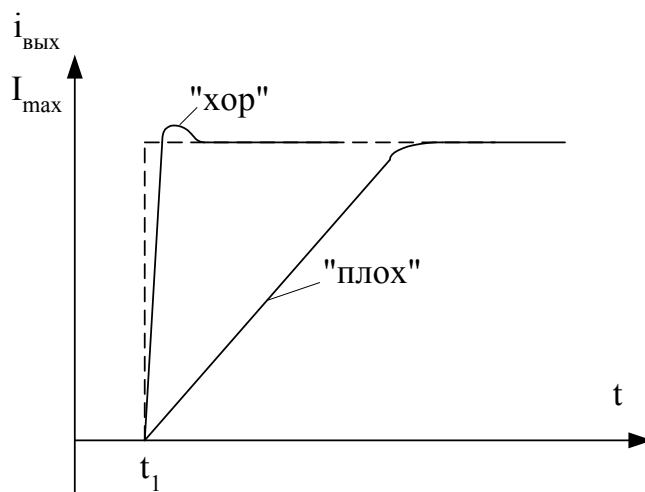
Динамическую асимметрию любого ДК можно описать рейтинговой таблицей, имеющей три зоны (рис. 3). Первая зона таблицы характеризует порядковый номер выхода и фазу его сигнала по отношению ко входу Вх.1. Выходы с обозначениями  $Вых_{i1}$ ,  $Вых_{i1}^*$ ,  $Вых_{i1.n}$



являются инвертирующими, а выходы  $\text{Вых.}_{i2}$ ,  $\text{Вых.}_{i2}^*$ ,  $\text{Вых.}_{i2.m}$  – неинвертирующими. Выходы  $\text{Вых.}_{i1}$ ,  $\text{Вых.}_{i2}$ ,  $\text{Вых.}_{i1.n}$ ,  $\text{Вых.}_{i2.m}$  согласованы с потенциалом шины положительного источника питания  $+E_{\text{п}}$ , а выходы, обозначенные знаком (\*), «привязаны» к  $-E_{\text{п}}$ .



а)



б)

Рис. 3. Пример формальной записи рейтинга выходов дифференциального каскада с НКЦ (а) и переходный процесс «хорошего» и «плохого» выходов (б)

В верхней правой части рисунка 3а указывается рейтинговая оценка динамических параметров при отработке положительного ( $\text{хор.}^{(+)}$ ,  $\text{плох.}^{(-)}$ ) или отрицательного ( $\text{хор.}^{(-)}$ ,  $\text{плох.}^{(-)}$ ) импульса, поступающего на первый вход ДК. В нижней части рисунка 3а приводится

Рассмотрим в качестве примера рейтинговые оценки динамических параметров ряда конкретных ДК с НКЦ.

$$\boxed{\text{RLX i1}} \mid \boxed{\text{PLOT}(+)} \quad \circ \quad \circ \quad \boxed{\text{RLX i2}} \mid \boxed{\text{xop}(-)} \quad \circ +$$

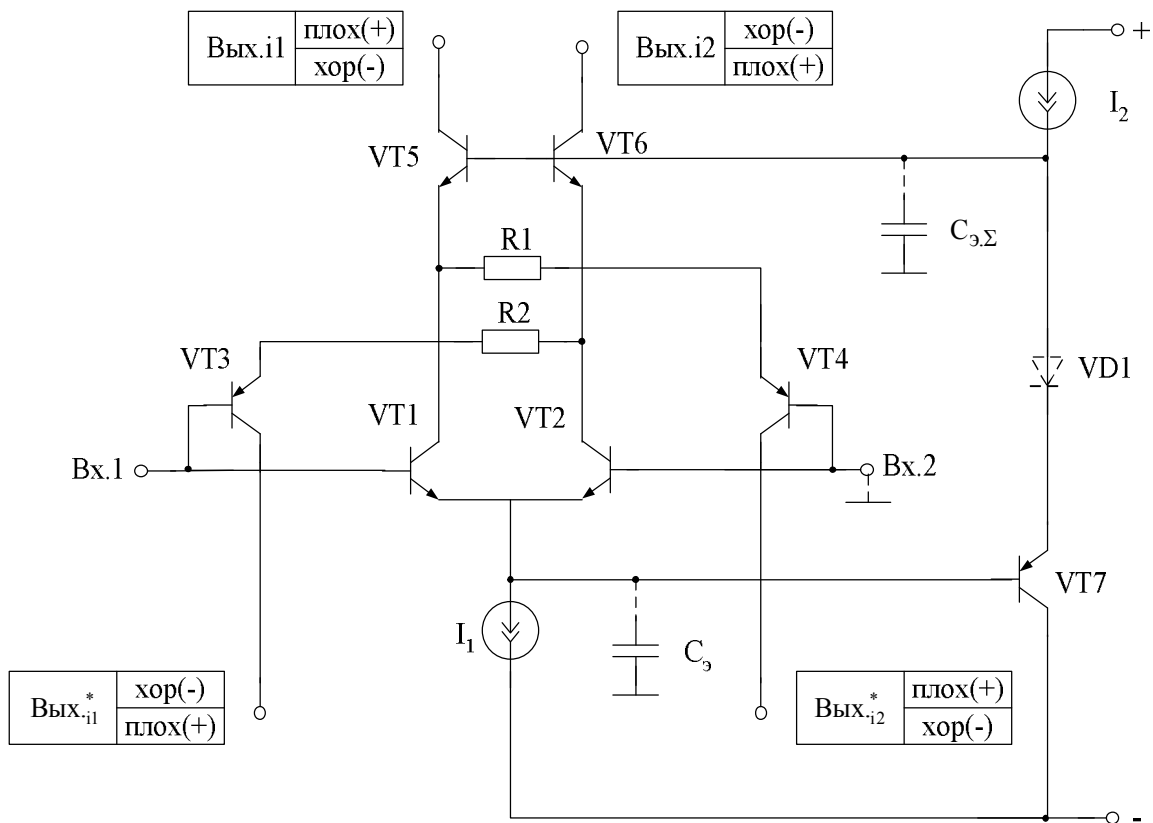


Рис. 4. Дифференциальный входной каскад  
быстродействующего ОУ с высоким подавлением синфазного сигнала

Поэтому выходы  $Вых_{i1}$  и  $Вых_{i2}^*$  для данного фронта имеют плохую рейтинговую оценку. В то же время отрицательный импульс на входе  $Вх.1$  достаточно быстро преобразуется в пропорциональные приращения тока коллектора  $VT6$  и  $VT3$ , что позволяет присвоить им хороший рейтинг. Аналогично можно показать, что фронты токов в цепи выходов  $Вых_{i1}$  и  $Вых_{i2}^*$  слабо зависят от быстродействия ПН при подаче на вход  $Вх.2$  отрицательного импульса. Таким образом, на базе рассмотренной структуры принципиально невозможно (без дальнейшего увеличения быстродействия ПН) создание универсального сверхбыстродействующего ОУ, одинаково хорошо отрабатывающего импульсные сигналы как положительной, так и отрицательной полярностей как в режиме инвертора, так и в режиме повторителя. Диапазон  $\vartheta_{ВЫХ}^{(+)} = \vartheta_{ВЫХ}^{(-)}$  для данной схемы, как, в принципе, и для других подобных схем ДК с НКЦ на одинаковой элементной базе, ограничен значениями  $400 \div 600$  В/мкс. Если необходимо получить  $\vartheta_{ВЫХ} = 1000 \div 3000$  В/мкс, то следует обеспечить более высокие динамические параметры эмиттерного повторителя на транзисторе  $VT7$  либо применить структурные методы устранения динамической асимметрии.

Аналогичными свойствами обладает и другой ДУ с НКЦ (рис. 5) с  $\vartheta_{ВЫХ} = 200$  В/мкс.

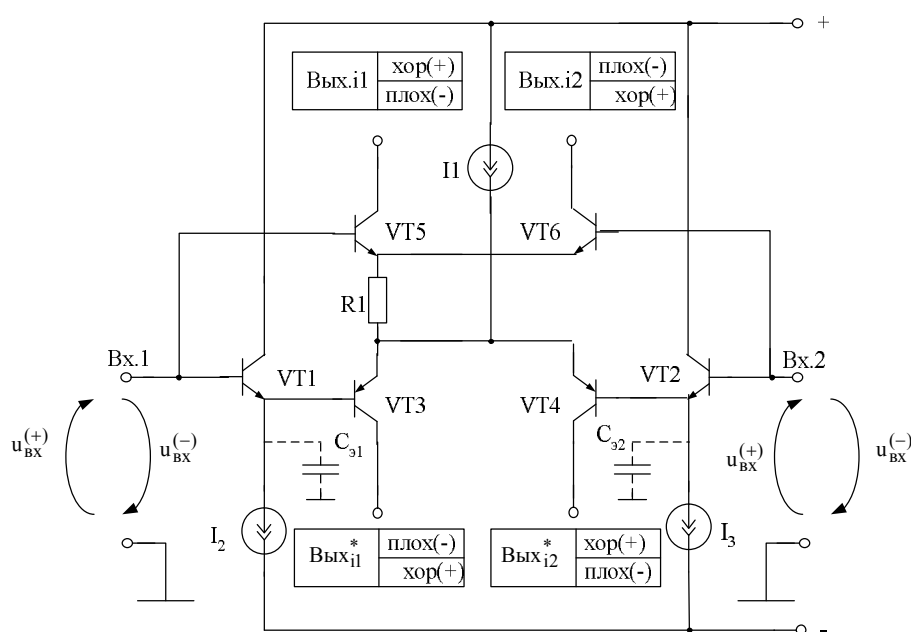


Рис. 5. Динамическая асимметрия во входном каскаде быстродействующего ОУ К154УД4

[В начало к содержанию](#)

## 2.3. Архитектура сверхбыстродействующих ОУ

Устранение отмеченной выше динамической асимметрии без ужесточения требований к быстродействию ПН возможно путём параллельного включения двух идентичных по схеме, но противоположных по типу применяемых транзисторов дифференциальных усилителей ДУ1, ДУ2 с НКЦ (рис. 6), а также надлежащего суммирования выходных токов «хороших», причём синфазных, выходов, согласованных по постоянному току с одноимёнными шинами источников питания.

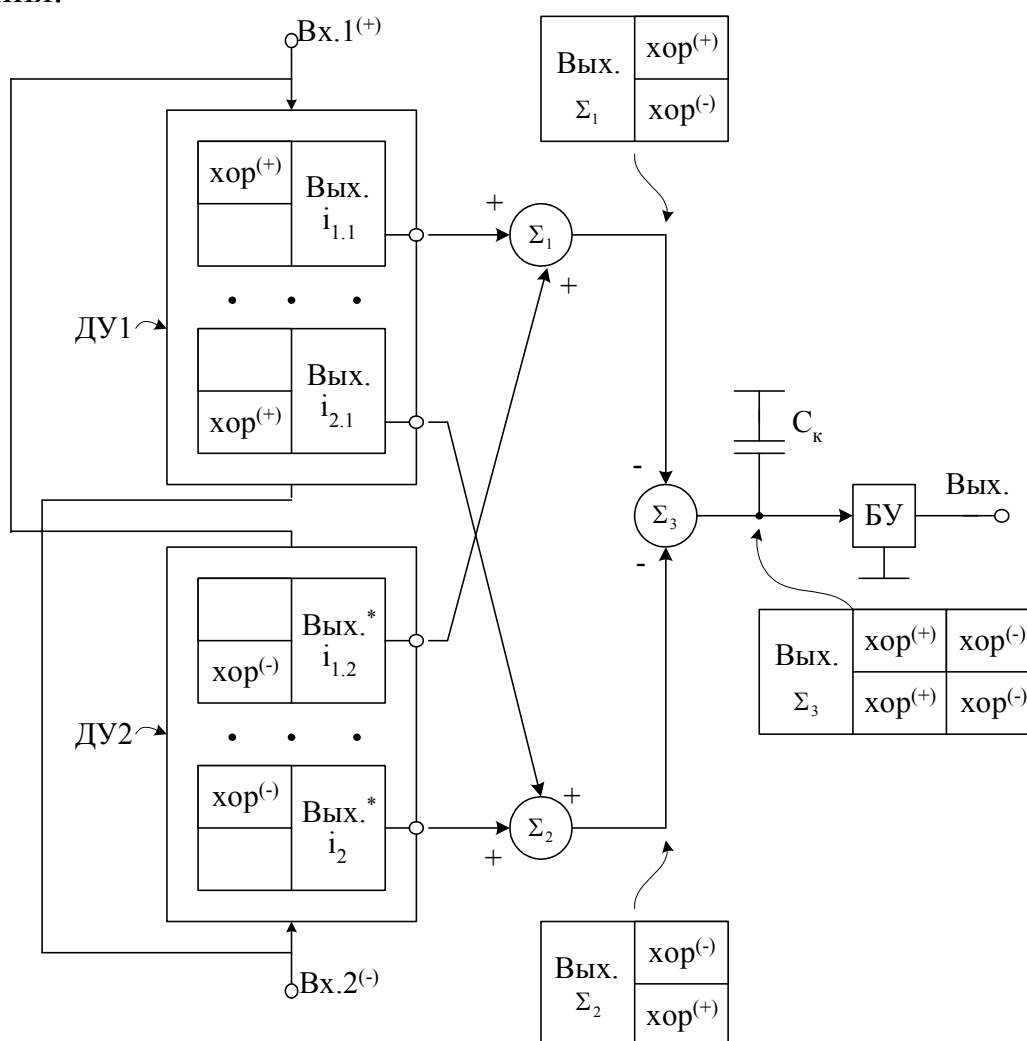


Рис. 6. Структура универсального быстродействующего ОУ без динамической асимметрии

Такое усложнение структуры ОУ оправдано в том случае, когда необходимо получить предельные значения  $\vartheta_{\text{вых}}^{(+)}$ ,  $\vartheta_{\text{вых}}^{(-)}$  как в режиме инвертора, так и в режиме повторителя. Функции сумматоров токов  $\Sigma_1$ ,

$\Sigma_2$  могут выполнять входные цепи типовых активных нагрузок (АН) (повторителей тока), а сумматор  $\Sigma_3$  легко реализуется на базе двух соединённых по выходу АН. В результате в ОУ со структурой (рис. 6) обеспечивается высокоэффективное форсирование процесса перезаряда корректирующего конденсатора  $C_k$  в нелинейных режимах, не зависящее от быстродействия повторителей напряжения в НКЦ ДУ1 и ДУ2.

На основе данных ДК (рис. 6) возможно построение ОУ, у которого скорость перезаряда корректирующего конденсатора  $C_k$  не будет ограничиваться эмиттерными повторителями цепей нелинейной коррекции. Примером такого схемотехнического решения, возможности которого, к сожалению, практически не использовались по ряду причин, является операционный усилитель К154УД1, рейтинг выходов ДК которого показан на рисунке 7.

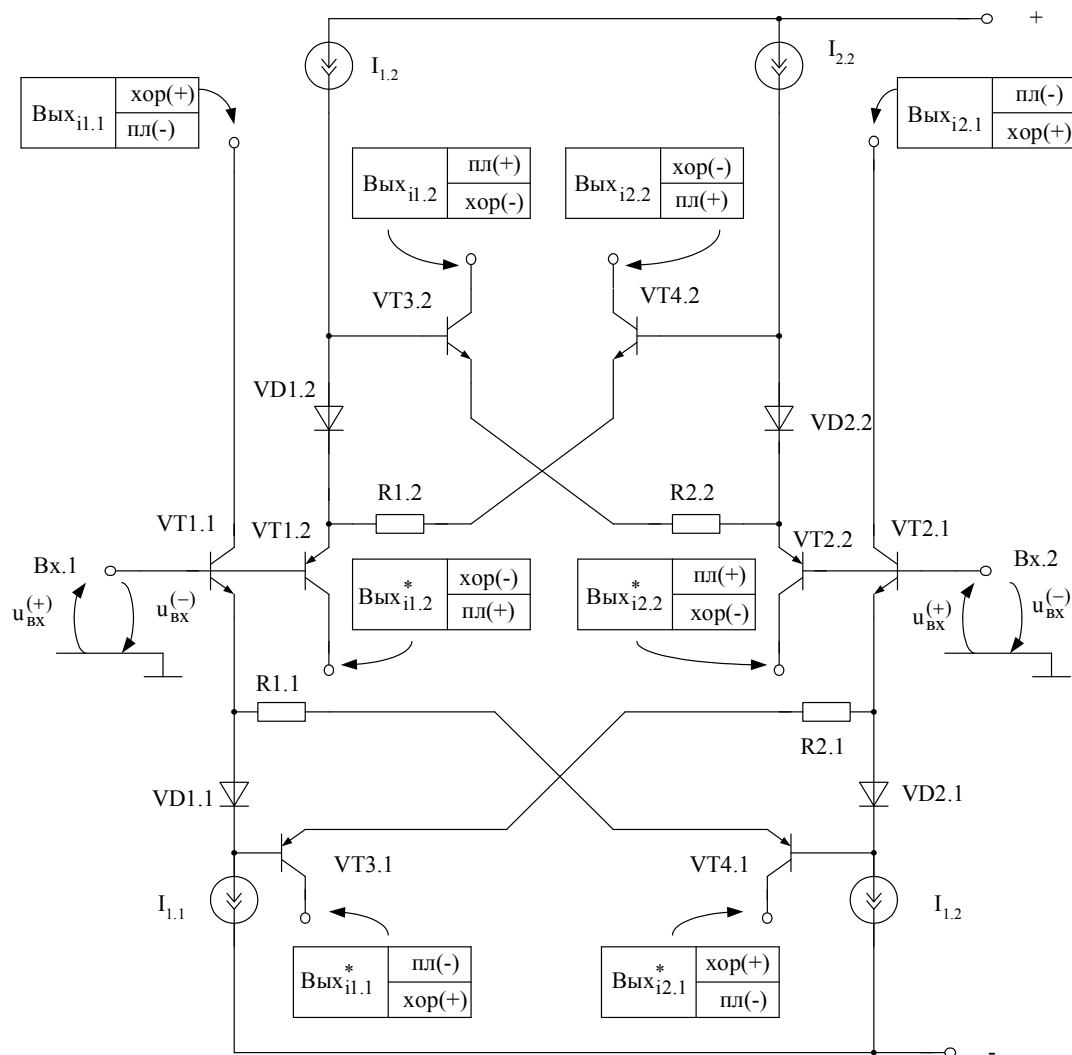


Рис. 7. Рейтинговая оценка выходов входного каскада быстродействующего ОУ К154УД1 (НА2700)

В нём за счёт объединения «хороших» выходов в ДУ  $\text{Вых.}_{i1.1}$  и  $\text{Вых.}_{i1.2}$ ,  $\text{Вых.}_{i2.2}$  и  $\text{Вых.}_{i2.1}$  двух дифференциальных усилителей с расширенным диапазоном активной работы и организации передачи их токов в ёмкость коррекции  $C_k$  можно ослабить влияние ПН на быстроедействие при разных схемах включения ОУ и полярностях сигнала. Положительно оценивая динамические свойства структуры входного ДК ОУ К154УД1, следует, однако, отметить, что её потенциальные возможности в данном ОУ совершенно не реализованы, так как фактическая скорость нарастания выходного напряжения ОУ К154УД1 оказалась небольшой (15–20 В/мкс).

Рассмотрим на примере различных вариантов соединения функциональных узлов из типового набора подсхем ОУ (рис. 8), содержащих параллельное включение двух ДУ с НКЦ (рис. 9), вопрос о структурном синтезе быстродействующего операционного усилителя без динамической симметрии.

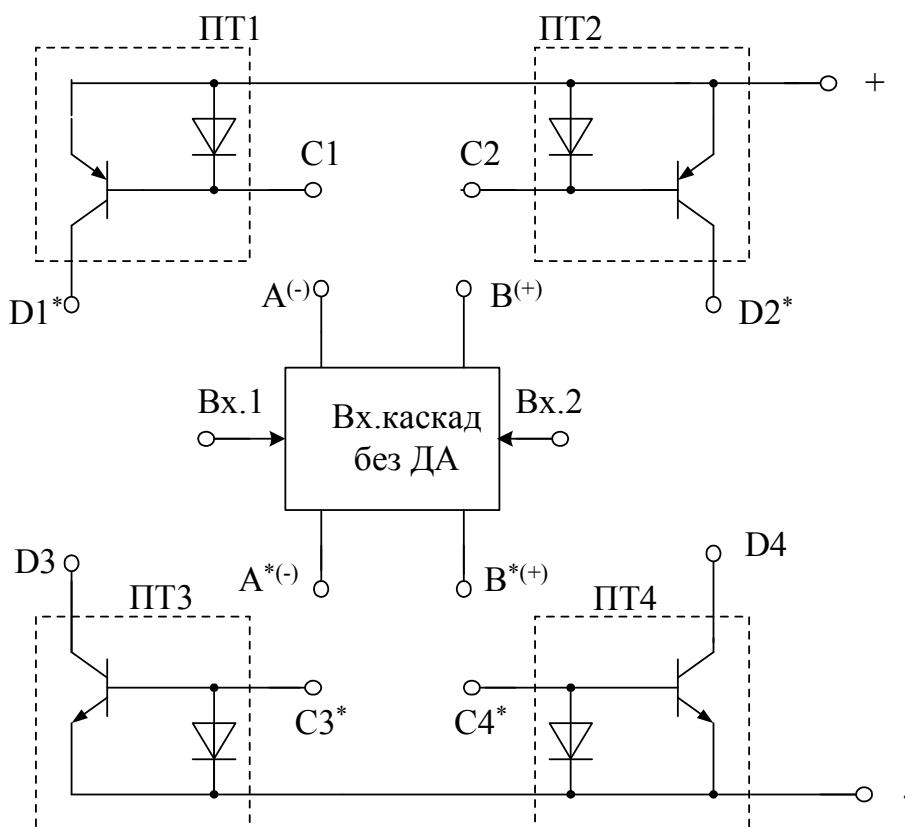


Рис. 8. Базовый набор функциональных узлов сверхбыстродействующего ОУ

В качестве подсхем ДУ1 и ДУ2 может использоваться широкий класс дифференциальных усилителей с НКЦ, имеющих рейтинги оценки выходов, соответствующих схеме рисунка 9.

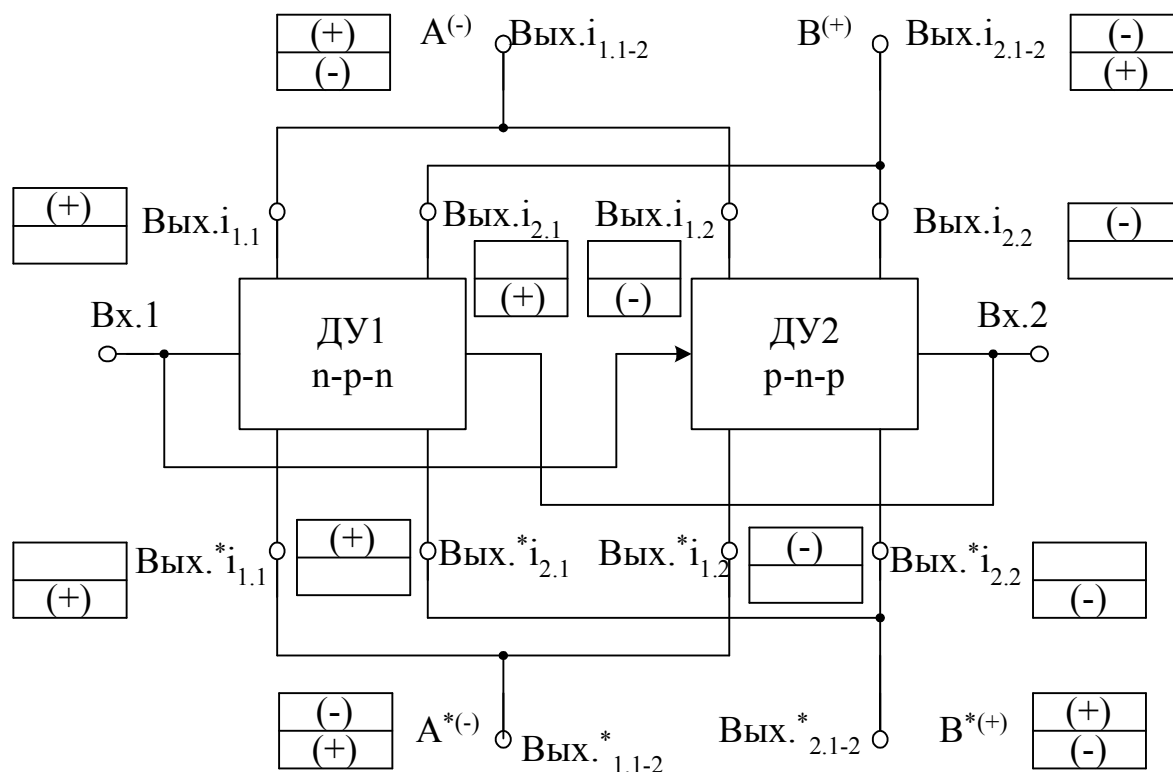


Рис. 9. Типовые рейтинги выходов входного каскада ОУ  
на основе параллельного включения  
двух симметричных ДУ1 и ДУ2 с НКЦ

Выходы повторителей тока ПТ1 и ПТ2 (Д1\*, Д2\*) хорошо согласуются с шиной отрицательного источника питания, а выходы Д3, Д4 – положительного. Следует заметить, что некоторые подсхемы повторителей тока ПТ1–ПТ4 в частных случаях могут не использоваться. Учитывая фазовые соотношения сигналов на обобщённых выходах  $A^{(-)}$  и  $A^{*(-)}$ ,  $B^{(+)}$  и  $B^{*(+)}$ , а также инвертирующие свойства повторителей тока ПТ1–ПТ4, можно синтезировать три основные структурные схемы быстродействующих ОУ без динамической асимметрии (табл. 1).

Таблица 1

**Основные структурные схемы сверхбыстродействующих ОУ  
на основе базового набора функциональных узлов (рис. 8)**

Ва- ри- ант	Структура быстродействующего ОУ	Инв. вход	Неинв. вход
1		Вх.1	Вх.2
2		Вх.1	Вх.2
3		Вх <sup>(-)</sup>	Вх <sup>(+)</sup>

На рисунках 10, 11 и 12 приведены примеры их практической реализации. В качестве входных каскадов, не имеющих динамической асимметрии, целесообразно использовать архитектурные решения, рассмотренные в [1, 2].



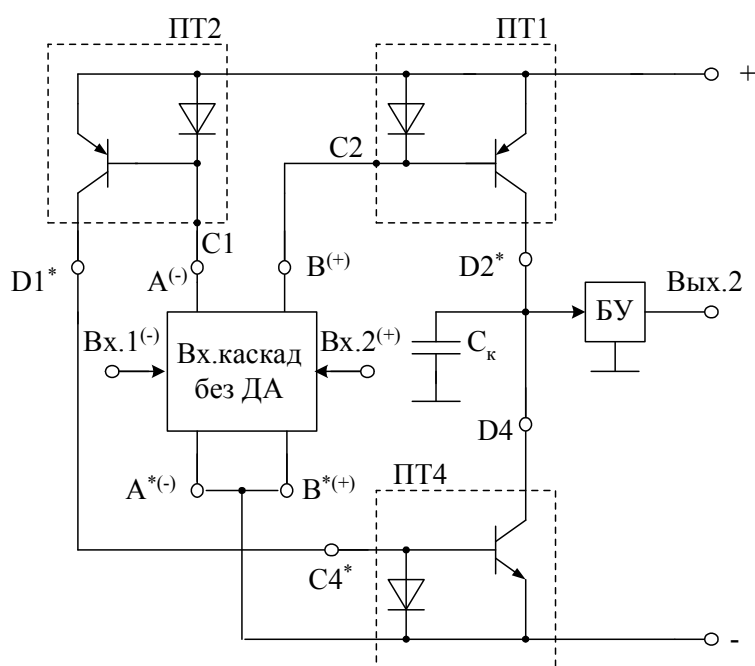


Рис. 10. Пример реализации быстродействующего ОУ со структурной схемой № 1 (табл. 1)

Структурная схема (рис. 11) является по существу многоканальной системой с разной инерционностью каналов, что отрицательно сказывается на времени установления переходного процесса.

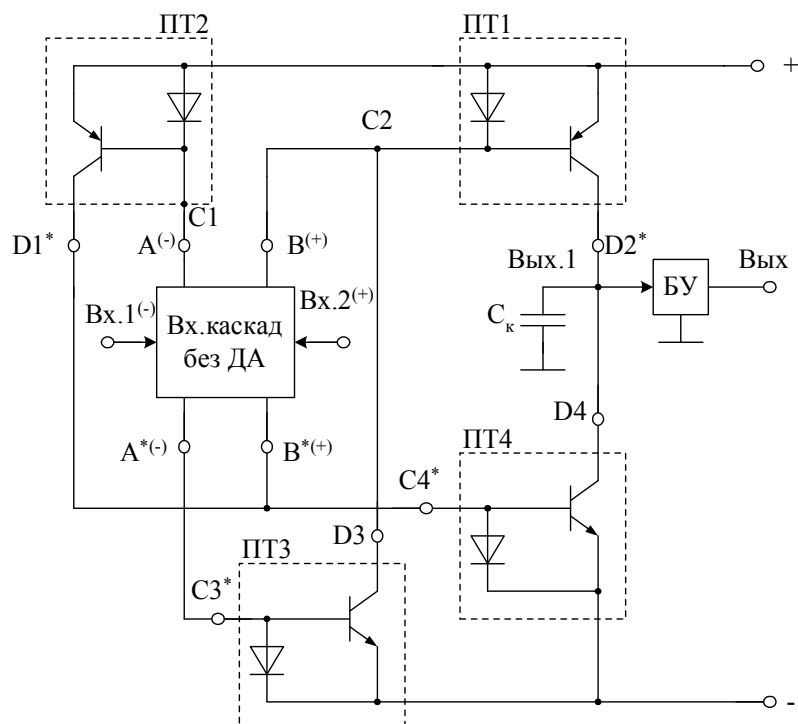


Рис. 11. Пример реализации ОУ структурной схемы № 2 (табл. 1)



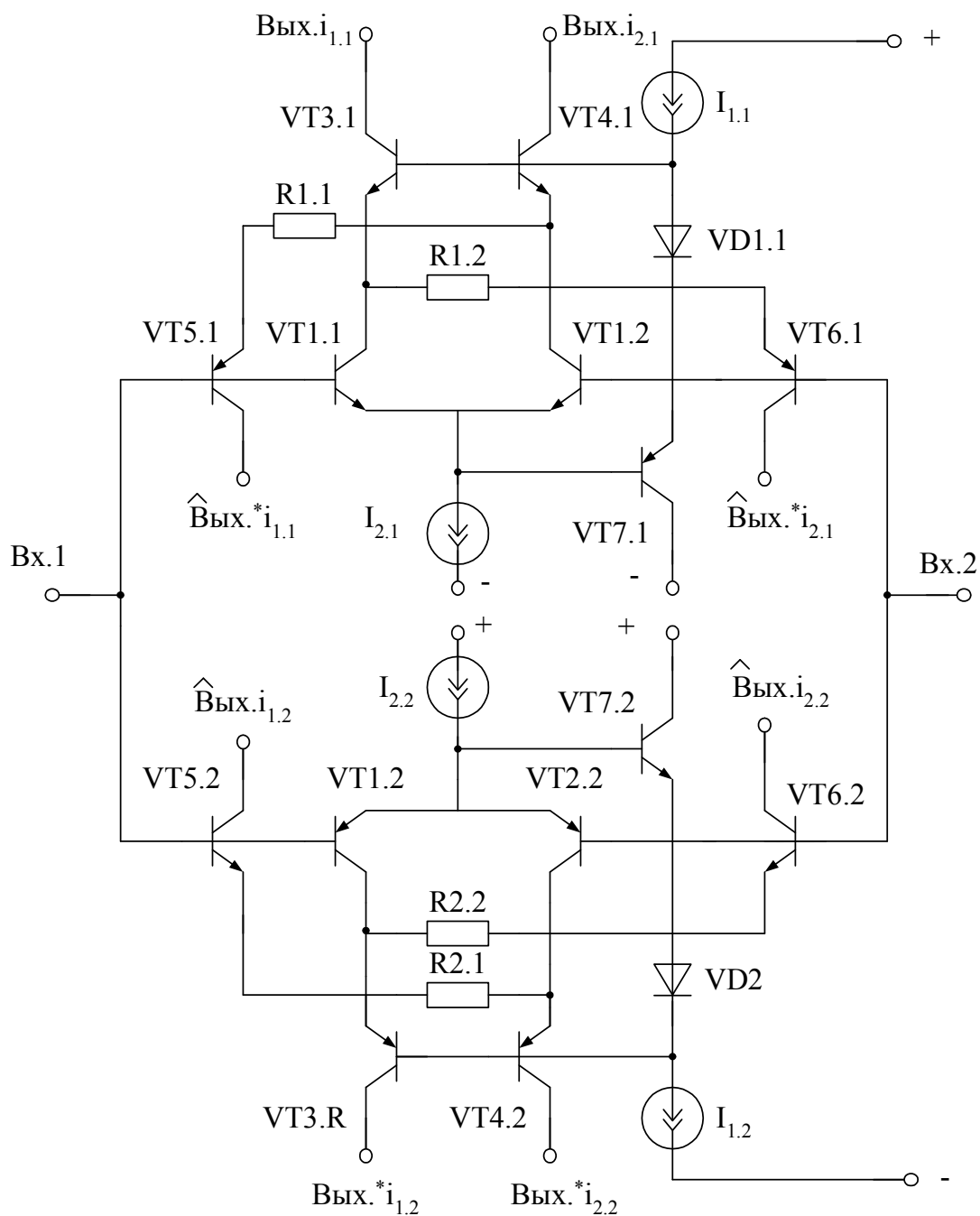


Рис. 13. Пример параллельного включения двух ДУ на n-p-n и p-n-p транзисторах

Действительно, у многих схем ДК с НКЦ, кроме основных выходов, в цепях которых в статическом режиме протекают некоторые неравные нулю коллекторные токи выходных транзисторов базового каскада ( $I_0$ ), существуют «особые» слаботочные выходы цепей НКЦ. Их основная особенность – практически нулевой статический ток ( $I_{\text{ВЫХ}} \approx 0,1 \div 10 \text{ мкА}$ ), что не позволяет строить с их использованием цепи

установления статического режима транзисторов последующих каскадов. Однако в динамическом режиме коллекторные токи транзисторов НКЦ для одной из полярностей  $u_{вх}$  существенно возрастают, что создаёт условия для введения дополнительного канала формирования процессов перезаряда корректирующего конденсатора ОУ. На рисунке 13 приведена схема входного каскада ОУ с такими «слаботочными» в статическом режиме выходами, которые обозначены значком « $\wedge$ ».

На рисунке 14 приведены рейтинги всех выходов ДК (рис. 13) и один из вариантов их соединения. На основе схемы рисунка 14 возможно построение сверхбыстродействующих ОУ со структурами, приведёнными в таблице 1.

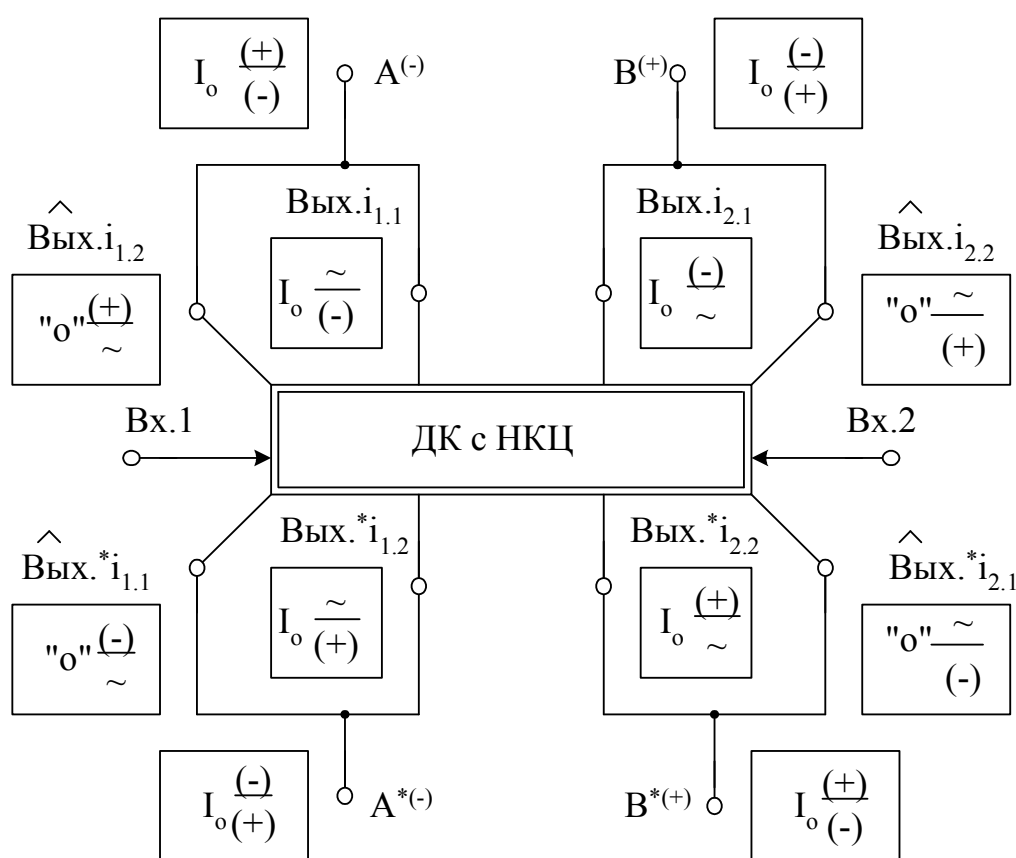


Рис. 14. Рейтинги выходов мультивыходного входного каскада сверхбыстродействующего ОУ на основе ДУ (рис. 13)

Таким образом, при достаточно быстродействующих повторителях тока ПТ1 и ПТ2 наибольший интерес представляет синтез входных каскадов с НКЦ, у которых сочетания рейтинговых таблиц выходов соответствуют рисунку 15.

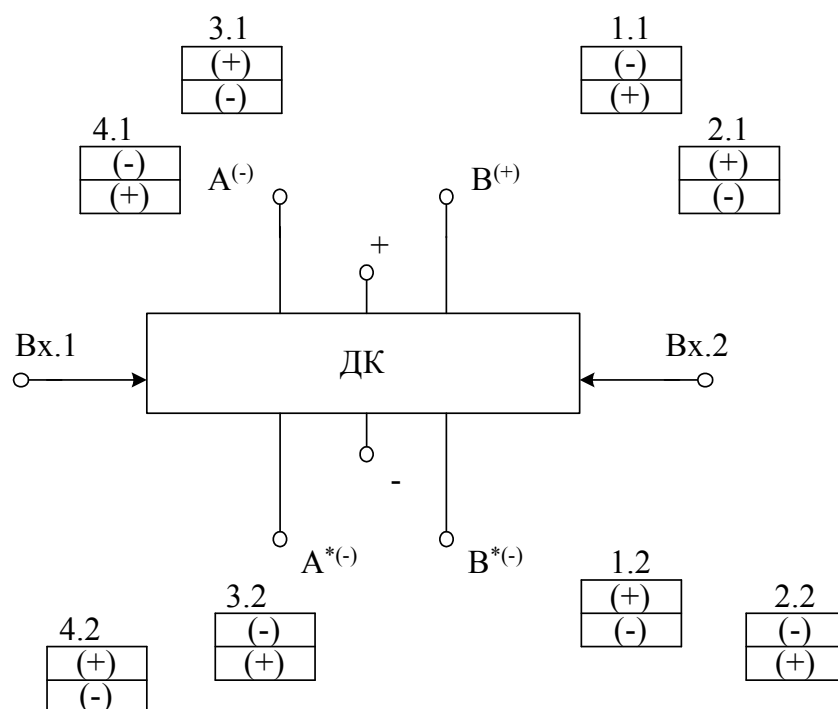


Рис. 15. Оптимальные варианты (1–4) сочетания рейтинговых таблиц ДК с НКЦ для сверхбыстродействующих универсальных ОУ с минимальной «электрической длиной»

При других вариантах построения ДК «электрическая длина» ДК по одному из входов оказывается больше, чем в схеме рисунка 13.

Однако, в связи с большим разнообразием ДК с НКЦ, в каждом конкретном случае необходимо построить их рейтинговые таблицы, а далее – структурную схему быстродействующего ОУ с самой короткой «электрической длиной» для инвертирующего или неинвертирующего включений.

На рисунках 16 и 17 показана архитектура быстродействующих ОУ с совмещёнными (рис. 16) и разделёнными друг от друга (рис. 17) каналами усиления малого и большого сигналов (здесь пути передачи малого сигнала показаны пунктирными, а большого – сплошными линиями).

В первом случае выходы  $A^{(-)}$  и  $B^{(+)}$  характеризуются некоторыми статическими токами  $I_0 \neq 0$ . В то же время особенность выходов дифференциального каскада со значком «Λ» в том, что их статические токи близки к нулю. Однако эти выходы активируются на большом сигнале.

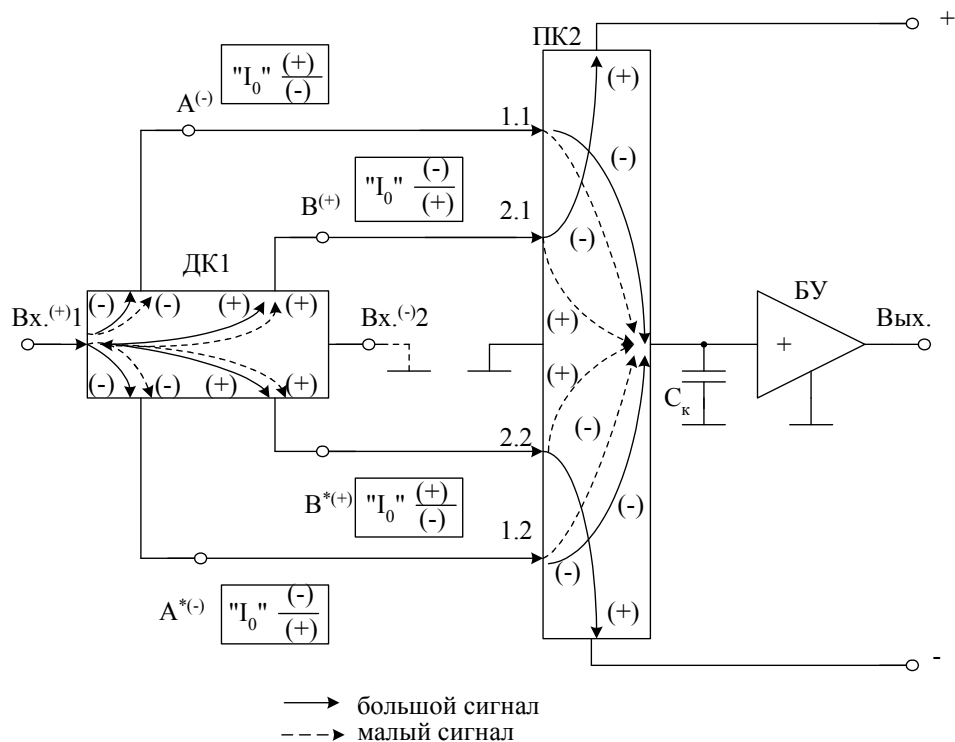


Рис. 16. Структура операционного усилителя на основе ДК1 (без «расщепления» каналов усиления) и промежуточного каскада ПК2

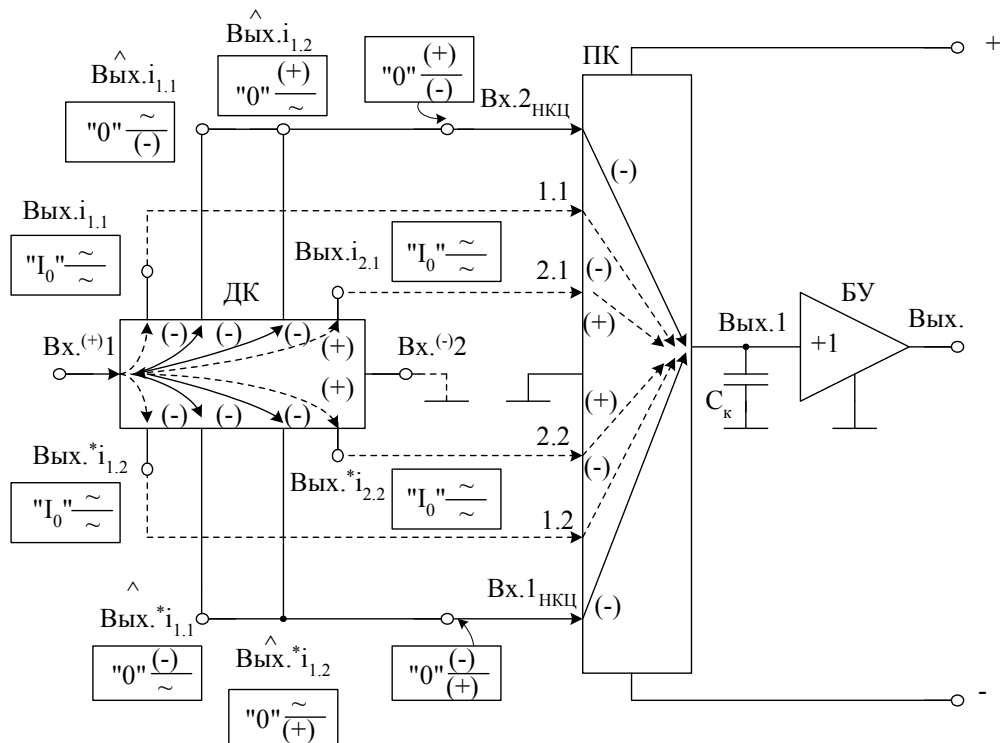


Рис. 17. Каналы передачи малого ( $-\longrightarrow$ ) и большого ( $\longrightarrow$ ) сигналов в быстродействующем ОУ

Основные требования к промежуточному каскаду ОУ (ПК), который в общем случае может иметь до шести входов:

- линейность передачи и высокое быстродействие при передаче импульсных токов по входам  $V_{x.2_{нкц}}$  и  $V_{x.1_{нкц}}$  с амплитудным значением до нескольких десятков миллиампер;
- большие значения верхней граничной частоты по каналам передачи малого сигнала, которые, как правило, должны строиться на основе так называемых перегнутых каскодов;
- симметрия схемы по величинам коэффициентов передачи положительных и отрицательных приращений входных токов.

Различие динамических параметров по входам ПК существенно ухудшает время установления переходного процесса для малых значений динамической ошибки (0,01 %).

Разделение каналов передачи малого и большого сигналов позволяет синтезировать схемы быстродействующих ОУ с предельными значениями площади усиления и максимальной скорости нарастания выходного напряжения.

[В начало к содержанию](#)

### **3. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ОУ НА ОСНОВЕ «ПЕРЕГНУТЫХ» КАСКОДОВ**

«Перегнутый» каскод стал в последние годы основой построения многих широкополосных операционных усилителей: (MC15941, AD797, OP90, OP42, HA5190, AD817, AD8632, HA2539, OP1324, HA2500). Дальнейшим развитием этой структуры стало несимметричное подключение двух дифференциальных усилителей на разнотипных транзисторах к промежуточному каскоду (AD8632). Однако данное схемотехническое решение, расширяя полосу пропускания, не позволяет решить проблему существенного повышения быстродействия за счёт введения во входной каскад ОУ нелинейных корректирующих

рующих цепей. Основная причина – динамическая перегрузка промежуточного каскада, в значительной степени связанная с нелинейными режимами его работы.

В настоящем разделе предлагается структура ОУ на основе симметричного включения двух «перегнутых» дифференциальных каскодов с НКЦ и обсуждаются вопросы построения на её основе сверхбыстродействующих решающих усилителей.

Функциональная схема перспективного ОУ, обладающего высокой симметрией на малом сигнале, приведена на рисунке 18а.

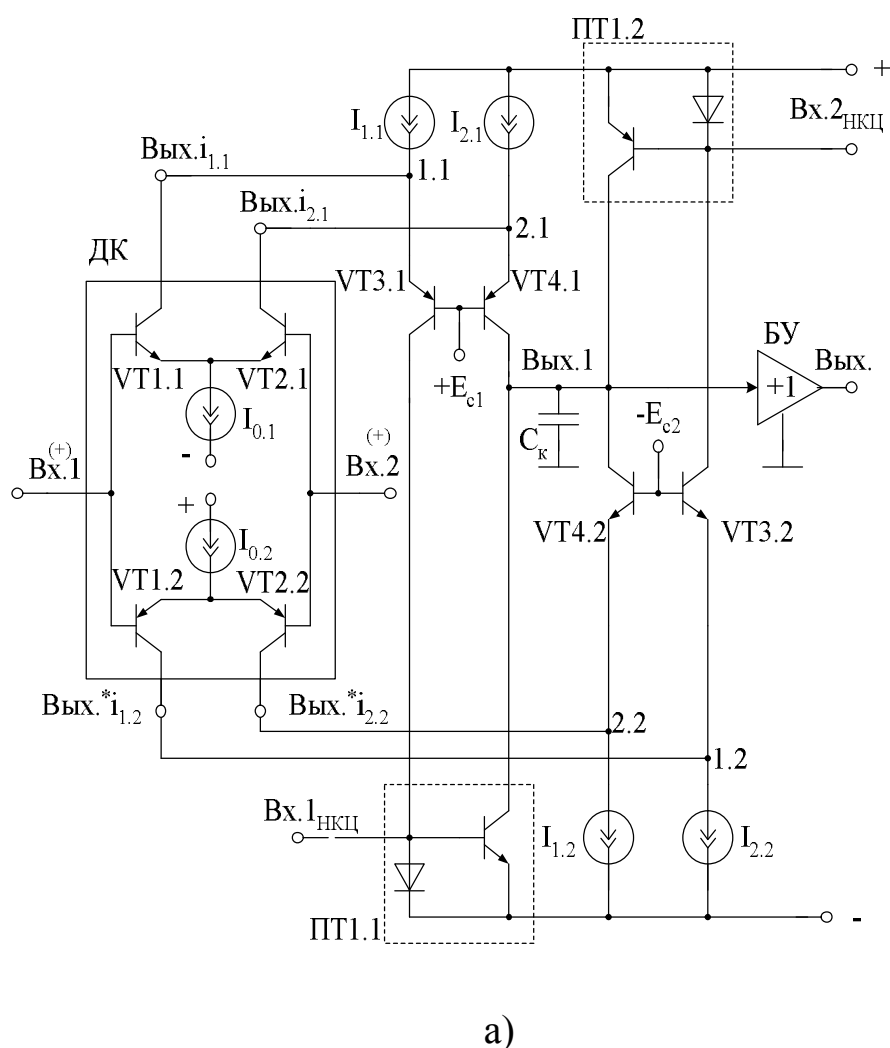


Рис. 18. Точки подключения токовых выходов НКЦ (Vx.1.нкц, Vx.2.нкц) (а) и основной вариант организации каналов передачи большого сигнала в ПК рис. 18а (б) (начало; окончание см. на с. 25)





Рис. 18. Окончание (начало см. на с. 24)

Она содержит входной дифференциальный каскад (ДК) и промежуточный каскад (VT3.1–VT4.2, ПТ1.1, ПТ1.2), которые обеспечивают многоканальное усиление сигнала, а также выходной буферный усилитель. В общем случае промежуточный каскад имеет 6 входов (1.1, 2.1, 1.2, 2.2, Вх.1.<sub>НКЦ</sub>, Вх.2.<sub>НКЦ</sub>) и одну суммирующую точку – узел «Вых.1», к которому подключается корректирующий конденсатор  $C_k$ . Входы 1.1, 2.1, 1.2, 2.2 – малосигнальные. Они не обеспечивают передачу на выход ПК (Вых.1) больших приращений выходных токов ДК, превышающих статические уровни  $I_{1.1}$ ,  $I_{2.1}$ ,  $I_{1.2}$ ,  $I_{2.2}$ . Именно такая ситуация возникает в том случае, если в структуру входного ДК ОУ вводятся нелинейные корректирующие цепи для расширения его диапазона активной работы (рис. 18). Если во входной ДК ОУ (рис. 18) формально ввести НКЦ, расширяющие диапазон активной работы относительно всех его четырёх выходов, то быстрое действие ОУ не изменится, так как транзисторы VT3.1–VT4.1 и VT4.2–VT3.2 не обеспечат передачу к узлу «Вых.1» токов ДК, если они превышают величины  $I_{1.1}$ ,  $I_{2.1}$ ,  $I_{1.2}$ ,  $I_{2.2}$ .

Таким образом, из-за нелинейного режима работы ПК схемы ОУ (рис. 18а) традиционная нелинейная коррекция во входном ДК оказывается неэффективной. Поэтому необходимо дополнительными схемотехническими приёмами решить проблему передачи в ёмкость С<sub>к</sub> больших сигналов. Представленная на рисунке 19 структура ПК содержит дополнительные нелинейные каналы передачи токов со входов 1.1, 2.1, 1.2, 2.2 в узел «Вых.1».

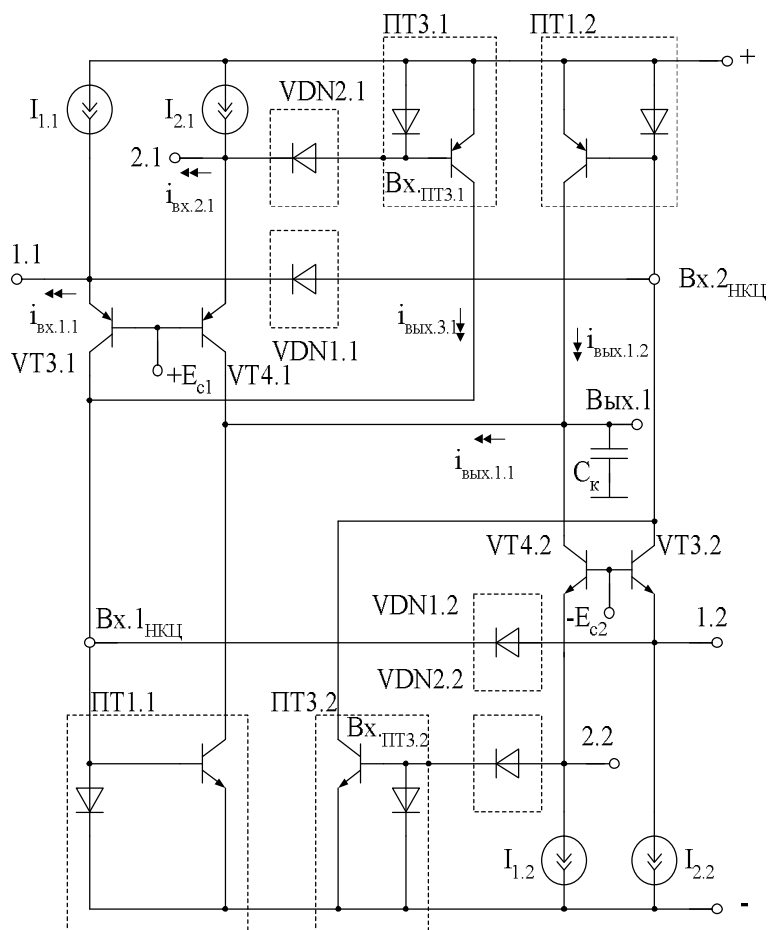


Рис. 19. Модифицированная схема промежуточного каскада ОУ с параллельными каналами передачи малого (VT3.1, PT1.1, VT4.1, VT3.2, PT1.2, VT4.2) и большого (VDN2.1, PT3.1, PT1.1, VDN1.1, PT1.2, VDN1.2, PT1.1, VDN2.2, PT3.2, PT1.2) сигналов, рекомендуемая для работы с ДК без «расщепления» токовых выходов

На малом сигнале диодные цепочки VDN закрыты и не влияют на работу схемы. Такой режим обеспечивается соответствующим выбором числа р-п переходов в этих двухполюсниках, а также статических

напряжений  $E_{c1}$ ,  $E_{c2}$ . Как только входной ток ПК, например  $i_{вх.1.1}$ , превысит соответствующий статический уровень  $I_{1.1}$  ( $I_{2.1}$ ,  $I_{1.2}$ ,  $I_{2.2}$ ), то транзистор каскода VT3.1 (VT4.1, VT4.2, VT3.2) войдёт в режим отсечки, диодная цепочка VDN1.1 откроется и создаст практически линейный дополнительный канал передачи больших входных токов ПК в узел «Вых.1». В ряде случаев подсистемы ПТЗ.1, ПТЗ.2 могут отсутствовать, хотя необходимость введения диодных ограничителей VDN2.1, VDN2.2 остаётся.

На рисунке 20 показаны каналы передачи малых и больших сигналов в ПК (рис. 19), который является более общим случаем построения ПК (рис. 18а).

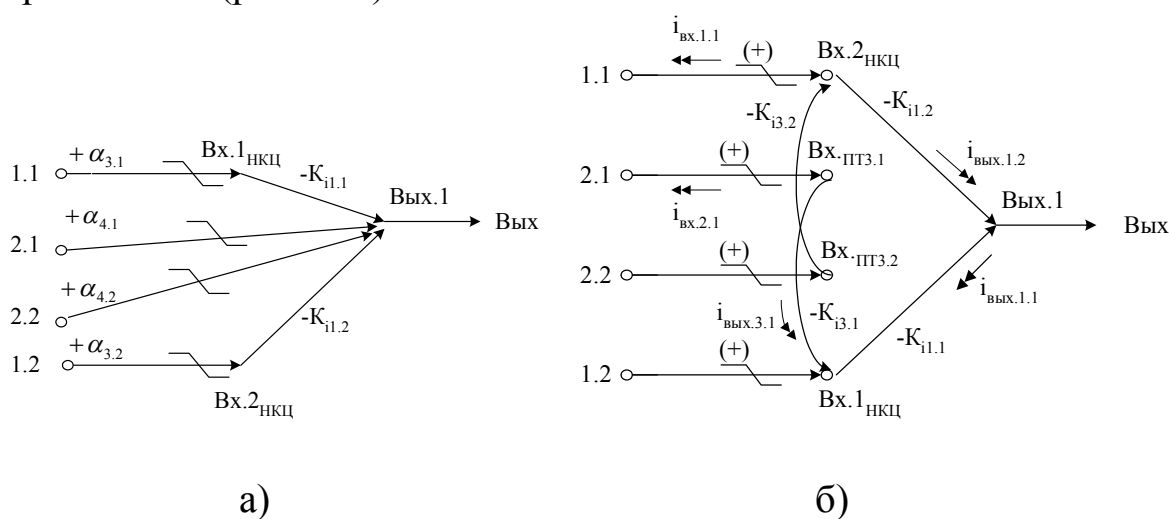


Рис. 20. Графы передачи малых (а) и больших (б) сигналов в промежуточном каскаде (рис. 19)

Замечательная особенность структуры (рис. 19) – наличие двух симметричных входов Вх.1.НКЦ, Вх.2.НКЦ, на которые могут подаваться выходные токи цепей нелинейной коррекции ДК (рис. 18б). При этом наиболее простые схемотехнические решения получаются в том случае, когда в схеме ДК удаётся «удалить» друг от друга («расщепить») каналы передачи малого и большого сигналов. Тогда малый сигнал будет передаваться по традиционным цепям ПК (рис. 20а), а большой – на входы повторителей тока ПТ1.2, ПТ1.1. Решение этой задачи сводится к такому построению входного ДК, при котором на входах Вх.1.НКЦ, Вх.2.НКЦ будут сформированы токовые сигналы, пропорциональные амплитуде входного напряжения ОУ положительной и отрицательной полярностей в широком диапазоне его изменения

как по первому (Вх.1), так и по второму (Вх.2) входам. Важное значение при этом имеют динамические параметры выходов, в частности время нарастания фронта импульса, которое должно быть значительно меньше, чем время нарастания выходного напряжения ОУ с данным входным каскадом. В ином случае эффективность НКЦ будет невысокой.

Пример построения обобщённой схемы мультивыходного ДК с «расщеплёнными» каналами передачи малого и большого сигнала приведён на рисунке 21.

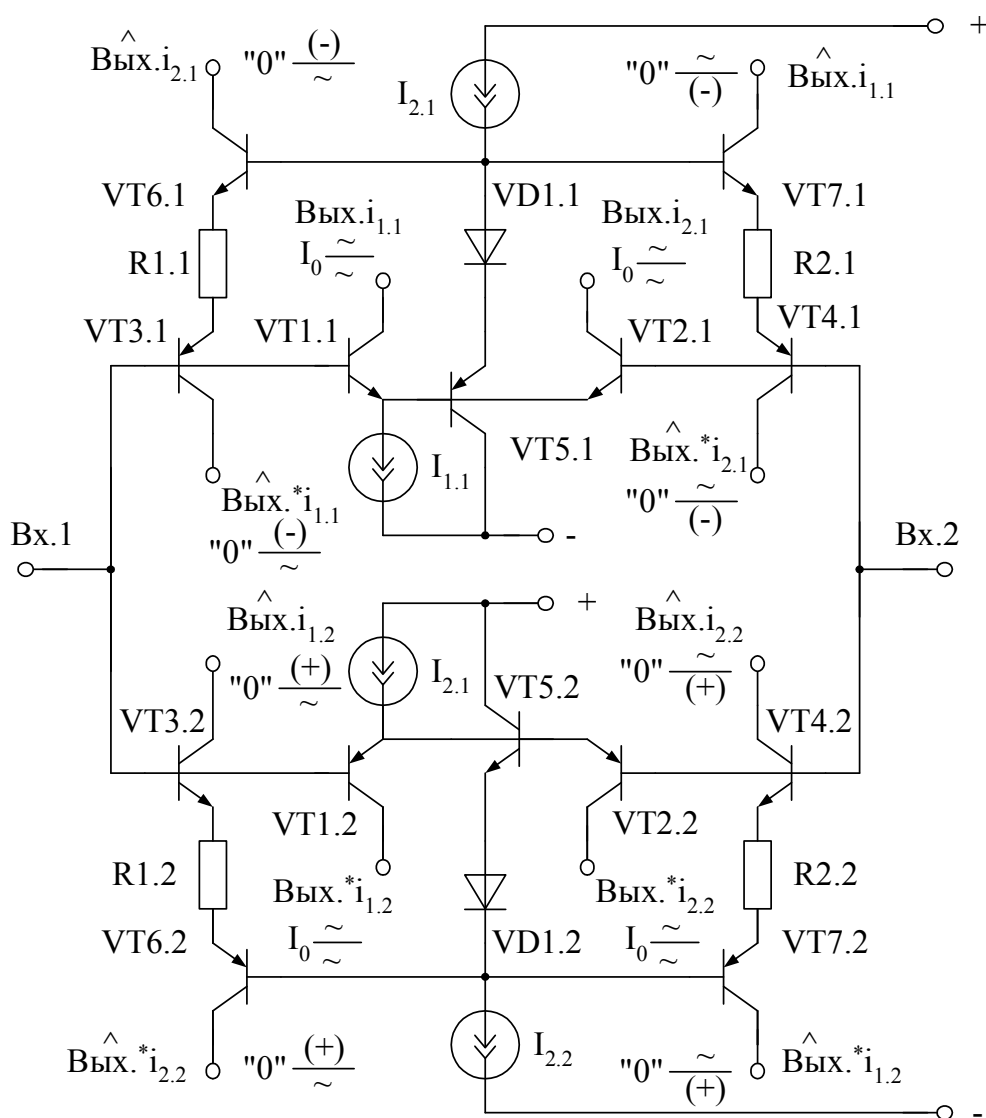


Рис.21. Обобщённая схема мультивыходного ДК с 12 расщеплёнными выходами для малого и большого сигналов

Несмотря на относительно большую сложность схемы (рис. 21), следует отметить, что в частных случаях она существенно упрощается, так как некоторые выходы становятся лишними. Выходы Вых.і1.1, Вых.і2.1, Вых.і1.2, Вых.і2.2 хорошо передают малый сигнал, в то время как относительно всех остальных выходов данный ДК на малом сигнале характеризуется крайне низкими коэффициентами передачи. Транзисторы VT5.1, VT5.2, диоды VD1.2, VD1.1 устанавливают статический режим транзисторов НКЦ VT3.1, VT4.1, VT6.1, VT7.1 и VT3.2, VT4.2, VT6.2, VT7.2.

Рейтинг выходов ДК на рисунке 21, характеризующий их динамические свойства на большом сигнале, показан на рисунке 22.

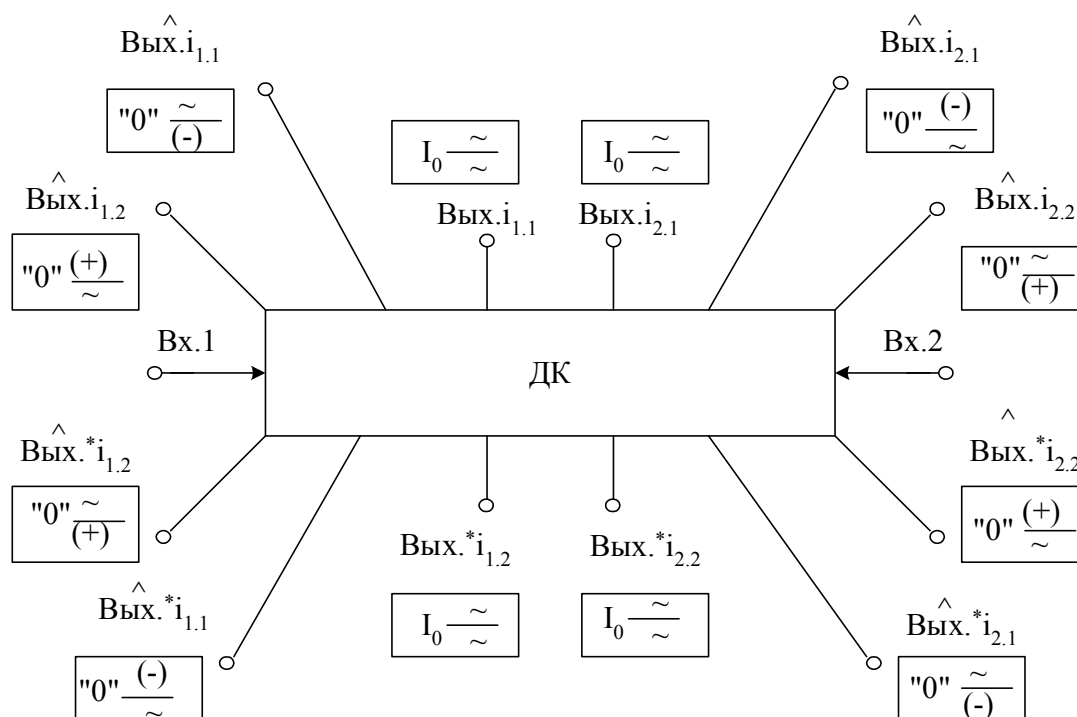


Рис. 22. Рейтинги выходов ДК (рис. 21)

Если мультивыходной ДК с разделением каналов усиления (рис. 21) использовать в качестве входного каскада ОУ со структурой ПК (рис. 18), то необходимость в диодных цепочках VDN и повторителях тока ПТ3.1, ПТ3.2 отпадает. Это позволяет синтезировать сверхбыстродействующий ОУ со структурой (рис. 23). Её основная особенность – «пересечение» каналов усиления малого и большого сигналов только в выходных повторителях тока ПТ1.2, ПТ1.1, имеющих широкий диапазон активной работы.

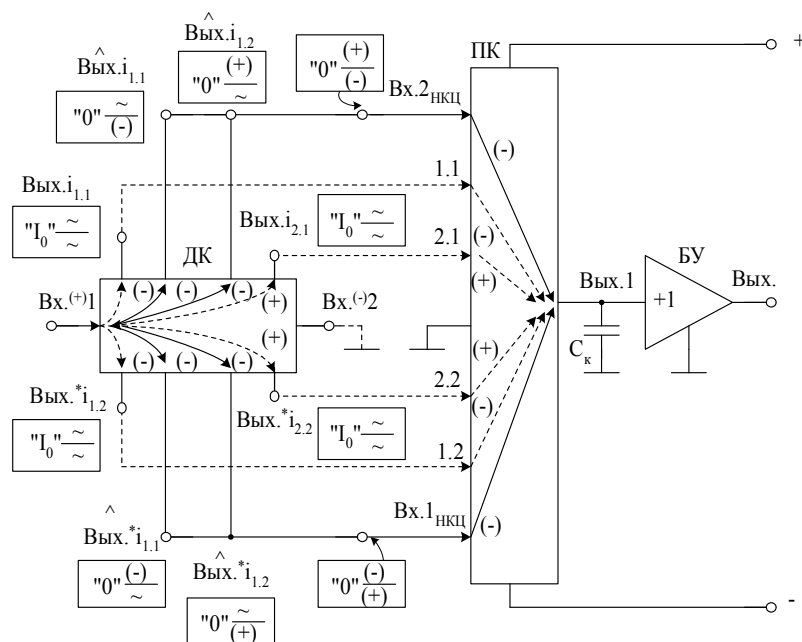


Рис. 23. Каналы передачи малого (—>) и большого (→) сигналов в сверхбыстродействующем универсальном ОУ на основе ДК (рис. 21)

На рисунке 24 показана структурная схема ОУ, у которого полное разделение каналов усиления во входном ДК1 невозможно из-за особенностей его построения. В этом случае ПК2 должен иметь диодные цепочки VDNi и вспомогательные повторители тока ПТЗ.1 и ПТЗ.2, то есть полностью соответствовать схеме рисунка 19.

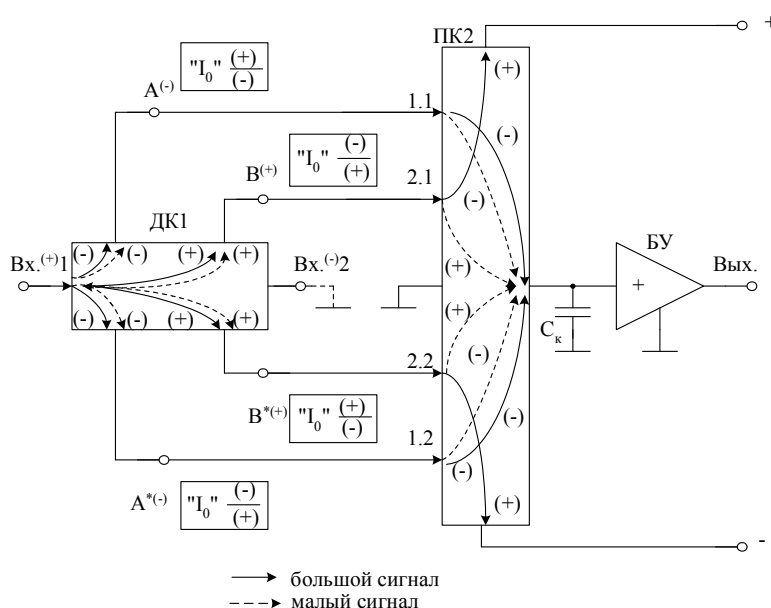


Рис. 24. Структура операционного усилителя на основе ДК1 (без «расщепления» каналов усиления) и промежуточного каскада (рис. 19)

Параллельное соединение по выходу повторителей тока ПТ1.2 и ПТ1.1 (рис. 19) уменьшает общий коэффициент усиления по напряжению ОУ ( $K_y$ ). Для устранения этого отрицательного эффекта, вызванного повышением выходной проводимости в узле «Вых.1», целесообразно использовать дополнительные транзисторы VT5.1, VT5.2 и VT7.1, VT7.2, например так, как это сделано на рисунке 25. В последней схеме эквивалентная выходная проводимость в узле «Вых.1» существенно уменьшается.

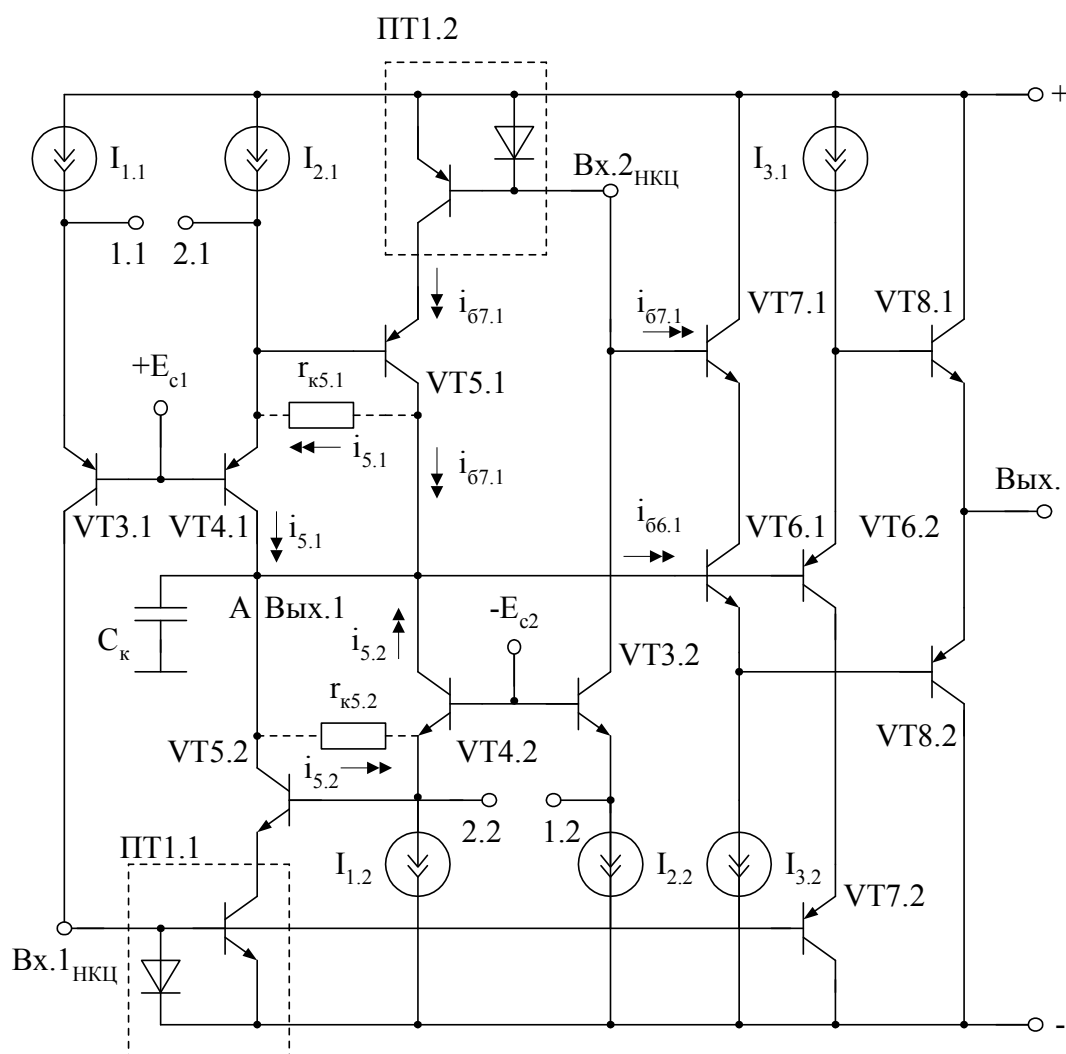


Рис. 25. Способ уменьшения выходной проводимости в узле «Вых.1» ПК (рис. 18а)

Такие схемотехнические приёмы повышения  $K_y$  рассмотрены в работах [20, 32–33].

[В начало к содержанию](#)

## 4. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С АДДИТИВНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Как было показано выше, классические микроэлектронные операционные усилители с непосредственной связью каскадов содержат, как правило, нелинейный входной дифференциальный каскад (ДУ1) и поэтому имеют небольшие значения максимальной скорости нарастания выходного напряжения  $\dot{\vartheta}_{\text{вых}}$ .

Для улучшения динамических параметров ОУ в нелинейном режиме используется способ повышения  $\dot{\vartheta}_{\text{вых}}$ , заключающийся в формировании дополнительного тока  $i_{\text{доп}}$  заряда (разряда) корректирующего конденсатора  $C_k$  с помощью параллельного канала (ПК). При этом параллельный канал может быть как линейным, так и нелинейным, а формирующийся с помощью ПК дополнительный зарядный (разрядный) ток  $i_{\text{доп}}$  пропорционален разности напряжений на входах ДУ1. В схемах с непосредственной связью каскадов ПК всегда отличается по схемотехническим, энергетическим и другим параметрам от основного входного каскада ДУ1. Данное обстоятельство является принципиальной особенностью такого способа повышения быстродействия ОУ и требует специального построения ПК, отличного от построения ДУ1. Это отрицательно сказывается на технологических, энергетических, статических и других параметрах ОУ.

Сущность представленного на рисунке 26 способа повышения быстродействия ОУ в режиме большого сигнала заключается в изменении алгоритма получения дополнительного зарядно-разрядного тока  $i_{\text{доп}}$ , перезаряжающего ёмкость коррекции  $C_k$ .

В схеме (рис. 26) ток  $i_{\text{доп}}$  формируется как величина, пропорциональная разности между текущим значением напряжения на корректирующем конденсаторе  $C_k$  и выходным напряжением вспомогательного дифференциального каскада ДУ1\*, который выбирают идентичным (прежде всего по динамическим параметрам) основному входному дифференциальному каскаду ДУ1. В частных случаях текущее значение напряжения на конденсаторе  $C_k$  определяют путём измерения напряжения на выходе буферного усилителя БУ.



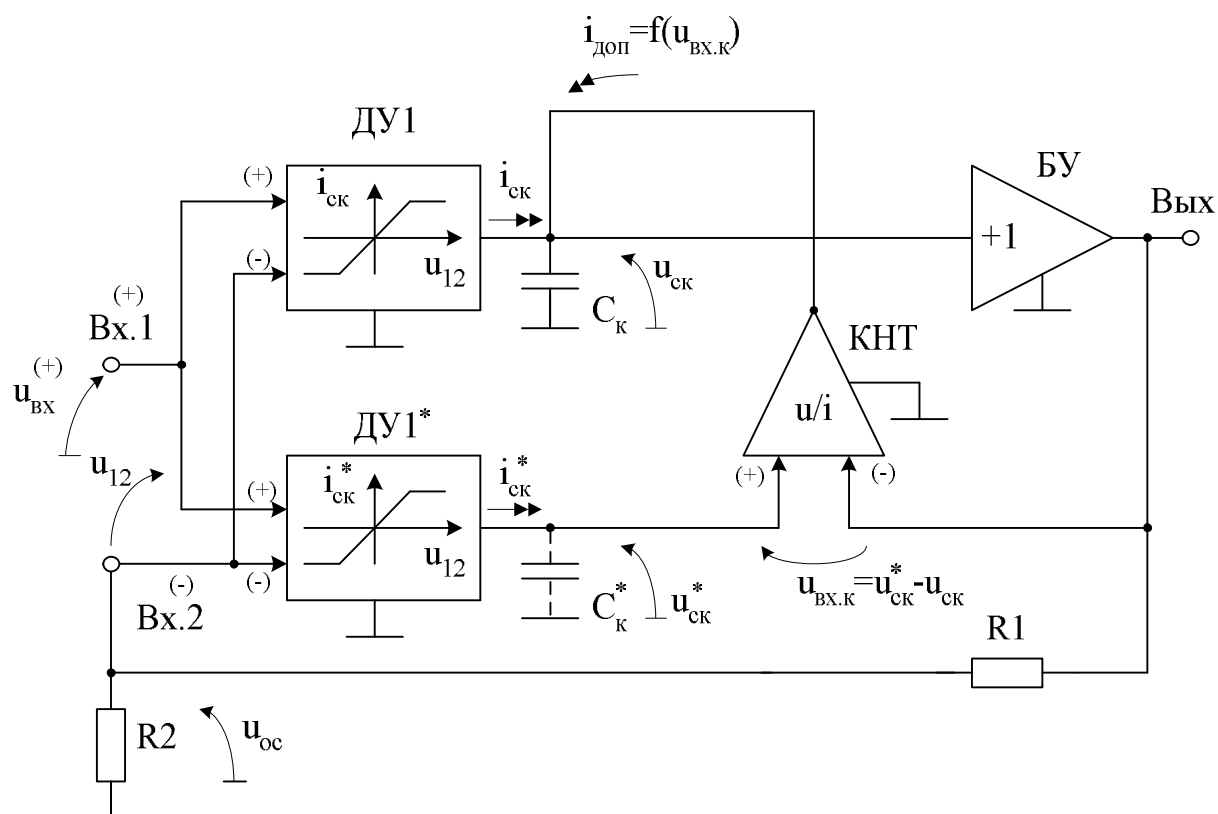


Рис. 26. Функциональная схема быстродействующего ОУ

Рассмотрим работу схемы ОУ с архитектурой (рис. 26), представленной на рисунке 27, для случая, когда каскады ДУ1 и ДУ1\* идентичны : имеют малый диапазон активной работы ( $U_{гр}=50$  мВ), а также близкие значения параметров, характеризующие их частотные свойства и динамические характеристики при отработке входного импульсного сигнала. Для обеспечения устойчивости на выходе основного каскада ДУ1 включается корректирующий конденсатор  $C_к$ , который является самым инерционным элементом в канале передачи сигнала «ДУ1-БУ». В то же время корректирующая ёмкость на выходе вспомогательного каскада ДУ1\* отсутствует, что позволяет, несмотря на нелинейности, обеспечить более быстрое изменение напряжения на его выходе при работе с импульсными сигналами (рис. 28, кривая «В»).

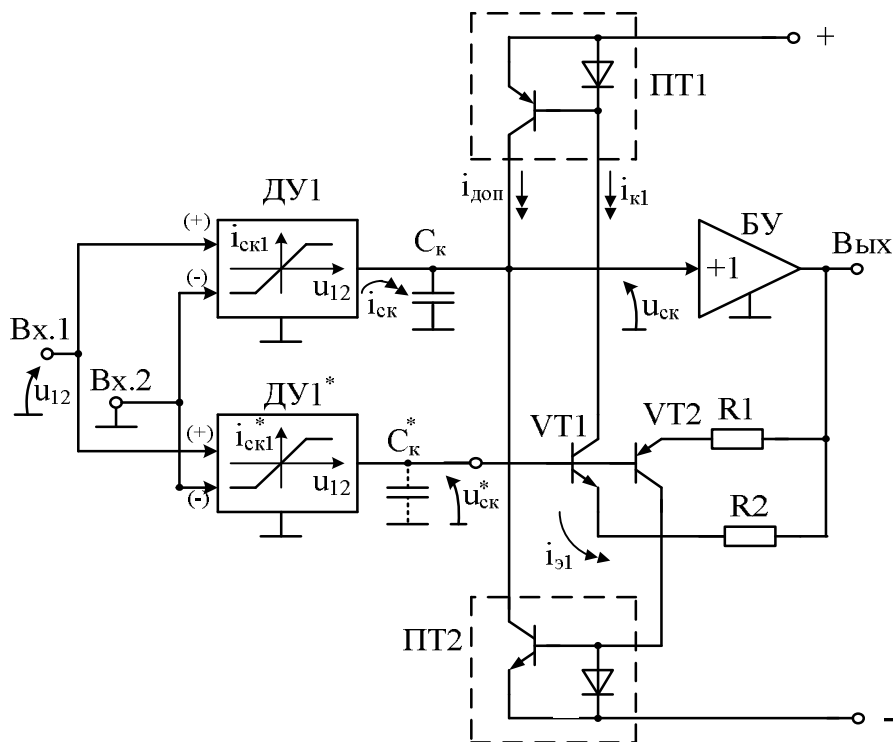


Рис. 27. Пример построения подсистемы КНТ (ПТ1, ПТ2, VT1, VT2)

При работе замкнутого ОУ (рис. 27) с импульсными сигналами большой амплитуды на его входах образуется напряжение ошибки  $u_{вх}$ , которое переводит каскады ДУ1 и ДУ1\* в режим ограничения выходного тока. В результате на начальном участке переходного процесса напряжение на конденсаторе  $C_к$  имеет малую крутизну (рис. 28, кривая «А»), а напряжение на выходе ДУ1\* имеет значительно большую производную (рис. 28, кривая «В»).

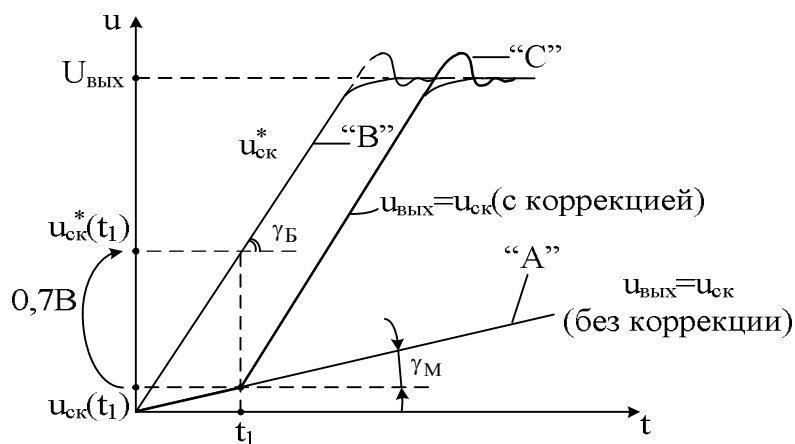


Рис. 28. Переходные процессы в ОУ

Это объясняется тем, что паразитная ёмкость  $C_K^*$  на выходе ДУ1\* достаточно мала:

$$du_{CK}^*/dt = I_0/C_K^*, \quad u_{CK}^* = (I_0/C_K^*) \cdot t - \text{кривая «В»}; \quad (5)$$

$$du_{CK}/dt = I_0/C_K, \quad u_{CK} = (I_0/C_K) \cdot t - \text{кривая «А»}. \quad (6)$$

Таким образом, разность напряжений  $u_{CK}^*$  на выходе ДУ1\* и напряжения на конденсаторе  $C_K$  ( $u_{CK}$ ) изменяется по закону:

$$u_{ош} = \Delta U_{ош} = u_{CK}^* - u_{CK} = \frac{I_0 \cdot t}{C_K} \left( \frac{C_K}{C_K^*} - 1 \right) = \frac{I_0 \cdot t}{C_K} \cdot (n - 1), \quad (7)$$

где  $n = C_K/C_K^*$ .

Как только величина  $u_{ош}$  достигает порога включения транзистора VT1 (время  $t_1$ ,  $U_{п} = 0,6 \div 0,7$  В), в активный режим входит транзистор VT1 (рис. 27), его коллекторный ток возрастает пропорционально разности  $u_{ош}$ , создавая дополнительный ток  $i_{доп}$ , который форсирует процесс заряда конденсатора  $C_K$ .

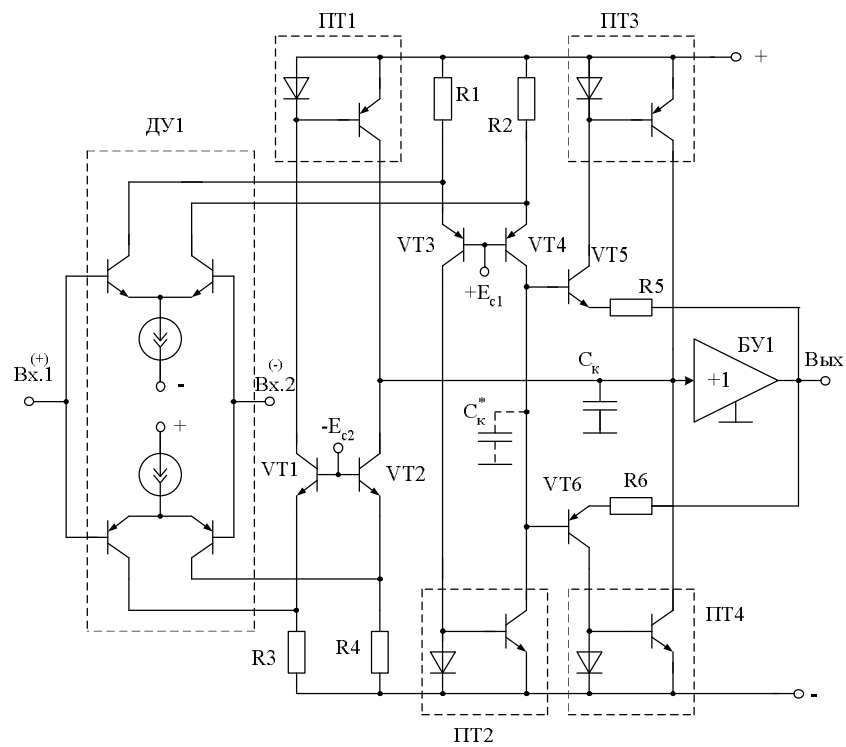
При  $t > t_1$  напряжение на конденсаторе  $C_K$  начинает изменяться по такому же закону, что и напряжение на выходе ДУ1\*, т.е. имеет производную

$$\frac{du_{вых}}{dt} = g_{вых} = \frac{I_0}{C_K^*}, \quad (8)$$

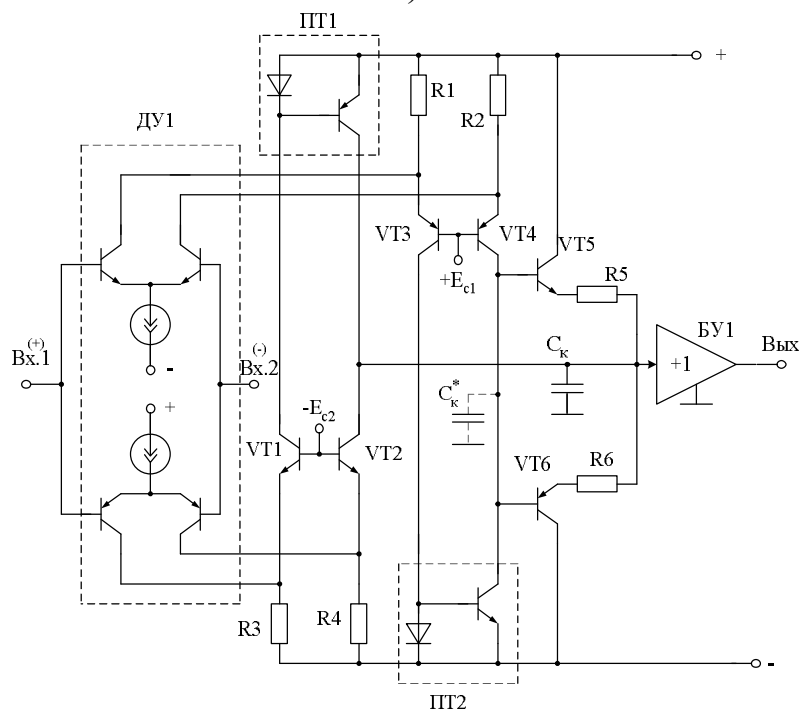
которая в  $n$  раз больше производной напряжения на конденсаторе  $C_K$  при  $t < t_1$ .

По мере приближения  $u_{вых}$  к установившемуся значению  $U_{вых}$  напряжение  $u_{ош}$  уменьшается, транзистор VT1 выключается и переходит в режим малых статических токов.

Таким образом, эффективность рассмотренного способа повышения быстродействия зависит от того, насколько эквивалентная ёмкость на выходе основного ДУ1  $C_K$  больше эквивалентной ёмкости  $C_K^*$  на выходе вспомогательного каскада ДУ1\*. В практических схемах (рис. 29) это соотношение может достигать значения в диапазоне 5–20 раз, что позволяет улучшить максимальную скорость нарастания выходного напряжения ОУ без ужесточения требований к диапазону активной работы подсхем ДУ1 и ДУ1\*, их энергетике.



а)



б)

Рис. 29. Быстродействующий ОУ на основе аддитивной нелинейной коррекции

[В начало к содержанию](#)

## 5. АРХИТЕКТУРА ШИРОКОПОЛОСНЫХ ОУ С ПОВЫШЕННЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ В РЕЖИМЕ БОЛЬШОГО СИГНАЛА

Быстродействие и широкополосность операционных усилителей характеризуются, соответственно, максимальной скоростью нарастания выходного напряжения  $\dot{\vartheta}_{\text{вых}}$  и частотой единичного усиления  $f_1$ . В современных ОУ улучшение этих параметров обеспечивается разными схемотехническими приёмами.

Наибольшие значения  $f_1$  (или полосы пропускания  $f_v$  в режиме повторителя) реализуются в ОУ с «перегнутыми» каскодами. Однако из-за динамической перегрузки подсхемы «перегнутого» каскода в ОУ данного класса при любых типах входных каскадов высоких значений  $\dot{\vartheta}_{\text{вых}}$  не получить. Так, при использовании n-p-n и p-n-p транзисторов ФГУП НПП «Пульсар» с граничной частотой порядка 2 ГГц типовые значения  $\dot{\vartheta}_{\text{вых}} \approx 250\text{--}300$  В/мкс при  $f_v \approx 1$  ГГц.

В операционных усилителях с двухтактным промежуточным каскадом на повторителях тока режим динамической перегрузки не возникает. Однако типовые подсхемы ПТ характеризуются (в сравнении с каскадом общая база) в 1,5–2 раза худшими частотными свойствами как на малом, так и на большом сигналах. То есть в ОУ этого класса за счёт применения НКЦ можно получить высокие значения  $\dot{\vartheta}_{\text{вых}} \approx 2000\text{--}4000$  В/мкс, но они обеспечивают сравнительно малые величины малосигнальной частоты единичного усиления  $f_1$ , и, как следствие, их  $f_v \approx 200\div 300$  МГц.

Попытки схемотехническими методами устранить динамическую перегрузку «перегнутого» каскода ОУ можно считать достаточно успешными. Сравнение ОУ с нелинейной коррекцией «перегнутого» каскода показывает, что они всегда содержат тот или иной дополнительный инвертирующий усилитель (как правило, повторитель тока), создающий дополнительную инерционность на большом сигнале и отрицательно влияющий на время установления переходного процесса (особенно для малых зон динамической ошибки). При этом

данные ОУ имеют на большом сигнале такие же параметры по  $\vartheta_{\text{ВЫХ}}$ , что и ОУ второй структуры, но дают более высокие (в 1,5–2 раза) значения  $f_1$  на малом сигнале. В этом их основное преимущество.

Сравнивая схемы известных быстродействующих, но не широкополосных ОУ и широкополосных, но не быстродействующих ОУ, можно поставить вопрос о совмещении их важнейших достоинств в одной структуре.

Такая структура (рис. 30) содержит входной квазилинейный каскад ДК1, не имеющий ограничения выходных токов во всём диапазоне  $u_{\text{ВХ}}$ , и обобщённые активные нагрузки АН1 и АН2. Подсхемы АН1, АН2 (рис. 31) должны (в идеальном случае) обладать двумя важными свойствами: иметь широкий диапазон передачи по току  $K_i \approx -1$  со входа 1.1 (2) и единичную передачу тока в узел «А» по неинвертирующему входу 1.2 (2).

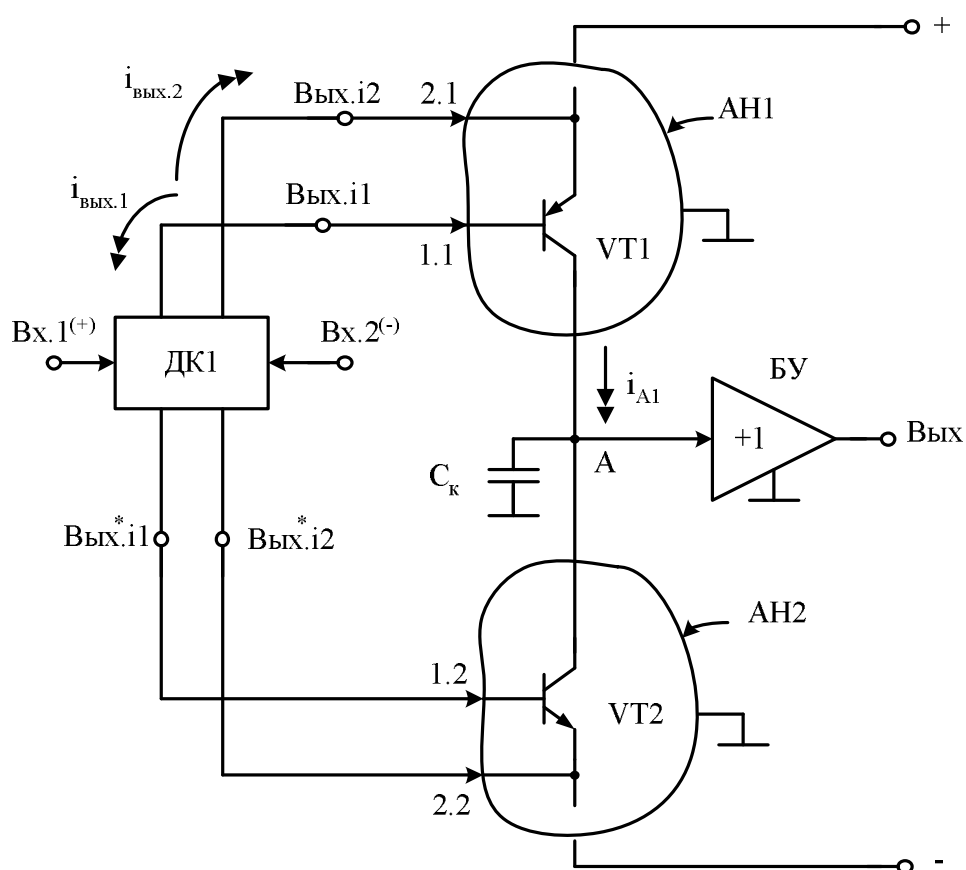


Рис. 30. Оптимальная архитектура широкополосного и быстродействующего ОУ

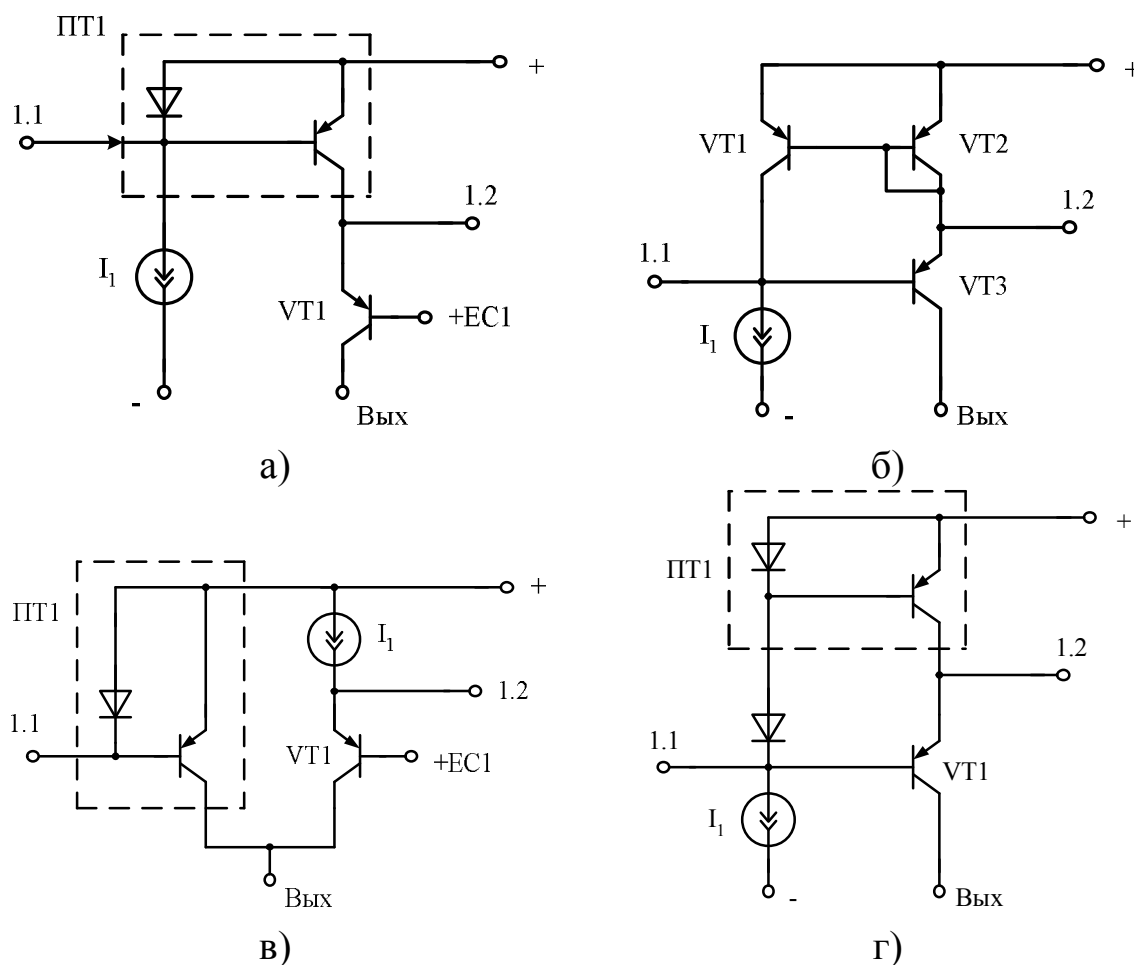


Рис. 31. Примеры построения активных нагрузок АН1, АН2

Первое условие исключает динамическую перегрузку АН1 на большом сигнале, а второе – создаёт широкополосный канал усиления и способствует получению предельных значений  $f_1$ . При практической реализации АН1, АН2 допускается «расщепление» каналов передачи малых и больших сигналов. Кроме этого, при построении АН1 (АН2) приходится принимать меры по защите выходных транзисторов от насыщения: устанавливать рациональный статический режим для минимизации напряжения смещения нуля ОУ, применять принудительное запирающее выходных транзисторов для уменьшения времени установления переходного процесса и тому подобные.

По существу, операционный усилитель с архитектурой (рис. 30) есть не что иное, как ОУ с «перегнутым» двухтактным каскодом, но имеющим дополнительный инвертирующий канал передачи большого сигнала со входа 1.1 (2) в ёмкость  $C_k$  – нелинейную корректирующую цепь.

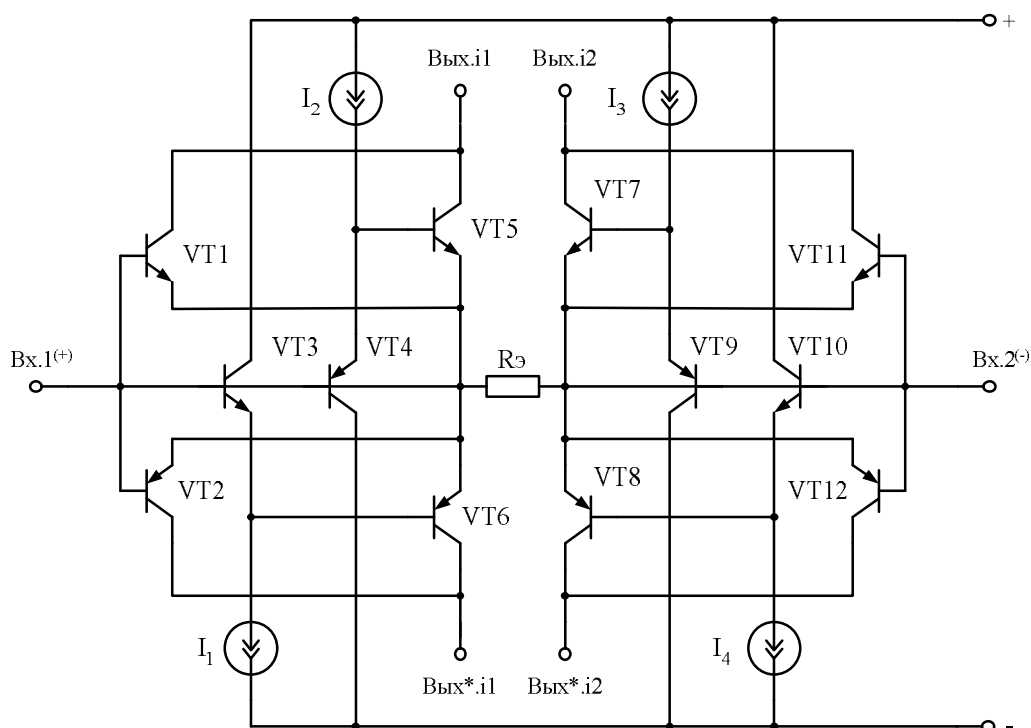


Рис. 32. Пример построения входного каскада (ДК1) быстродействующего ОУ

Рассмотренная обобщённая схема имеет достаточно много частных реализаций, зависящих от схемотехники ДК1 (рис. 32) и АН1 (АН2) (рис. 31).

[В начало к содержанию](#)

## 6. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ОУ СО СВОЙСТВАМИ УСИЛИТЕЛЯ С ТОКОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Существенная особенность усилителей с токовой обратной связью — это независимость их малосигнальной верхней граничной частоты  $\omega_b$  от коэффициента передачи в схемах с глубокой отрицательной связью и повышенная скорость нарастания выходного напряжения в режиме большого сигнала.

Покажем, что эти два качества могут быть реализованы на базе ОУ с классической обратной связью по напряжению.



Действительно, одним из способов управления коэффициентом передачи ( $K_n$ ) решающих усилителей (РУ) на основе операционных усилителей с глубокой обратной связью по напряжению является изменение  $K_n$  путём управления коэффициентом передачи четырёхплюсника отрицательной обратной связи ( $\beta_{oc}$ ) (рис. 33, 34).

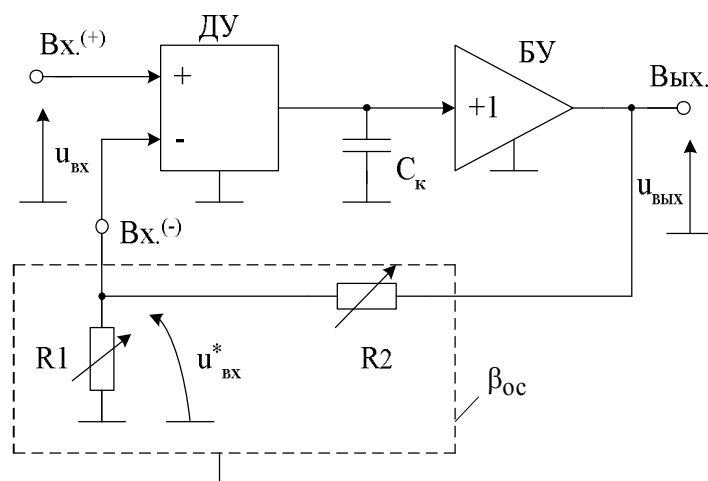


Рис. 33. Обобщённая схема РУ с управляемым коэффициентом передачи

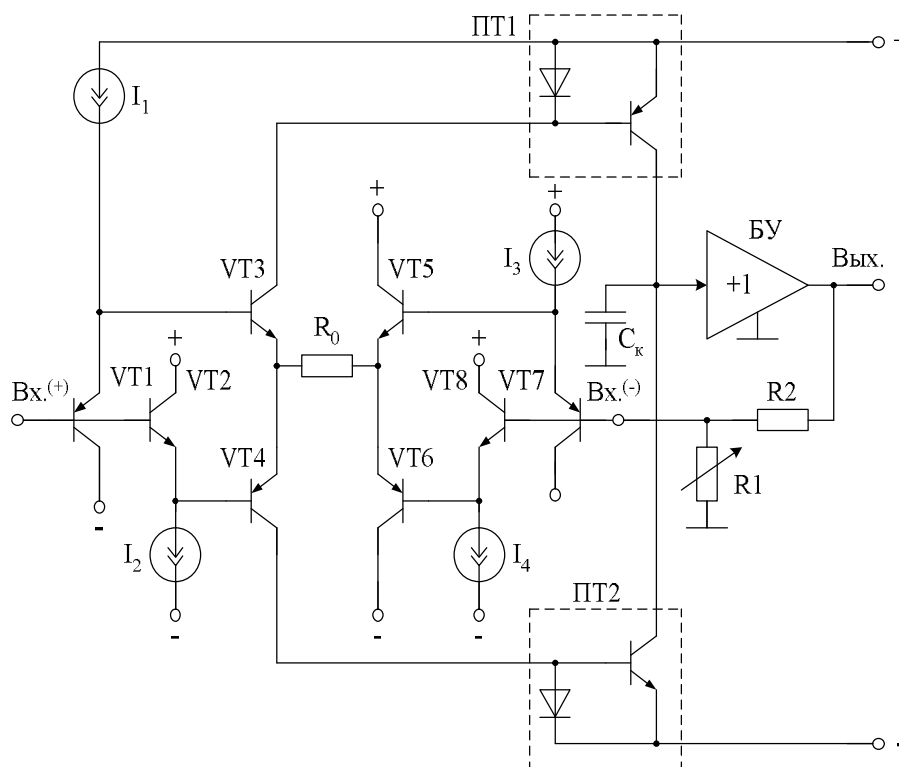


Рис. 34. Практическая схема РУ (рис. 33)

Это базовый принцип регулирования усилительных параметров широкого класса аналоговых микросхем. В качестве четырёхполосника  $\beta_{oc}$  обычно используются резисторы R1-R2, сопротивления которых меняются путём коммутации ключей на полевых транзисторах.

На рисунке 34 изображена практическая схема РУ (рис. 33).

Существенный недостаток рассмотренного выше способа управления коэффициентом передачи РУ состоит в ухудшении его частотных свойств (полосы пропускания  $\omega_b$  по уровню -3дБ) при увеличении коэффициента передачи  $K_{\pi}$  (рис. 35).

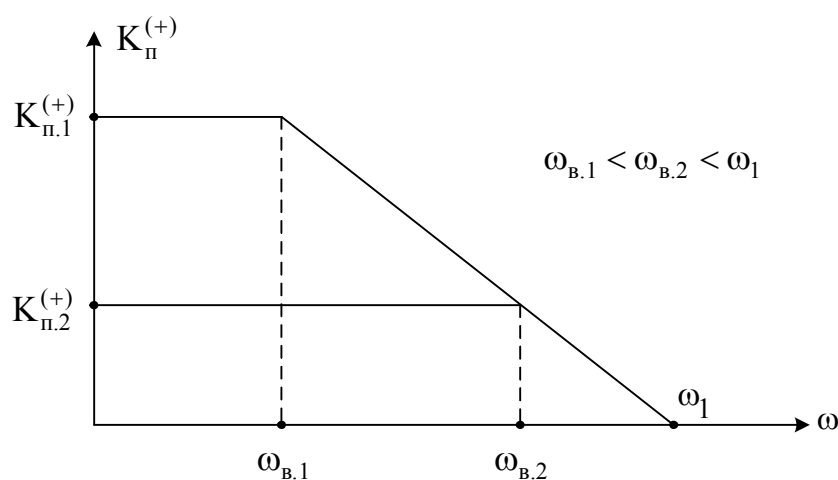


Рис. 35. Амплитудно-частотные характеристики РУ для разных  $K_{\pi}$

Действительно,  $K_{\pi}$  в инвертирующем ( $K_{\pi}^{(-)}$ ) и неинвертирующем ( $K_{\pi}^{(+)}$ ) включениях решающего усилителя (рис. 33, 34) зависит от параметров элементов схемы операционного усилителя (ОУ) и обратной связи (R1, R2) следующим образом:

$$\dot{K}_{\pi}^{(+)}(j\omega) = \frac{K_{\pi}^{(+)}}{1 + j\omega C_{\kappa} \frac{K_{\pi}^{(+)}}{Y_{21}}}, \quad (9)$$

$$\dot{K}_{\pi}^{(-)}(j\omega) = \frac{K_{\pi}^{(-)}}{1 + j\omega C_{\kappa} \frac{K_{\pi}^{(+)}}{Y_{21}}}, \quad (10)$$

где  $K_{\pi}^{(+)}$  – коэффициент передачи РУ в диапазоне низких частот для неинвертирующего включения;

$$K_{\pi}^{(+)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad (11)$$

где  $K_{\pi}^{(-)}$  – коэффициент передачи РУ в диапазоне низких частот для инвертирующего включения;

$$K_{\pi}^{(-)} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (12)$$

где  $C_k$  – ёмкость корректирующего конденсатора ОУ на входе буферного усилителя (БУ);

$y_{21}$  – крутизна преобразования входного дифференциального напряжения ОУ в выходной ток входного каскада (ДУ) (для рис. 34  $y_{21} \approx R_0^{-1}$ );

$\omega = 2\pi f$  – круговая частота сигнала.

Из уравнений (9) и (10) следует, что при увеличении отношения резисторов  $R_2$  и  $R_1$  (т.е. при повышении  $K_{\pi}^{(+)}$  или  $K_{\pi}^{(-)}$ ) полоса пропускания  $\omega_b$  РУ (рис. 33, 34) всегда ухудшается:

$$\omega_b \approx \frac{y_{21}}{C_k K_{\pi}^{(+)}} \approx \frac{y_{21}}{C_k \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}. \quad (13)$$

Для схемы рисунка 34

$$\omega_b \approx \frac{1}{C_k R_0 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}. \quad (14)$$

Это основной недостаток классических РУ с обратной связью по напряжению. Для его устранения изобретён ОУ с токовой обратной связью, у которого при измерении коэффициента передачи  $K_{\pi}^{(+)}$  ( $K_{\pi}^{(-)}$ ) полоса пропускания не изменяется. Однако этот класс ОУ обладает рядом существенных недостатков – несимметрией входов, повышенным значением ЭДС смещения нуля, низким входным сопротивлением в инвертирующем включении, малым коэффициентом ослабления синфазных сигналов и т.д.

Задачу управления коэффициентом передачи РУ с обратной связью по напряжению, при котором верхняя граничная частота  $\omega_b$  не изменяется и достигает максимально возможных значений, можно решить иным путём (рис. 36, 37).

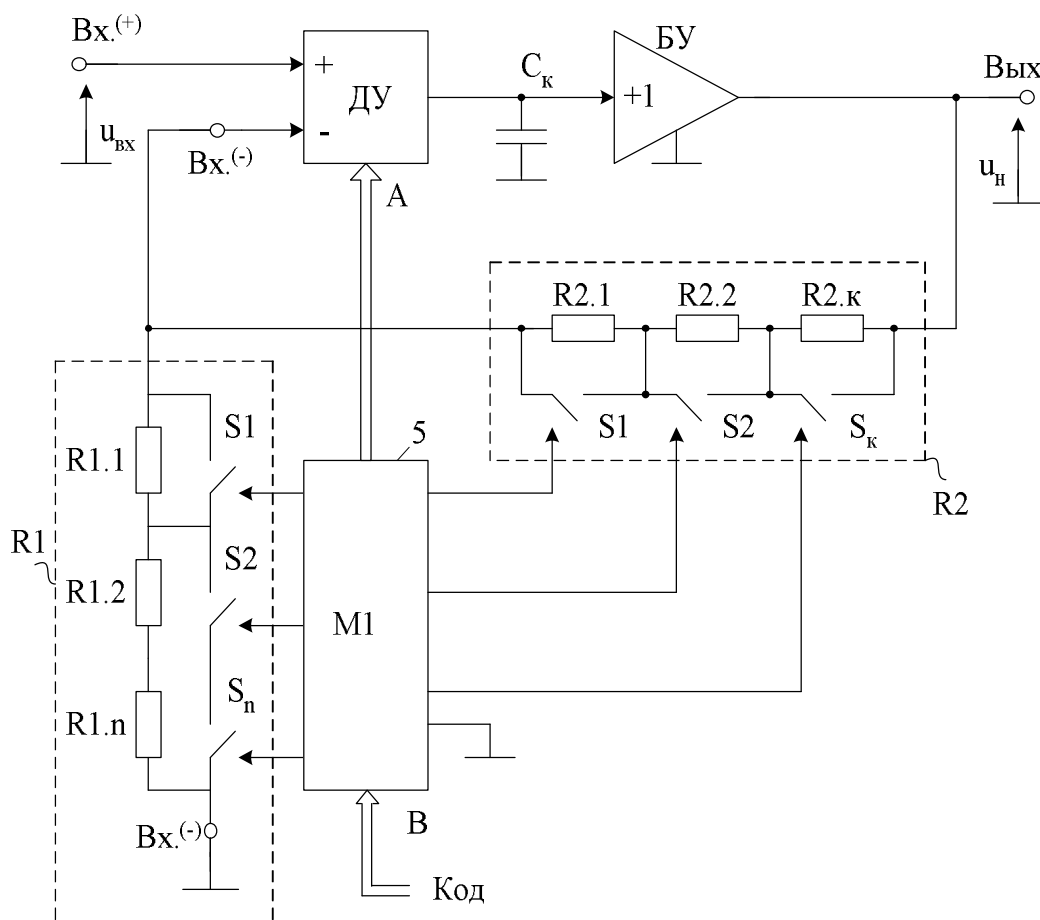


Рис. 36. Обобщённая схема РУ  
со свойствами трансимпедансных усилителей

В схемах рисунков 36, 37 входной ДУ реализован на транзисторах VT1–VT8, а также повторителях тока ПТ1-ПТ2, обеспечивающих форсированный заряд (разряд) корректирующего конденсатора  $C_k$ . Крутизна преобразования входного напряжения ДУ ( $u_{вх}$ ) в ток заряда (разряда) конденсатора  $C_k$  определяется резистором  $R_0^*$ , параллельно которому включён резистор  $R_0$ . Его сопротивление зависит от состояния ключей  $S_{01} \dots S_{03}$ , которые управляются по шине «А» от мультиплексора M1. Два других выхода мультиплексора M1 управляют с помощью транзисторных ключей (рис. 36) сопротивлениями резисторов  $R_2$  и  $R_1$ . На вход мультиплексора 5 M1 поступает управляющий кодовый сигнал.

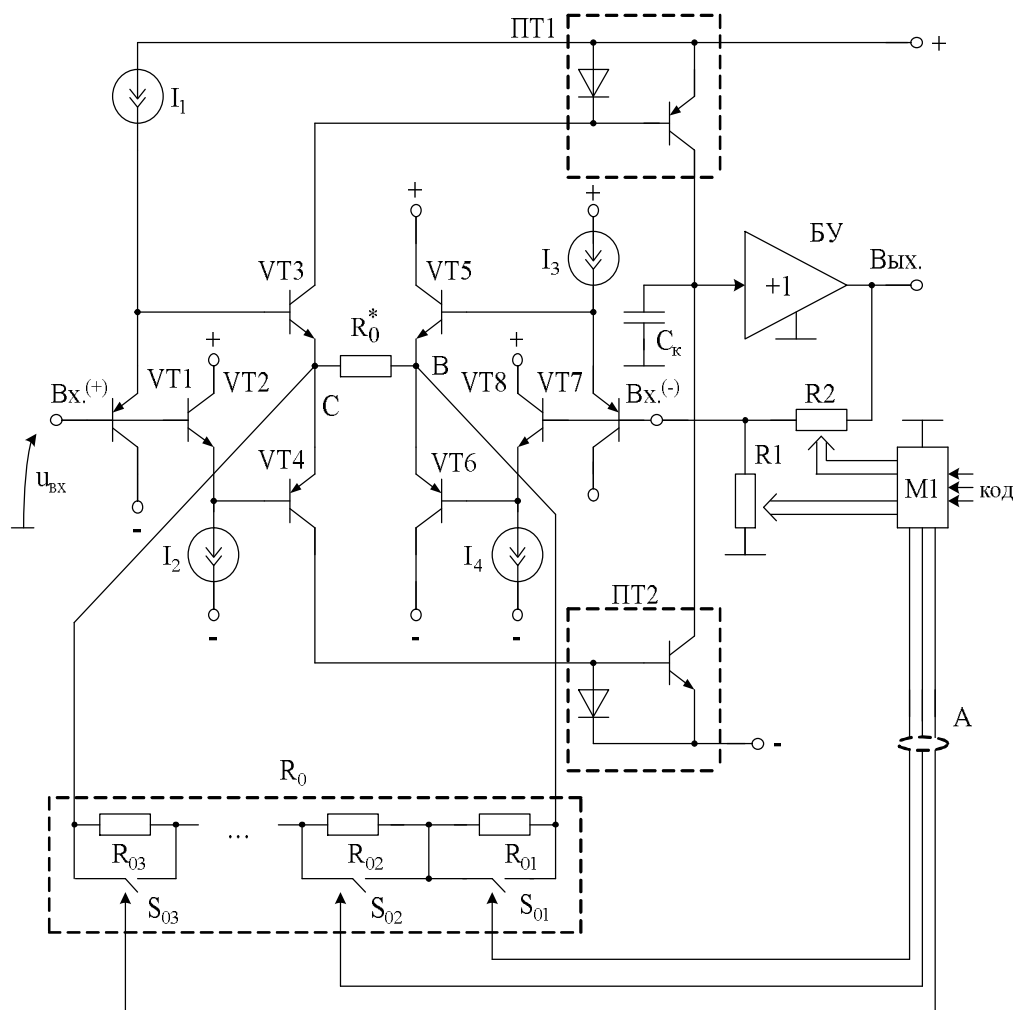


Рис. 37. Пример практической реализации РУ со свойствами усилителей с ТОС

График на рисунке 38 характеризует теоретическую зависимость амплитудно-частотной характеристики ОУ (рис. 37).

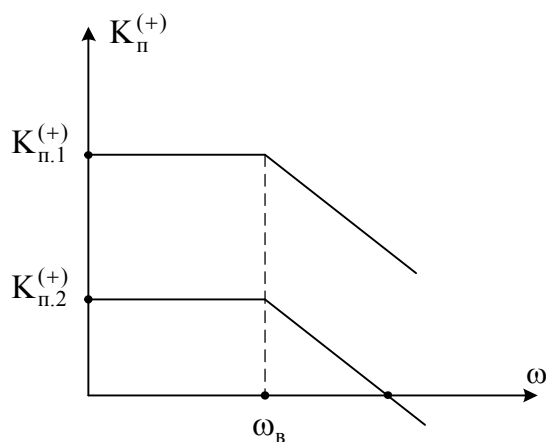


Рис. 38. Теоретическая амплитудно-частотная характеристика РУ со свойствами усилителей с ТОС

На рисунке 39 представлены результаты компьютерного моделирования классического ОУ с обратной связью по напряжению, а на рисунке 40 – ОУ с архитектурой, показанной на рисунке 37.

Предположим, что в начальном состоянии мультиплексора М1 коэффициент передачи четырёхполюсника обратной связи  $\beta_{oc}$  близок к единице. Эквивалентное сопротивление между узлами «С» и «В», которое устанавливается мультиплексором М1, принимает максимально возможное значение ( $R_{max}$ ), а верхняя граничная частота РУ:

$$\omega_B = \frac{1}{R_{0.max} C_K (1 + \frac{R_2}{R_1})} \approx \frac{1}{R_{0.max} C_K}. \quad (15)$$

Если коэффициент передачи цепи обратной связи  $\beta_{oc}$  уменьшается в  $n$  раз путём коммутации резисторов  $R_2$  ( $R_1$ ), то в  $n$  раз должна увеличиться эквивалентная проводимость резистора  $R_{0\Sigma} = R_0^* \parallel R_0$ :

$$y_{21}\beta_{oc} = \frac{y_{21}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = y_{0.min} = const, \quad (16)$$

или 
$$y_{21} = \frac{y_{0.min}}{\beta_{oc}},$$

(17)

где  $y_{21} = R_{0\Sigma}^{-1}$ ,  $y_{0.min} = R_{0.max}^{-1}$  – проводимость передачи входного ДУ при  $R_2 = 0$  (т.е.  $\beta_{oc} = 1$ ).

Формулы (16) и (17) – это основные уравнения, связывающие параметр крутизны  $y_{21}$  входного ДУ и коэффициент передачи  $\beta_{oc}$  четырёхполюсника обратной связи в решающем усилителе (рис. 37).

Если при управлении  $K_n$  выполняются условия (16)-(17), т.е. обеспечено  $\frac{1}{R_{0\Sigma} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)} = const$ , то полоса пропускания РУ не будет

изменяться (рис. 38):

$$\omega_B = \frac{1}{C_K R_{0\Sigma} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)} = const. \quad (18)$$

Полученные выше теоретические выводы совпадают с результатами компьютерного моделирования практических схем. Так, при изменении коэффициента передачи РУ (рис. 37) на 26 дБ полоса про-

пускания оставалась постоянной  $f_b = 11$  МГц. В устройствах, реализующих известный способ управления  $K_n$ ,  $f_b$  ухудшалась с 11 до 0,5 МГц (рис. 39), т.е. в 22 раза.

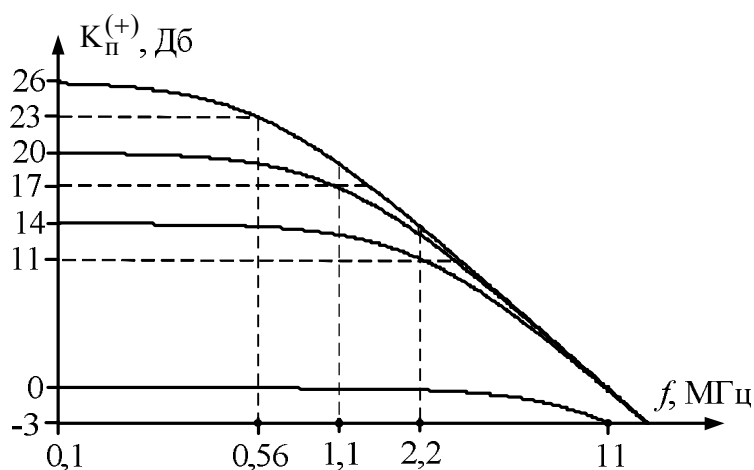


Рис. 39. Результаты компьютерного моделирования АЧХ классического РУ с управляемым  $K_n^{(+)}$

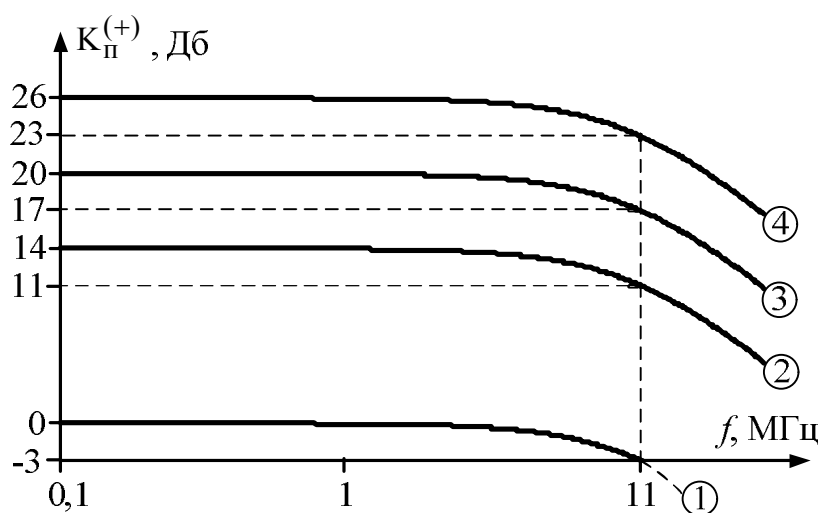


Рис. 40. Результаты компьютерного моделирования АЧХ РУ со свойствами усилителей с ТОС

В тех случаях, когда в схеме входного каскада ОУ отсутствует резистор  $R_0^*$ , определяющий его крутизну, необходимую частотную зависимость ( $\omega_b = \text{const}$ ) можно обеспечить путём изменения статического режима входного дифференциального каскада ОУ в соответствии с уравнением (18).

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ рассматриваемого подкласса  $\dot{\varphi}_{\text{вых}}$  определяется (так же как и для трансимпедансных усилителей) диапазоном активной работы его входного каскада  $U_{\text{гр}}$  и частотой единичного усиления скорректированного ОУ ( $f_1$ )  $\dot{\varphi}_{\text{вых}} = 2\pi f_1 U_{\text{гр}}$ . При рациональном построении входного каскада  $\dot{\varphi}_{\text{вых}}$  операционного усилителя с архитектурой, показанной на рисунке 37, имеет такие же предельные значения, что и в ОУ с токовой обратной связью.

Таким образом, в рассмотренной структуре операционного усилителя с обратной связью по напряжению реализуются основные параметры усилителей с токовой обратной связью.

[В начало к содержанию](#)

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

1. Нелинейные режимы работы входного и промежуточного каскадов операционного усилителя (ОУ) – один из основных факторов, не позволяющих получить высокие значения ряда его динамических параметров, например таких, как максимальная скорость нарастания выходного напряжения ( $\dot{\varphi}_{\text{вых}}$ ) и время установления переходного процесса ( $t_{\text{уст}}$ ) для заданной зоны динамической ошибки ( $\varepsilon$ ) в режиме большого сигнала.

2. Большинство современных быстродействующих операционных усилителей ведущих микроэлектронных фирм, в том числе российских, характеризуются средними значениями максимальной скорости нарастания выходного напряжения ( $50 \div 200$  В/мкс). Это обусловлено нерациональным построением их архитектуры, а также схемотехники входного и промежуточного каскадов, которым присущи нелинейные режимы.

3. Динамическую асимметрию любого дифференциального каскада быстродействующего ОУ для положительного и отрицательного фронтов можно описать рейтинговой таблицей, характеризующей его поведение при обработке импульсных сигналов, подаваемых на различные входы.



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 рассмотренные выше 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 в структуре НКЦ. Это возможно за счёт увеличения статического тока транзисторов, входящих в структуру повторителей напряжения; применения классической НКЦ в структуре повторителей напряжения; минимизации ёмкости в цепи нагрузки повторителей напряжения за счёт их компенсации; применения динамической линейной коррекции повторителей напряжения, улучшающей качество передачи фронта входных импульсов.

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

[В начало к содержанию](#)

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

### Основная литература

1. 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.
2. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В.И. Анисимов, М.В. Капитонов, Н.Н. Прокопенко, Ю.М. Соколов. – Л., 1979. – 148 с.
3. Павлов, В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств: учебник для вузов / В.Н. Павлов. – М. : Горячая линия-Телеком, 2003. – 320 с. : ил.
4. Схемотехника аналоговых электронных устройств : пособие. Ч. 2. Широкополосные усилительные каскады и многокаскадные усилители / сост. Н.Н. Прокопенко ; Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса. – Шахты : Из-во ЮРГУЭС, 2004. – 77 с. : ил.

### Дополнительная литература

5. Теоретические основы проектирования прецизионных аналоговых микросхем и аналоговых функциональных узлов IP-модулей с предельными значениями динамических параметров (ЮРГУЭС-5.08.Ф): отчёт по проекту РНП.2.1.2.75 / рук. проекта Н.Н. Прокопенко; исполн. В.И. Марчук [и др.] ; Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса. – Шахты : Из-во ЮРГУЭС, 2008.
6. СВЧ операционные усилители ОА-1-:ОА-3 на основе техпроцесса SG25H2 и их практическое применение в системах связи и телекоммуникаций : учеб.-метод. пособие для студентов 3–4 курсов спец. и напр. 210303 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», 210302 «Радиотехника», 210300 «Радиотехника» (бакалавриат), 210400 «Телекоммуникации» (бакалавриат) / Гос. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ГОУ ВПО «ЮРГУЭС»). – Шахты : Из-во ЮРГУЭС, 2010. – 112 с. : ил.
7. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т.: пер. с нем. / У. Титце. – М. : Додэка-XXI, 2008. – Т. 1. – 828 с. : ил.
8. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т.: пер. с нем. / У. Титце. – М. : Додэка-XXI, 2008. – Т. 2. – 942 с. : ил.
9. Операционные усилители и компараторы : справочник. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : Додэка-XXI, 2002. – Т. 12. – 557 с. : ил.
10. Прокопенко, Н.Н. Схемотехника операционных усилителей и активных RC фильтров с парафазным выходом = Circuitry of the operational amplifier and active RC filters with output paraphrase : монография

/ Н.Н. Прокопенко ; Федер. гос. бюджет. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»). – Шахты : Из-во ЮРГУЭС, 2012. – 135 с. : ил.

11. Схемотехника аналоговых электронных устройств: пособие для вузов. Ч. 3. Обратные связи в усилителях. Усилители переменного тока на базе микросхем. Усилители мощности / сост. Н.Н. Прокопенко ; Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса. – Шахты : Из-во ЮРГУЭС, 2004. – 79 с. : ил.

12. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей : монография / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков ; Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса. – Шахты : Из-во ЮРГУЭС, 2006. – 231 с.

13. Крутчинский, С.Г. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учеб. пособие / С.Г. Крутчинский ; Таганрог. гос. радиотехн. ун-т. – Таганрог : ТРТУ, 2006. – 132 с. : ил.

14. Травин, Г.А. Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения : учеб. пособие для вузов / Г.А. Травин. – М. : Высш. шк., 2007. – 606 с. : ил.

15. Матавкин, В.В. Быстродействующие операционные усилители / В.В. Матавкин. – М. : Радио и связь, 1989. – 128 с. : ил.

16. Прокопенко, Н.Н. Широкополосные транзисторные усилители: учеб. пособие для студентов, магистрантов и аспирантов радиотехн. спец. / Н.Н. Прокопенко ; Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса. – Шахты : Из-во ЮРГУЭС, 2004. – 40 с. : ил.

17. Прокопенко, Н.Н. Схемотехника широкополосных усилителей : монография / Н.Н. Прокопенко ; Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса. – Шахты : Из-во ЮРГУЭС, 2005. – 218 с.

18. Прокопенко, Н.Н. Основы проектирования широкополосных усилителей : учеб. пособие для студ., обучающихся по напр. подгот. спец. 210302.65 «Радиотехника», 210303.65 «Быт. радиоэлектронная аппаратура» ; бакалавров 210300 «Радиотехника», 210400 «Телекоммуникации» ; магистров 210300 «Радиотехника» / Н.Н. Прокопенко ; Федер. гос. бюджет. образоват. учреждение высш. проф. образования «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса» (ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»). – Шахты : Из-во ЮРГУЭС, 2011. – 178 с. : ил.

### **Электронные образовательные ресурсы**

19. Шишкин, Г.Г. Электроника : рек. учеб.-метод. объединением вузов РФ в качестве учебника для студентов высших учебных заведений / Г.Г. Шишкин, А.Г. Шишкин. – М. : Дрофа, 2009. – 704 с. – URL : <http://www.biblioclub.ru/book/53723/>

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

[В начало к содержанию](#)

## УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Таблица 1

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

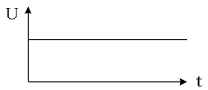
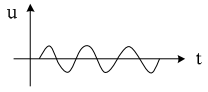
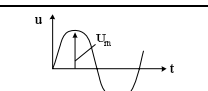
Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
1	2	3
А	общее обозначение аналоговой микросхемы или её функционального узла	А1, А2...
ОУ	операционный усилитель	ОУ1, ОУ2...
МОУ	мультиходовой операционный усилитель	
ДОУ	дифференциальный операционный усилитель	
ДУ	дифференциальный усилитель	ДУ1
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 ( $K_y \approx 1$ )	
ЭП	эмиттерный повторитель	
RRB	выходной каскад с опцией rail-to-rail	
BRR	входной каскад с опцией rail-to-rail	

Окончание табл. 1

1	2	3
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	$I_{\max.1}$
$E_{\Pi}$	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	$U_{\text{оп.1}}, U_{\text{оп.2}}$
$E_c$	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

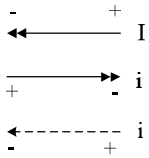
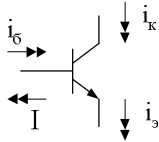
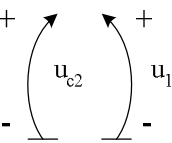
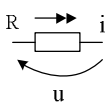
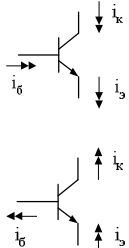
1	2	3
$u_{\text{ВХ}}, u_{12}$	приращение напряжения между входами дифференциального усилителя	$u_{\text{ВХ}} = u_{c1} - u_{c2}$
$u_c$	синфазное входное напряжение ДУ	$u_c = 0,5(u_{c1} + u_{c2})$
$u_{\text{ВЫХ}}, u_{\text{Н}}$	выходное напряжение, напряжение на сопротивлении нагрузки	
$e_{\text{ВХ}}, E_{\text{ВХ}}$	ЭДС 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)	

Окончание табл. 3

1	2	3
$R_c^{(-)}$ ( $Y_{вх.сф2}, Y_{сф}^{(-)}$ )	входное сопротивление (проводимость) для синфазного сигнала по инвертирующему входу ОУ (ДУ)	$R_{cl}^{(-)}, R_{cl}^{(+)}, y_{сф}^{(+)}$
$R_{эф.i}$	эффективное сопротивление двухполюсника $R_i$	
$R_n$	сопротивление нагрузки ОУ или его подсхемы	
$R_3 (R_k)$	эквивалентное сопротивление, включённое параллельно корректирующему конденсатору $C_k$ ОУ	
$C_n$	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
1	2	3
Вх.1	обозначение первого входа дифференциального усилителя (ОУ)	
Вх.2	обозначение второго входа дифференциального усилителя (ОУ)	
Вых.i <sub>1</sub>	обозначение первого токового выхода дифференциального усилителя, согласованного с шиной положительного источника питания, обеспечивающего инверсию фазы относительно первого входа ДУ (ОУ)	
Вых.i <sub>2</sub>	обозначение второго токового выхода дифференциального усилителя, согласованного с шиной положительного источника питания, обеспечивающего нулевой фазовый сдвиг относительно первого входа ДУ (ОУ)	
Вых <sup>*</sup> .i <sub>1</sub>	обозначение первого токового выхода дифференциального усилителя, согласованного с шиной отрицательного источника питания, с инверсией фазы относительно первого входа	

Окончание табл. 4

1	2	3
Вых <sup>*</sup> .i <sub>2</sub>	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
· <sub>вх</sub>	индекс входов и входных величин аналогового устройства	u <sub>вх</sub>
· <sub>вых</sub>	индекс выходов и выходных величин аналогового устройства	i <sub>вых</sub> , u <sub>вых</sub>
· <sub>н</sub>	индекс нагрузки	i <sub>н</sub> , u <sub>н</sub>
· <sub>сф</sub>	индекс синфазного сигнала	
· <sub>с</sub>		
· <sub>max</sub>	индекс максимальных значений	
· <sub>гр</sub>	индекс граничных значений	
· <sub>т</sub>	индекс принадлежности параметра к усилителю с токовой обратной связью	R <sub>1т</sub>
· <sub>н</sub>	индекс принадлежности параметра к усилителю с обратной связью по напряжению	R <sub>2н</sub>
· <sub>у</sub>	индекс принадлежности к усилительным параметрам разомкнутого ОУ	
· <sub>п</sub>	индекс принадлежности к усилительным параметрам замкнутого ОУ	

Таблица 6

**Надстрочные индексы**

Обозначение	Наименование	Примечание, пример обозначения
· <sup>*</sup>	индекс выхода, согласованного с шиной отрицательного источника питания	i <sup>*</sup> <sub>вых.2</sub>
· <sup>~</sup>	индекс вспомогательного выхода аналоговой микросхемы	i <sup>~</sup> <sub>вых.1</sub>
· <sup>0</sup>	индекс статического режима, диапазона средних частот	K <sup>0</sup>



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 ком- плексного коэффициента передачи $\dot{K}_y$	$u_{\text{ВХ}}$ – входное дифференци- альное на- пряжение
$K_d$	дифференциальный коэффициент усиления подсхемы	
$K_0$	максимальное значение коэффициента усиле- ния $K_y$ в диапазоне средних частот	
$K_i = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}}$	коэффициент усиления по току функциональ- ного узла ОУ при $R_n \approx 0$	$K_{i12.1}$
$\beta_{\text{ос}}$	коэффициент передачи по напряжению четы- рѐхполюсника обратной связи РУ	$\beta_{\text{ос}} \leq 1$
$T (T_y)$	петлевое усиление РУ в схеме с обратной свя- зью	$T_{0T}, T_T, T_H$ и т.д.
$W(j\omega)$	схемная функция каскада, ОУ, подсхемы ОУ	
$K_{\Pi}$	коэффициент передачи по напряжению ре- шающего усилителя (РУ) с учётом обратной связи	$K_{\Pi 1}$
$K_{\Pi}^{(+)}$	коэффициент передачи неинвертирующего РУ по напряжению	$K_{\Pi.H}^{(+)}$
$K_{\Pi}^{(-)}$	коэффициент передачи инвертирующего РУ по напряжению	$K_{\Pi.T}^{(-)}$
$S_{\text{сф}} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{с}}}$	крутизна преобразования входного синфазного сигнала $u_{\text{с}}$ ДУ (ОУ) в его выходной ток $i_{\text{ВЫХ}}$	$u_{\text{с}}$ – синфаз- ное напряже- ние
$S_{\text{дс}} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}}$	крутизна преобразования входного дифферен- циального напряжения ДУ (ОУ) $u_{\text{ВХ}}$ в его вы- ходной ток $i_{\text{ВЫХ}}$	$u_{\text{ВХ}}$ – входное дифференци- альное на- пряжение
$K_{\text{сф}} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{с}}}$	коэффициент передачи синфазного входного напряжения ДУ (ОУ)	$u_{\text{с}}$ – синфаз- ное напряже- ние 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 пита- нию	
$S_y(y_{21})$	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	$r_{э1}, r_{э2}$
$\beta$	коэффициент усиления по току базы	$\beta_1, \beta_n$
$\alpha$	коэффициент усиления по току эмиттера	$\alpha_1, \alpha_n$
$r_k$	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	$C_{п1}, C_{пн}$
$I_{э}$	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	
$I_z$	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
$\tau_i$	высокочастотная постоянная времени, учитывающая инерционность $i$ -го транзистора (каскада, подсистемы)	
$\tau_j = R_j C_j$	постоянная времени $j$ -го конденсатора	$\tau_1 = R_{э1} C_1$
$\tau_k$	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 $\varepsilon_0$	
$\varepsilon_0$	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	
$t_3$	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	$r_{э1} = 25 \text{ Ом}$
$U_{эб} \approx 0,7 \text{ В}$	приближённое 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	$\beta_1 = 20 \div 500$
$r_i = \frac{U_{эп}}{I_{э}}$	выходное сопротивление биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером	$U_{эп}$ – напряжение Эрли
$j = \sqrt{-1}$	мнимая единица	
$\pi = 3,14$	число $\pi$	
$\omega = 2\pi f$	круговая частота	

[В начало к содержанию](#)