

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, С.В. Крюков*

## **ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ СИНФАЗНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

### **Учебное пособие**

Рекомендовано редакционно-издательским советом ЮРГУЭС  
в качестве учебного пособия для студентов,  
обучающихся по специальностям 210302 «Радиотехника»,  
210303 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура»,  
210601 «Радиоэлектронные системы и комплексы»,  
230201 «Информационные системы и технологии»,  
080801 «Прикладная информатика (в сфере сервиса)»,  
190702 «Организация и безопасность движения»,  
направлениям подготовки бакалавров 210400 «Телекоммуникации»,  
230400 «Информационные системы и технологии»,  
230700 «Прикладная информатика», 210700 «Инфокоммуникационные  
технологии и системы связи» и магистров 210400 «Радиотехника»



ШАХТЫ  
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»  
2013

УДК 621.375(075.8)  
ББК 32.846я73  
П804

**Рецензенты:**

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

**Прокопенко, Н.Н.**

П804 Параметрические методы повышения синфазной помехоустойчивости дифференциальных усилителей : учеб. пособие для студентов специальностей 210302 «Радиотехника», 210303 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», 210601 «Радиоэлектронные системы и комплексы», 230201 «Информационные системы и технологии», 080801 «Прикладная информатика (в сфере сервиса)», 190702 «Организация и безопасность движения», направлений подготовки бакалавров 210400 «Телекоммуникации», 230400 «Информационные системы и технологии», 230700 «Прикладная информатика», 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и магистров 210400 «Радиотехника» / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк, С.В. Крюков. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2013. – 97 с.  
ISBN 978-5-93834-828-8

В учебном пособии рассматриваются параметрические методы повышения синфазной помехоустойчивости аналоговых микросхем с дифференциальным входом. Исследуются причины неполного ослабления синфазных сигналов в различных дифференциальных усилителях.

Пособие предназначено, для студентов изучающих дисциплины «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Схемотехника цифровых электронных систем», «Устройства приёма и обработки сигналов», «Радиоавтоматика», «Электроника», «Системы автоматического управления», «Микроэлектроника», «Компоненты современной электроники», «Автоматика и телемеханика», «Схемотехника», «Основы схемотехники», «Устройства генерирования и формирования сигналов».

Может быть полезно для курсового, дипломного проектирования и самостоятельной работы, а также учебно-исследовательской и научно-исследовательской работы бакалавров, магистрантов соответствующих направлений подготовки и аспирантов (05.13.05 «Элементы и устройства вычислительной техники и систем управления»), занимающихся разработкой электронной компонентной базы устройств радиотехники, автоматики и вычислительной техники в рамках диссертационных исследований.

УДК 621.375(075.8)  
ББК 32.846я73

Учебное 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.)», выполняемой в 2012–2014 гг.

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

**ISBN 978-5-93834-828-8**

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

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение .....	4
1. Параметры преобразования синфазного сигнала в мультикаскадных ДУ .....	5
2. Погрешности решающих усилителей при неполном ослаблении синфазных сигналов .....	7
3. Физические ограничения на предельный коэффициент ослабления входных синфазных сигналов в классических дифференциальных усилителях .....	10
3.1. Дифференциальные усилители с активными нагрузками ..	11
3.2. Дифференциальные усилители на «перегнutom» каскаде ..	19
3.3. Комплементарные дифференциальные каскады .....	22
4. Обобщённая функциональная схема дифференциальных каскадов .....	29
5. Каскады с симметричным выходом .....	34
6. Каскады с цепями симметрирования статического режима транзисторов в активных нагрузках .....	36
7. Дифференциальные усилители со следящим питанием .....	38
8. Каскодные дифференциальные усилители .....	47
9. Каскады с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу .....	50
10. Ослабление синфазных сигналов в операционных усилителях с входными каскадами на основе «бриллиантовых» транзисторов .....	55
11. Предельные параметры источников опорного тока (ИОТ) и управляемых активных нагрузок в ДУ с повышенным ослаблением синфазного сигнала .....	59
11.1. Структурные и схемотехнические методы уменьшения выходной проводимости ИОТ .....	59
11.2. Методы уменьшения режимной зависимости коэффициента передачи по току управляемых активных нагрузок .....	73
12. Ослабление синфазных сигналов в ДУ при несимметричном статическом режиме входных транзисторов .....	83
Вопросы для самопроверки .....	92
Заключение .....	93
Библиографический список .....	95

## ВВЕДЕНИЕ

Одной из фундаментальных особенностей аналоговых микросхем с дифференциальным входом (приёмников сигналов кабельных линий связи, компараторов напряжений, дифференциальных операционных усилителей, АЦП с дифференциальным входом, дифференциальных инструментальных усилителей, усилителей считывания сигналов различных электромагнитных датчиков, датчиков температуры и других физических полей) является подавление синфазной составляющей двух входных напряжений  $u_c = 0,5(u_{c1} + u_{c2})$ . Это свойство оценивается коэффициентом ослабления входных синфазных сигналов  $K_{oc.cф}$  и его поведением в широком диапазоне частот.  $K_{oc.cф}$  следует отнести к одному из важнейших параметров прецизионных аналоговых микросхем и IP-модулей с дифференциальным входом. Так, качество ряда S<sub>o</sub>C-изделий зависит от совместимости на одном кристалле аналоговых и цифровых узлов, эффективности подавления высокочастотных синфазных помех, в том числе по шинам питания и линиям связи.

В настоящем учебном пособии рассматриваются параметрические методы повышения синфазной помехоустойчивости классических дифференциальных каскадов и решающих усилителей.

# 1. ПАРАМЕТРЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА В МУЛЬТИКАСКАДНЫХ ДУ

Способность дифференциального каскада (рис. 1.1) (ДК) усиливать с минимальной погрешностью разность входных напряжений  $u_{c1}$  и  $u_{c2}$  является одним из его важнейших свойств:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_y (u_{c1} - u_{c2}) + u_{\text{ВЫХ.О}}, \quad (1.1)$$

где  $K_y$  – дифференциальный коэффициент усиления;

$u_{\text{ВЫХ.О}}$  – выходное напряжение ошибки, зависящее от уровня синфазного сигнала  $u_c$ :  $u_{\text{ВЫХ.О}} = f(u_{c1}, u_{c2})$ .

При одинаковых приращениях напряжений на базах транзисторов VT1-VT2 (рис. 1.1) на выходе ДК не должно быть какого-либо сигнала. На практике последнее осуществить крайне трудно. Во-первых, транзисторы VT1-VT2 не являются идеальными усилительными элементами. Они имеют конечные сопротивления закрытых коллекторных переходов ( $r_k = 1 \div 5$  МОм) и сравнительно глубокую внутреннюю обратную связь ( $h_{126} \approx \mu \approx 10^{-3} - 10^{-4}$ ).

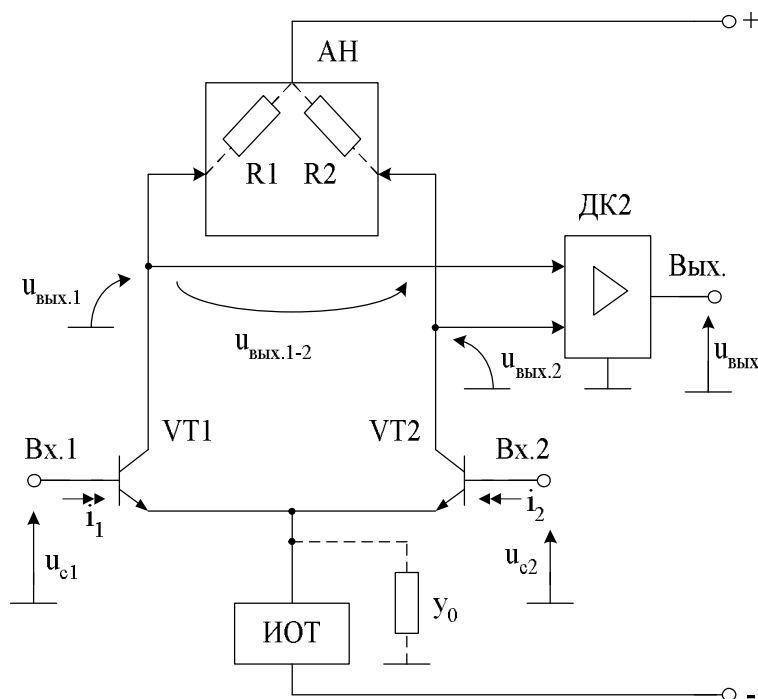


Рис. 1.1. Ослабление синфазных сигналов в двухкаскадном ДУ

Во-вторых, источник опорного тока (ИОТ), устанавливающий статический режим каскада, характеризуется конечным выходным сопротивлением  $R_0 = y_0^{-1}$ . Поэтому эмиттерные токи транзисторов VT1-VT2 при воздействии синфазной составляющей входных напряжений изменяются. В результате совместного действия указанных факторов, а также в связи с разбросом параметров транзисторов на выходе ДК появляется ошибка  $u_{\text{вых.о}}$ , обусловленная синфазными изменениями напряжений  $u_{c1} = u_{c2} = u_c$ :

$$u_{\text{вых.о}} = K_{\text{сф}} u_c, \quad (1.2)$$

где  $K_{\text{сф}}$  – коэффициент передачи синфазных входных напряжений.

Кроме этого, у ДК с симметричным выходом (рис. 1.1) происходит смещение среднего уровня напряжений на резисторах R1, R2, которое является входным синфазным сигналом для второго каскада ОУ:

$$u_{\text{вых.с}} = 0,5(u_{\text{вых.1}} + u_{\text{вых.2}}) = K_{\text{пр.с}} u_c, \quad (1.3)$$

где  $K_{\text{пр.с}}$  – коэффициент преобразования входного синфазного напряжения  $u_c$  в выходное синфазное напряжение  $u_{\text{вых.с}}$ .

Для объективной оценки свойств различных усилителей недостаточно знать ошибку  $u_{\text{вых.о}}$  на их выходе. Поэтому вводят третий параметр ДК – коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ( $K_{\text{ос.сф}}$ ). Он определяется как отношение синфазного входного напряжения к напряжению ошибки ( $e_{\text{вх.о}}$ ) от этого сигнала, приведённой по входу каскада

$$e_{\text{вх.о}} = u_{\text{вых.о}} / K_y, \quad K_{\text{ос.сф}} = \frac{u_{\text{сф.вх}}}{e_{\text{вх.о}}} = \frac{K_y}{K_{\text{сф}}}. \quad (1.4)$$

Если ОУ содержит два последовательно соединённых ДК, то его результирующий коэффициент ослабления синфазных входных напряжений определяется выражением:

$$K_{\text{ос.сф}\Sigma}^{-1} = K_{\text{ос.сф}}^{-1} + \frac{K_{\text{пр.с}}}{K_y} K_{\text{ос.сф}2}^{-1}, \quad (1.5)$$

где  $K_{\text{ос.сф}}$ ,  $K_{\text{пр.с}}$ ,  $K_y$  – параметры первого каскада;

$K_{\text{ос.сф}2}$  – параметр второго каскада.

Синфазное изменение напряжений  $u_{c1}$  и  $u_{c2}$  приводит также к изменению входных токов ДК ( $i_1, i_2$ ) (рис. 1.1). Степень влияния синфазного сигнала на приращения входных токов определяется входными проводимостями для синфазных входных напряжений:

$$Y_{\text{сф}}^{(+)} = Y_{\text{вх.сф1}} = i_1 u_{\text{с1}}^{-1} \Big|_{u_{\text{с1}} = u_{\text{с2}}}, \quad Y_{\text{сф}}^{(-)} = Y_{\text{вх.сф2}} = i_2 u_{\text{с2}}^{-1} \Big|_{u_{\text{с1}} = u_{\text{с2}}}. \quad (1.6)$$

Для рассматриваемого ДК (рис. 1.1) данные параметры зависят от характеристик элементов следующим образом:

$$Y_{\text{сф}}^{(+)} = Y_{\text{вх.сф1}} \approx h_{22\bar{6}-1} + (1 + h_{21\bar{6}-1}) \left( 0,5 y_0 + \frac{h_{12\bar{6}-2} - h_{12\bar{6}-1}}{h_{11\bar{6}-1} + h_{11\bar{6}-2}} \right), \quad (1.7)$$

$$Y_{\text{сф}}^{(-)} = Y_{\text{вх.сф2}} \approx h_{22\bar{6}-2} + (1 + h_{21\bar{6}-2}) \left( 0,5 y_0 + \frac{h_{12\bar{6}-1} - h_{12\bar{6}-2}}{h_{11\bar{6}-1} + h_{11\bar{6}-2}} \right), \quad (1.8)$$

где  $h_{ij\bar{6}-k}$  –  $h$ -параметры  $k$ -го транзистора при включении по схеме с общей базой;

$y_0$  – выходная проводимость источника опорного тока.

## 2. ПОГРЕШНОСТИ РЕШАЮЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПРИ НЕПОЛНОМ ОСЛАБЛЕНИИ СИНФАЗНЫХ СИГНАЛОВ

Погрешности неинвертирующих решающих усилителей (РУ) существенно зависят от коэффициента ослабления входных синфазных сигналов входного дифференциального каскада ОУ. Так, в классическом РУ (рис. 2.1) реальное выходное напряжение  $u_{\text{вых}}$  (при отсутствии разброса от номинала сопротивлений резисторов обратной связи) будет несколько отличаться от идеального  $u_{\text{вых}}^0$ :

$$u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вых.0}} \left[ 1 - \frac{1}{T} - \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}} - R^{(+)} y_{\text{сф}}^{(+)} (1 - N_{\text{с}}) \right], \quad (2.1)$$

где  $N_{\text{с}} = \frac{R^{(-)} y_{\text{сф}}^{(-)}}{R^{(+)} y_{\text{сф}}^{(+)}}$  – коэффициент асимметрии РУ по входам;

$T$  – петлевое усиление РУ по напряжению  $T = K_y \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ ;

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

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

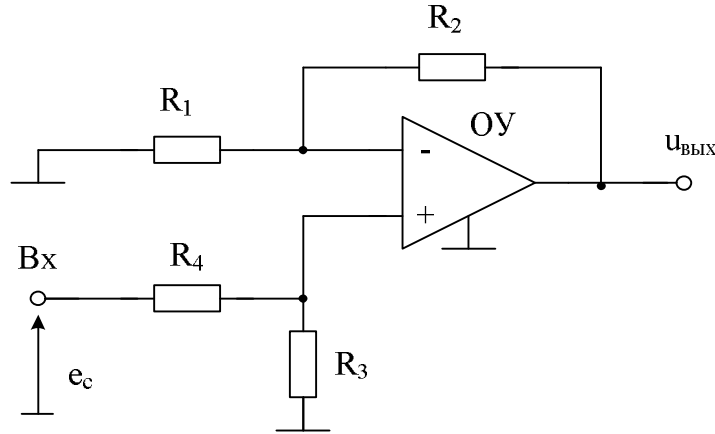


Рис. 2.1. Неинвертирующее включение ОУ

В частном случае при  $R_2 = 0$  (100%-я обратная связь):

$$u_{\text{ВЫХ}} \approx u_{\text{ВЫХ.0}} \left[ 1 - \frac{1}{K_y} - \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}} - R^{(+)} y_{\text{сф}}^{(+)} \right]. \quad (2.2)$$

Если сигнал подаётся непосредственно на неинвертирующий вход ( $R_4 = 0$ ), то

$$u_{\text{ВЫХ}} \approx u_{\text{вх.0}} \left[ 1 - \frac{1}{T} - \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}} + R^{(-)} y_{\text{сф}}^{(-)} \right]. \quad (2.3)$$

Из (2.1) следует, что коэффициент ослабления синфазных сигналов  $K_{\text{ос.сф}}$  таким же образом влияет на погрешность решающего усилителя (рис. 2.1), что и петлевое усиление  $T$ . При этом влияние асимметрии входных проводимостей по синфазному сигналу становится заметным, если

$$\left| R^{(-)} y_{\text{сф}}^{(-)} - R^{(+)} y_{\text{сф}}^{(+)} \right| > \frac{1}{T}, \quad (2.4)$$

$$\left| R^{(-)} y_{\text{сф}}^{(-)} - R^{(+)} y_{\text{сф}}^{(+)} \right| > \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}}. \quad (2.5)$$

Из уравнения (2.1) также следует, что повышение петлевого усиления  $T$  с целью снижения погрешности РУ нецелесообразно, если  $K_{\text{ос.сф}} < T$ .

Частотная зависимость  $K_{\text{ос.сф}} = \varphi(\omega)$  вызывает «деформацию» амплитудно-частотной характеристики замкнутых решающих усилителей с  $K_{\text{п}} \geq 1$ , на которую не всегда обращают внимание разработчики аналоговых устройств. Действительно, вектор погрешности коэф-



коэффициента передачи  $K_{\Pi}$  замкнутого ОУ со 100%-й обратной связью и нулевым выходным сопротивлением может быть определён по формуле

$$\delta \dot{K}_{\Pi} = 1 - \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}^*} \approx \frac{1}{\dot{K}_y} + \frac{1}{\dot{K}_{\text{ос.сф}}}, \quad (2.6)$$

где  $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$  – комплекс выходного напряжения реального ( $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ ) и идеального ( $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}^*$ ) решающих усилителей;

$\dot{K}_y$  – комплексный коэффициент усиления по напряжению разомкнутого ОУ;

$\dot{K}_{\text{ос.сф}}$  – комплексный коэффициент ослабления входных синфазных сигналов.

Если  $\dot{K}_y$  и  $\dot{K}_{\text{ос.сф}}$  аппроксимировать передаточными функциями первого порядка

$$\dot{K}_y = \frac{K_y}{1 + j\tau_y \omega}; \quad \dot{K}_{\text{ос.сф}} = \frac{\dot{K}_{\text{ос.сф}}}{1 + j\tau_c \omega}, \quad (2.7)$$

$$\text{то } \delta \dot{K}_{\Pi} \approx K_y^{-1} + K_{\text{ос.сф}}^{-1} + j\omega \left( \frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_{\text{сф}}} \right) = K_{y,\text{сф}} + j\omega \tau_{\Sigma}, \quad (2.8)$$

где  $\omega_1 = \frac{K_y}{\tau_y}$  – частота единичного усиления дифференциального сигнала ОУ;

$\omega_{\text{сф}} = \frac{K_{\text{ос.сф}}}{\tau_c}$  – частота единичного ослабления синфазного сигнала;

$\tau_{\Sigma} = \tau_1 + \tau_{\text{сф}}$  – эквивалентная постоянная времени ОУ;

$K_{y,\text{сф}} = K_y^{-1} + K_{\text{ос.сф}}^{-1}$  – статическая ошибка.

Таким образом, частотная ошибка усиления сигнала РУ (рис. 2.1) зависит не только от частоты единичного усиления ОУ, которая для современных аналоговых микросхем измеряется сотнями мегагерц, но и от частоты единичного ослабления входного синфазного сигнала  $\omega_{\text{сф}}$ , которая в большинстве случаев значительно меньше  $\omega_1$ .

Дополнительно следует остановиться на влиянии входных проводимостей  $y_{\text{сф}}^{(+)}$  и  $y_{\text{сф}}^{(-)}$  на погрешности РУ, которые следует учитывать, если произведения  $R^{(+)}y_{\text{сф}}^{(+)}$ ,  $R_c^{(-)}y_{\text{сф}}^{(-)}$  соизмеримы с  $K_y^{-1}$  и  $K_{\text{ос.сф}}^{-1}$ .

Численные значения входных сопротивлений ОУ для синфазного сигнала  $R_{\text{сф}}^{(+)} = [y_{\text{сф}}^{(+)}]^{-1}$ ,  $R_{\text{сф}}^{(-)} = [y_{\text{сф}}^{(-)}]^{-1}$ , когда этим влиянием можно пренебречь, определяются из (1.7), (1.8) формулами:

$$R_{\text{сф}}^{(+)} > R^{(+)} K_y, \quad R_{\text{сф}}^{(-)} > R^{(-)} K_y. \quad (2.9)$$

Из (2.1) следует, что входные сопротивления для синфазных сигналов оказывают существенное влияние на погрешности РУ. Прежде всего, это проявляется при высокоомных резисторах обратной связи, а также в прецизионных ОУ с повышенным коэффициентом усиления  $K_y$ .

Таким образом, приведённый выше пример оценки предельных параметров одного из наиболее распространённых функциональных узлов аналоговых интерфейсов – неинвертирующего решающего усилителя – показывает, что параметры ОУ, определяющие его поведение на синфазном сигнале, оказывают в ряде случаев доминирующее влияние на статические и динамические погрешности.

В этой связи большой практический интерес представляет развитие структурных и схемотехнических методов улучшения  $K_{\text{ос.сф}}$ ,  $y_{\text{сф}}^{(+)}$ ,  $y_{\text{сф}}^{(-)}$  прецизионных операционных усилителей, дополняющих известные схемотехнические приёмы.

### **3. ФИЗИЧЕСКИЕ ОГРАНИЧЕНИЯ НА ПРЕДЕЛЬНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ ВХОДНЫХ СИНФАЗНЫХ СИГНАЛОВ В КЛАССИЧЕСКИХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ**

Подавление синфазных сигналов дифференциальными каскадами существенно влияет на точность многих аналоговых устройств. В настоящей работе систематизируются причины, влияющие на предельные значения коэффициента ослабления входных синфазных напряжений  $K_{\text{ос.сф}}$  классическими ДУ.

### 3.1. Дифференциальные усилители с активными нагрузками

«Токовые» зеркала в классических ДУ (рис. 3.1) оказывают (наряду с проводимостью  $y_0$  цепи стабилизации статического режима) доминирующее влияние на  $K_{ос.сф.}$ .

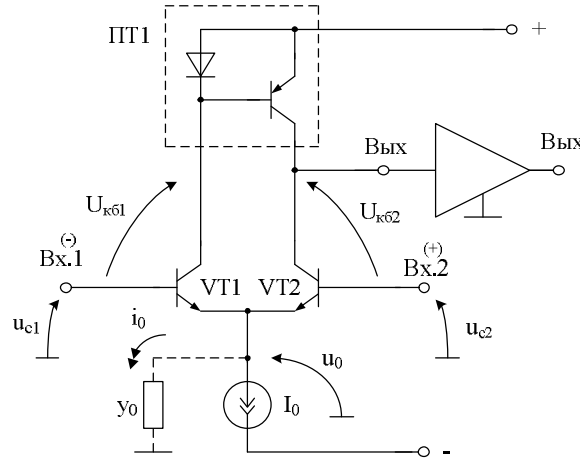


Рис. 3.1. Классический ДУ с активной нагрузкой

Синфазное изменение входных напряжений ДК (рис. 3.1)  $u_{c1} = u_{c2} = u_c$ , достигающее иногда единиц вольт, приводит к изменению потенциала  $u_0$  на источнике опорного тока  $I_0$  и потенциальных координат транзисторов VT1-VT2:

$$u_0 \approx u_c, \quad u_{кб.1} \approx u_{кб.2} \approx u_c, \quad (3.1)$$

где  $u_{кб.i}$  – приращение напряжения коллектор-база VTi.

Это создаёт небольшие изменения относительно статического режима токов коллектора и напряжений эмиттер-база транзисторов VT1 и VT2, зависящие от их паразитных параметров:

$$e_{эб.1} \approx \mu_1 u_{кб.1} \approx \mu_1 u_c, \quad (3.2)$$

$$e_{эб.2} \approx \mu_2 u_{кб.2} \approx \mu_2 u_c, \quad (3.3)$$

$$i_0 \approx u_0 y_0 \approx y_0 u_c, \quad (3.4)$$

$$i_{r1} \approx \frac{u_c}{r_{k1}}, \quad i_{r2} \approx \frac{u_c}{r_{k2}}, \quad (3.5)$$

где  $\mu_1 = h_{12-1}$ ,  $\mu_2 = h_{12-2}$ ,  $r_{k1}^{-1} = h_{22-1}$ ,  $r_{k2}^{-1} = h_{22-2}$ ,  $r_{э1} = h_{11-1}$ ,  $r_{э2} = h_{11-2}$  – параметры эквивалентной схемы замещения транзисторов в схеме с общей базой.

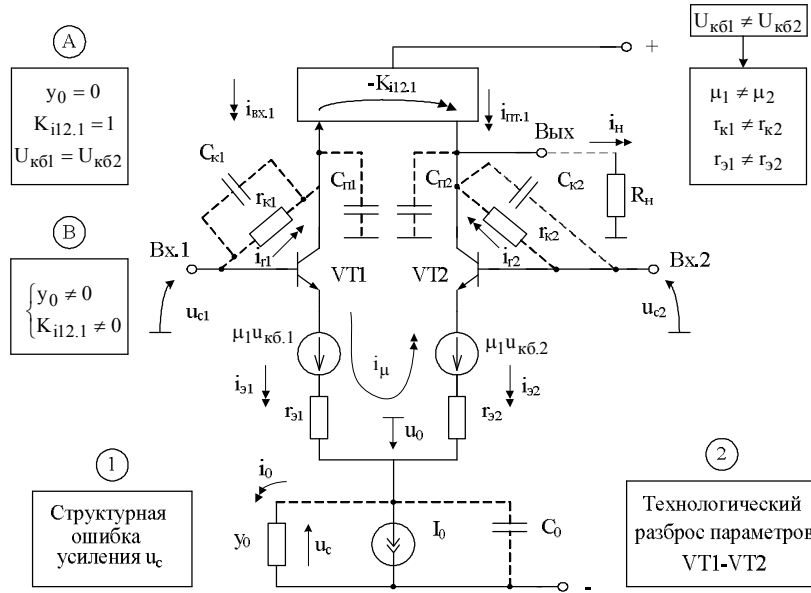


Рис. 3.2. Основные причины неполного подавления  $u_c$

В результате в выходной цепи ДК формируется паразитный сигнал  $i_n$ , который зависит от численных значений  $r_{ki}$ ,  $\mu_i$ ,  $y_0$ ,  $u_c$  и идентичности параметров транзисторов VT1-VT2.

С повышением частоты входных напряжений  $u_{c1}$ ,  $u_{c2}$  ослабление синфазных сигналов в ДК ухудшается из-за влияния на  $K_{oc.cф}$  выходной ёмкости источника опорного тока ( $C_0$ ), ёмкостей на подложку ( $C_{п1}$ ,  $C_{п2}$ ) и ёмкостей коллектор-база ( $C_{к1}$ ,  $C_{к2}$ ) транзисторов VT1, VT2, а также частотной зависимости их внутренней обратной связи.

Рассмотрим поочерёдно три основные составляющие выходного тока ДУ (рис. 3.2) при  $u_c = u_{c1} = u_{c2}$ .

**Первая составляющая –  $i_{н1}$ .** Причина её появления – наличие проводимости  $y_0$ . Так как входное синфазное напряжение  $u_c$  практически с единичным коэффициентом ( $K_c \approx 1$ ) выделяется на токостабилизирующем двухполюснике  $I_0$ , то это создаёт ток  $i_0$  в его выходной проводимости  $y_0$ , эмиттерные ( $i_{э1}$ ,  $i_{э2}$ ), а затем коллекторные ( $i_{к1}$ ,  $i_{к2}$ ) токи, зависящие от коэффициентов деления  $K_{1-2.i}$ ,  $K_{2-1.i}$  в общей эмиттерной цепи ДУ

$$\begin{cases} i_{э1} = u_c y_0 K_{1-2.i}, & i_{э2} = u_c y_0 K_{2-1.i} \\ i_{к1} = \alpha_1 y_0 K_{1-2.i}, & i_{к2} = \alpha_2 y_0 K_{2-1.i} \end{cases}, \quad (3.6)$$

где  $K_{1-2.i} = \frac{i_{э1}}{i_0} = \frac{r_{э2}}{r_{э2} + r_{э1}} \approx 0,5$ ;  $K_{2-1.i} = \frac{i_{э2}}{i_0} = \frac{r_{э1}}{r_{э2} + r_{э1}} \approx 0,5$ ;  $\alpha_1, \alpha_2 \approx 1$  –

коэффициенты усиления по току эмиттера транзисторов VT1, VT2;  $r_{э1}, r_{э2}$  – сопротивления эмиттерных переходов VT1, VT2.

Поэтому

$$i_{н.1} = i_{к1} - i_{пт1} = \alpha_2 K_{2-1.i} y_0 u_c [1 - N_{1-2.1} K_{i12.1}], \quad (3.7)$$

где  $N_{1-2.1} = \frac{\alpha_1 K_{1-2.i}}{\alpha_2 K_{2-1.i}} \approx 1$  – коэффициент неидентичности VT1-VT2 по

цепи эмиттера.

Для дифференциального сигнала  $u_{вх} = u_{c1} - u_{c2}$  ток в нагрузке  $R_n$

$$i_{н}^* \approx \frac{u_{вх} \alpha_2}{r_{э1} + r_2} \left[ 1 + \frac{\alpha_1}{\alpha_2} K_{i12.1} \right] \approx \frac{u_{вх}}{2r_э} (1 + K_{i12.1}). \quad (3.8)$$

Поэтому первая составляющая  $K_{ос.сф}$  ДУ рис. 3.2, обусловленная конечной величиной  $y_0$ :

$$K_{ос.сф.1}^{-1} \approx 2r_э y_0 \frac{1 - N_{1-2.1} K_{i12.1}}{1 + K_{i12.1}} \approx r_э y_0 (1 - N_{1-2} K_{i12.1}). \quad (3.9)$$

Если ИОТ выполнен на основе простейшего токового зеркала, то его выходная проводимость при статическом токе эмиттера  $I_э = I_0$

$$y_0 = \frac{I_э}{U_э},$$

где  $U_э$  – напряжение Эрли.

С учётом режимной зависимости  $r_э = \varphi_T / I_э$  уравнение (3.9) можно представить следующим образом:

$$K_{ос.сф.1}^{-1} \approx \frac{\varphi_T}{U_э} (1 - N_{1-2} K_{i12.1}). \quad (3.10)$$

Для современных интегральных транзисторов  $U_э = 15 \div 60$  В.

Из (3.1) следует, что основными условиями минимизации  $K_{ос.сф.1}^{-1}$  являются не зависящие друг от друга ограничения:

$$\{y_0 = 0, \quad (3.11)$$

$$\{K_{i12.1} N_{1-2} = 1. \quad (3.12)$$

Условие (3.11) требует, чтобы источник опорного тока  $I_0$  имел бесконечно большое выходное сопротивление. В этом случае отличие от единицы  $K_{i12.1}$  не создаёт проблем с получением  $K_{ос.сф.1}^{-1} \approx 0$ .

Второе ограничение (3.12) позволяет в принципе получить  $K_{ос.сф.1}^{-1} = 0$  при неидеальном источнике опорного тока  $I_0$ . Однако в этом случае потребуется решить две другие непростые задачи – обеспечить схемотехническим путём такое построение повторителя тока (с токового зеркала) ПТ1, при котором  $K_{i12.1} = 1$ , и создать условия для транзисторов VT1-VT2, при которых  $\alpha_1 = \alpha_2$  и  $K_{1-2.i} = K_{2-1.i}$ .

К сожалению, в схеме рис. 3.1 имеется режимная зависимость этих параметров от статического напряжения коллектор-база транзисторов VT1-VT2. Поэтому потребуются специальные схемотехнические решения, обеспечивающие симметрирование  $U_{кб1}=U_{кб2}$ .

Таким образом, только при выполнении условий (3.12) можно рассчитывать на высокое ослабление синфазных сигналов при использовании в качестве двухполюсника ИОТ ( $I_0$ ) сравнительно низкоомных резисторов.

**Вторая составляющая –  $i_{н2}$ .** Причина её появления – сопротивления закрытых коллекторных переходов VT1, VT2 ( $r_{к1}$ ,  $r_{к2}$ ), которые обуславливают приращения токов

$$i_{r1} = \frac{u_c}{r_{к1}}, \quad i_{r2} = \frac{u_c}{r_{к2}},$$

$$i_{н2} = i_{r2} - i_{r1}K_{i12.1} = u_c y_{к2} [1 - N_{1-2.r} K_{i12.1}], \quad (3.13)$$

где  $N_{1-2.r} = \frac{r_{к2}}{r_{к1}}$  – коэффициент неидеальности транзисторов VT1-VT2 по коллекторной цепи  $r_{к}$ .

С учётом (3.13) вторая составляющая  $K_{ос.сф.2}$ :

$$K_{ос.сф.2}^{-1} \approx 2r_3 y_{к} \frac{1 - N_{1-2.r} K_{i12.1}}{1 + K_{i12.1}} \approx r_3 y_{к} (1 - N_{1-2.r} K_{i12.1}), \quad (3.14)$$

где  $y_{к} = y_{к1} \approx y_{к2}$ .

Таким образом, для получения  $K_{ос.сф.2}^{-1} = 0$  необходимо обеспечить

$$N_{1-2.r} K_{i12.1} = 1. \quad (3.15)$$

То есть токовое зеркало ПТ1 следует выполнять таким образом, чтобы  $K_{i12.1} = 1$ , а статический режим VT1-VT2 по напряжению коллектор-база должен быть одинаков ( $N_{1-2.r} = 1$ ).

Сравнение (3.9) и (3.14) показывает, что доминирующим фактором в общем  $K_{ос.сф}$  является, как правило, составляющая  $K_{ос.сф.1}^{-1}$ . Действительно, численные значения  $y_{к1} \approx y_{к2} = y_{к} \leq y_0$ . На практике при типовом построении источников опорного тока  $I_0$  проводимость  $y_0$  лежит в пределах

$$y_{к} \leq y_0 \leq \frac{I_3}{U_3},$$

где  $I_3$ ,  $U_3$  – статический ток эмиттера и напряжение Эрли транзистора ИОТ.

С учётом численных значений  $I_3$  и  $U_3$  при миллиамперных токах интегральных п-р-п транзисторов можно найти  $30 \div 60 \text{ кОм} \leq R_0 \leq 1 \div 2 \text{ МОм}$ , где  $R_0 = y_0^{-1}$  – выходное сопротивление ИОТ.

**Третья составляющая –  $i_{н.3}$ .** Причина её появления – внутренняя обратная связь  $(\mu_1, \mu_2)$  в транзисторах VT1-VT2:

$$i_{н.3} = i_\mu (\alpha_2 + \alpha_1 K_{i12.1}), \quad (3.16)$$

где  $i_\mu = \frac{\mu_1 - \mu_2}{r_{31} + r_{32}} u_c \approx \frac{u_c}{2r_3} (\mu_1 - \mu_2)$ .

Поэтому третья составляющая  $K_{ос.сф}$

$$K_{ос.сф.3}^{-1} \approx (\mu_1 - \mu_2) \frac{\alpha_2 + \alpha_1 K_{i12.1}}{1 + K_{i12.1}} \approx \mu_1 - \mu_2 = \mu(1 - N_{1-2,\mu}), \quad (3.17)$$

где  $\mu = \mu_1 \approx \mu_2$ ,  $N_{1-2,\mu} = \frac{\mu_2}{\mu_1}$  – коэффициент неидентичности транзи-

сторов VT1-VT2 по глубине внутренней обратной связи.

Численные значения  $\mu$  транзисторов лежат в пределах  $10^{-3}$ - $10^{-4}$ . Однако практически составляющая  $K_{ос.сф.3}^{-1}$  зависит (при совершенно идентичных транзисторах VT1-VT2) от разности их статических напряжений коллектор-база. Приблизительно можно считать, что для SiGe-транзисторов (ИНР, Германия) и интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар» разница  $U_{к61} - U_{к62}$  в один вольт создаёт разницу  $\mu_1 - \mu_2$ , достигающую  $(0,25 - 0,5)\mu$ .

Практический интерес представляют исследования зависимости разности коэффициентов внутренней обратной связи ( $h_{12}$ -параметров) двух совершенно идентичных транзисторов различных микроэлектронных фирм от статического режима (напряжений коллектор-база, тока эмиттера).

На рис. 3.3 показана схема эксперимента для транзисторов «кремний на германии» немецкой фирмы ИНР в среде компьютерного моделирования Cadence, а на рис. 3.4 – зависимость разности  $\Delta h_{12} = h_{12.1} - h_{12.2} = f(\Delta U_{к6})$  пары этих идентичных транзисторов от разности их статических напряжений коллектор-база.

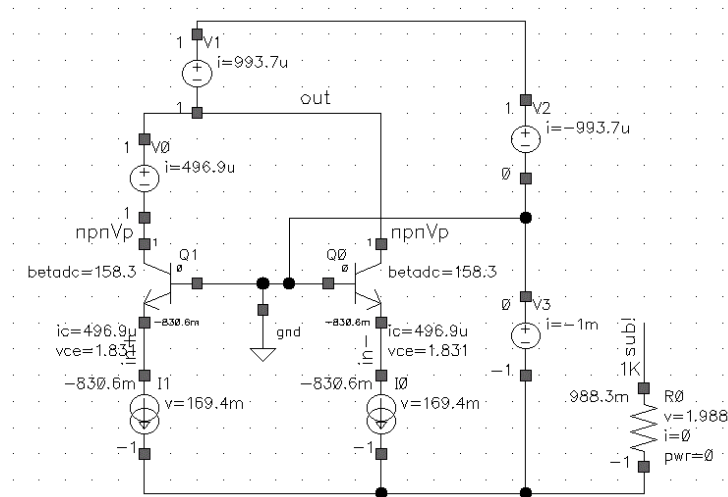


Рис. 3.3. Схема эксперимента на транзисторах SiGe

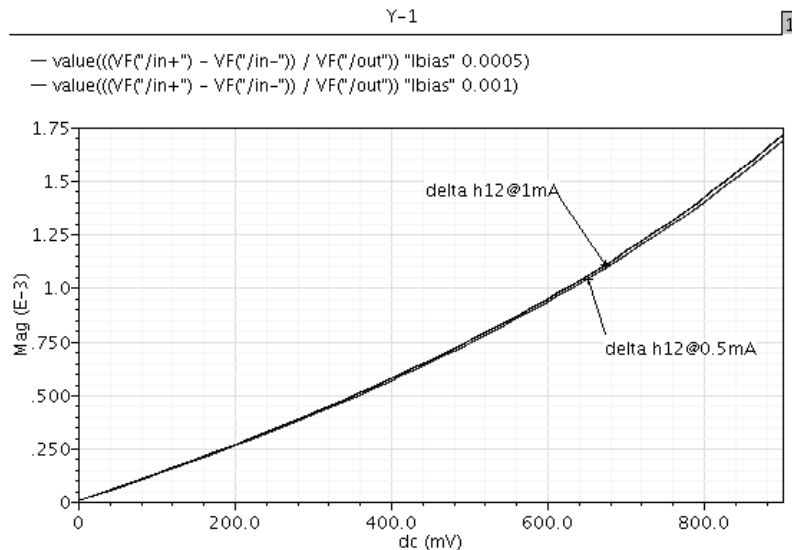


Рис. 3.4. Зависимость  $\Delta h_{12} = h_{12.1} - h_{12.2} = f(\Delta U_{кб})$  пары транзисторов ИНР от разности их статических напряжений коллектор-база ( $\Delta U_{кб}$ )

Из графиков (рис. 3.4), в частности, следует, что при отличии статического напряжения коллектор-база двух совершенно одинаковых SiGe-транзисторов ИНР на величину  $\Delta U_{кб} \approx 0,6$  В их разность  $\Delta h_{12}^6$  достигает значения  $\Delta h_{12}^6 \approx 10^{-3}$ .

Аналогичные выводы были сделаны и при исследовании интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар» в среде компьютерного моделирования PSpice (рис. 3.5, 3.6).



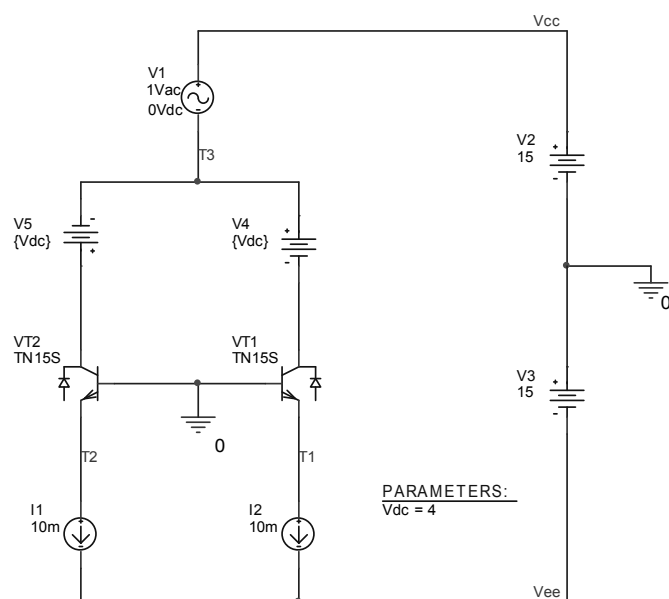


Рис. 3.5. Схема эксперимента для исследования режимной зависимости  $h_{12}$  интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар»

Абсолютные значения  $h_{12}$  незначительно зависят от статического тока эмиттера транзисторов (рис. 3.6а).

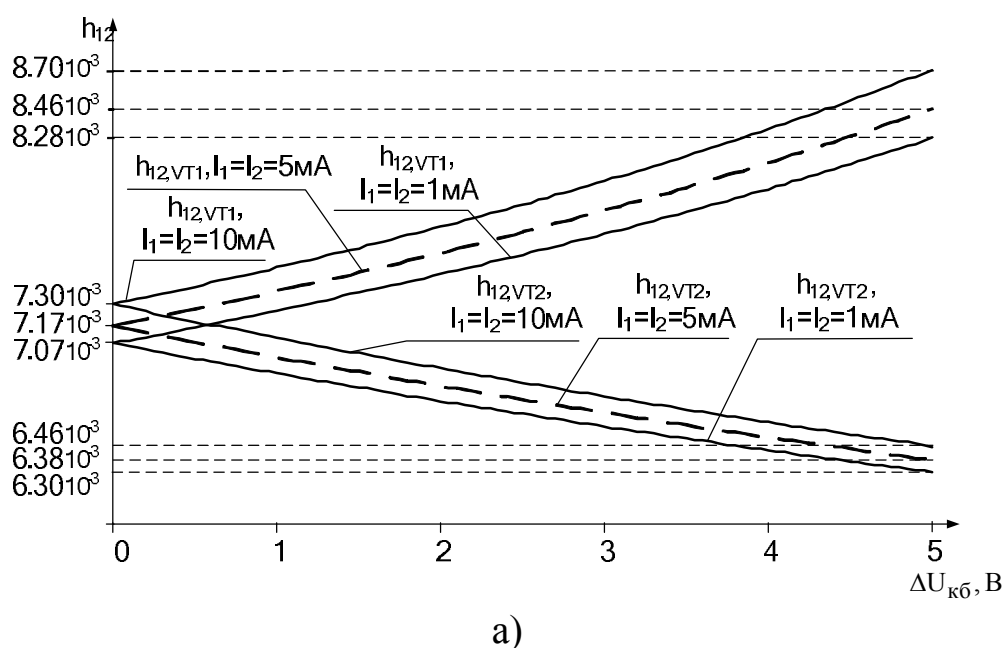


Рис. 3.6. Зависимость  $h_{12}$  (а) и разности  $\Delta h_{12} = h_{12.1} - h_{12.2} = f(\Delta U_{кб})$  пары транзисторов ФГУП НПП «Пульсар» от разности их статических напряжений коллектор-база ( $\Delta U_{кб}$ ) (б) (начало, окончание см. на с. 18)

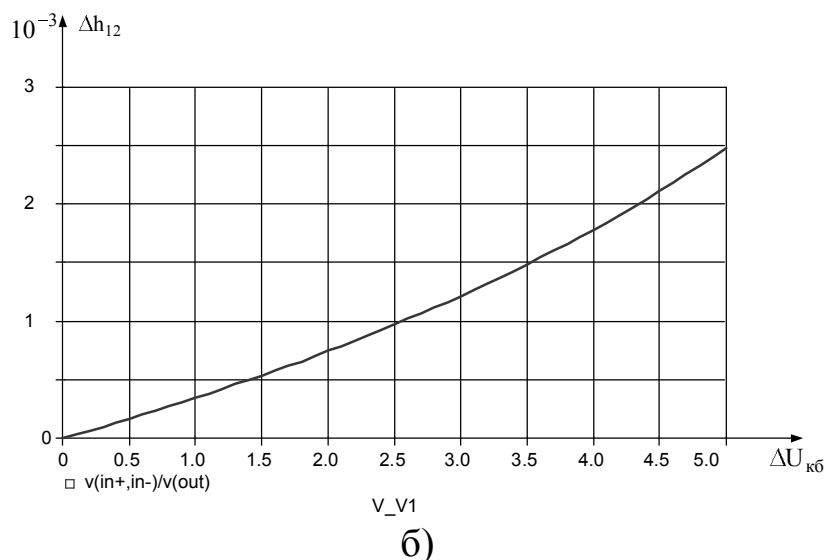


Рис. 3.6. Окончание (начало см. на с. 17)

С другой стороны, разность  $\Delta h_{12}$  пары совершенно идентичных транзисторов при  $\Delta U_{кб} \approx 2,5$  В равна  $\Delta h_{12} = h_{12.1}^{\bar{6}} - h_{12.2}^{\bar{6}} \approx 10^{-3}$ .

Таким образом, основным направлением минимизации составляющей  $K_{ос.сф.3}^{-1}$  является:

- применение в качестве VT1-VT2 транзисторов (или составных транзисторов) с малыми значениями  $\mu$ ;
- симметрирование статических режимов VT1-VT2 по  $U_{кб}$ ;
- введение следящего питания по синфазному сигналу, при котором обеспечивается независимость  $U_{кб}$  от  $u_c$ .

Основными направлениями минимизации составляющей  $K_{ос.сф.2}^{-1}$  являются:

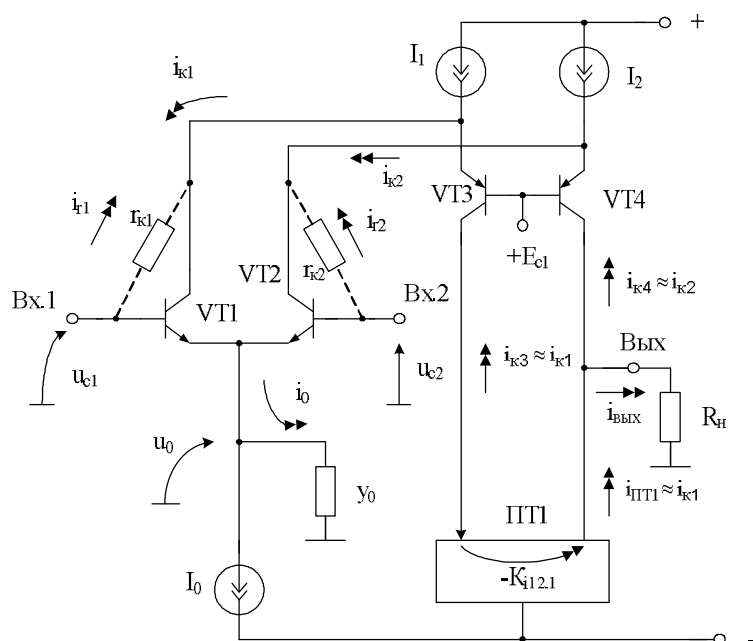
- применение в качестве VT1-VT2 транзисторов с малыми абсолютными значениями  $y_k = r_k^{-1}$ ;
- построение «токового» зеркала VT1 с  $K_{i12.1} = 1$ ;
- симметрирование статического режима VT1-VT2 по напряжениям коллектор-база;
- введение следящего питания по синфазному сигналу, при котором обеспечивается независимость  $U_{кб1} = U_{кб2}$  от  $u_c$ .

Сравнивая (3.9), (3.10), (3.14) и (3.17), можно найти общий  $K_{ос.сф}$  ДУ (рис. 3.2)

$$K_{ос.сф}^{-1} = K_{ос.сф.1}^{-1} + K_{ос.сф.2}^{-1} + K_{ос.сф.3}^{-1}. \quad (3.18)$$

Схемотехнические факторы – это зона ответственности разработчиков архитектуры входных дифференциальных каскадов (рациональное построение ИОТ, подсхемы ПТ1, составных трёхполосников VT1-VT2, симметрирование статических режимов VT1-VT2 по  $U_{кб}$  и их температурная стабильность).

По мере совершенствования техпроцессов доминирующим фактором  $K_{\text{ос.сф}}$  часто становятся схемотехнические недоработки, т.е. регулярные составляющие ошибки преобразования синфазного сигнала ДУ, связанные с его нерациональным (с рассматриваемой точки зрения) построением.



Рассмотрим вначале влияние  $y_0$  на  $K_{\text{ос.сф}}$  при условии, что  $r_{\text{к1}} = r_{\text{к2}} = \infty$  и  $\mu_1 = \mu_2 = 0$ .

Если на входы ДУ подаётся синфазный сигнал  $u_{\text{с}} = u_{\text{с1}} = u_{\text{с2}}$ , то токи в схеме изменяются

$$\begin{aligned} i_{\text{н}} &= i_{\text{вых}} = i_{\text{пт.1}} - i_{\text{к4}}, \\ i_{\text{к4}} &= \alpha_4 i_{\text{к2}} \approx 0,5 y_0 \alpha_4 \alpha_2 u_{\text{с}}, \\ i_{\text{пт1}} &= i_{\text{к3}} K_{i12.1} = \alpha_3 K_{i12.1} i_{\text{к1}} = 0,5 \alpha_1 \alpha_3 K_{i12.1} y_0 u_{\text{с}}. \end{aligned}$$

Следовательно, ток и напряжение ошибки на нагрузке  $R_{\text{н}}$ :

$$\begin{aligned} i_{\text{н}} &= \frac{u_{\text{с}}}{2R_0} (\alpha_2 \alpha_4 - \alpha_1 \alpha_3 K_{i12.1}), \\ u_{\text{н}} &= \frac{R_{\text{н}} u_{\text{с}}}{2R_0} (\alpha_2 \alpha_4 - \alpha_1 \alpha_3 K_{i12.1}). \end{aligned}$$

Поэтому коэффициент передачи ДУ (рис. 3.7) для синфазного сигнала

$$K_{\text{сф}} = \frac{u_{\text{н}}}{u_{\text{с}}} = \frac{R_{\text{н}}}{2R_0} (\alpha_2 \alpha_4 - \alpha_1 \alpha_3 K_{i12.1}). \quad (3.19)$$

Если на вход ДУ (рис. 3.7) подать дифференциальный сигнал  $u_{\text{вх}} = u_{\text{с1}} - u_{\text{с2}}$ , то эмиттерные токи транзисторов VT1 и VT2 изменятся на величину

$$i_{\text{э1}} \approx i_{\text{э2}} \approx \frac{u_{\text{вх}}}{r_{\text{э1}} + r_{\text{э2}}} = \frac{u_{\text{вх}}}{\frac{\varphi_{\text{т}}}{I_0/2} + \frac{\varphi_{\text{т}}}{I_0/2}} = \frac{u_{\text{вх}}}{4\varphi_{\text{т}}} I_0,$$

где  $\varphi_{\text{т}} \approx 25$  мВ – температурный потенциал.

Поэтому коэффициент передачи ДУ для дифференциального сигнала

$$K_{\text{д}} = u_{\text{н}} / u_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{н}} I_0}{4\varphi_{\text{т}}} (\alpha_4 + \alpha_3 K_{i12.1}). \quad (3.20)$$

Таким образом, из (3.19) и (3.20) следует, что при небольших  $R_0$  ( $R_0 = 5 \div 50$  кОм) коэффициент ослабления синфазных сигналов  $K_{\text{ос.сф}}$  перегнутого каскода (рис. 3.7):

$$K_{\text{ос.сф}} = \frac{K_{\text{сф}}}{K_{\text{д}}} = \frac{R_{\text{н}} I_0 (\alpha_4 + \alpha_3 K_{i12.1}) 2R_0}{4\varphi_{\text{т}} R_{\text{н}} (\alpha_2 \alpha_4 - \alpha_1 \alpha_3 K_{i12.1})} = \frac{I_0 R_0 (\alpha_4 + \alpha_3 K_{i12.1})}{2\varphi_{\text{т}} (\alpha_2 \alpha_4 - \alpha_1 \alpha_3 K_{i12.1})}. \quad (3.21)$$

На рис. 3.8 показана зависимость  $K_{\text{ос.сф}}$  от коэффициента передачи по току активной нагрузки ПТ1.

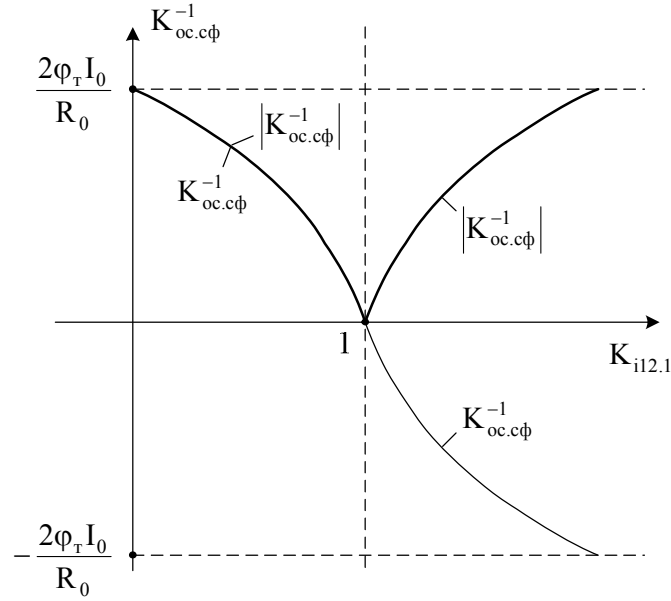


Рис. 3.8. Зависимость  $K_{oc.cф}$  от параметра активной нагрузки  $K_{i12.1}$

Если источник опорного тока выполнен по простейшей схеме токового зеркала, то из уравнения (3.21) при  $K_{i12.1} \approx 1$  можно найти, что

$$K_{oc.cф}^{-1} = \frac{\varphi_T}{U_э} (1 - N_{1-4}), \quad (3.22)$$

где  $U_э = 15-60$  В – напряжение Эрли транзисторов токового зеркала;

$$N_{1-4} = \frac{\alpha_1 \alpha_3}{\alpha_2 \alpha_4} K_{i12.1} \quad - \quad \text{коэффициент асимметрии первого} \\ (\alpha_1, \alpha_3, K_{i12.1}) \text{ и второго } (\alpha_2, \alpha_4) \text{ канала} \\ \text{передачи синфазного сигнала.}$$

Выполненный анализ позволяет сделать следующие выводы:

1. При небольших  $R_0$  существует оптимальное значение коэффициента усиления по току активной нагрузки ПТ1 ( $K_{i12.1}^*$ ), при котором  $K_{oc.cф}$  принимает нулевое значение:

$$K_{i12.1}^* \approx \frac{\alpha_2 \alpha_4}{\alpha_1 \alpha_3}. \quad (3.23)$$

При идентичных  $\alpha_2 = \alpha_1$ ,  $\alpha_4 = \alpha_3$  транзисторов VT2 и VT1, VT3 и VT4 этот коэффициент равен  $K_{i12.1}^* = 1$ .

2. В усилителях с несимметричным выходом, когда  $K_{i12.1} = 0$ , коэффициент  $K_{c.cф}$  существенно ухудшается.

3. Если коэффициент усиления по току активной нагрузки ПТ1 выбирается так, что  $|K_{i12.1}| \gg 1$ , то  $K_{oc.cф}$  таких ДУ также ухудшается.

Таким образом, в «перегнутых» каскодах с активными нагрузками (повторителями тока) следует применять достаточно жёсткие меры по обеспечению равенства  $K_{i12.1} = 1$ .

Действительно, из (3.20) можно получить, что

$$K_{oc.cф}^{-1} \approx K_{oc.1}^{-1}(1 - K_{\alpha}K_{i12.1}), \quad (3.24)$$

где  $K_{oc.1}^{-1} = \frac{2\varphi_T \alpha_2 \alpha_4}{I_0 R_0 (\alpha_4 + \alpha_3 K_{i12.1})}$ ;  $K_{\alpha} = \frac{\alpha_1 \alpha_3}{\alpha_2 \alpha_4} \approx 1$ .

То есть в схемах ДУ, имеющих невысокие значения сопротивления  $R_0$  в общей эмиттерной цепи, основным схемотехническим приёмом повышения  $K_{oc.cф}$  является применение высококачественных активных нагрузок, для которых  $|K_{i12.1}| \rightarrow 1$ , либо использование полностью симметричных схем.

### 3.3. Комплементарные дифференциальные каскады

Архитектура ОУ нового поколения достаточно часто включает так называемые двухтактные «перегнутые» каскоды с двумя типами входных каскадов (рис. 3.9, 3.10а), обеспечивающими наиболее высокие значения частоты единичного усиления (рис. 3.9). В этой связи представляет интерес исследование свойств ОУ с такой структурой на синфазном сигнале.

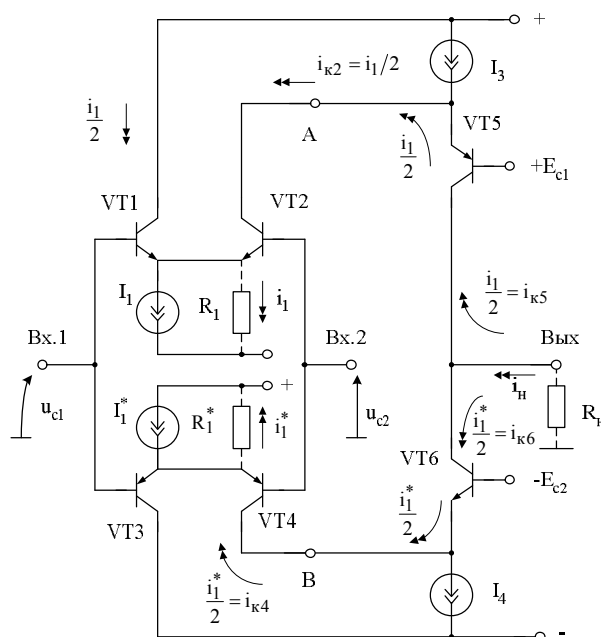


Рис. 3.9. Дифференциальный усилитель с входным каскадом «dual-input-stage»

Она содержит входные параллельно-балансные каскады на транзисторах VT1, VT2 и VT3, VT4 с источниками тока (ИТ)  $I_1$  и  $I_1^*$  в их общих эмиттерных цепях. Их выходные сопротивления  $R_1 = R_1^* = 30 \div 60$  кОм. Сумматор выходных токов ДУ (рис. 3.9) реализован на транзисторах VT5, VT6, образующих двухтактный «перегнутый» каскод.

Основные факторы, влияющие на  $K_{ос.сф}$  ОУ, можно разделить (в соответствии с п. 3.1) на два больших класса. Во-первых, это случайный разброс параметров элементов, который уменьшается по мере совершенствования технологии изготовления микросхем. Во-вторых, это внутренние сопротивления имеющихся в схемах входного дифференциального усилителя (ДУ) источников опорного тока  $R_i$ , которые не позволяют получить нулевую передачу входного синфазного сигнала на выход даже при строго идентичных элементах схемы и её полной симметрии. Численные значения  $R_i$  простейших источников тока на современных транзисторах определяются напряжением Эрли. При рабочих токах порядка 1 мА для отечественных интегральных технологий  $R_i$ , как правило, лежит в пределах 30–60 кОм и оказывает существенное влияние на  $K_{ос.сф}$ .

Рассмотрим работу двухтактного «перегнутого» каскода с двумя типами входных каскадов – «dual input stage» (рис. 3.9) и каскадом с нелинейной коррекцией (рис. 3.10а) – при условии, что все параметры применяемых транзисторов идентичны.

Если на вход ДУ подать синфазный сигнал  $u_c = u_{c1} = u_{c2}$ , то эмиттерные токи транзисторов VT1 и VT2, а также VT3, VT4 изменятся на величину

$$i_{э1} \approx i_{э2} \approx \frac{i_1}{2} \approx \frac{u_c}{2R_1}; \quad i_{э3} \approx i_{э4} \approx \frac{i_1^*}{2} \approx \frac{u_c}{2R_1^*}.$$

Эти токи поступают на входы А, В сумматора токов VT5-VT6 и создают в нагрузке  $R_n$  приращение выходного тока, обусловленное наличием на входах ДУ синфазного сигнала  $u_c$

$$i_n \approx \frac{i_1}{2} + \frac{i_1^*}{2} \approx \frac{u_c}{2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1^*} \right).$$

Как следствие, выходное напряжение ошибки ДУ от синфазного сигнала  $u_c$

$$u_{\text{сф}} = i_{\text{н}} \cdot R_{\text{н}} \approx 0,5 R_{\text{н}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1^*} \right) u_c.$$

Поэтому коэффициент передачи ДУ для синфазного сигнала

$$K_{\text{сф}} = u_{\text{сф}} / u_c \approx 0,5 R_{\text{н}} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1^*} \right) = \frac{R_{\text{н}}}{R_1}. \quad (3.25)$$

При  $R_{\text{н}} \approx R_1 = R_1^*$  в ДУ (рис. 3.9) коэффициент передачи синфазного сигнала  $K_{\text{сф}}$  достаточно велик, что плохо. Это объясняется тем, что токи  $i_{\text{к5}}$  и  $i_{\text{к6}}$ , обусловленные синфазным входным напряжением, в сумматоре VT5-VT6 не вычитаются, а складываются.

Ситуация не изменяется и в том случае, если в качестве сумматора токов будут использоваться токовые зеркала. В таком варианте ДУ изменятся только направления токов в нагрузке, но не их сумма.

Таким образом, дифференциальный усилитель (рис. 3.9) будет всегда иметь плохой коэффициент передачи по синфазному сигналу, что связано с его архитектурой, и, как следствие, невысокий  $K_{\text{ос.сф}}$ .

Действительно, коэффициент передачи ДУ (рис. 3.9) по дифференциальному сигналу

$$K_y \approx \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{с1}} - u_{\text{с2}}} \approx \frac{R_{\text{н}}}{r_3} \gg 1, \quad (3.26)$$

где  $r_3$  – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода транзисторов VT1-VT4.

Из (3.25) – (3.26) можно найти, что коэффициент ослабления входных синфазных сигналов ДУ (рис. 3.9)

$$K_{\text{ос.сф}} \approx \frac{K_y}{K_{\text{сф}}} \approx \frac{R_1}{r_3} \approx 10^3.$$

Для изучения свойств ДУ (рис. 3.10а) необходимо предварительно рассмотреть свойства входного каскада с расширенным диапазоном активной работы, упрощённая схема которого приведена на рис. 3.10б, а также на рис. 3.11 в среде компьютерного моделирования PSpice.



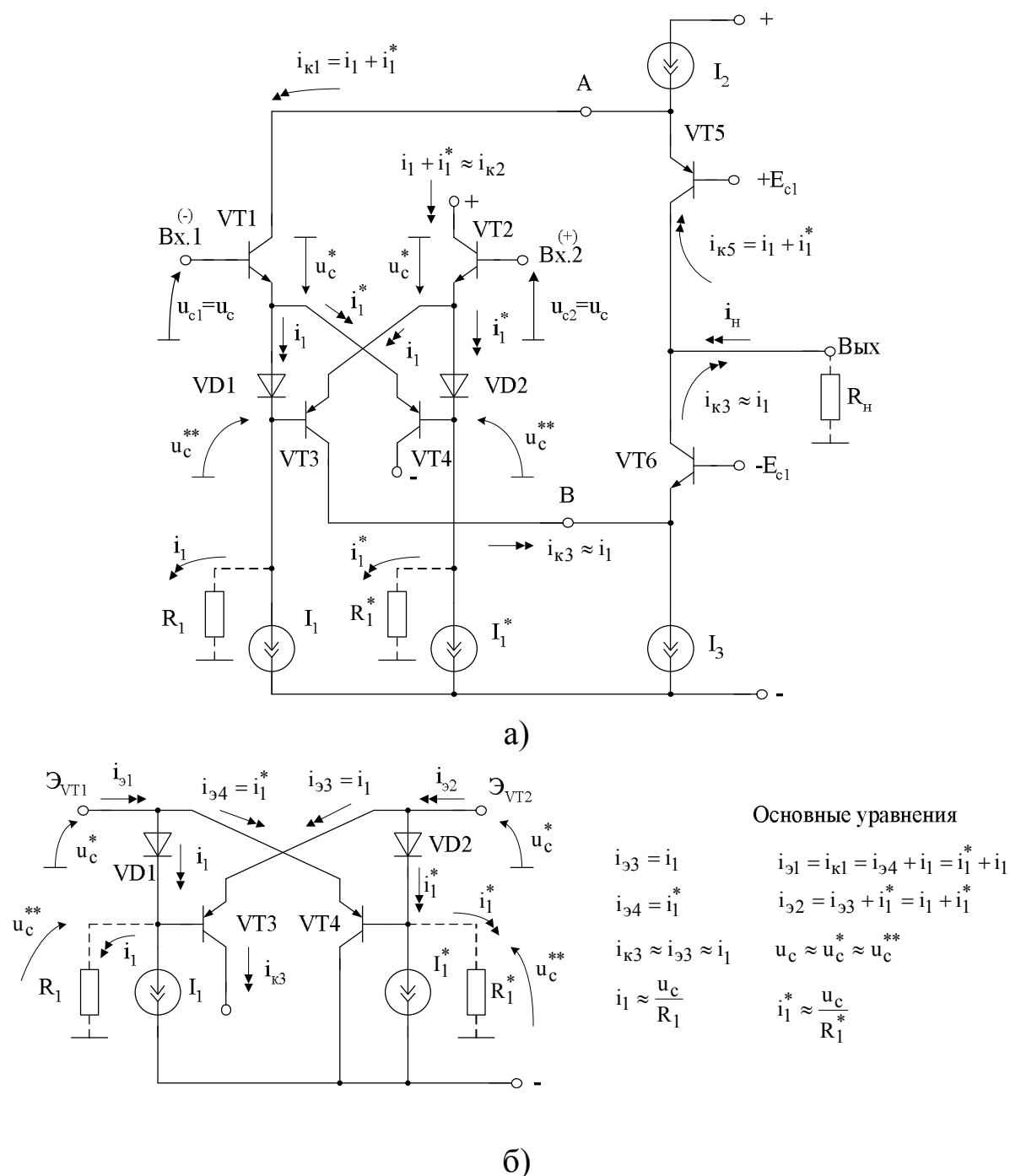


Рис. 3.10. ДУ с нелинейной коррекцией (а) и его эквивалентная схема (б):

$\mathcal{E}_{VT1}, \mathcal{E}_{VT2}$  – эмиттеры транзисторов VT1, VT2;

$u_c^* \approx u_c$  – напряжение синфазного сигнала

на эмиттерах транзисторов VT1, VT2;

$u_c^{**} \approx u_c$  – напряжение синфазного сигнала на источниках тока  $I_1, I_1^*$

Основные параметры схемы (рис. 3.10б), которые необходимы для расчёта  $K_{oc.cф}$  ДУ (рис. 3.10а), – это коэффициенты передачи в коллекторную цепь приращений токов через выходные сопротивления  $R_1 = R_1^*$  ИТ  $I_1, I_1^*$ . Точный анализ схемы (рис. 3.10б) показывает, что

$$K_{i1} = \frac{i_{k1}}{i_1 + i_1^*} \approx 1, \quad K_{i3} = \frac{i_{k3}}{i_1 + i_1^*} \approx 0,5, \quad (3.27)$$

где  $i_1, i_1^*$  – приращения токов через  $R_1$  и  $R_1^*$ , вызванные изменением  $u_c$ ;  
 $i_{k1} \approx i_{\kappa 1}, i_{k3} \approx i_{\kappa 3}$  – приращения токов коллектора VT1 и VT3, вызванные изменениями токов  $i_1$  и  $i_1^*$ .

Формулы (3.27) подтверждаются результатами компьютерного моделирования ДК (рис. 3.11), которые снимались с помощью программы PSpice при двух значениях токов  $I_1 = I_1^* = 1$  мА и  $I_1 = I_1^* = 2$  мА, т.е. при наличии приращения  $\Delta I_1 = i_1 = \Delta I_1^* = i_1^* = 1$  мА.

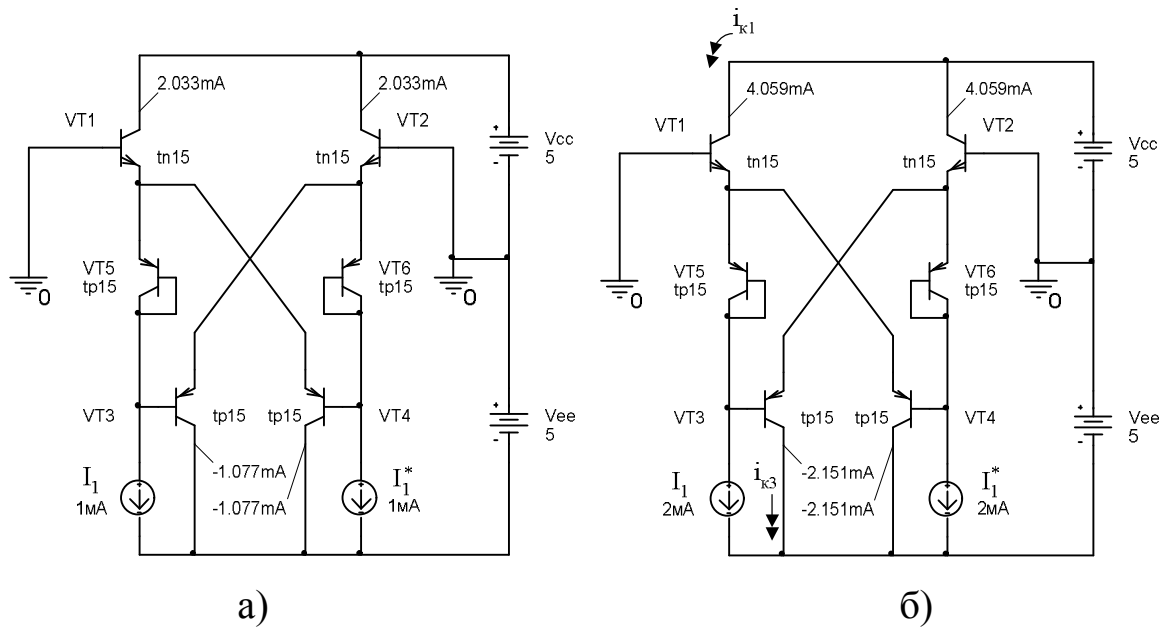


Рис. 3.11. Результаты компьютерного моделирования статики входного каскада

Полученные выше формулы для коэффициентов передачи  $K_{i1}$  и  $K_{i3}$  позволяют определить приращение выходных токов ДУ, которые поступают на входы А, В двухтактного «перегнутого» каскада VT5, VT6:

$$i_{k1} = i_1 + i_1^* = u_c \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1^*} \right). \quad (3.28)$$

$$i_{к3} = 0,5 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1^*} \right) u_c. \quad (3.29)$$

Эти приращения передаются в нагрузку  $R_H$  с единичными коэффициентами передачи и создают в нагрузке  $R_H$  напряжение ошибки  $u_{сф}$ , обусловленное входным синфазным сигналом  $u_c$ , которое не компенсируется:

$$u_{сф} = i_H R_H = R_H \left( \frac{i_1 + i_1^*}{2} \right) = \frac{u_c R_H}{2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1^*} \right). \quad (3.30)$$

Поэтому даже при  $R_1 = R_1^*$

$$K_{сф} \approx \frac{R_H}{R_1}. \quad (3.31)$$

Таким образом, в схеме (рис. 3.10а), так же, как и в ДУ (рис. 3.9), невозможно полное подавление синфазных токов, обусловленных внутренними сопротивлениями источников тока  $R_1 = R_1^*$ . Коэффициенты передачи синфазного сигнала у них оказываются одинаковыми [формулы (3.25) и (3.31)].

С другой стороны, коэффициент передачи ДУ (рис. 3.9) по дифференциальному сигналу оказывается практически таким же, как и  $K_y$  каскада (рис. 3.9):

$$K_y = \frac{u_{вых}}{u_{c1} - u_{c2}} \approx \frac{2R_H}{(r_{э1} + r_{э4})},$$

где  $r_{э1}, r_{э4}$  – дифференциальные сопротивления эмиттерных переходов транзисторов VT1, VT4.

Следует также заметить, что  $K_y$  в рассматриваемых схемах не является определяющим фактором для  $K_{ос.сф}$ , который зависит прежде всего от знаменателя формулы для  $K_{ос.сф}$ :

$$K_{ос.сф} = \frac{K_y}{K_{сф}}.$$

Чем меньше  $K_{сф}$ , тем лучше  $K_{ос.сф}$ , и это основное направление улучшения данного параметра схемотехническими методами, т.к.  $K_y$  существенно увеличить достаточно трудно.

Приведённый анализ позволяет сделать следующие выводы:

Широко распространённая архитектура ОУ на основе входных каскадов типа dual input stage не обеспечивает эффективное подавление составляющих выходных токов, обусловленных внутренним сопротивлением источников опорного тока при наличии синфазного сигнала.

Причём это свойство ОУ с таким входным каскадом не улучшается и при реализации промежуточного каскада на основе двухтактных «токовых» зеркал.

Входной каскад с нелинейной коррекцией (рис. 3.10а), ставший основой построения ряда современных быстродействующих ОУ, также не обеспечивает высоких значений  $K_{oc.cф}$  (при типовых вариантах построения выходной подсхемы). Однако данный входной каскад создаёт в нагрузке  $R_H$  две разнонаправленные составляющие токов ошибки  $i_{к5}$  и  $i_{к3}$ , обусловленных выделением синфазного сигнала на небольших внутренних сопротивлениях источников опорного тока. Это позволяет схемотехническим путём (за счёт варьирования коэффициентов передачи по току выходной подсхемы по разным входам) обеспечить полную компенсацию передачи  $u_c$  на выход ОУ и тем самым увеличить  $K_{oc.cф}$  (рис. 3.12).

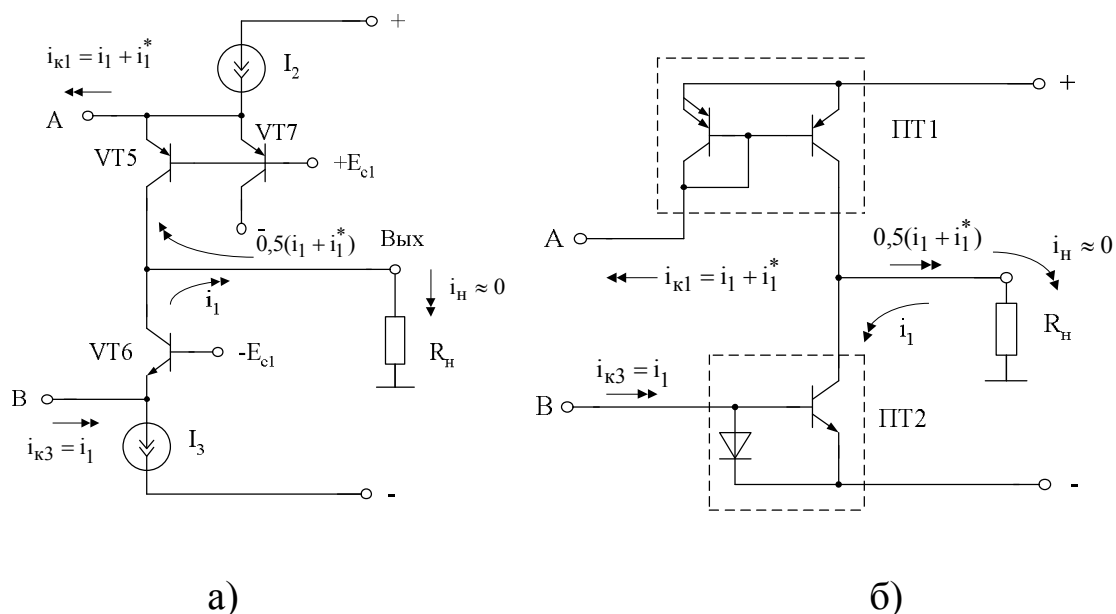


Рис. 3.12. Варианты построения выходного сумматора токов ДУ (рис. 3.10а)

Однако данный схемотехнический приём создаёт некоторую асимметрию в передаче больших и малых сигналов, а также может ухудшить напряжение смещения нуля ОУ и параметры переходного процесса.

## 4. ОБОБЩЁННАЯ ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДОВ

При построении аналоговых микросхем с дифференциальным входом, например ОУ и компараторов, применяется большое число разновидностей ДУ. Для выбора наиболее рациональных схемотехнических решений из множества весьма близких модификаций ДУ необходимо располагать подробной сравнительной характеристикой их свойств на синфазном сигнале.

Наиболее распространённые ДК могут быть представлены в виде обобщённой функциональной схемы, показанной на рис. 4.1. Эта схема содержит типовой параллельно-балансный каскад, выполненный на базе трёхполюсников 1 и 2. Нагрузкой ДК является подсхема 7. Обычно она включает два резистора (рис. 1.1) или повторитель тока (активную нагрузку) (рис. 3.1). В качестве подсхемы 3, как правило, используется второй параллельно-балансный каскад ДК, формирующий сигнал обратной связи  $u_3$ . Выходное напряжение этой подсхемы пропорционально синфазному изменению напряжений  $u_{\text{ВЫХ.1}}$  и  $u_{\text{ВЫХ.2}}$ :  $u_3 = c_{u3}(u_{\text{ВЫХ.1}} + b_u u_{\text{ВЫХ.2}})$ , где  $c_{u3}$ ,  $b_u \approx 1$  – коэффициенты пропорциональности.

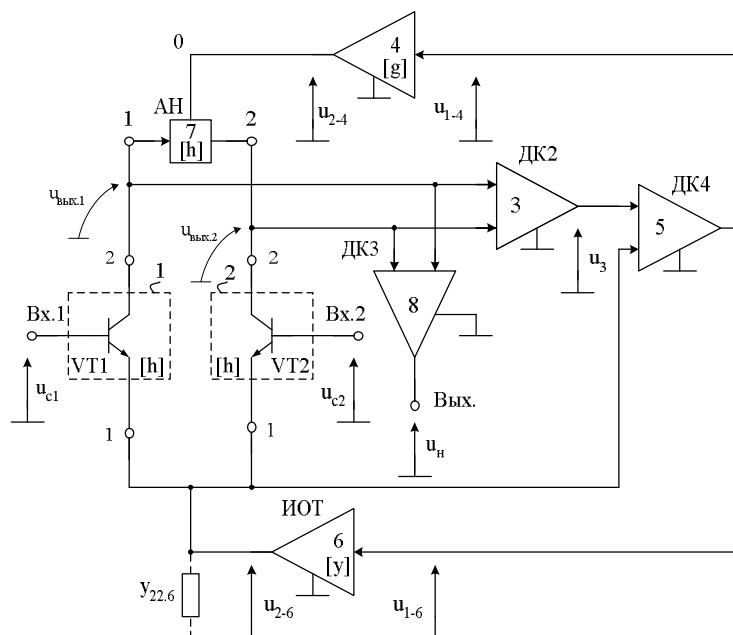


Рис. 4.1. Обобщённая функциональная схема входного каскада аналоговой микросхемы

Дифференциальный каскад ДКЗ (подсхема 8) усиливает разность выходных напряжений  $u_H = K_{y8}(u_{\text{вых.1}} - u_{\text{вых.2}})$ . Функциональная схема содержит такие цепи отрицательной обратной связи по синфазному сигналу. Однонаправленные каналы передачи напряжения  $u_3$  включают в себя многополюсники 3, 5, 4, 7, когда сигнал обратной связи поступает в коллекторные цепи транзисторов подсхем 1-2, либо многополюсники 3, 5, 6, когда этот сигнал воздействует на источник опорного тока 6.

В схемах ДК со следящей связью напряжение  $u_{2-6} \approx 0,5(u_{c1} + u_{c2})$  подаётся через многополюсники 5, 4 или 5, 6 в коллекторную или эмиттерную цепи транзисторов подсхем 1 и 2 (рис. 4.1). Модификацией данного подкласса ДК являются параллельно-балансные усилители, у которых подсхема 5 осуществляет сравнение входного и выходного синфазных напряжений, а сигнал рассогласования между напряжениями  $u_{2-6}$  и  $u_3$  воздействует на подсхемы питания коллекторных или эмиттерных цепей транзисторов VT1 и VT2 (рис. 4.1).

Дальнейший анализ частных вариантов построения ДУ будем выполнять с учётом принятых на рис. 4.1 обозначений.

Характеристики ДК, соответствующие функциональной схеме рис. 4.1, могут быть определены путём решения системы линейных уравнений Кирхгофа, описывающих работу на малом сигнале:

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{ос.сф}} &= \frac{u_c}{u_{\text{вх}}} \Big|_{u_{\text{вых.1}} = u_{\text{вых.2}}}, \\ K_{\text{уд}} &= -\frac{u_{\text{вых.1}} - u_{\text{вых.2}}}{u_{\text{вх}}} \Big|_{u_c = 0}, \\ K_{\text{пр.сф}} &= \frac{u_{\text{вых.1}} + u_{\text{вых.2}}}{2u_c} \Big|_{u_{\text{вх}} = 0}, \\ u_{\text{вх}} &= u_{c1} - u_{c2}, \quad u_c = 0,5(u_{c1} + u_{c2}), \\ u_{\text{вых.1}} &= b_{u1}u_c + b_{u2}u_{\text{вх}} + b_{u3}u_{1-4} + b_{u4}u_{1-6}, \\ u_{\text{вых.2}} &= b'_{u1}u_c + b'_{u2}u_{\text{вх}} + b'_{u3}u_{1-4} + b'_{u4}u_{1-6}, \\ u_3 &= c_{u3}(u_{\text{вых.1}} + b_u u_{\text{вых.2}}), \quad c_u = u_{2-6}u_c^{-1} \approx 1, \\ u_{1-4} &= u_{1-6} = c_{u5-1}u_3 + c_u c_{u5-2}u_c, \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

где  $b_{ui}$ ,  $b'_{ui}$ ,  $c_u$ ,  $c_{u3}$ ,  $c_{u5-i}$  – коэффициенты передачи соответствующих подсхем ДК.

Решение системы уравнений (4.1) относительно коэффициента  $K_{\text{ос.сф}}$  приводит к следующему обобщённому выражению:

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{ос.сф}}^{-1} &= \frac{(K_{\text{ос.сф}}^*)^{-1} + n_{b1}(b_{u3} - b'_{u3} + b_{u4} - b'_{u4})}{1 + n_{b2}(b'_{u3} - b_{u3} + b'_{u4} - b_{u4})}, \\ n_{b1} &= \frac{1}{b'_{u2} - b_{u2}} \cdot \frac{c_u c_{u5-2} + c_{u5-1} c_{u3} (b_{u1} + b_u b'_{u1})}{1 - c_{u5-1} c_{u3} [b_{u3} + b_{u4} + b_u (b'_{u3} + b'_{u4})]}, \\ n_{b2} &= \frac{1}{b'_{u2} - b_{u2}} \cdot \frac{c_{u5-1} c_{u3} (b_{u2} + b_u b'_{u2})}{1 - c_{u5-1} c_{u3} [b_{u3} + b_{u4} + b_u (b'_{u3} + b'_{u4})]}, \\ K_{\text{ос.сф}}^* &= \frac{b'_{u2} - b_{u2}}{b_{u1} - b'_{u1}}, \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

где  $K_{\text{ос.сф}}^*$  – коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ДК, в котором исключено влияние следящих и обратных связей.

Второй параметр ДК – коэффициент преобразования синфазного входного напряжения (1.3) – определяется следующим выражением:

$$K_{\text{пр.сф}} = K_{\text{пр.сф}}^* + K'_{\text{пр.сф}} + K''_{\text{пр.сф}}, \quad (4.3)$$

где

$$K_{\text{пр.сф}}^* = 0,5(b_{u1} + b'_{u1}), \quad (4.4)$$

$$K'_{\text{пр.сф}} = \frac{0,5c_{u5-2}c_u(b_{u3} + b'_{u3} + b_{u4} + b'_{u4})}{1 - c_{u5-1}c_{u3}[b_{u3} + b_{u4} + b_u(b'_{u3} + b'_{u4})]}, \quad (4.5)$$

$$K''_{\text{пр.сф}} = \frac{0,5c_{u5-1}c_{u3}(b_{u1} + b_u b'_{u1})(b_{u3} + b'_{u3} + b_{u4} + b'_{u4})}{1 - c_{u5-1}c_{u3}[b_{u3} + b_{u4} + b_u(b'_{u3} + b'_{u4})]}. \quad (4.6)$$

В формуле (4.3)  $K_{\text{пр.сф}}^*$  – коэффициент преобразования синфазного входного напряжения ДК при исключённых обратных связях.

Решение системы уравнений (4.1) относительно дифференциального коэффициента усиления по напряжению ДК можно представить в следующем виде:

$$K_{\text{уд}} = K_{\text{уд}}^* + K'_{\text{уд}}, \quad (4.7)$$

где

$$K_{\text{уд}}^* = b'_{u2} - b_{u2}, \quad (4.8)$$

$$K'_{уд} = \frac{c_{u5-1}c_{u3}(b_{u2} + b_u b'_{u2})(b_{u3} - b'_{u3} + b_{u4} - b'_{u4})}{1 - c_{u5-1}c_{u3}[b_{u3} + b_{u4} + b_u(b'_{u3} + b'_{u4})]}. \quad (4.9)$$

В выражении (4.7)  $K^*_{уд}$  – коэффициент усиления ДК при отсутствии обратных и следящих связей.

Выражения (4.2), (4.3), (4.7) позволяют провести сравнительный анализ предельных характеристик ДК наиболее распространённых подклассов.

Формулы для расчёта коэффициентов  $b_{ui}$ ,  $b'_{ui}$  каскада при условии, что подсхемы 1, 2, 7 описываются  $h$ -параметрами, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} b_{u1} &= b_{u01} / \Delta, & b'_{u1} &= b'_{u01} / \Delta, \\ b_{u2} &= b_{u02} / \Delta, & b'_{u2} &= b'_{u02} / \Delta, \\ b_{u3} &= d_{b3}g_{21-4} / \Delta, & b'_{u3} &= d'_{b3}g_{21-4} / \Delta, \\ b_{u4} &= d_{b4}y_{21-6} / \Delta, & b'_{u4} &= d'_{b4}y_{21-6} / \Delta, \end{aligned} \quad (4.10)$$

где  $b_{u01}$ ,  $b'_{u01}$ ,  $b_{u02}$ ,  $b'_{u02}$ ,  $\Delta$ ,  $d_{b3}$ ,  $d'_{b3}$ ,  $d_{b4}$ ,  $d'_{b4}$  – коэффициенты, определяемые соотношениями табл.;

$g_{21-4}$ ,  $y_{21-6}$  – коэффициент передачи по напряжению и проводимость передачи напряжения подсхем 4 и 6 соответственно;

$h_{12-7} \approx 0$  – внутренняя обратная связь в подсхеме 7.

### Коэффициенты для расчёта параметров ДК

Коэффициент	Формула
1	2
$b_{u01}$	$A - d'_{b3} + A_1 Y_{\text{вх.сф}2-3} + h_{11-2} h_{21-1} y_{22-6} h_{11-7} h_{22-7} +$ $+ A_2 Y_{\text{вх.сф}2-3} \Delta_{1h} (1 + h_{11-2} y_{22-6}) + A_2 [Y_{\text{вх.сф}2-3} (h_{11-2} h_{22-1} +$ $+ h_{21-1} h_{12-2}) + h_{21-1} y_{22-6} \Delta_{2h\Sigma}]$
$b'_{u01}$	$A - d'_{b3} + A_1 Y_{\text{вх.сф}1-3} h_{11-7} h_{22-7} + h_{11-1} h_{21-2} y_{22-6} -$ $- A_1 Y_{\text{вх.сф}1-3} h_{21-7} - h_{21-1} h_{11-2} y_{22-6} h_{21-7} + A_2 [Y_{\text{вх.сф}1-3} \Delta_{2h} \times$ $\times (1 + h_{11-1} y_{22-6}) + Y_{\text{вх.сф}1-3} (h_{11-1} h_{22-2} + h_{12-1} h_{21-1}) +$ $+ h_{21-2} y_{22-6} \Delta_{1h\Sigma}]$



1	2
$b_{u02}$	$A_2 h_{21-1} h_{22-2} + h_{21-1} h_{11-7} h_{22-7} + g_{22-4} h_{22-7} (h_{21-1} - h_{21-2})$
$b'_{u02}$	$-A_2 h_{22-1} h_{21-2} + g_{22-4} h_{22-7} (h_{21-1} - h_{21-2}) - h_{21-2} - h_{21-1} h_{21-7}$
$d_{b3}$	$A_1 h_{22-7} + h_{11-1} h_{22-2} + \Delta_{2h\Sigma} (1 + h_{11-1} y_{22-6}) - h_{21-1} h_{12-2} h_{21-7} -$ $- h_{21-1} h_{12-2} h_{11-7} h_{22-7}$
$d'_{b3}$	$A_1 h_{22-7} + h_{22\Sigma-1} h_{11-2} h_{11-7} h_{22-7} + h_{22-7} h_{11-7} \Delta_{1h\Sigma} (1 + h_{11-2} y_{22-6}) -$ $- h_{12-1} h_{21-2} + h_{21-7} [h_{22\Sigma-1} h_{11-2} + \Delta_{1h\Sigma} (1 + h_{11-2} y_{22-6})]$
$d_{b4}$	$A_2 h_{21-1} \Delta_{2h\Sigma} + h_{21-1} h_{11-2} h_{22-7} (g_{22-4} + h_{11-7}) + h_{11-1} h_{21-2} g_{22-4} h_{22-7}$
$d'_{b4}$	$A_2 h_{21-2} \Delta_{1h\Sigma} + h_{11-1} h_{21-2} [(1 + g_{22-4} h_{22-7}) + h_{21-1} h_{11-2} g_{22-4} h_{22-7}]$
$\Delta$	$A_1 [h_{22\Sigma-2} g_{22-4} h_{22-7} (1 + h_{11-7} h_{22\Sigma-1}) + h_{22\Sigma-1} g_{22-4} (h_{22-2} + h_{22-7}) +$ $+ (1 + h_{11-7} h_{22\Sigma-1}) (h_{22\Sigma-2} + h_{22-7}) + h_{22\Sigma-1} h_{22\Sigma-2} g_{22-4} h_{21-7}]$

В табл. приняты следующие обозначения:

$$A = g_{22-4} h_{22-7} [(h_{21-2} - h_{21-1})(h_{12-1} - h_{12-2}) + (h_{11-1} + h_{11-2})(h_{22-1} + h_{22-2})] +$$

$$+ g_{22-4} (h_{22-1} \Delta_{2h} + h_{22-2} \Delta_{1h}) (1 + h_{11-7} h_{22-7}) +$$

$$+ g_{22-4} y_{22-6} [\Delta_{1h} \Delta_{2h} (1 + h_{11-7} h_{22-7}) + h_{22-7} (h_{11-2} \Delta_{1h} + h_{11-1} \Delta_{2h})] +$$

$$+ g_{22-4} h_{21-7} [\Delta_{2h} (h_{22-1} + y_{22-6} \Delta_{1h}) + h_{22-2} \Delta_{1h}] +$$

$$+ (h_{11-1} + h_{11-7} \Delta_{1h}) (h_{22-2} + h_{22-7}) + (1 + h_{22-1} h_{11-7}) (\Delta_{2h} + h_{11-2} h_{22-7}) -$$

$$- h_{21-1} h_{12-2} h_{21-7} + y_{22-6} (h_{11-1} + h_{11-7} \Delta_{1h}) (h_{11-2} h_{22-7} + \Delta_{2h});$$

$$A_1 = h_{11-1} + h_{11-2} + h_{11-1} h_{11-2} y_{22-6};$$

$$A_2 = g_{22-4} (1 + h_{21-7}) + h_{11-7} + g_{22-4} h_{11-7} h_{22-7};$$

$$h_{22\Sigma-1} = h_{22-1} + Y_{\text{вх.сф}1-3}; \quad h_{22\Sigma-2} = h_{22-2} + Y_{\text{вх.сф}2-3};$$

$$y_{22-6} = y_{22-6}^* + Y_{\text{вх.5}}; \quad \Delta_{ih} = h_{11-i} h_{22-i} - h_{12-i} h_{21-i};$$

$$\Delta_{1h\Sigma} = h_{11-1} h_{22\Sigma-1} - h_{12-1} h_{21-1}; \quad \Delta_{2h\Sigma} = h_{11-2} h_{22\Sigma-2} - h_{12-2} h_{21-2},$$

где  $Y_{\text{вх.5}}$  – входная проводимость подсхемы 5 по второму входу;

$y_{22-6}^*$  – выходная проводимость подсхемы 6 при исключённой петле обратной связи;

$g_{22-4}$  – выходное сопротивление подсхемы 4;

$Y_{\text{вх.сф}1-3}$ ,  $Y_{\text{вх.сф}2-3}$  – входные проводимости для синфазных входных напряжений подсхемы 3 по первому и второму входам (1.6).

При определении параметров синтезируемого ДК того или иного подкласса выражения (4.2) – (4.7) можно намного упростить.

## 5. КАСКАДЫ С СИММЕТРИЧНЫМ ВЫХОДОМ

Характеристики ДК, соответствующие функциональной схеме рис. 4.1, могут быть определены путём решения системы линейных уравнений Кирхгофа, описывающих их работу на малом сигнале.

С учётом структурных особенностей ДК при  $R_1 \approx R_2$  формула для  $K_{\text{ос.сф}}$  схемы рис. 1.1 принимает вид:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} = (K_{\text{ос.сф}}^*)^{-1} \approx K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1}, \quad (5.1)$$

$$\text{где } K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1} = \frac{y_{22-6}^*}{R_1 + R_2} (h_{21-1} h_{11-2} R_1 - h_{21-2} h_{11-1} R_2), \quad (5.2)$$

$$K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1} = h_{12-1} - h_{12-2} + \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} (h_{22-1} R_1 - h_{22-2} R_2). \quad (5.3)$$

Или после преобразований (5.1), (5.2)

$$K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1} = 0,5 y_{22-6}^* h_{11} (1 - N_{1-2-1}) \quad (5.4)$$

$$K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1} = h_{12} (1 - N_{H12}) + h_{11} h_{22} (1 - N_{H22}), \quad (5.5)$$

где  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{22}$  – усреднённые значения  $h$ -параметров:

$$\begin{aligned} h_{11} &= 0,5(h_{11-1} + h_{11-2}) \approx h_{11-1} \approx h_{11-2}, \\ h_{12} &= 0,5(h_{12-1} + h_{12-2}) \approx h_{12-1} \approx h_{12-2}, \\ h_{22} &= 0,5(h_{22-1} + h_{22-2}) \approx h_{22-1} \approx h_{22-2}, \end{aligned} \quad (5.6)$$

$N_{1-2-1}$ ,  $N_{H12}$ ,  $N_{H22}$  – коэффициенты асимметрии. Причём

$$N_{1-2-1} = \frac{R_2 h_{21-2} h_{11-1}}{R_1 h_{21-1} h_{11-2}} \approx 1, \quad (5.7)$$

$$N_{H12} = \frac{h_{12-1}}{h_{12-2}} \approx 1, \quad (5.8)$$

$$N_{H22} = \frac{h_{22-2} R_2}{h_{22-2} R_1} \approx 1. \quad (5.9)$$

Для дальнейшего сравнительного анализа ДК разных модификаций коэффициент  $K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1}$  удобно представить следующим образом:

$$K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1} = K_{\text{ос.сф}(3)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(4)}^{-1}, \quad (5.10)$$

где

$$K_{\text{ос.сф}(3)}^{-1} = h_{12-1} - h_{12-2} + \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} \times \quad (5.11)$$

$$\times [(h_{22-1} + Y_{\text{вх.сф}1-3})R_1 - (h_{22-2} + Y_{\text{вх.сф}2-3})R_2],$$

$$K_{\text{ос.сф}(4)}^{-1} = \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} (Y_{\text{вх.сф}2-3}R_2 - Y_{\text{вх.сф}1-3}R_1). \quad (5.12)$$

Выводя усреднённые значения одноимённых  $h$ -параметров, последние уравнения можно представить в следующем виде:

$$K_{\text{ос.сф}(3)}^{-1} = h_{12}(1 - N_{H12}) + h_{11}h_{22}^*(1 - N_{H22}^*); \quad (5.13)$$

$$K_{\text{ос.сф}(4)}^{-1} = h_{11}Y_{\text{вх.сф}}(1 - N_c), \quad (5.14)$$

где  $h_{22}^* = h_{22} + Y_{\text{сф}}$ ;

$$N_{H22}^* = \frac{Y_{\text{вх.сф}2-3} + h_{22-2}}{Y_{\text{вх.сф}1-3} + h_{22-1}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \approx 1; \quad (5.15)$$

$$N_c = \frac{Y_{\text{вх.сф}1-3}}{Y_{\text{вх.сф}2-3}} \cdot \frac{R_1}{R_2} \approx 1; \quad (5.16)$$

$$Y_{\text{сф}} \approx 0,5(Y_{\text{сф.1-3}} + Y_{\text{сф.2-3}}). \quad (5.17)$$

Первое слагаемое правой части выражения (4.11) пропорционально выходной проводимости подсхемы 6 ( $y_{22-6}^*$ ) (рис. 4.1). Путём рационального построения данной подсхемы, при котором  $y_{22-6}^* \rightarrow 0$ , можно уменьшить составляющую  $K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1}$  до любого, наперёд заданного значения.

При одинаковых  $R_1 = R_2$  и  $h_{22-1} = h_{22-2}$  коэффициент ослабления синфазных сигналов определяется неидентичностью параметров внутренней обратной связи транзисторов VT1-VT2

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1} \approx h_{12.1} - h_{12.2}.$$

При использовании источников опорного тока с  $Y_{22.6}^* = y_0 = 0$  этот фактор является доминирующим в ДК различных модификаций. Следует заметить, что даже при совершенно идентичных транзисторах VT1-VT2 внутренняя обратная связь в практических схемах оказывается неодинаковой из-за режимной зависимости  $h_{12.i} = f(U_{\text{кб.i}})$ , где  $U_{\text{кб.i}}$  – напряжение коллектор-база транзисторов. Поэтому для повышения  $K_{\text{ос.сф}}$  необходимо обеспечивать одинаковый статический режим VT1, VT2, т.е. применять схемы с симметричной нагрузкой.

## 6. КАСКАДЫ С ЦЕПЯМИ СИММЕТРИРОВАНИЯ СТАТИЧЕСКОГО РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРОВ В АКТИВНЫХ НАГРУЗКАХ

Для увеличения коэффициента усиления входного ДК и упрощения структуры коррекции ОУ резисторы R1, R2 классической схемы (рис. 1.1) целесообразно заменять специальной активной нагрузкой (АН) – так называемым «токовым» зеркалом, или повторителем тока (ПТ), (рис. 6.1а) с целью симметрирования статического режима.

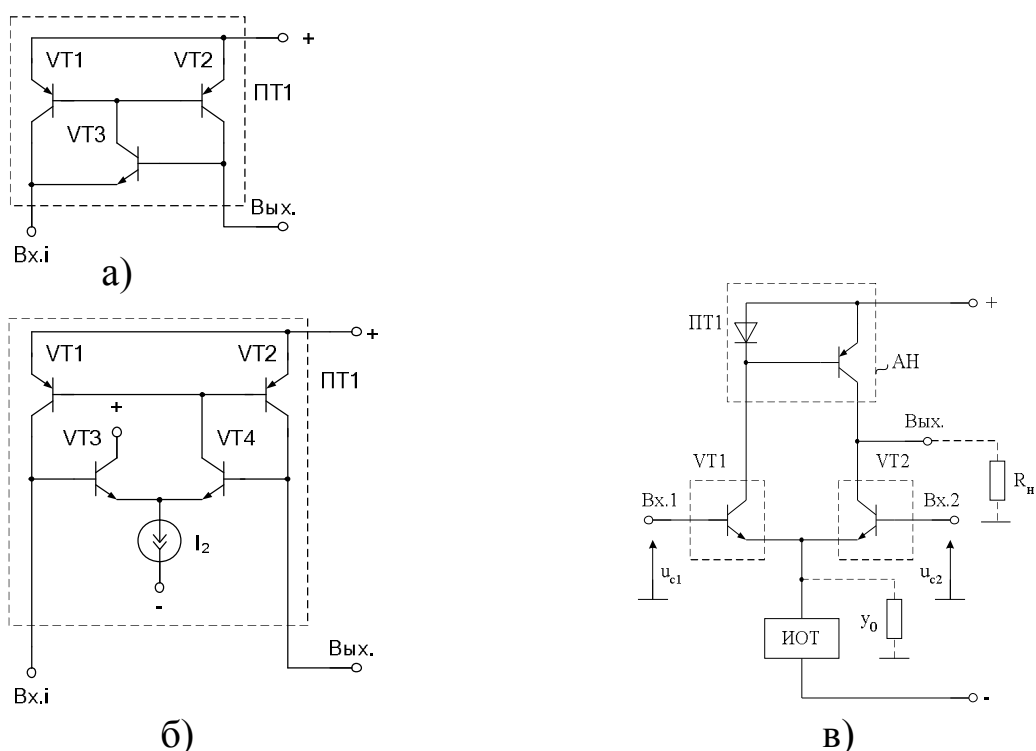


Рис. 6.1. Перспективные схемы активных нагрузок (а, б) для ДУ с повышенным усилением (в)

Введение АН не изменяет качественную сторону работы ДК при синфазных входных сигналах. Поэтому все ранее полученные выводы относительно предельных возможностей ДК (рис. 1.1) сохраняют свою силу и для данного подкласса схем.

С учётом типовых значений параметров элементов ДК (рис. 6.1в) нетрудно получить:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} = K_{\text{ос.сф}(5)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(6)}^{-1}, \quad (6.1)$$

где

$$K_{\text{ос.сф}(5)}^{-1} \approx h_{12-1} - h_{12-2} + \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{1 + h_{21-7}} (h_{21-7} h_{22-1} - h_{22-2}), \quad (6.2)$$

$$K_{\text{ос.сф}(6)}^{-1} \approx \frac{y_{22-6}^*}{1 + h_{21-7}} (h_{21-7} h_{21-1} h_{11-2} - h_{21-2} h_{11-1}). \quad (6.3)$$

Уравнения (6.2), (6.3) при  $h_{21-7} \approx 1$  можно также представить в виде

$$K_{\text{ос.сф}(5)}^{-1} \approx h_{11} (1 - N_{H12}) + h_{11} h_{22} (1 - N_{21-7}), \quad (6.4)$$

$$K_{\text{ос.сф}(6)}^{-1} \approx 0,5 y_{22-6}^* h_{11} (1 - N_{21-7}^*), \quad (6.5)$$

где  $N_{H12} = \frac{h_{12-2}}{h_{12-1}} \approx 1,$

$$N_{21-7} = \frac{h_{22-2}}{h_{22-1}} h_{21-7}^{-1} \approx 1,$$

$$N_{21-7}^* = h_{21-7} \frac{h_{21-1}}{h_{21-2}} \cdot \frac{h_{11-2}}{h_{11-1}} \approx 1.$$

Если параметр  $h_{21-7}$  активной нагрузки равен единице, то из сравнения выражений (6.1) и (5.1) следует, что значения коэффициента  $K_{\text{ос.сф}}$  (6.1) практически совпадают с этим коэффициентом для ДК, имеющего симметричный выход. Чем сильнее параметр  $h_{21-7}$  отличается от единицы, тем больше сказывается влияние на коэффициент ослабления синфазных входных напряжений выходной проводимости подсхемы 6 (рис. 4.1).

Если подсхемы 1-2 имеют совершенно идентичные  $h$ -параметры, то необходимым условием получения достаточно большого ослабления синфазных сигналов является равенство  $h_{21-7} = 1$ . Это предъявляет повышенные требования к точности передачи тока подсхем активной нагрузки.

В практических схемах из-за режимной зависимости  $h_{12-i}$  и  $h_{22-i}$  транзисторов всегда появляется составляющая ошибки усиления, обусловленная наличием синфазного сигнала на входах ДК. Уменьшить эту ошибку можно за счёт симметрирования статических режимов VT1 и VT2 – применения специальных активных нагрузок (рис. 6.1а). В этих схемах выходные транзисторы ДУ работают при одинаковых напряжениях коллектор-база ( $U_{\text{кб1}} \approx U_{\text{кб2}}$ ).

## 7. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ СО СЛЕДЯЩИМ ПИТАНИЕМ

Под ДК со следящим питанием будем понимать такие каскады, у которых синфазные входные напряжения передаются без изменения фазы в коллекторную или эмиттерную цепи транзисторов VT1, VT2 ДК. В соответствии с функциональной схемой (рис. 4.1) все каскады, удовлетворяющие этому признаку, можно разделить на три группы (пять групп).

Первая группа – это ДК, у которых напряжение  $u_c$  поступает на общий вход подсхемы нагрузки 7. Пример построения такого каскада дан на рис. 7.1. Здесь буферный усилитель БУ выполняется в виде эмиттерных повторителей с цепями смещения статического уровня.

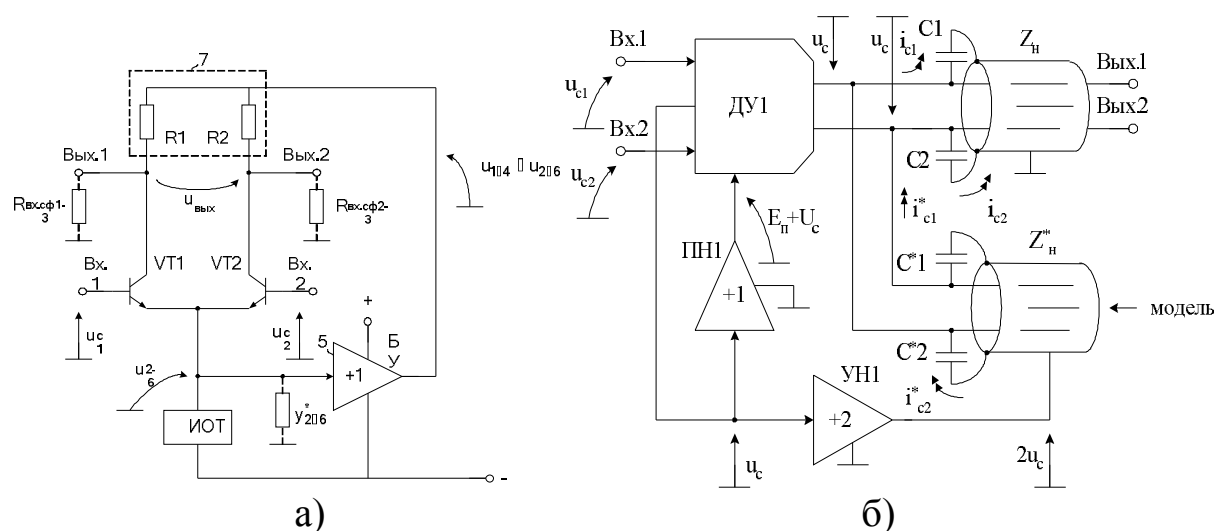


Рис. 7.1. Обобщённая схема дифференциального усилителя со следящим питанием (а) и его применение в структуре драйвера (б)

Вторая группа включает ДК со следящей связью по цепи эмиттерного питания транзисторов VT1, VT2 (здесь  $c_{u3} = g_{21-4} = 0$ ), т.е. отсутствует передача входного и выходного синфазных напряжений ДК в коллекторные цепи транзисторов VT1, VT2). Для усилителей данной группы характерна прямая передача напряжения  $u_{2-6} \approx u_c$  на вход подсхемы 6 (рис. 4.1).

Третья группа – это ДК с так называемым «плавающим питанием» ( $c_{u3} = 0$ , рис. 7.1). В этих ДК синфазное напряжение поступает одновременно как в коллекторную, так и эмиттерную цепи.

ДК четвёртой ( $y_{21-6} = 0$ ) и пятой ( $g_{21-4} = 0$ ) групп являются, по существу, модификацией усилителей со следящей связью по цепи коллекторного питания транзисторов VT1, VT2. Основное отличие таких ДК состоит в том, что для передачи синфазного сигнала на вход подсистемы 7 (6) у них используется отрицательная обратная связь, охватывающая первый и второй каскады ОУ.

Схемы ДУ первой и второй группы имеют ряд модификаций. Для передачи синфазного сигнала на вход подсистемы 7 (6) у них используется отрицательная обратная связь, охватывающая первый и второй каскады ОУ.

Модификацией ДУ со следящей связью по питанию коллекторной цепи являются схемы рис. 7.2. Здесь транзисторы VT5, VT6 ДК (рис. 7.2) обеспечивают усиление по петле отрицательной обратной связи, которая стабилизирует напряжения коллектор-база транзисторов VT1-VT2 в широком диапазоне изменения напряжения  $u_c \approx u_{2-6}$ .

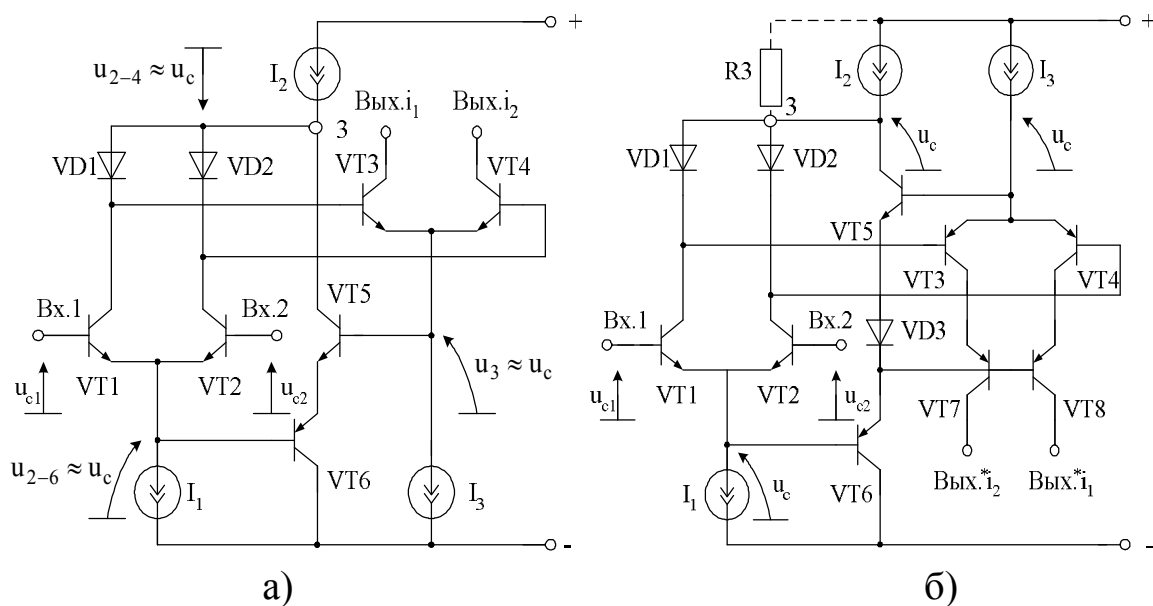


Рис. 7.2. Усилители Джилберта со следящим питанием

Если синфазное входное напряжение имеет отрицательную полярность, то коллекторные токи транзисторов VT5-VT6 увеличиваются. Падение напряжения на двухполоснике  $I_2$  возрастает. В результате разница между приращениями напряжений  $u_{2-6}$  и  $u_3$  сведётся к минимуму, и, следовательно, статический режим транзисторов VT1-VT2

по напряжению коллектор-база не изменится. При положительной полярности синфазных входных напряжений транзисторы VT5-VT6 подзапираются. Это приводит к положительному приращению напряжения  $u_{2-4} \approx u_c$ . Иногда между узлом 3 и диодами VD1, VD2 (рис. 7.2а) целесообразно включать эмиттерный повторитель. Очевидно, в качестве подсхемы 4 (рис. 4.1) в усилителях рассматриваемого типа могут использоваться и другие каскады, не инвертирующие фазу напряжения.

Подсхема сравнения 5 ДК (рис. 7.2б) выполнена на транзисторах VT5-VT6. Её характеристики связаны с параметрами элементов ДК следующим образом:

$$c_{u5-1} \approx -c_{u5-2} \approx -R_3(h_{116-5} + 2h_{116-6})^{-1}, \quad (7.1)$$

$$Y_{\text{вх.5}} \approx h_{226-6} + R_3^{-1}(1 + h_{216-6}),$$

где  $R_3$  – эквивалентное сопротивление в узле 3.

Для рассматриваемого каскада  $c_{u3} \approx 0,5$ ,  $g_{21-4} \approx 1$  можно получить

$$\mu_3^{-1} \approx 1 + (h_{116-5} + 2h_{116-6})R_3^{-1} \approx 1. \quad (7.2)$$

Учитывая выражение (7.2), можно определить коэффициент ослабления синфазных входных напряжений каскада (рис. 7.2б).

Основная особенность ДК (рис. 7.3а) состоит в том, что здесь подсхема 4 реализована на «токовом» зеркале.

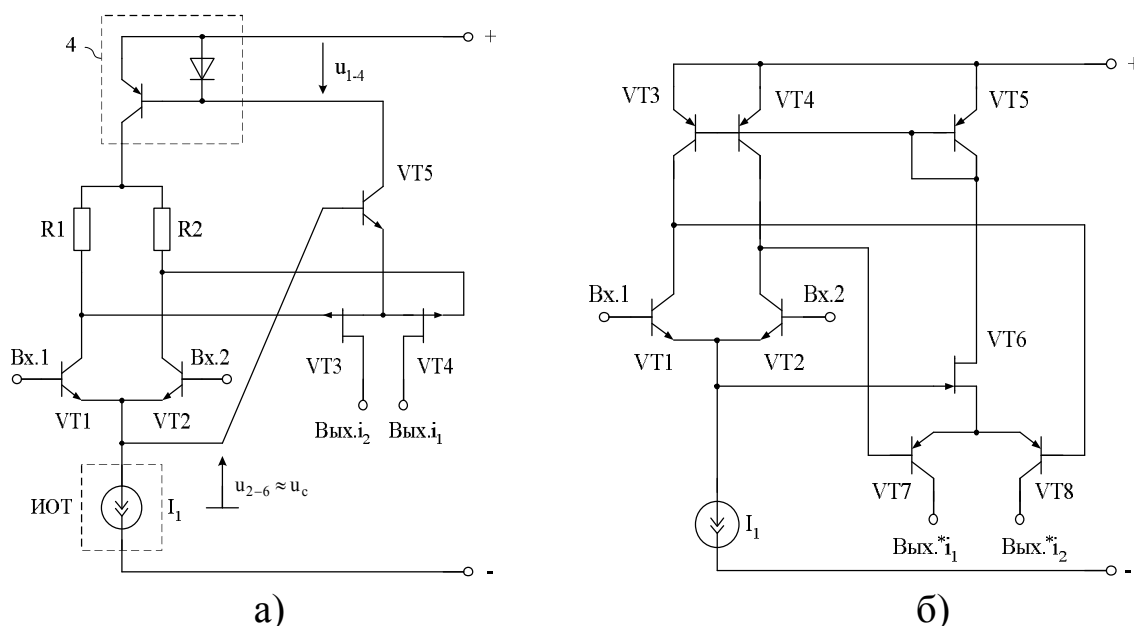


Рис. 7.3. Модифицированные дифференциальные каскады со следящим питанием (начало, окончание см. на с. 41)



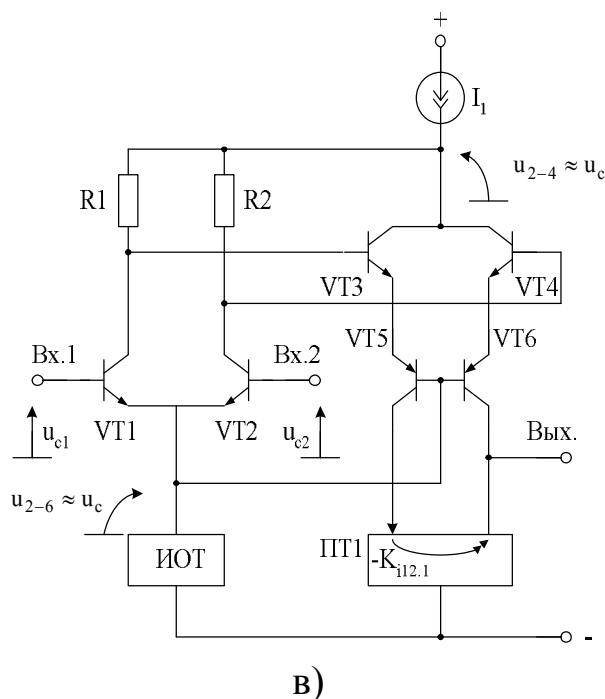


Рис. 7.3. Окончание (начало см. на с. 40)

Статический режим транзисторов VT1-VT2 по напряжению коллектор-база так же, как и в схеме, приведённой на рис. 7.2, определяется полевыми транзисторами VT3-VT4. Коллекторный ток транзистора VT5 равен току ИОТ  $I_1$ . Заметим, что подсхема 4 может быть реализована на базе многих других усилительных каскадов, инвертирующих фазу напряжения.

В усилителе (7.3в) второй каскад выполняет ряд дополнительных функций: осуществляет выделение выходного синфазного напряжения  $u_3$  (рис. 4.1) и усиливает разность между этим напряжением и  $u_{2-6} \approx u_c$ .

Такое совмещение функций в одной подсхеме позволило повысить коэффициент ослабления синфазных входных напряжений каскада, упростить схему, минимизировать мощность, потребляемую им от источников питания.

Пример построения ДК пятой группы ( $g_{21-4} = 0$ , рис. 4.1) приведён на рис. 7.4.

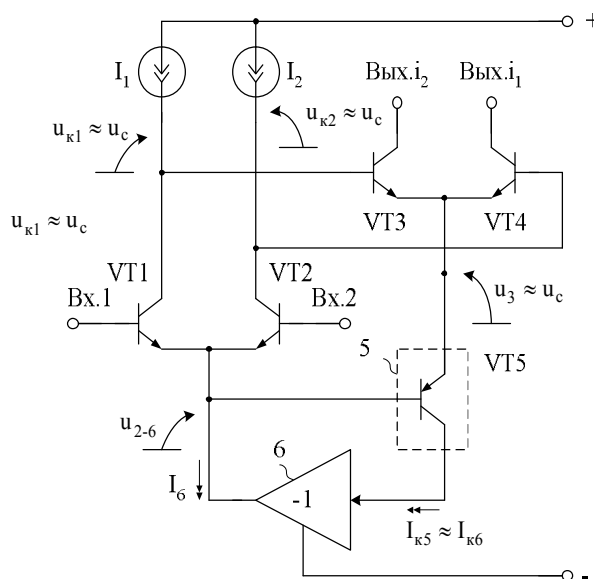


Рис. 7.4. Каскад со следящим питанием

В данном каскаде сигнал рассогласования между напряжениями  $u_3$  и  $u_{2-6}$  подаётся в эмиттерную цепь транзисторов VT1, VT2 (подсхема 6, рис. 4.1). Коллекторный ток транзистора VT5 приближённо равен току  $I_2$ . Этот режим транзистора VT5 устанавливается отрицательной обратной связью по синфазному сигналу. Если напряжение  $u_{2-6}$  получает приращение, то коллекторный ток транзистора VT5 изменяется. Увеличение или уменьшение коллекторного тока транзистора VT5 вызывает изменение напряжения  $u_3$ . Транзисторы VT1-VT2 работают при напряжениях коллектор-база, не зависящих от синфазных входных напряжений. Следовательно, по своим возможностям каскады пятой группы близки к ДК со следящей связью по цепи коллекторного питания транзисторов. При глубокой обратной связи коэффициент ослабления определяется следующим выражением:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx K_{\text{ос.сф}(4)}^{-1} + \frac{g_{22-4}^{-1}}{Y_{22-6}^*} K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1}, \quad (7.3)$$

где  $K_{\text{ос.сф}(1)}$ ,  $K_{\text{ос.сф}(4)}$  соответствуют соотношениям (5.1), (5.12);

$g_{22-4}$  – выходное сопротивление источников опорного тока  $I_1$ ,  $I_2$ .

Решая систему линейных уравнений для ДУ (рис. 7.1), можно получить следующее выражение для коэффициента ослабления синфазных входных напряжений ДК со следящим питанием по коллекторной цепи:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} = (1 - P_1) K_{\text{ос.сф}(3)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(4)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1} \left( 1 + \frac{Y_{\text{БХ.5}}}{Y_{22-6}^*} \right), \quad (7.4)$$

где  $P_1 = u_{1,4} / u_c \approx 1$ ;

$K_{\text{ос.сф}(1)}$ ,  $K_{\text{ос.сф}(3)}$ ,  $K_{\text{ос.сф}(4)}$  определены в выражениях (5.1) – (5.3) и (5.10) – (5.12).

Если под схему БУ (рис. 7.1) построить таким образом, чтобы её коэффициент передачи по напряжению ( $P_1$ ) был близок к единице, то коэффициент ослабления синфазных сигналов ДУ возрастает.

Условию  $P_1 = 1$  с той или иной степенью точности удовлетворяют различные модификации эмиттерных и истоковых повторителей напряжения. Их важнейший параметр – погрешность передачи ( $1 - P_1$ ) – обычно лежит в пределах  $10^{-3} - 10^{-5}$ . Следовательно, при использовании типовых повторителей напряжения в качестве БУ первым слагаемым в уравнении (7.4) можно пренебречь. Поэтому

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} (R_2 Y_{\text{вх.сф}2-3} - R_1 Y_{\text{вх.сф}1-3}) + K_{\text{ос.сф}(1)} \left( 1 + \frac{Y_{\text{вх.5}}}{Y_{22-6}} \right). \quad (7.5)$$

Обычно транзисторы второго каскада ОУ работают при относительно больших эмиттерных токах. Как следствие этого, входные проводимости для синфазных входных напряжений  $Y_{\text{вх.сф}1-3}$  и  $Y_{\text{сх.сф}2-3}$  второго каскада (рис. 4.1) намного превышают значение параметра  $h_{22}$  транзисторов первого каскада ( $h_{22\delta-1} \ll Y_{\text{вх.сф}1-3} \approx h_{22\delta-3}$ ,  $Y_{\text{вх.сф}2-3} \approx h_{22\delta-4} \gg h_{22\delta-2}$ ). Поэтому ДК со следящей связью по питанию коллекторных цепей транзисторов VT1, VT2 не всегда дают значительное увеличение коэффициента ослабления. Предельный коэффициент ослабления синфазных входных напряжений, равный  $K_{\text{ос.сф}(1)}$ , может быть получен при условии, что второй каскад ОУ характеризуется малыми значениями проводимостей  $Y_{\text{вх.сф}1-3}$  и  $Y_{\text{сх.сф}2-3}$ , т.е. имеет либо полевые транзисторы на входе, либо следящую связь по коллекторному питанию транзисторов VT3, VT4. Это один из недостатков ДК первой группы. Вторым недостатком заключается в единичной передаче синфазного входного напряжения на выход ДК. Поэтому второй каскад ОУ должен иметь широкий диапазон изменения синфазных входных напряжений и, кроме этого, достаточно большой коэффициент ослабления (1.5).

В ДК второй группы напряжение  $u_c$  подаётся в эмиттерные цепи транзисторов VT1, VT2 (рис. 7.5). Это позволяет применять в качестве цепей стабилизации статического режима сравнительно низкоомные резисторы.

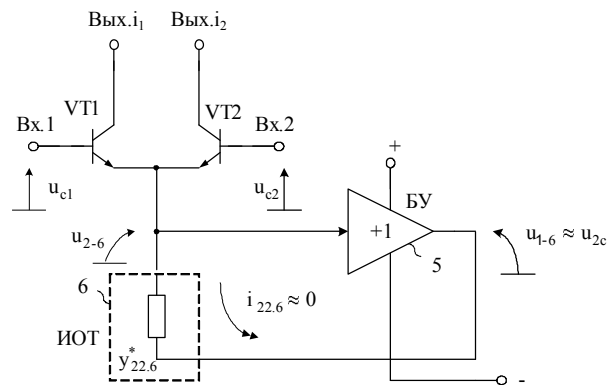
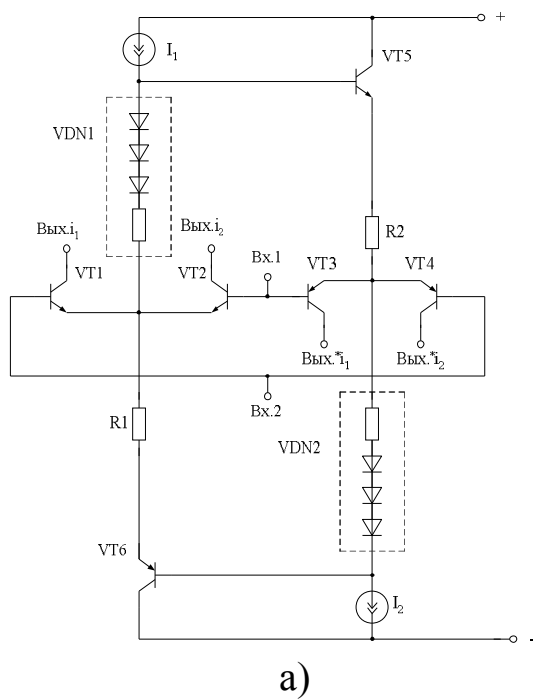


Рис. 7.5. ДК со следящим питанием по эмиттерной цепи VT1-VT2 (а) и его обобщённая схема для транзисторов VT1, VT2 (б)

Формула для  $K_{\text{ос.сф}}$  в этом случае принимает вид:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1} + \frac{S_2 + y_{22-6}^* + Y_{\text{ВХ.5}}}{y_{22-6}^*} K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1}, \quad (7.6)$$

где  $S_2 = y_{21-6}$ ;  $K_{\text{ос.сф}(1)}$ ,  $K_{\text{ос.сф}(2)}$  соответствуют выражению (5.1).

Чтобы уменьшить сомножитель при коэффициенте  $K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1}$  в уравнении (7.6), можно потребовать взаимного сокращения слагаемых  $S_2$  и  $y_{22-6}^*$ , т.е. положить равными  $S_2$  и  $y_{22-6}^*$ . Это можно реализовать, если подсхема 5 – буферный усилитель с единичным коэффициентом передачи по напряжению, а подсхема 6 – двухполюсник. Коэффициент ослабления при этом несколько повышается за счёт уменьшения второго слагаемого:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1} + \frac{Y_{\text{ВХ.5}}}{y_{22-6}^*} K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1}. \quad (7.7)$$

Таким образом, введение этой следящей связи эквивалентно уменьшению проводимости в эмиттерной цепи транзисторов VT1, VT2 ДК без обратной связи до уровня входной проводимости подсхемы 5 ( $Y_{\text{ВХ.5}}$ ). Это позволяет, во-первых, использовать в качестве



$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx (1 - \mu_3) K_{\text{ос.сф}(3)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(4)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1} \left( 1 + \frac{Y_{\text{вх.5}}^*}{y_{22-6}^*} \right), \quad (7.9)$$

$$\mu_3 = \frac{g_{21-4} c_{u5-2}}{1 - 2c_{u5-1} c_{u3} g_{21-4}}. \quad (7.10)$$

В выражении (7.9) используются коэффициенты  $K_{\text{ос.сф}(1)}$ ,  $K_{\text{ос.сф}(3)}$ ,  $K_{\text{ос.сф}(4)}$ , определённые соотношениями (5.1) и (5.12).

При выборе параметров схемы ДК таким образом, чтобы коэффициент  $\mu_3$  равнялся единице, в значительной мере ослабляется влияние параметров входных транзисторов VT1-VT2 на коэффициент ослабления синфазных входных напряжений.

В связи с этим составляющие выражения (7.10) должны удовлетворять одной из трёх систем неравенств:

$$\left. \begin{array}{l} c_{u5-1} < 0, \\ c_{u5-2} > 0, \\ c_{u3} < 0, \\ g_{21-4} > 0, \\ |g_{21-4} c_{u3} c_{u5-1}| \gg 1, \\ c_{u5-2} c_{u3}^{-1} c_{u5-1}^{-1} = -2; \end{array} \right\} (7.11) \quad \left. \begin{array}{l} c_{u5-1} > 0, \\ c_{u5-2} < 0, \\ c_{u3} > 0, \\ g_{21-4} < 0, \\ |g_{21-4} c_{u3} c_{u5-1}| \gg 1, \\ c_{u5-2} c_{u3}^{-1} c_{u5-1}^{-1} = -2; \end{array} \right\} \quad (7.12)$$

$$\left. \begin{array}{l} c_{u5-1} > 0, \\ c_{u5-2} > 0, \\ c_{u3} < 0, \\ g_{21-4} < 0, \\ |g_{21-4} c_{u3} c_{u5-1}| \gg 1, \\ c_{u5-2} c_{u3}^{-1} c_{u5-1}^{-1} = -2. \end{array} \right\} \quad (7.13)$$

Дополнительными условиями значительного увеличения коэффициента ослабления ДК четвёртой группы являются следующие неравенства:

$$\left. \begin{array}{l} Y_{\text{вх.5}} = Y_{\text{вх.сф5}} + \frac{Y_{\text{вх.5}}^*}{1 - 2c_{u5-1} c_{u3} g_{21-4}} \ll y_{22-6}^*, \\ Y_{\text{вх.сф1-3}} \approx Y_{\text{вх.сф2-3}} \ll h_{22-1} \approx h_{22-2}, \end{array} \right\} \quad (7.14)$$

где  $Y_{\text{вх.сф5}}$ ,  $Y_{\text{вх.5}}^*$  – входные проводимости для синфазных и дифференциальных составляющих напряжений на входах подсхемы 5 (рис. 4.1).

Первое из соотношений (7.14) показывает, что подсхема 5 не должна сильно шунтировать выходное сопротивление источника опорного тока в эмиттерной цепи транзисторов VT1, VT2 ДК. Второе накладывает ограничения на схемную реализацию второго каскада ОУ, входные сопротивления для синфазных напряжений которого следует выбирать достаточно большими.

Синтез схем ДК четвёртой группы сводится к выбору параметров подсхем 3, 4, 5 (рис. 4.1), удовлетворяющих одной из трёх систем ограничений, представленных выражениями (7.10) – (7.13). В связи с тем, что число подходящих подсхем велико, можно синтезировать усилители с широким спектром технических характеристик. На рис. 4.1, 7.3 показаны схемы, иллюстрирующие принципы построения таких ДК.

## 8. КАСКОДНЫЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Обобщённая схема каскодных ДК приведена на рис. 8.1а.

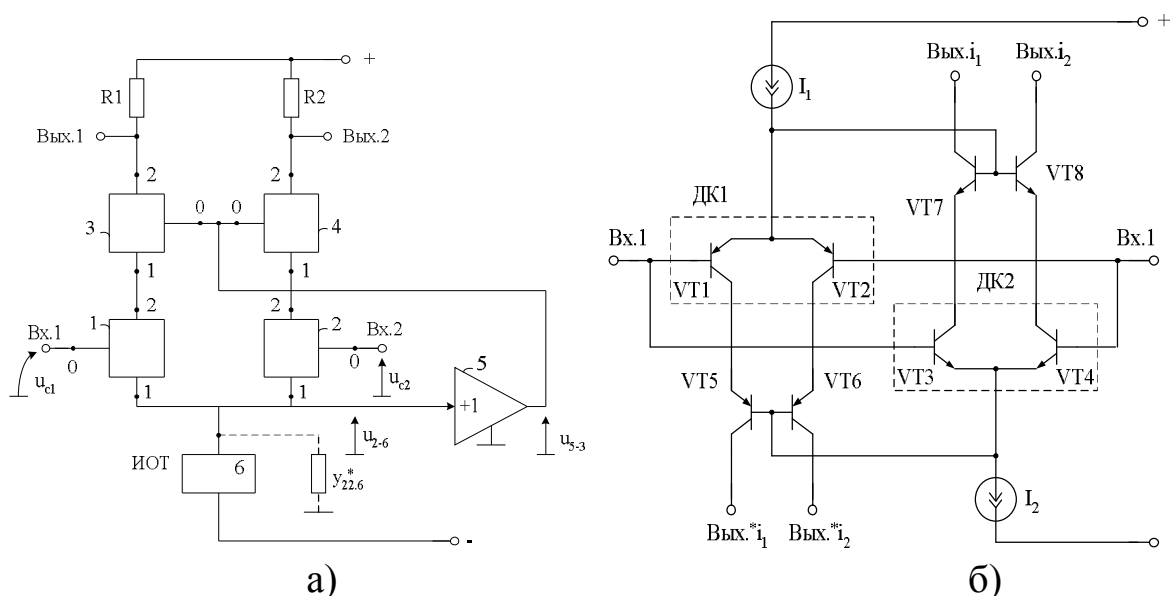


Рис. 8.1. Обобщённая схема каскодного ДК  
с симметричным выходом (а)  
и пример его построения на комплементарных транзисторах (б)

В качестве подсхем 1–4 целесообразно применять одиночные полевые или биполярные транзисторы, а иногда – более сложные многополюсники. Подсхема 5 служит для установления статического режима транзисторов ДК по напряжению коллектор-база. В усилителях со следящей связью она, кроме того, осуществляет передачу напряжения  $u_{2-6} \approx u_{\text{сф.вх}}$  в цепь коллекторного питания подсхем 1-2. При  $P_4 = u_{5-3}/u_c \approx 1$  напряжение между узлами 1-2 данных подсхем остаётся постоянным в широком диапазоне изменения синфазного сигнала на входах ДК. Как следствие, разброс их  $h$ -параметров  $h_{12}$  и  $h_{22}$  в гораздо меньшей степени влияет на коэффициент  $K_{\text{ос.сф}}$ . Традиционные варианты выполнения подсхемы 5 – использование эмиттерных или истоковых повторителей напряжения (рис. 8.1).

Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений каскодных ДК с симметричным выходом (рис. 8.1) определяется формулой:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx (1 - P_4) K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(7)}^{-1} + P_4 K_{\text{ос.сф}(8)}^{-1}, \quad (8.1)$$

где  $P_4 \approx u_{5-3}/u_c \approx 1$ ,

$$K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1} = K_{\text{ос.сф}(3)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(4)}^{-1}, \quad (8.2)$$

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} = (K_{\text{ос.сф}}^*)^{-1} \approx K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1},$$

$$K_{\text{ос.сф}(7)}^{-1} = \frac{y_{22-6}}{R_1 + R_2} (h_{11-1} h_{21-2} h_{21-4} R_2 - h_{11-2} h_{21-1} h_{21-3} R_1), \quad (8.3)$$

$$K_{\text{ос.сф}(8)}^{-1} = h_{12-1} h_{12-3} - h_{12-2} h_{12-4} + \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{R_1 + R_2} (h_{22-3} R_1 - h_{22-4} R_2 +$$

$$+ h_{21-4} h_{12-4} h_{22-2} R_2 - h_{21-3} h_{12-3} h_{22-1} R_1),$$

$$y_{22-6} = y_{22-6}^* + Y_{\text{вх.5}}.$$

В выражении (8.1)  $P_4$  – коэффициент передачи по напряжению подсхемы 5 (рис. 4.1);  $Y_{\text{вх.5}}$ ,  $y_{22-6}^*$  – входная и выходная проводимости подсхемы 5 и источника опорного тока ИОТ соответственно;  $K_{\text{ос.сф}(2)}$  соответствует соотношению (5.1).

При условии  $P_4 = 1$  намного уменьшается влияние на коэффициент ослабления синфазных входных напряжений разброса  $h$ -параметров подсхем 1, 2, но, вместе с тем, подчёркивается влияние на данный коэффициент выходных проводимостей подсхем 3, 4



(рис. 8.1). Поэтому в качестве подсхем 3-4 желательно использовать активные элементы с малыми значениями параметра  $h_{22}$ , а также их комбинации.

Если вместо резисторов R1, R2 (рис. 8.1) включается активная нагрузка (рис. 8.2а), то коэффициент ослабления входного синфазного сигнала

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx (1 - P_4) K_{\text{ос.сф}(9)}^{-1} + K_{\text{ос.сф}(10)}^{-1} + P_4 K_{\text{ос.сф}(11)}^{-1}, \quad (8.5)$$

где

$$K_{\text{ос.сф}(9)}^{-1} \approx h_{12-1} - h_{12-2} + A_3(h_{11-1} + h_{11-2}) \times$$

$$\times (h_{21-4} h_{22-2} - h_{22-1} h_{21-3} h_{21-7}), \quad (8.6)$$

$$K_{\text{ос.сф}(10)}^{-1} \approx A_3 y_{22-6} (h_{11-1} h_{21-2} h_{21-4} - h_{11-2} h_{21-1} h_{21-3} h_{21-7}), \quad (8.7)$$

$$K_{\text{ос.сф}(11)}^{-1} \approx A_3 (h_{11-1} + h_{11-2}) (h_{22-3} h_{21-7} - h_{22-4}), \quad (8.8)$$

$$A_3 = (1 + h_{21-7})^{-1}, \quad (8.9)$$

$h_{21-7} \approx 1$  –  $h$ -параметр подсхемы активной нагрузки 7.

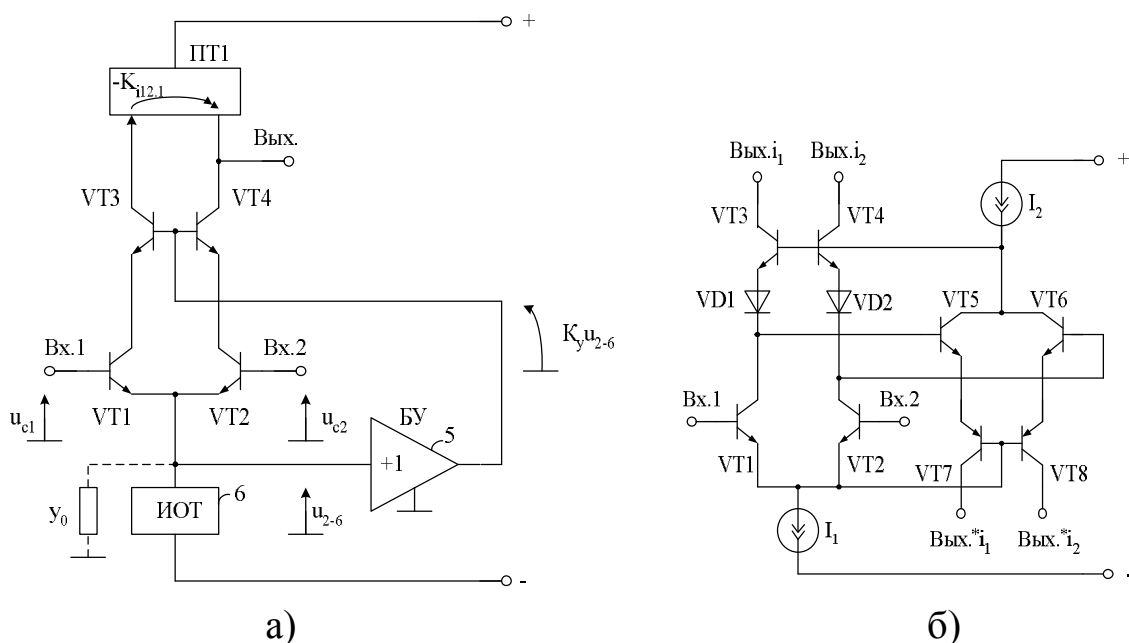


Рис. 8.2. Каскодный ДК (а) и пример его построения (б)

В отличие от типовых ДК (рис. 1.1) усилители со следящей связью по коллекторному питанию имеют сравнительно малую входную проводимость для синфазных напряжений (1.6). Так, для схемы на рис. 8.1

$$Y_{\text{вх.сф1}} = (1 - P_4)h_{22-1} + \left[ (1 - P_4) \frac{h_{12-2} - h_{12-1}}{h_{11-1} + h_{11-2}} + 0,5y_{22-6} \right] (1 + h_{21-1}), \quad (8.10)$$

$$Y_{\text{вх.сф2}} = (1 - P_4)h_{22-2} + \left[ (1 - P_4) \left( \frac{h_{12-1} - h_{12-2}}{h_{11-1} + h_{11-2}} \right) + 0,5y_{22-6} \right] (1 + h_{21-2}). \quad (8.11)$$

## 9. КАСКАДЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО СИНФАЗНОМУ СИГНАЛУ

Дифференциальные усилители с перспективными способами введения отрицательных обратных связей (ООС) могут получить широкое применение в ОУ нового поколения. По способу введения ООС в ДК можно разделить на две основные группы. В усилителях первой группы сигнал ООС поступает в эмиттерные цепи транзисторов VT1-VT2 через под схему б (рис. 4.1). В усилителях второй группы напряжение ООС  $u_3$  подаётся в цепь коллекторного питания ДК. Существуют также каскады, сочетающие в себе особенности усилителей первой и второй групп.

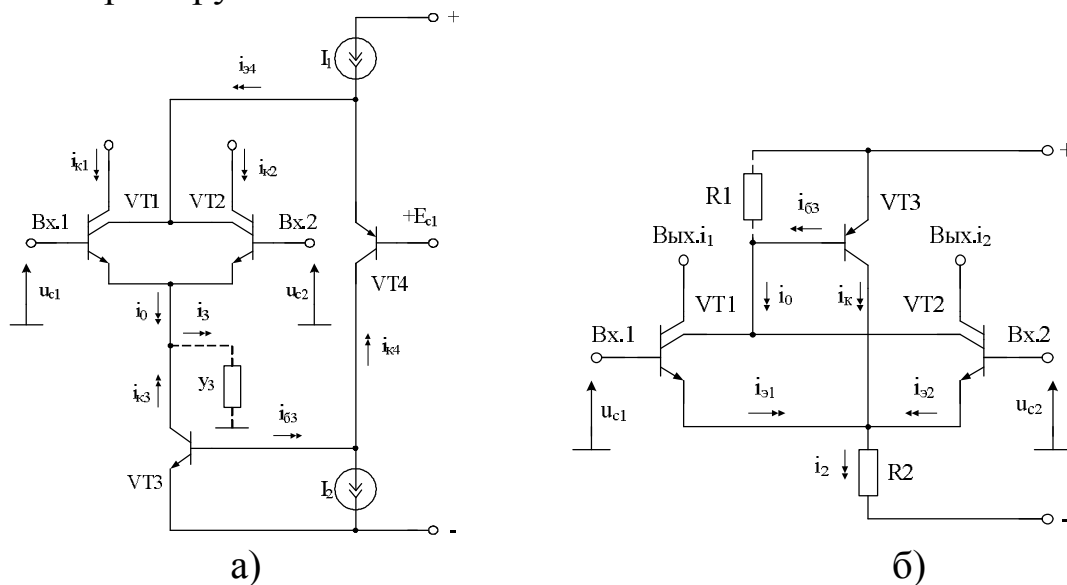


Рис. 9.1. Дифференциальные усилители с отрицательной обратной связью по эмиттерной цепи VT1-VT2

Согласно формуле (1.5) для расчёта результирующего коэффициента ослабления двухкаскадного усилителя необходимо предварительно найти коэффициенты  $K_{\text{ос.сф}}$ ,  $K_{\text{пр.сф}}$ ,  $K_{\text{уд}}$ .

Обобщённое выражение (4.2) при исключённой передаче синфазного напряжения на вход подсхемы 4 принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} K_{\text{ос.сф}}^{-1} &\approx K_{\text{ос.сф}(2)}^{-1} + \frac{y_{\text{ВЫХ.6}}^*}{y_{22-6}} K_{\text{ос.сф}(1)}^{-1}, \\ y_{\text{ВЫХ.6}} &= y_{22-6}^* + \frac{n_c(b_{u01} + b_u b'_{u01})}{1 - n_c(d_{b4} + b_u d'_{b4})}, \\ n_c &= y_{21-6} c_{u5-1} c_{u3} / \Delta, \end{aligned} \right\} \quad (9.1)$$

где  $K_{\text{ос.сф}(1)}$ ,  $K_{\text{ос.сф}(2)}$  – составляющие коэффициента ДК без обратных связей (5.1).

Для схемы рис. 9.1а при  $h_{22\delta-1} = h_{22\delta-2} = 0$  справедливы следующие токовые соотношения:

$$\left\{ \begin{aligned} i_3 &= i_0 + i_{k3}, \quad i_{\text{э}4} = \frac{i_0}{n} \approx i_{k4} \approx i_{\text{б}3}, \\ i_{k3} &= \beta_3 i_{\text{б}3} = \beta_3 \frac{i_0}{n}, \quad i_0 = i_{\text{б}3} n, \\ i_3 &= u_c y_3 = i_0 + i_{k3} = i_{\text{б}3} n + i_{k3} = \beta_3 i_{\text{б}3} = i_{\text{б}3} (n + \beta_3), \\ i_0 &= i_3 - i_{k3} = u_c y_3 - \beta_3 i_{\text{б}3} = i_{k4} = u_c y_3 - \beta_3 i_{\text{э}4} = \frac{i_0}{n}, \\ i_0 + i_0 \frac{\beta_3}{n} &= u_c y_3, \end{aligned} \right. \quad (9.2)$$

где  $n = \frac{i_{\text{э}4}}{i_0}$  – коэффициент деления тока  $i_0$ ;

$\beta_3$  – коэффициент усиления по току базы транзистора VT3.

Как следствие, эффективный ток общей эмиттерной цепи

$$i_0 = \frac{u_c y_3}{1 + \frac{\beta_3}{n}} = u_c y_{\text{эф}}.$$

Поэтому эффективная выходная проводимость в эмиттере VT1 (VT2) уменьшается:

$$y_{\text{эф}} = \frac{y_3}{1 + \frac{\beta_3}{n}}. \quad (9.3)$$

Аналогичный анализ с учётом сопротивлений коллекторных переходов VT1, VT2 показывает, что введение ООС эквивалентно изменению выходной проводимости подсхемы 6 ДК (рис. 1.1) от её собственного значения  $y_0 = y_{22-6}^*$  до эффективного значения  $y_{\text{вых.6}} \leq y_{22-6}^*$ . Иными словами, отрицательная обратная связь уменьшает влияние на коэффициент ослабления только одной составляющей выражения (5.1) –  $K_{\text{ос.сф.1}}$ . При этом степень повышения коэффициента ослабления зависит от глубины ООС и может быть оценена по предельным значениям выходной проводимости  $y_{\text{вых.6}}$ .

В результате преобразований (9.1) можно найти:

$$y_{\text{вых.6}} \Big|_{n_c \rightarrow \infty} \approx \left( h_{22-1} + \frac{R_2}{R_1} b_u h_{22-2} \right) H_1 + (h_{12-1} - h_{12-2}) H_2, \quad (9.4)$$

$$\text{где } H_1 = \frac{h_{11-1} + h_{11-2}}{h_{11-2} + b_u h_{11-1} R_2 R_1^{-1}}, \quad H_2 = \frac{b_u h_{21-2} R_2 R_1^{-1} - h_{21-1}}{h_{11-2} + b_u h_{11-1} R_2 R_1^{-1}}.$$

Для упрощения выражения (9.4) положим, что все каскады усилителя характеризуются высокой симметрией ( $b_u = 1$ ,  $R_2 \approx R_1$ ). Тогда

$$y_{\text{вых.6}} \Big|_{n_c \rightarrow \infty} \approx y'_{\text{вых.6}} \approx h_{22-1} + h_{22-2}. \quad (9.5)$$

Из последних соотношений следует ряд важных выводов. Во-первых, выходная проводимость  $y_{\text{вых.6}}$  в зависимости от глубины ООС меняется в пределах от  $y_{22-6}^*$  до  $y'_{\text{вых.6}}$ . Таким образом, вводить ООС для минимизации сомножителя при коэффициенте  $K_{\text{ос.сф.1}}^{-1}$  (3.9) целесообразно только в тех случаях, когда  $y_0 = y_{22-6}^* \gg h_{22-1} + h_{22-2}$ . В усилителях с традиционным выполнением подсхемы 6 (рис. 1.1) проводимость  $y_{22-6}^*$  весьма близка к сумме параметров  $h_{22-1}$  и  $h_{22-2}$ .

Из рассмотренного следует, что большого выигрыша по увеличению коэффициента ослабления ДК данная ООС не даёт. Исключение составляют усилители с полевыми транзисторами на входе, т.к. для них обычно выполняется неравенство  $y_{22-6}^* \gg h_{22-1} + h_{22-2}$ , а также ДК с простейшими источниками опорного тока на транзисторах, имеющих малое напряжение Эрли.

Во-вторых, независимо от построения подсхемы 6 при глубокой ООС эквивалентная проводимость  $y'_{\text{вых.6}}$  близка к оптимальной (9.5).

Поэтому предельный коэффициент ослабления синфазных входных напряжений схем с обратной связью равен:

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx h_{12-1} - h_{12-2} + h_{11-1}h_{22-1} - h_{11-2}h_{22-2}. \quad (9.6)$$

Сравнение формул (9.6) и (5.1) показывает, что из соотношения для коэффициента ослабления ДК без обратной связи исключается слагаемое, обусловленное выходной проводимостью источника тока б. Однако вследствие преобладающего влияния на  $K_{\text{ос.сф}}$  разброса параметров  $h_{12}$  и  $h_{22}$  подсхем 1 и 2 ощутимого улучшения данного коэффициента в большинстве случаев не наблюдается.

Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент преобразования синфазного входного напряжения в выходное.

$$K_{\text{пр.сф}} \approx (b_u - 1) \frac{b_{u4}b'_{u1} - b'_{u04}b_{u1}}{2(b_{u4} + b_u b'_{u4})} \ll K_{\text{пр.сф}}^*. \quad (9.7)$$

Данное свойство ДК первой группы является иногда решающим фактором в пользу их применения в схемах аналоговых устройств. Это объясняется тем, что транзисторы ДК часто работают в режиме микротоков. Поэтому коэффициент усиления по напряжению первого каскада мал. В таких условиях вполне оправданы схемотехнические методы, уменьшающие коэффициент преобразования  $K_{\text{пр.сф}}$ .

Снижение входных проводимостей для синфазного сигнала  $Y_{\text{вх.сф}1}$ ,  $Y_{\text{вх.сф}2}$  (1.6) в схемах ДК с обратной связью несущественно. Для расчёта этих проводимостей можно воспользоваться формулами (1.6), положив в них  $y_{22-6}^* \approx h_{22-1} + h_{22-2}$ .

Второй способ введения ООС (рис. 9.2) при высококачественном ИОТ также не всегда повышает коэффициент ослабления синфазных входных напряжений входного каскада.

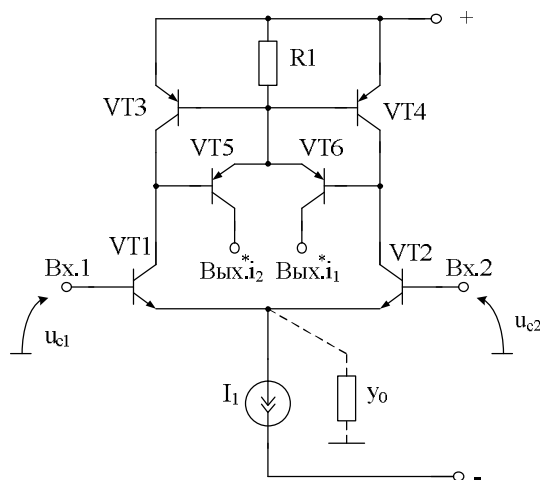


Рис. 9.2. ДУ с ООС по коллекторной цепи VT1-VT2



Относительно коэффициента преобразования  $K_{\text{пр.сф}}$  необходимо отметить, что при введении ООС вторым способом он уменьшается, снижая тем самым влияние второго каскада ОУ на общий коэффициент ослабления  $K_{\text{ос.сф.}\Sigma}$  (1.5):

Последнее обстоятельство необходимо учитывать при решении вопроса о целесообразности введения ООС. Реализация ДК по схеме с ООС может быть также полезна с точки зрения энергопотребления ДК, упрощения цепей установления и стабилизации статического режима активных элементов, применения в качестве ИОТ резисторов.

## 10. ОСЛАБЛЕНИЕ СИНФАЗНЫХ СИГНАЛОВ В ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ С ВХОДНЫМИ КАСКАДАМИ НА ОСНОВЕ «БРИЛЛИАНТОВЫХ» ТРАНЗИСТОРОВ

Эмиттерные повторители на базе комплементарных n-p-n и p-n-p транзисторов (так называемые «бриллиантовые» транзисторы) стали одним из наиболее популярных функциональных узлов аналоговых микросхем нового поколения. Они стали основой входных каскадов ОУ с так называемой токовой обратной связью (ТОС) (рис. 10.1), а также архитектур классических быстродействующих ОУ с мостовыми входными каскадами (рис. 10.2).

В этой связи представляет интерес изучение свойств дифференциальных усилителей, реализованных на бриллиантовых транзисторах, при наличии синфазной составляющей входных сигналов.

**Операционные усилители с токовой ООС.** Коэффициент ослабления синфазных сигналов входной подсистемы ОУ с ТОС (рис. 10.1) существенно зависит от сопротивления резистора  $R_{от}$ , включаемого иногда последовательно с инвертирующим входом, и сопротивлений  $r_3$  эмиттерных переходов VT1-VT4.

Если  $R_{от} = 0$ ,  $r_{31} = r_{32} = r_{33} = r_{34} = r_3$ , то синфазное изменение входных напряжений  $u_c$  создаёт в схеме приращения токов, обусловленных конечными значениями выходных проводимостей источников  $I_1(y_1)$  и  $I_2(y_2)$ :

$$\begin{aligned} i_1 &\approx y_1 u_c, \quad i_2 \approx y_2 u_c, \\ i_{k1} &\approx i_{31} \approx i_1, \quad i_{k2} \approx i_{32} \approx i_2, \\ i_H &= u_c (K_{i12.1} y_1 + K_{i12.2} y_2), \end{aligned}$$

где  $K_{i12.1} y_1 \approx K_{i12.2} y_2 \approx 1$  – коэффициент усиления по току токовых зеркал ПТ1, ПТ2.

Для дифференциального сигнала коэффициент усиления

$$K_y \approx R_H \left( \frac{K_{i12.1}}{r_{31}} + \frac{K_{i12.2}}{r_{32}} \right) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ12}}}.$$





При идентичных значениях сопротивлений эмиттерных переходов  $r_{эi} = r_{э}$  и  $K_{i12.1} \approx K_{i12.2} \approx 1$  формула (10.4) существенно упрощается:

$$K_{oc.cф}^{*-1} \approx 0,5R_{от}(y_1 - y_2)(K_{i12.1} - K_{i12.2}). \quad (10.5)$$

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

$$\left| K_{oc.cф}^{*-1} \right| < K_{oc.cф}^{-1} < \left| K_{oc.cф}^{*-1} \right|. \quad (10.6)$$

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

**Операционный усилитель с ОСН.** Схема входного каскада ОУ с ОСН приведена на рис. 10.2, где  $r_{э}$  – сопротивление эмиттерных переходов транзисторов;  $y_1, y_2, y_1^*, y_2^*$  – выходные проводимости источников тока  $I_1, I_2, I_1^*, I_2^*$ .

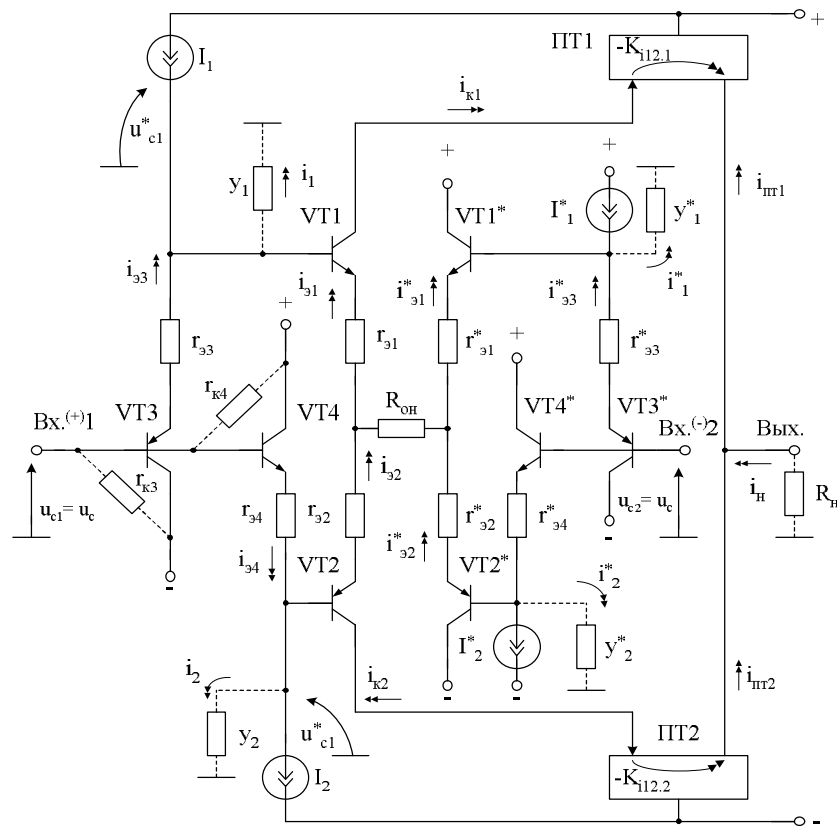


Рис. 10.2. Переменные токи во входном каскаде ОУ с ОСН на синфазном сигнале

Если предположить, что сопротивления всех эмиттерных p-n переходов транзисторов одинаковы, и пренебречь их внутренней обратной связью, то приращения токов в схеме (рис. 10.2), обусловленные синфазным сигналом  $u_c$  на входах  $V_{x.1}^{(+)}$ ,  $V_{x.2}^{(-)}$ , практически не зависят от численных значений  $R_{он}$ :

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

$$i_n = K_{i12.1}i_{к1} - i_{к2}K_{i12.2}.$$

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

$$K_{ос.сф}^{-1} \approx 0,5R_{от}(y_1 - y_2)(K_{i12.1} - K_{i12.2}). \quad (10.7)$$

Сравнение формул (10.7) и (10.1) показывает, что коэффициенты ослабления синфазных сигналов ОУ с ОСН и ОУ с ТОС при  $R_{от} = R_{он}$  и идентичном построении цепей стабилизации статического режима ( $I_1, I_2$ ) практически одинаковы. Если  $R_{от} = 0$ , то ОУ с ОСН имеет в  $N_c$  раз более высокое ослабление синфазных сигналов, где

$$N_c \approx \left| \frac{r_3(y_1 + y_2)}{R_{он}(y_1 - y_2)(K_{i12.1} - K_{i12.2})} \right|. \quad (10.8)$$

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

$$N_c \approx \left| \frac{2r_3}{R_{он}(K_{i12.1} - K_{i12.2})} \right|. \quad (10.9)$$

Входные проводимости для синфазного сигнала по неинвертирующему входу ОУ с ОСН и ОУ с ТОС также близки, т.к. для схемы (рис. 10.2) справедливы следующие соотношения

$$y_{сф}^{(+)} \approx y_{к2} + y_{к4}, \quad (10.10)$$

$$y_{сф}^{(-)} \approx y_{к2}^* + y_{к4}^*. \quad (10.11)$$

# 11. ПРЕДЕЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИСТОЧНИКОВ ОПОРНОГО ТОКА (ИОТ) И УПРАВЛЯЕМЫХ АКТИВНЫХ НАГРУЗОК В ДУ С ПОВЫШЕННЫМ ОСЛАБЛЕНИЕМ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА

## 11.1. Структурные и схемотехнические методы уменьшения выходной проводимости ИОТ

Выполненный выше анализ показывает, что выходной импеданс источников опорного тока оказывает весьма часто доминирующее влияние на  $K_{ос.сф}$  дифференциальных усилителей. В этой связи представляет интерес исследование условий получения предельных значений  $y_0$  ( $y_{22-6}^*$ , рис. 4.1) ИОТ с базовой архитектурой.

**ИОТ с классической архитектурой.** Транзисторные источники опорного тока (ИОТ), которые используются для стабилизации режима ДК нового поколения, выполняются либо по схеме без обратной связи (рис. 11.1), либо по схеме с глубокой отрицательной обратной связью (рис. 11.1а), а также по двухъярусной каскодной структуре.

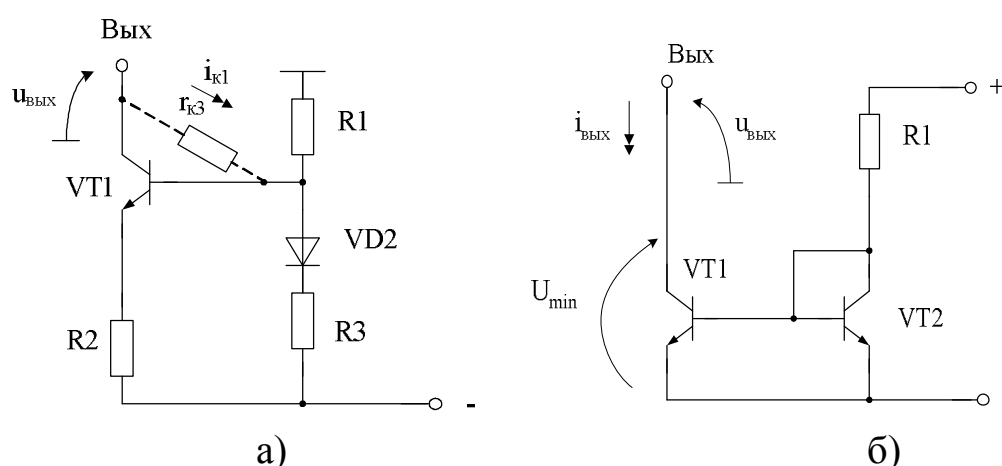


Рис. 11.1. ИОТ на биполярном транзисторе (а) и схема ИОТ с предельно возможным диапазоном изменения  $u_{Вых}$  (б)

Выходная проводимость  $y_0 = y_{22-6}^*$  ИОТ первой группы (как подсхемы 6 ДК рис. 4.1) может быть минимизирована за счёт оптимального выбора резисторов цепи смещения  $R_1, R_2, R_3$  (рис. 11.1а) и типов применяемых активных элементов:

$$y_0 = y_{22-6}^* \approx h_{126-1} R_{э.эКВ}^{-1} + h_{226-1} \left( 1 + \frac{R_{б.эКВ}}{R_{э.эКВ}} \right), \quad (11.1)$$

где  $h_{ij-1}$  –  $h$ -параметры транзистора VT1 в схеме с общей базой;

$R_{э.эКВ} = R_2 + h_{116-1}$  – эквивалентное сопротивление эмиттерной цепи VT1;

$R_{б.эКВ} = R_1 \parallel (r_{D2} + R_3)$  – эквивалентное сопротивление базовой цепи VT1;

$r_{D2}$  – дифференциальное сопротивление р-п перехода VD2.

**Первый частный случай** – классическое «токовое» зеркало (рис. 11.1б). Здесь  $R_3 = 0$ ,  $R_2 = 0$ ,  $R_1 \gg R_{D2}$ . При данных ограничениях выходная проводимость ИОТ (рис. 11.1б) имеет наибольшее значение

$$y_0 = y_{22.6}^* \approx \frac{h_{126-1}}{h_{116-1}} + h_{226-1} \left( 1 + \frac{r_{э2}}{h_{116-1}} \right) \approx \frac{\mu_1}{r_{э1}} + 2r_{к1}^{-1} \approx \frac{I_{э1}}{\varphi_T} \mu_1 + 2r_{к1}^{-1}, \quad (11.2)$$

где  $\mu_1 = h_{126-1}$ ,  $r_{э1} \approx h_{116-1}$ ,  $r_{к1} = h_{226-1}^{-1}$  – параметры физической эквивалентной схемы транзистора;

$\varphi_T \approx 25$  мВ – температурный потенциал;

$I_{э1}$  – статический ток эмиттера транзистора VT1.

Первое слагаемое уравнения (11.2), учитывающее внутреннюю обратную связь в транзисторе VT1, доминирует. Поэтому в данной схеме

$$y_0 = y_{22.6}^* \approx \frac{I_{э1}}{\varphi_T} \mu_1 \approx \frac{I_{э1}}{U_{э1}}, \quad (11.3)$$

где  $U_{э1} = 15 \div 40$  В – напряжение Эрли транзистора VT1.

**Второй частный случай** – сопротивление  $R_2$  в эмиттерной цепи VT1 велико ( $R_2 \gg h_{116-1} = r_{э1}$ ). В этом случае выходная проводимость ИОТ принимает минимально возможное значение:

$$y_0 = y_{22-6}^* = y_{0\min} \approx h_{226-1} = r_{к1}^{-1}. \quad (11.4)$$

**Третий частный случай** – сопротивление в цепи базы мало ( $R_{б.экв} \approx 0$ ), а сопротивление  $R_2 \neq 0$ . Данный режим обеспечивается подключением базы VT1 к источнику напряжения смещения с нулевым выходным сопротивлением. При этом выходная проводимость ИОТ

$$y_0 = y_{22,6}^* \approx h_{22\delta-1} + \frac{h_{12\delta-1}}{R_2 + h_{11\delta-1}} \approx \frac{\varphi_T}{U_{\delta 1}} \cdot \frac{I_{\delta 1}}{I_{\delta 1} R_2 + \varphi_T} + r_{к1}^{-1}. \quad (11.5)$$

Если падение напряжения на  $R_2$  существенно больше, чем  $\varphi_T \approx 25$  мВ, то

$$y_0 = y_{22,6}^* \approx \frac{\varphi_T}{R_2 U_{\delta 1}} + r_{к1}^{-1}. \quad (11.6)$$

Таким образом, в зависимости от соотношения параметров элементов в цепи базы и цепи эмиттера VT1 выходная проводимость ИОТ (рис. 11.1а) может изменяться в  $N_0$  раз от уровня  $h_{22\delta-1} = r_{к1}^{-1}$  до уровня  $\mu_1 r_{\delta 1}^{-1} \gg r_{к1}^{-1}$ , где  $N_0 = \frac{I_{\delta 1} r_{к1}}{U_{\delta 1}} \gg 1$ .

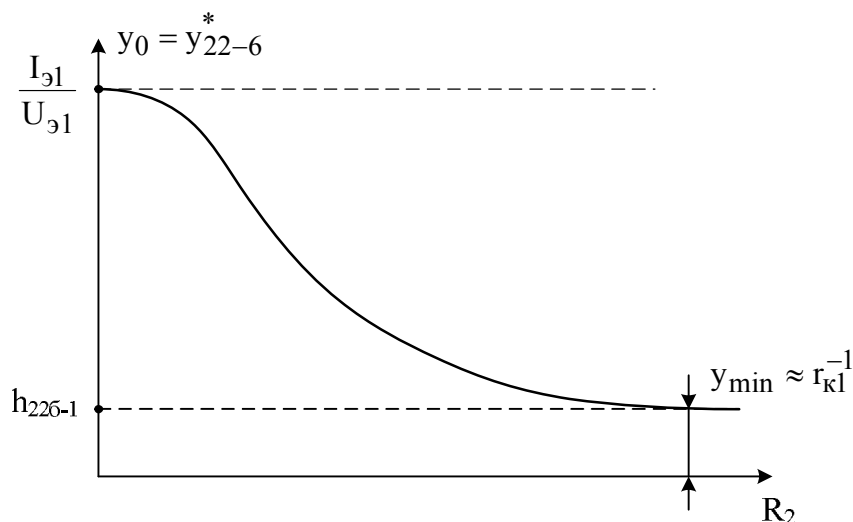


Рис. 11.2. Зависимость выходной проводимости ИОТ от сопротивления  $R_2$  при  $R_{б.экв} = 0$

У источников опорного тока с глубокой отрицательной обратной связью (рис. 11.3а) выходная проводимость не может быть меньше, чем  $y_0 = y_{22-6}^* \leq h_{22\delta-1}$ . Поэтому в качестве транзисторов VT1 выгодно применять полевые транзисторы. В этом случае легко получить значения  $y_{22-6}^*$ , лежащие в пределах  $10^{-8} - 10^{-9}$  См.

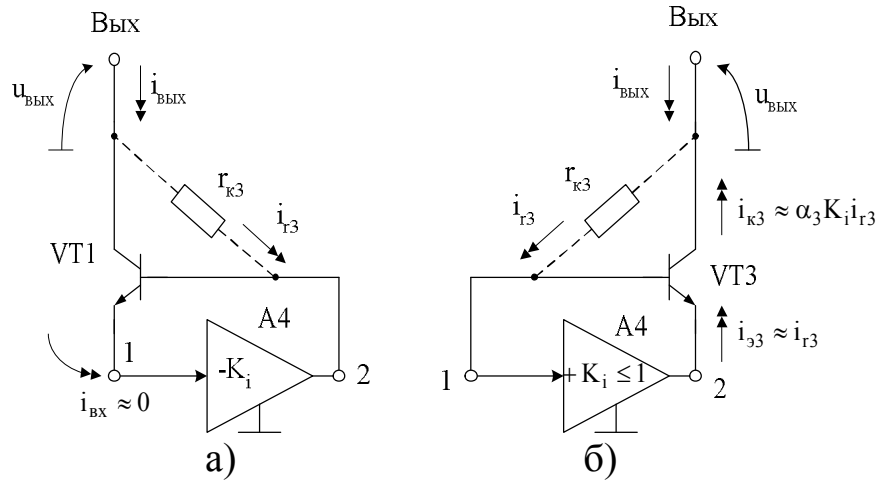


Рис. 11.3. Функциональные схемы источников опорного тока с отрицательной обратной связью (а) и собственной компенсацией  $r_{k3}$  (б)

Способ построения транзисторных каскадов с малой выходной проводимостью даёт хорошие результаты и при синтезе схем высококачественных ИОТ. Если между эмиттером и базой транзистора VT1 включить неинвертирующий усилитель тока A4 с единичным коэффициентом передачи по току (рис. 11.3б), то его

$$y_{22-6}^* \approx h_{22\delta-1}(1 + h_{21-4}) + h_{22-4}[h_{12\delta-1} + h_{22\delta-1}(h_{11\delta-1} + h_{11-4})], \quad (11.7)$$

где  $h_{ij-4}$  –  $h$ -параметры подсхемы A4.

При достаточно малых значениях параметров  $h_{22-4}$  и  $h_{11-4}$  выходное сопротивление ИОТ может достигать нескольких сотен мегаом.

Абсолютные значения сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$  ДК с симметричным выходом (рис. 1.1) не влияют на коэффициент  $K_{\text{ос.сф}}$  с точностью до слагаемых второго порядка малости. Более важной характеристикой нагрузки является относительный разброс сопротивлений этих резисторов. Иногда с помощью резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  (рис. 1.1) регулируется ЭДС смещения ДК, поэтому практически их сопротивления выбираются неравными. В таких случаях весьма желательно, чтобы выходная проводимость источника опорного тока ИОТ 6 (рис. 1.1) удовлетворяла равенству:

$$y_{22-6}^* = h_{22-1} + h_{22-2}. \quad (11.8)$$

При данном значении выходной проводимости (11.8) коэффициент  $K_{\text{ос.сф}}$  не зависит от сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ :

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx h_{12-1} - h_{12-2} + h_{11-1}h_{22-1} - h_{11-2}h_{22-2}. \quad (11.9)$$

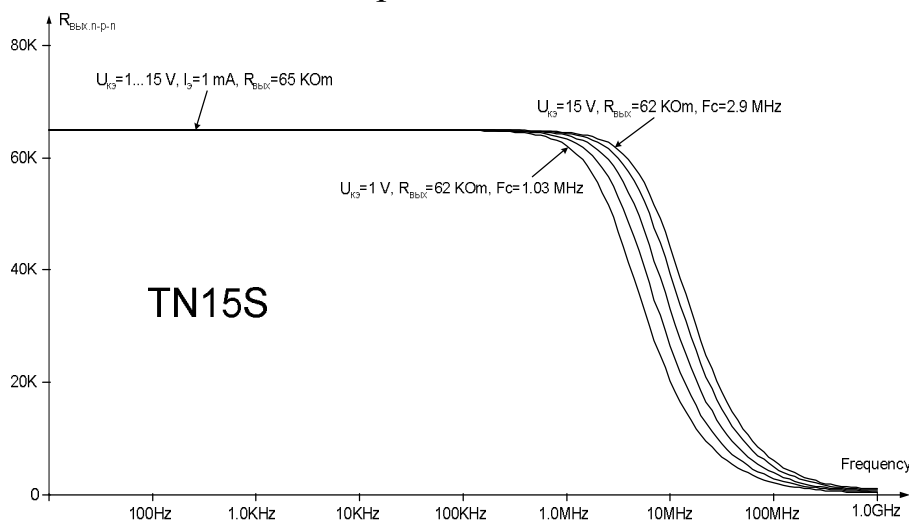
Условие (11.8) почти всегда выполняется в полупроводниковых ОУ, построенных на транзисторах с высокой идентичностью характеристик. Иногда равенство (11.8) можно обеспечить за счёт надлежащего выбора режима ИОТ. Необходимо только иметь в виду, что в этом случае не гарантируется высокая температурная и временная стабильность коэффициента ослабления синфазных входных напряжений.

В аналоговых микросхемах с малым напряжением питания приходится отказываться от двухъярусной архитектуры ИОТ, а также типовых ИОТ по схеме Вильсона, уменьшать до нуля сопротивление  $R_3$  в эмиттерной цепи выходного транзистора классического ИОТ.

Наиболее широкий диапазон изменения выходного напряжения ИОТ реализуется в классической управляемой активной нагрузке (рис. 11.1б). Здесь минимальное выходное напряжение  $U_{\min}$  определяется условием насыщения транзистора VT1  $U_{\min} \approx 0,5 \div 0,6$  В. Однако выходное дифференциальное сопротивление ИОТ (рис. 11.1б) сильно зависит от статического тока эмиттера VT1 и напряжения Эрли транзистора VT1 ( $U_{э1}$ ) (рис. 11.4).

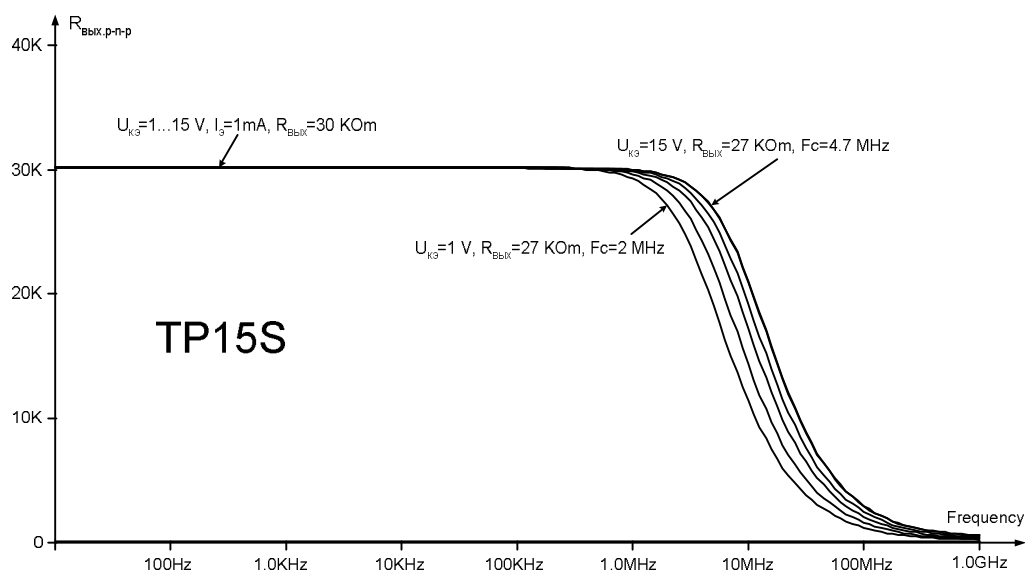
$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{э}}{I_{э}}, \quad (11.10)$$

где  $I_{э}$  – статический ток эмиттера VT1.



a)

Рис. 11.4. Выходное сопротивление классического ИОТ на n-p-n (а) и p-n-p (б) интегральных транзисторах ФГУП НПП «Пульсар» (начало, окончание см. на с. 64)



б)

Рис. 11.4. Окончание (начало см. на с. 63)

Необходимо подчеркнуть, что уменьшение горизонтальных и вертикальных размеров интегральных биполярных транзисторов, направленное на увеличение граничной частоты усиления и степени интеграции микросхем, приводит к более сильному влиянию коллекторного напряжения на толщину активной базы, результатом чего является уменьшение выходного дифференциального сопротивления и напряжения Эрли. Если напряжение Эрли для дискретных p-n-p транзисторов составляет  $U_э = 80...200$  В, а p-n-p –  $U_э = 40...150$  В, то транзисторы современных ИС имеют гораздо меньшее напряжение Эрли:  $U_э = 15...40$  В.

Для оценки напряжения Эрли основного усилительного элемента – p-n-p транзистора – можно использовать результаты измерений типовых технологических процессов, показанные на рис. 11.5 и 11.6 для различных значений удельного сопротивления слоя ( $R_s$ ) p-базовой области и толщины n-эпитаксиальной плёнки ( $h$ ).

Напряжение Эрли интегральных горизонтальных p-n-p транзисторов НПО «Интеграл» обычно меньше, чем для p-n-p. Это объясняется тем, что концентрация примеси в базе горизонтального p-n-p транзистора (эпитаксиальная плёнка n-типа) меньше, чем в p-базе p-n-p.

Таким образом, при миллиамперных токах эмиттера выходное сопротивление классического ИОТ (рис. 11.1б) не превышает величины  $15\div30$  кОм. В большинстве случаев этого недостаточно.



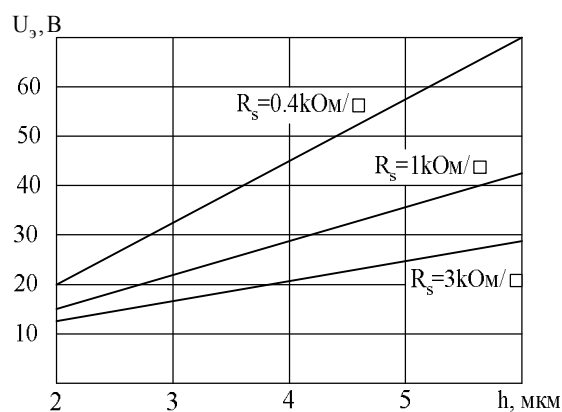


Рис. 11.5. Напряжение Эрли n-p-n транзисторов ( $U_{э}$ ) в зависимости от толщины n-эпитаксиальной плёнки ( $h$ )

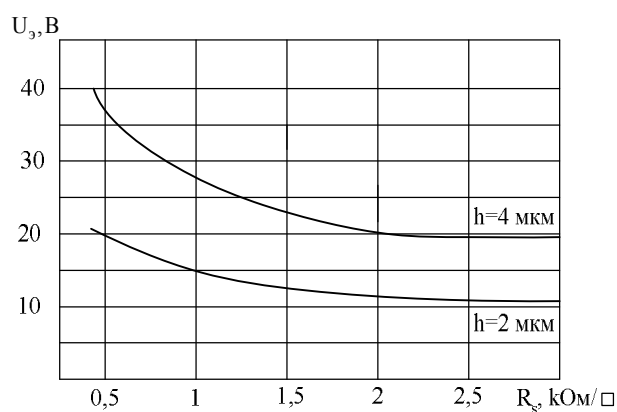


Рис. 11.6. Напряжение Эрли n-p-n транзисторов ( $U_{э}$ ) в зависимости от удельного сопротивления слоя ( $R_s$ ) p-базовой области

Кроме этого, классические источники опорного тока (рис. 11.1б) «съедают» не менее  $0,6 \div 0,7 \text{ В}$  от допустимого диапазона синфазных входных сигналов ДУ ( $U_{с. \max}$ ). При напряжениях питания  $1,5 \div 3 \text{ В}$  это достаточно серьёзное ухудшение данного параметра.

При низковольтном питании и его высокой стабильности можно поставить вопрос о замене транзисторных источников опорного тока на их резистивные аналоги. Однако при этом проявляется основное «проклятие» в дифференциальных усилителях – существенное снижение коэффициента ослабления входных синфазных сигналов.

**ИОТ с цепями взаимной компенсации выходных импедансов.** Рассматриваемая ниже идея построения ИОТ с повышенным выходным сопротивлением базируется на принципе взаимной компенсации проводимостей двух параллельно включённых транзисторов VT1 и VT2 (рис. 11.7).

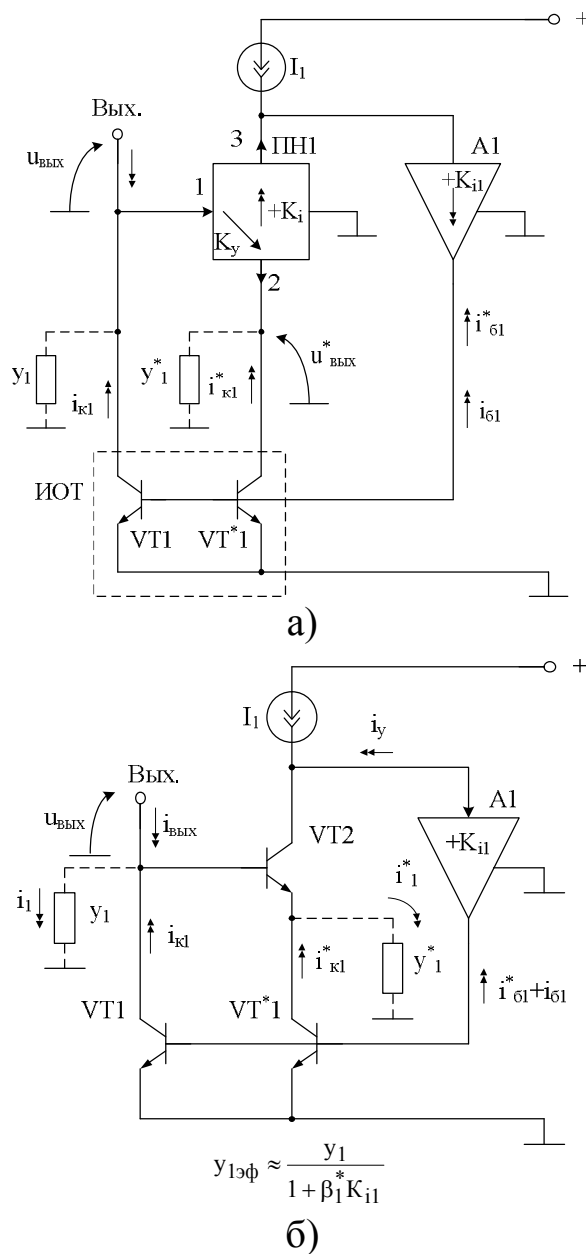


Рис. 11.7. Архитектура ИОТ с повышенным  $R_{\text{ВЫХ}}$  (а) и пример его практической реализации (б)

При этом в схеме рис. 11.7 предусмотрен повторитель напряжения и тока (ПН1), находящийся в петле отрицательной обратной связи (А1), который обеспечивает передачу выходного напряжения  $u_{\text{ВЫХ}}$  в коллектор компенсирующего транзистора VT1, а также передачу приращения тока коллектора VT1\* на вход подсистемы А1.

В качестве подсистемы А1 могут применяться различные неинвертирующие каскады (цепь смещения на стабилитроне, цепь смещения на эмиттерном повторителе, каскад с общей базой и т.п.).

Для схемы рис. 11.7а при  $K_y = 1$  справедливы следующие токовые соотношения:

$$\begin{aligned} i_i^* &= u_{\text{ВЫХ}} y_1^*, \quad i_{\text{э2}} = i_y = i_1^* - i_{\text{к1}}^*, \quad i_y = y_1^* u_{\text{ВЫХ}} - i_{\text{к1}}^*, \quad i_{\text{к1}}^* = \beta_1^* i_{\text{б1}}^*, \\ i_y &= y_1^* u_{\text{ВЫХ}} - \beta_1^* i_{\text{б1}}^*, \quad i_{\text{б1}}^* = K_{i1} i_y, \quad i_y = y_1^* u_{\text{ВЫХ}} - \beta_1^* K_{i1} i_y, \\ i_y &= \frac{y_1^*}{1 + \beta_1^* K_{i1}} u_{\text{ВЫХ}}, \quad i_{\text{к1}}^* = \beta_1^* i_{\text{б1}}^* = \beta_1^* K_{i1} i_y, \quad i_{\text{к1}}^* = \frac{\beta_1^* K_{i1}}{1 + \beta_1^* K_{i1}} y_1^* u_{\text{ВЫХ}}. \end{aligned}$$

Так как транзисторы VT1-VT1\* идентичны, то  $i_{\text{к1}} \approx i_{\text{к1}}^*$ . Поэтому выходной ток ИОТ  $i_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВЫХ}} y_1 - i_{\text{к1}}$ .

Следовательно, эффективная выходная проводимость ИОТ рис. 11.7а

$$y_{\text{эф.1}} = y_1 (1 - N_{Y-Y}), \quad (11.11)$$

где  $N_{Y-Y} = \frac{\beta_1^* K_{i1}}{1 + \beta_1^* K_{i1}} \cdot \frac{y_1^*}{y_1} \approx 1$ .

Таким образом, в схеме рис. 11.7а выходная проводимость уменьшается в  $(1 - N_{Y-Y})^{-1}$  раз.

На рис. 11.9 приведены результаты компьютерного моделирования  $R_{\text{ВЫХ}}$  ИОТ (рис. 11.8).

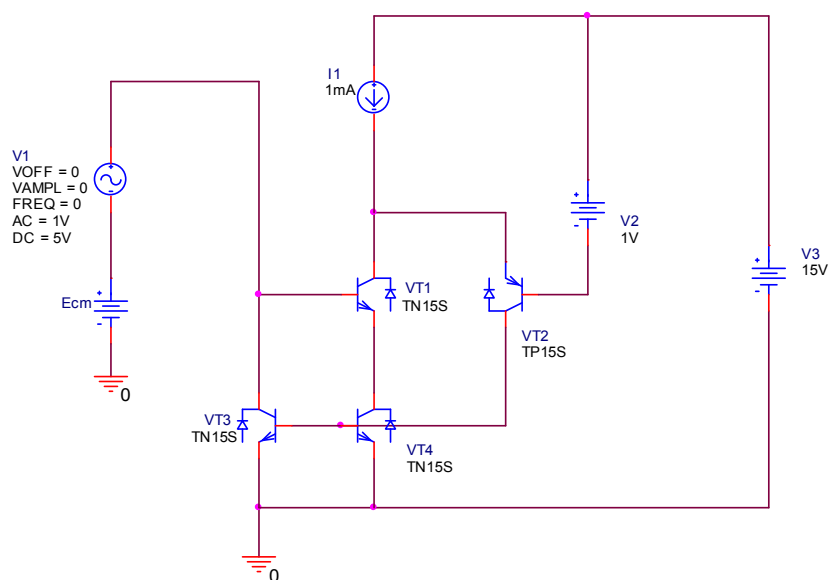


Рис. 11.8. Компьютерная модель ИОТ в среде PSpice

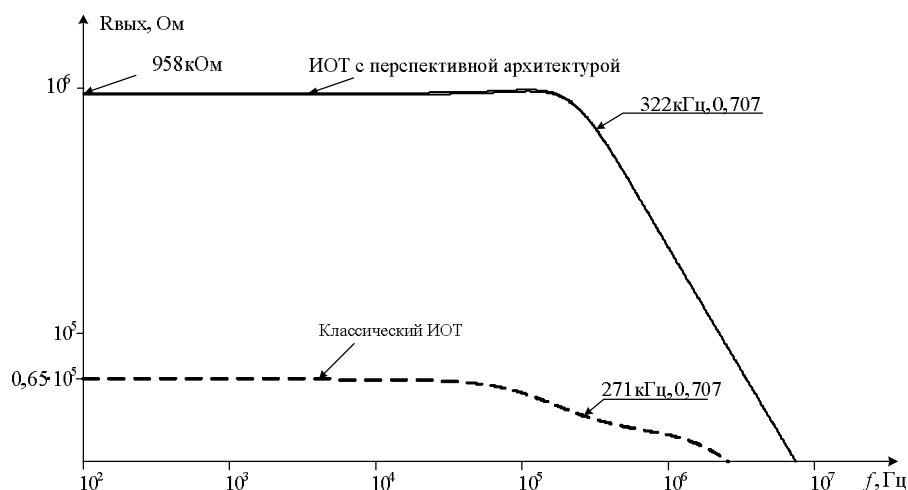


Рис. 11.9. АЧХ выходного сопротивления сравниваемых схем ИОТ

Их анализ показывает, что взаимная компенсация  $y_1$  и  $y_1^*$  (рис. 11.7а) повышает  $R_{\text{вых}}$  ИОТ более чем в 10 раз без ухудшения частотного диапазона (по уровню  $-3$  дБ). Этот эффект объясняется тем, что на высоких частотах в рассмотренных схемах ИОТ обеспечивается взаимная компенсация ёмкостей на подложку выходных транзисторов, которые включены параллельно  $y_1$  и  $y_1^*$ .

Для симметрирования статических режимов VT1 и VT1\* по напряжению коллектор-база могут применяться дополнительные эмиттерные повторители, в том числе функционально интегрированные в архитектуру буферного каскада (рис. 11.10), «снимающего» полезный сигнал с выхода ИОТ.

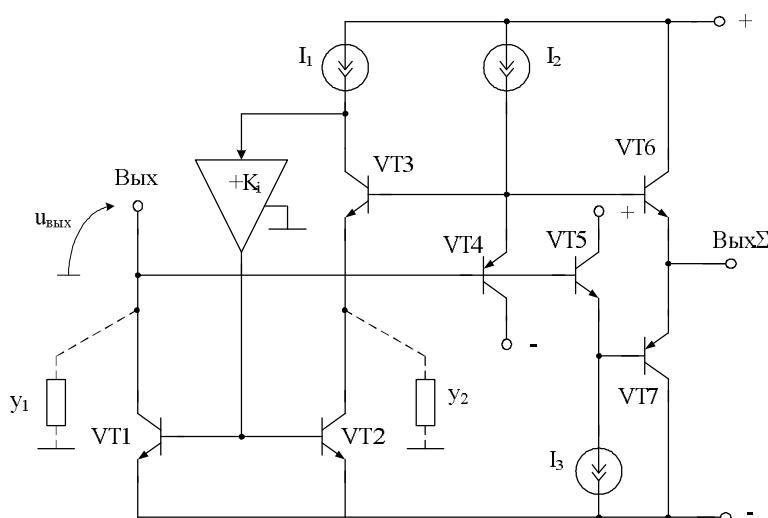


Рис. 11.10. Источник опорного тока (VT1) с цепью компенсации выходной проводимости VT1  $y_1$

На рис. 11.11 показаны другие варианты построения ИОТ в структуре дифференциальных усилителей.

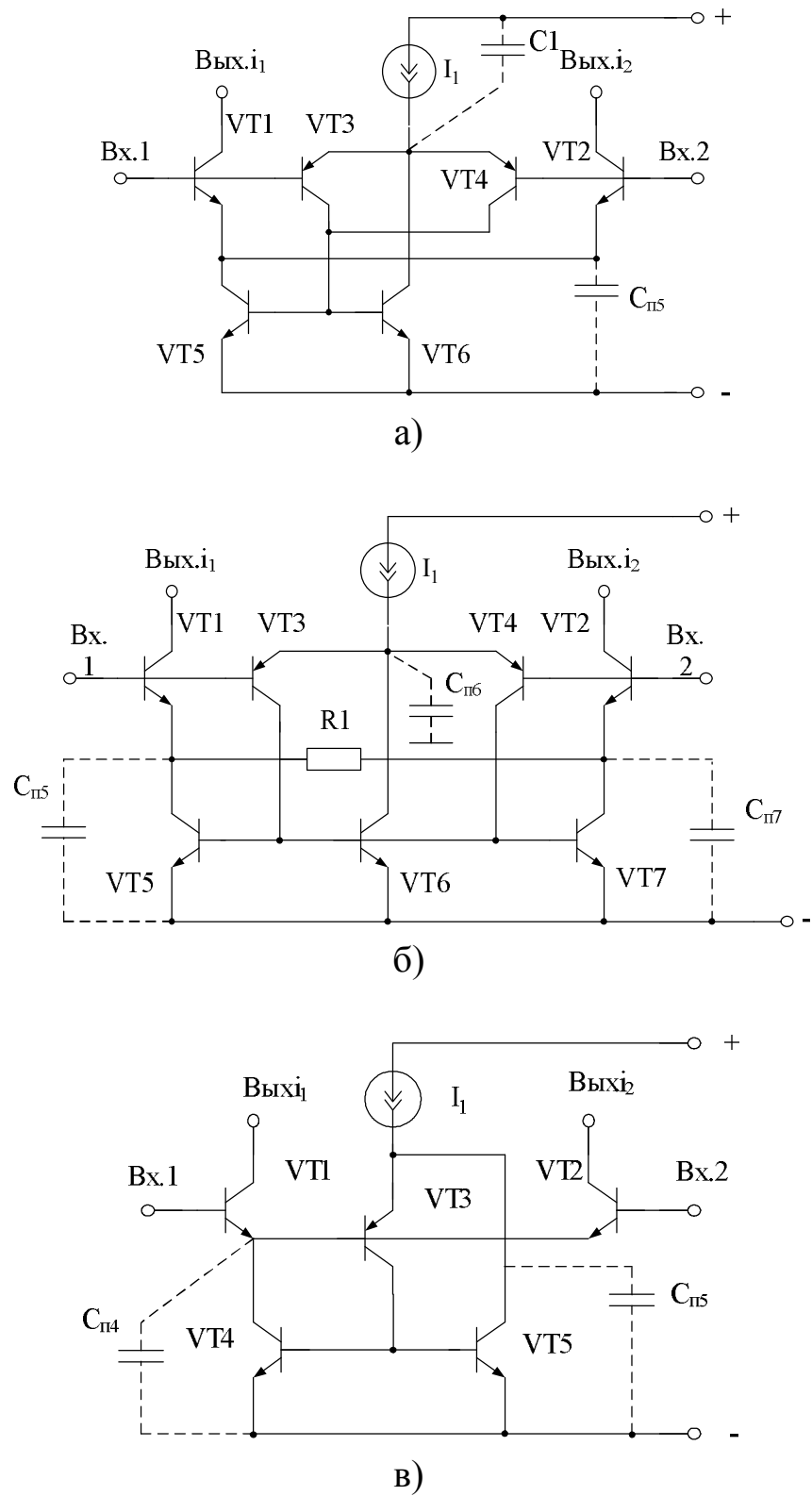
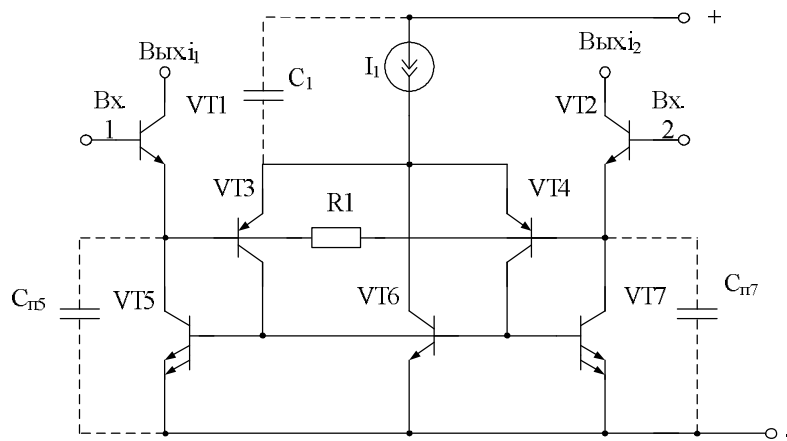
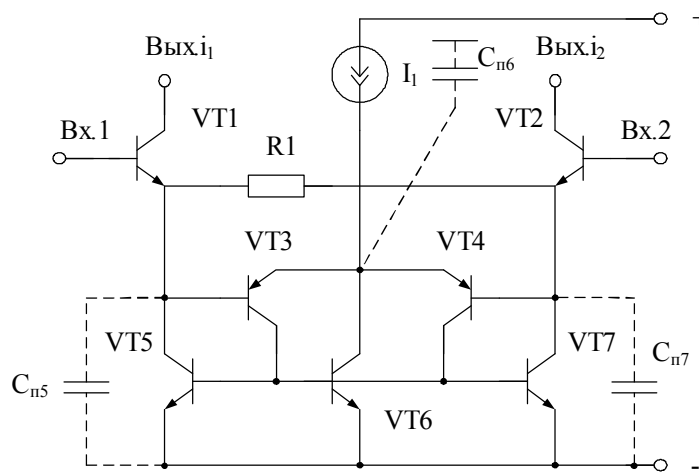


Рис. 11.11. Способы компенсации выходных проводимостей ИОТ в дифференциальных каскадах (начало, окончание см. на с. 70)



г)



д)

Рис. 11.11. Окончание (начало см. на с. 69)

Особенность схем рис. 11.11а, б состоит в том, что здесь напряжение на компенсирующем транзисторе VT6 ( $u_{к6} \approx u_c$ ) формируется из синфазного сигнала  $u_c$  с помощью дополнительного дифференциального каскада VT3-VT4.

В схемах рис. 11.11 обеспечивается также компенсация влияния на  $K_{ос.сф}$  паразитных ёмкостей на подложку транзисторов ИОТ.

Взаимная компенсация выходных проводимостей двух источников опорного тока может быть также реализована без введения цепи отрицательной обратной связи в параллельном канале по схеме рис. 11.12.

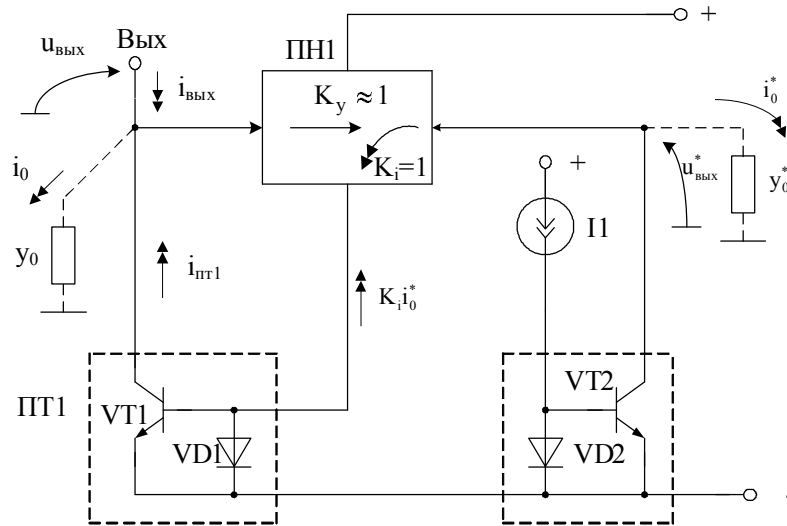


Рис. 11.12. ИОТ с повышенным выходным сопротивлением

Если на выход источника опорного тока подаётся  $u_{\text{ВЫХ}}$ , то напряжение на выходных проводимостях  $y_0$  и  $y_0^*$  транзисторов VT1 и VT2 будет близко к  $u_{\text{ВЫХ}}$ :  $u_{\text{ВЫХ}}^* \approx u_{\text{ВЫХ}}$ . Поэтому приращение напряжений и токов в элементах схемы можно определить с учётом законов Ома и Кирхгофа по следующим формулам:

$$\begin{aligned} i_0 &\approx u_{\text{ВЫХ}} \cdot y_0, \\ i_0^* &\approx u_{\text{ВЫХ}}^* \cdot y_0^* \approx u_{\text{ВЫХ}} \cdot y_0^*, \\ i_{\text{ВЫХ}} &= i_0 - i_{\text{ПТ1}} = i_0 - K_i i_0^* K_{i12.1} = u_{\text{ВЫХ}} (y_0 - K_i y_0^* K_{i1}), \\ R_{\text{ВЫХ}}^{-1} &= y_{\text{ВЫХ}} = y_0 \left( 1 - K_i K_{i12.1} \frac{y_0^*}{y_0} \right), \end{aligned} \quad (11.12)$$

где  $K_{i12.1}$  – коэффициент передачи по току «токового» зеркала ПТ1.

Так как при интегральной технологии и высокой идентичности элементов выполняется  $y_0^* \approx y_0$ ,  $K_i \approx 1$ ,  $K_{i12.1} \approx 1$ , то при  $R_{\text{вх.ПН1}} = \infty$  выигрыш по выходному сопротивлению ИОТ (рис. 11.7) достигает нескольких порядков

$$A = \frac{y_0}{y_{\text{ВЫХ}}} = \left| \frac{1}{1 - K_i K_{i12.1} \frac{y_0^*}{y_0}} \right|. \quad (11.13)$$

Для симметрирования статических режимов выходных транзисторов VT1 и VT2 по напряжению коллектор-база целесообразно обеспечить специальное построение подсхемы ПН1 или ввести в коллектор VT1 дополнительный р-п переход (V7, рис. 11.13). Такое схемотехническое решение обеспечивает:

- более точное поддержание равенства  $y_0 = y_0^* K_i K_{i12.1}$ , т.е. повышенные значения  $R_{\text{вых}}$  в широком диапазоне выходных напряжений рабочих токов ИОТ (рис. 11.13);
- работу ИОТ при малых напряжениях питания;
- более широкий допустимый диапазон изменения выходных напряжений ИОТ при заданных значениях выходного сопротивления;
- уменьшение влияния нестабильности источников питания на выходной ток ИОТ.

Компьютерное моделирование частных вариантов ИОТ (рис. 11.12), выполненное в среде PSpice, подтверждает эффективность рассмотренных схемотехнических решений – выходное сопротивление ИОТ повышается более чем на 1-2 порядка.

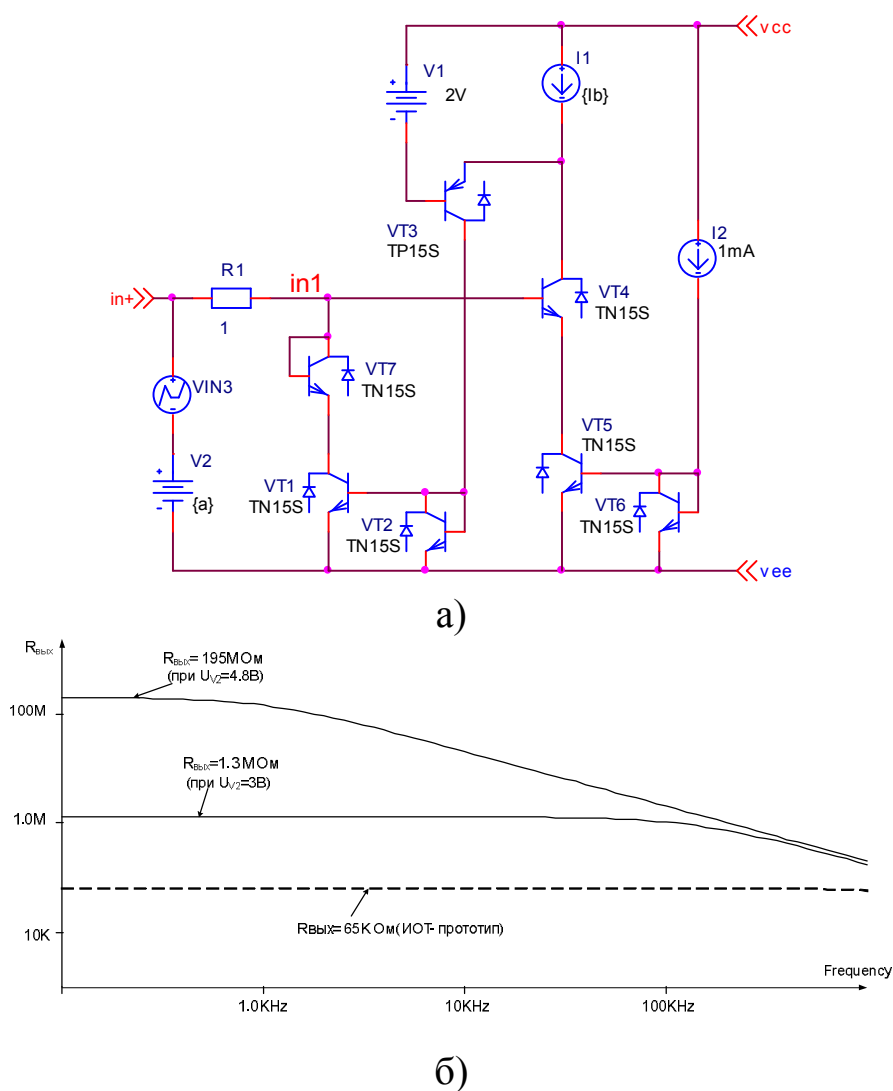


Рис. 11.13. ИОТ с повышенным выходным сопротивлением в среде PSpice (а) и результаты его моделирования (б)



Таким образом, предлагаемые выше архитектурные и схемотехнические решения позволяют более чем на порядок повысить выходное сопротивление источника опорного тока, устанавливающего статический режим дифференциального каскада.

## 11.2. Методы уменьшения режимной зависимости коэффициента передачи по току управляемых активных нагрузок

Коэффициент передачи по току  $K_{i12}$  классической активной нагрузки (рис. 11.14) зависит от коэффициента усиления по току базы  $\beta_2$  транзистора VT2, случайного (технологического) разброса напряжений эмиттер-база транзисторов VT1-VT2  $\Delta U_{эб}^*$ , измеренного для одинаковых токов эмиттера, а также от напряжения на коллекторе выходного транзистора  $U_{кэ2} \approx U_{кб2} + 0,7 \text{ В}$ . При этом численные значения  $\Delta U_{эб}^*$  подчиняются законам статистики, достигают величины  $\Delta U_{эб}^* \approx \pm(1 \div 2) \text{ мВ}$  и имеют произвольный знак ( $\pm$ ).

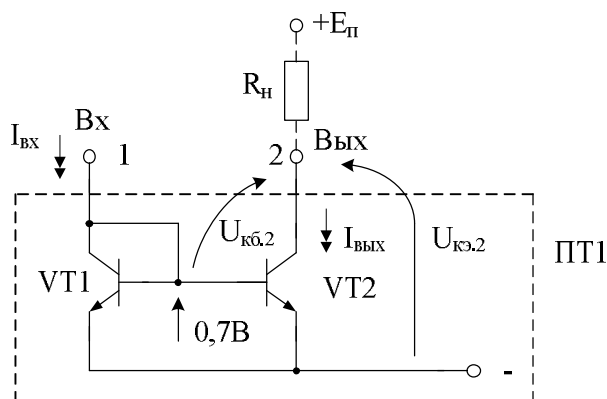


Рис. 11.14. Статический режим транзисторов в «токовом» зеркале

Определим зависимость коэффициента передачи  $K_{i12} = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}}$  схемы ПТ1 (рис. 11.14) с учётом технологического разброса  $U_{эб.2} - U_{эб.1} = \Delta U_{эб}^*$ , измеряемого при одинаковых эмиттерных токах  $I_{э1} = I_{э2}$ , а также с учётом эффекта Эрли. В эквивалентной схеме рис. 11.15 этот эффект моделируется источником ЭДС  $\mu_2 U_{кб.2}$ , где  $\mu_2 = \phi_T / U_э$  – коэффициент внутренней обратной связи VT2;  $\phi_T \approx 25 \text{ мВ}$  – температурный потенциал;  $U_э$  – напряжение Эрли транзистора VT2 ( $U_э = 15 \div 30 \text{ В}$ ).

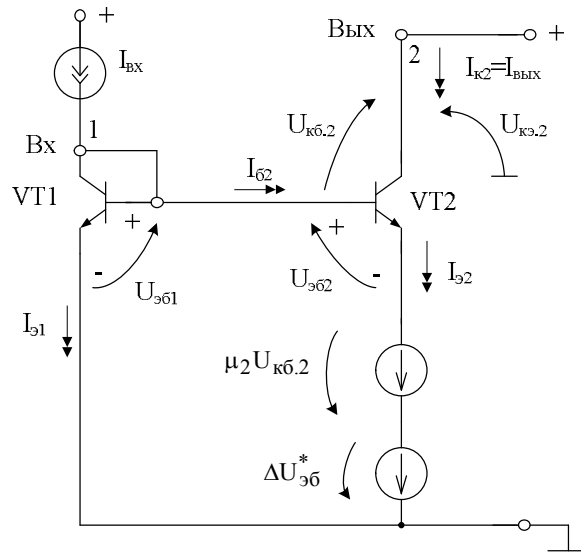


Рис. 11.15. Эквивалентная схема токового зеркала (ПТ1) с учётом  $\mu_2 \neq 0$ ,  $\Delta U_{эб}^* \neq 0$

На основании законов Кирхгофа для схемы рис. 11.15 можно составить следующую систему уравнений:

$$U_{э2} - U_{эб1} = \mu_2 U_{кб2} + \Delta U_{эб}^*, \quad (11.14)$$

$$\varphi_T \ln \frac{I_{э2}}{I_{э1}} = \Delta U_{эб.\Sigma}, \quad (11.15)$$

где  $\Delta U_{эб.\Sigma} = \Delta U_{эб}^* + \mu_2 U_{кб2}$ ,  $\Delta U_{эб}^* = U_{эб.2} \Big|_{I_{э2} = I_0} - U_{эб.1} \Big|_{I_{э1} = I_0}$ .

Выходной ток ПТ1 и токи эмиттера VT1, VT2

$$I_{ВЫХ} = \alpha_2 I_{э2}, \quad (11.16)$$

$$I_{э1} = I_{ВХ} - I_{б2} = I_{ВХ} - \frac{I_{ВЫХ}}{\alpha_2(1 + \beta_2)}, \quad (11.17)$$

$$I_{э2} = I_{э1} \exp \frac{\Delta U_{эб.\Sigma}}{\varphi_T}. \quad (11.18)$$

После преобразований из последних уравнений можно найти, что коэффициент передачи по току

$$K_{i12} = \frac{\beta_2 \exp \frac{\Delta U_{эб.\Sigma}}{\varphi_T}}{1 + \beta_2 + \exp \frac{\Delta U_{эб.\Sigma}}{\varphi_T}}, \quad (11.19)$$

где  $\Delta U_{эб.\Sigma} = \pm \Delta U_{эб}^* + \frac{\varphi_T}{U_{э}} (U_{кэ2} - 0,7 \text{ В})$ .

Если пренебречь внутренней обратной связью транзистора VT2 и положить, что  $\Delta U_{эб}^* = 0$ , то из (11.19) получим хорошо известную формулу

$$K_{i12} = K_{i12}^* = \frac{\beta_2}{2 + \beta_2}. \quad (11.20)$$

По уравнению (11.20) можно построить семейство характеристик  $K_{i12} = f(\Delta U_{эб.Σ}, \beta_2)$  (рис. 11.16).

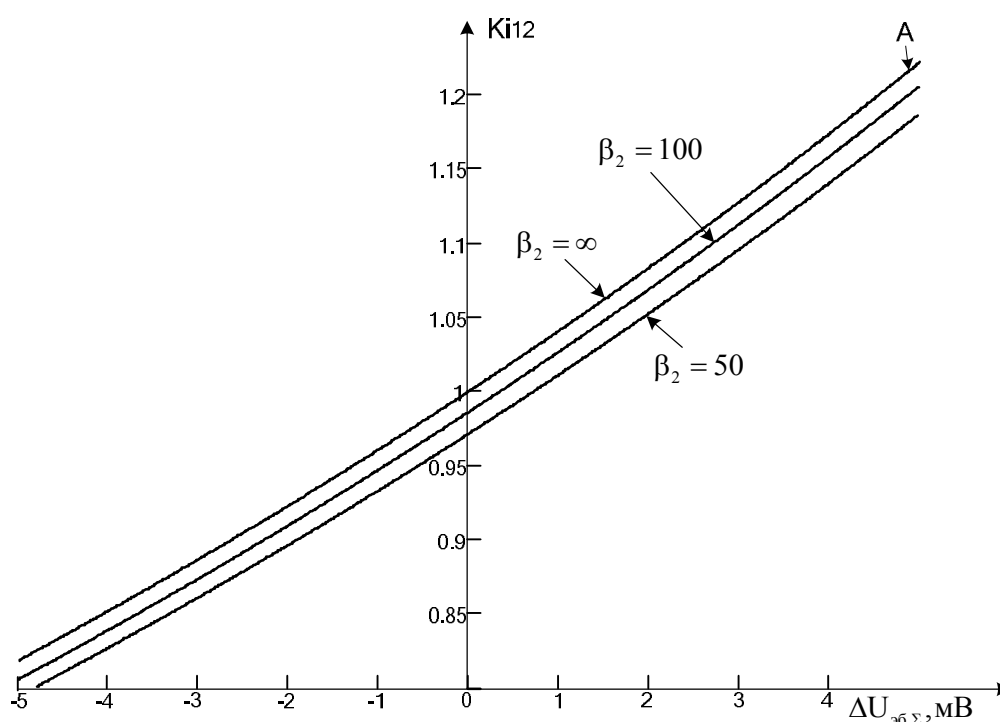


Рис. 11.16. Зависимости коэффициента передачи по току  $K_{i12}$  управляемой активной нагрузки от  $\Delta U_{эб.Σ}$  и  $\beta_2$

Если в выходную цепь 2 включается резистор нагрузки  $R_H$ , то напряжение коллектор-эмиттер VT2 равно  $U_{кэ2} = E_{\Pi}^+ - I_{\text{вых}} R_H$ , где  $E_{\Pi}^{(+)}$  – напряжение питания VT2. Таким образом, одна из причин нелинейных искажений сигнала в ПТ рис. 11.14 – нелинейная зависимость  $K_{i12} = f(I_{\text{вых}})$ . Это объясняется тем, что параметр  $\Delta U_{эб.Σ}^*$  в формуле (11.19) не остаётся постоянным при изменении тока  $I_{\text{вых}}$ :

$$\Delta U_{эб.Σ} = \pm \Delta U_{эб}^* + \frac{\Phi_T}{U_{э}} (E_{\Pi}^{(+)} - 0,7\text{В}) - \frac{\Phi_T}{U_{э}} I_{\text{вых}} R_H. \quad (11.21)$$

Анализ графика  $K_{i12} = f(\Delta U_{эб.Σ})$  (рис. 11.16), построенного по формуле (11.19), показывает, что:

1. При совершенно идентичных транзисторах VT1 (VT2) (отсутствует разброс  $U_{эб}$  при одинаковых токах, т.е.  $\Delta U_{эб}^* = 0$ ) основная причина отличия  $K_{i12}$  от единицы ( $K_{i12} \neq 1$ ) – несимметрия статического режима VT1, VT2 по напряжению коллектор-база. Так, если напряжение Эрли  $U_э = 20$  В, то уже при  $U_{кэ2} = 4$  В коэффициент передачи  $K_{i12} \approx 1,15$ .

В практических схемах, как правило,  $U_{кэ2} \gg 0,7$  В. Поэтому при  $\beta_2 \gg 1$  коэффициент  $K_{i12}$  всегда больше единицы ( $K_{i12} > 1$ ).

2. Случайный технологический разброс напряжений эмиттер-база  $\Delta U_{эб}^*$  может уменьшать (при  $\Delta U_{эб}^* < 0$ ) или увеличивать (при  $\Delta U_{эб}^* > 0$ ) коэффициент передачи по току  $K_{i12}$  относительно значения  $K_{i12}^*$ , рассчитанного при  $\Delta U_{эб.Σ} = 0$  и зависящего только от абсолютных значений  $\beta_2$  (10.1).

3. Для получения  $K_{i12}^* \rightarrow 1$  в схеме рис. 11.14 необходимо обеспечить  $\beta_2 \rightarrow \infty$ ,  $\Delta U_{эб.Σ} = 0$ .

Аналогично можно показать, что характер зависимости  $K_{i12} = f(\Delta U_{эб.Σ})$  в другой модификации «токового» зеркала (рис. 11.17) сохраняется и достаточно близок к предельной кривой «А» (рис. 11.16).

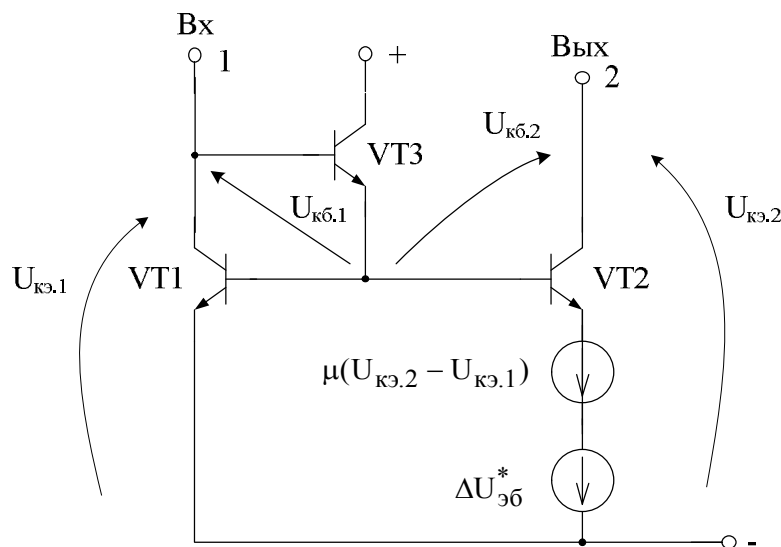
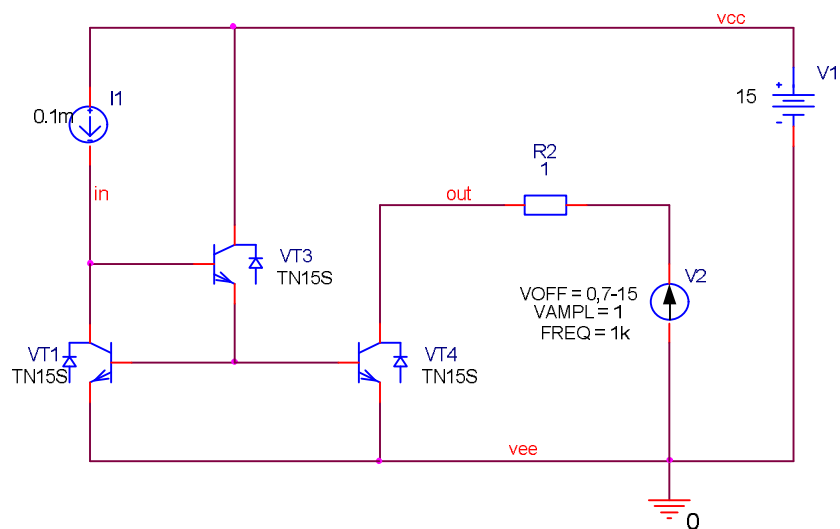
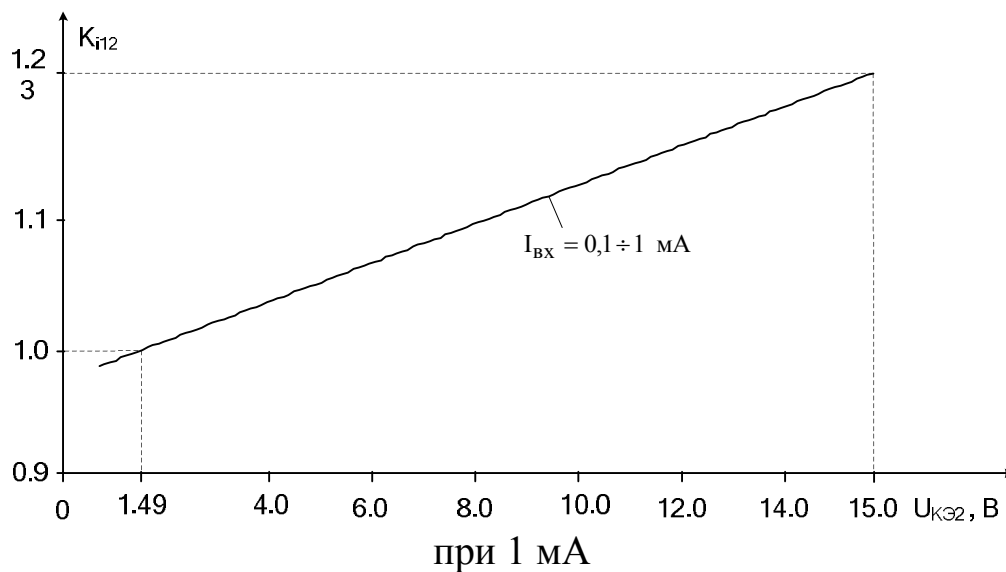


Рис. 11.17. Первая базовая модификация управляемой активной нагрузки



а)



б)

Рис. 11.18. Результаты компьютерного моделирования  $K_{i12} = f(U_{KЭ2})$

Для обеспечения единичного коэффициента передачи по току в схеме рис. 11.17 целесообразно выровнять статические потенциалы на коллекторах транзисторов VT1-VT2 путём введения в эмиттер VT3 цепи согласования потенциалов VDN1, например, так, как это сделано на рис. 11.19 в каскодном усилителе.

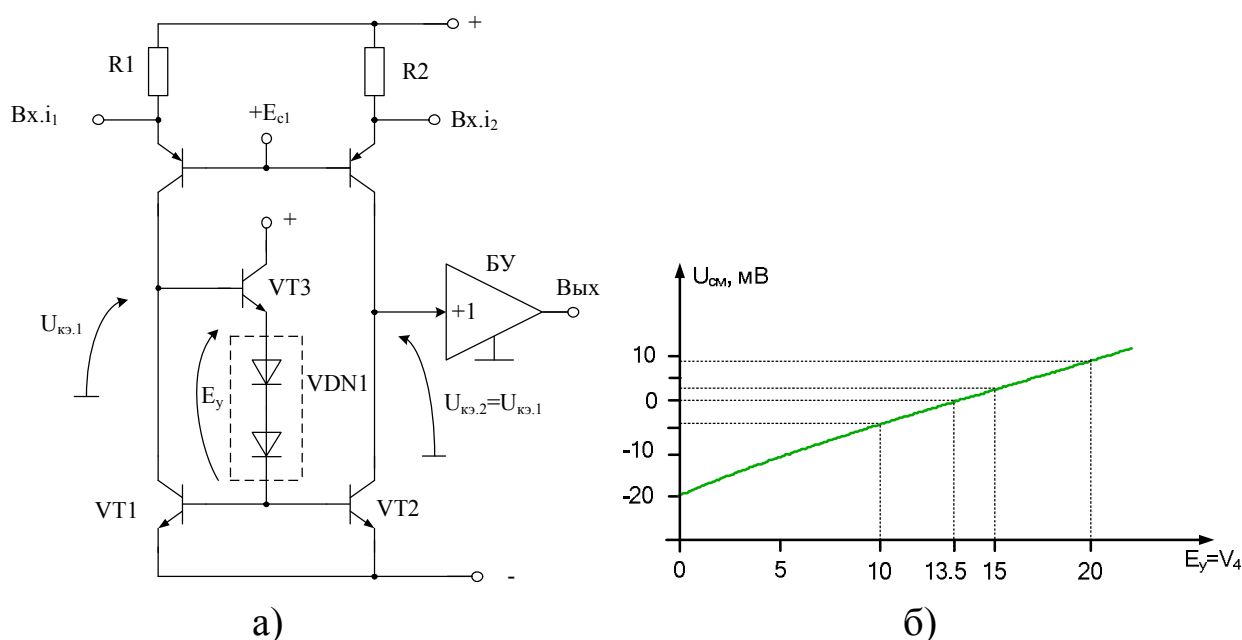


Рис. 11.19. Способ симметрирования статических режимов VT1-VT2 (а) и зависимость  $U_{cm} = f(E_y)$  в ДУ на базе каскодного ДУ (б)

В токовых зеркалах Вильсона (рис. 11.20) влияние на  $K_{i12}$  неидентичности статического режима транзисторов VT1-VT2 существенно ослабляется, т.к. здесь всегда  $U_{кб.1} \approx 0,7$  В, а  $U_{кб.2} = 0$ .

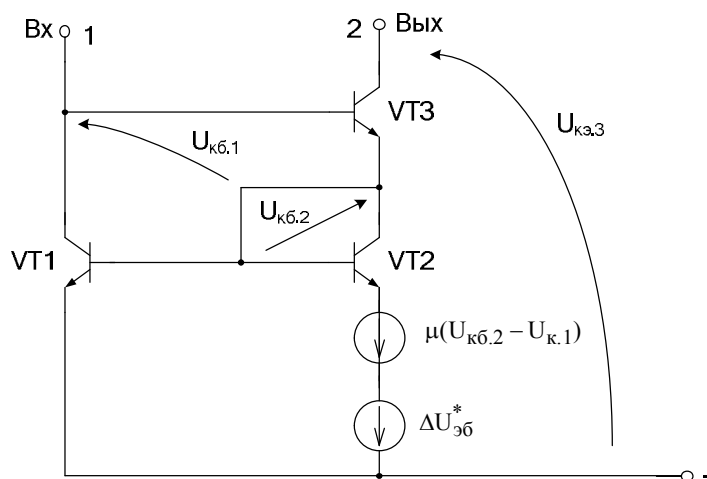
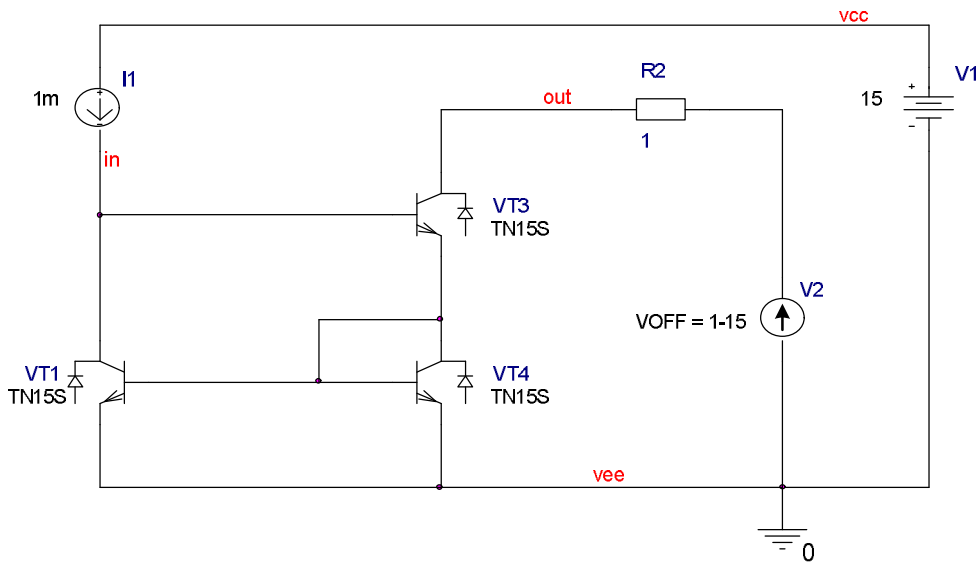


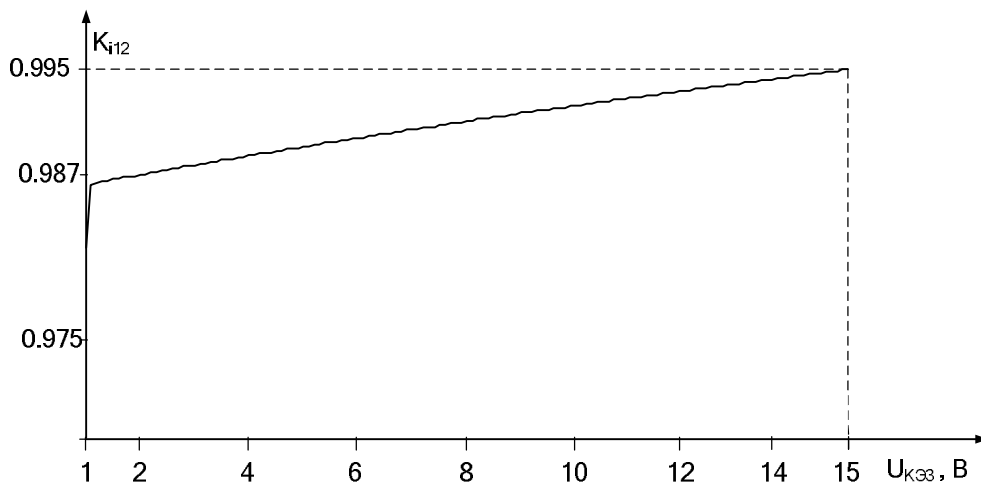
Рис. 11.20. Источники погрешности  $K_{i12}$  в «токовых» зеркалах Вильсона

Следует заметить, что в данной схеме внутренняя обратная связь транзистора VT3 достаточно слабо влияет на  $K_{i12}$ , а неидентичность статического режима VT1 и VT2 создаёт условия не для

увеличения, как в схеме рис. 11.14, а для уменьшения  $K_{i12}$  (рис. 11.21). Разброс входных характеристик  $\Delta U_{эб}^*$  влияет на  $K_{i12}$  так же, как и в схеме рис. 11.14.



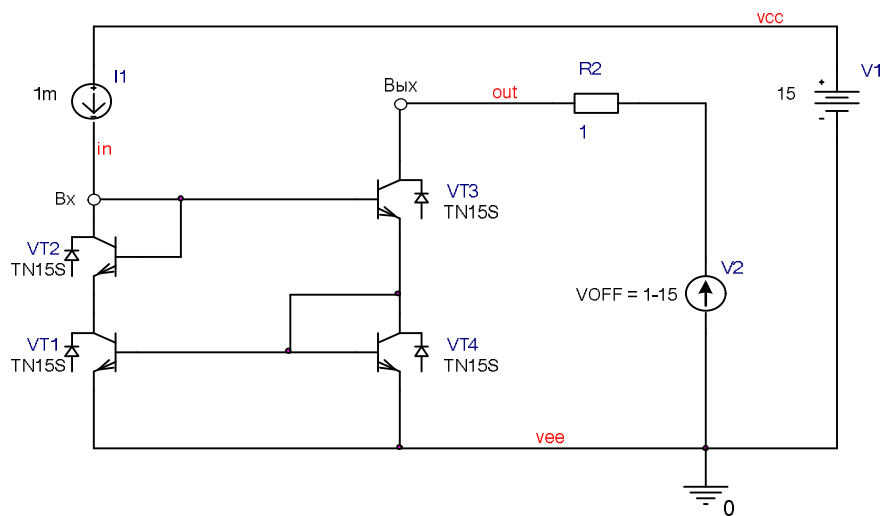
а)



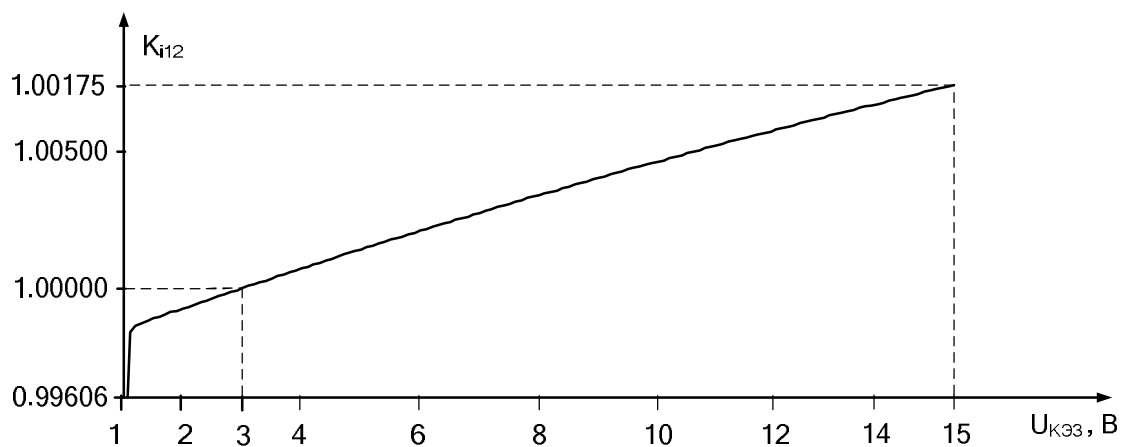
б)

Рис. 11.21. Результаты компьютерного моделирования схемы Вильсона

В модифицированной схеме Вильсона (рис. 11.22) обеспечивается более высокая идентичность напряжений коллектор-база транзисторов VT1 и VT4 ( $U_{кб.1} = U_{кб.4} = 0$ ). Как следствие, это уменьшает относительную нестабильность  $K_{i12}$  в широком диапазоне изменения напряжения  $U_{кэ.3} = V_2$ .



а)

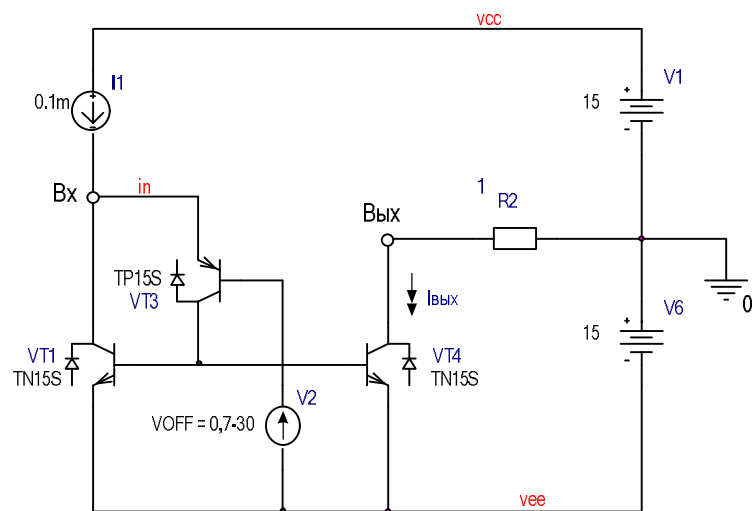


б)

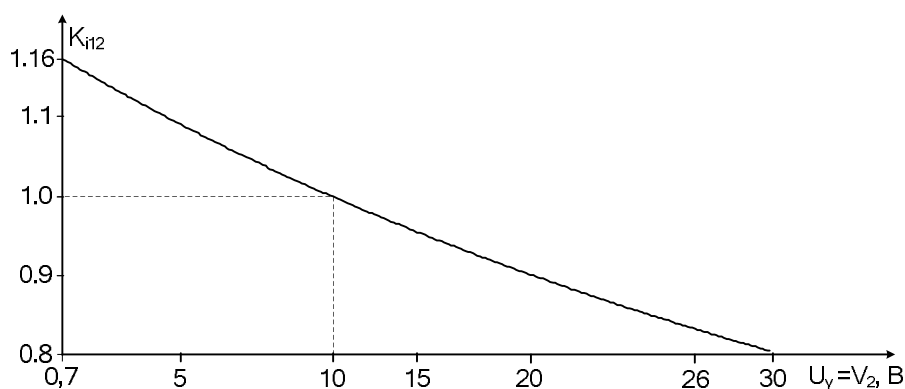
Рис. 11.22. Результаты компьютерного моделирования в среде PSpice модифицированной схемы Вильсона

Симметрирование статического режима в другой схеме повторителя тока (рис. 11.23) обеспечивается путём целенаправленного изменения потенциала  $U_y = U_2$  на базе транзистора VT3.





а)



б)

Рис. 11.23. Повторитель тока с управляемой цепью симметрирования статического режима VT1 и VT2 (а) и зависимость его  $K_{i12} = f(U_y)$

Из рис. 11.23б следует, что для данной схемы имеется некоторое оптимальное значение  $U_y = U_{\text{опт}} = 10 \text{ В}$ , при котором  $K_{i12} = 1$ . Если зафиксировать потенциал  $U_y = E_{\text{п}}^{(-)}$  (рис. 11.24), то единичная передача по току управляемой активной нагрузки (рис. 11.24а) обеспечивается при напряжении  $U_{\text{кэ.2}} = V_2 = 17,5 \text{ В}$ .

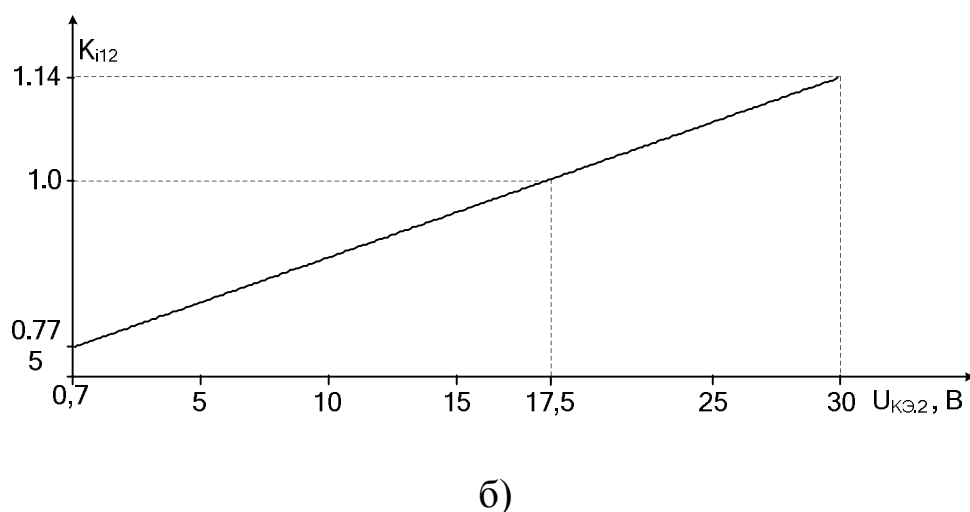
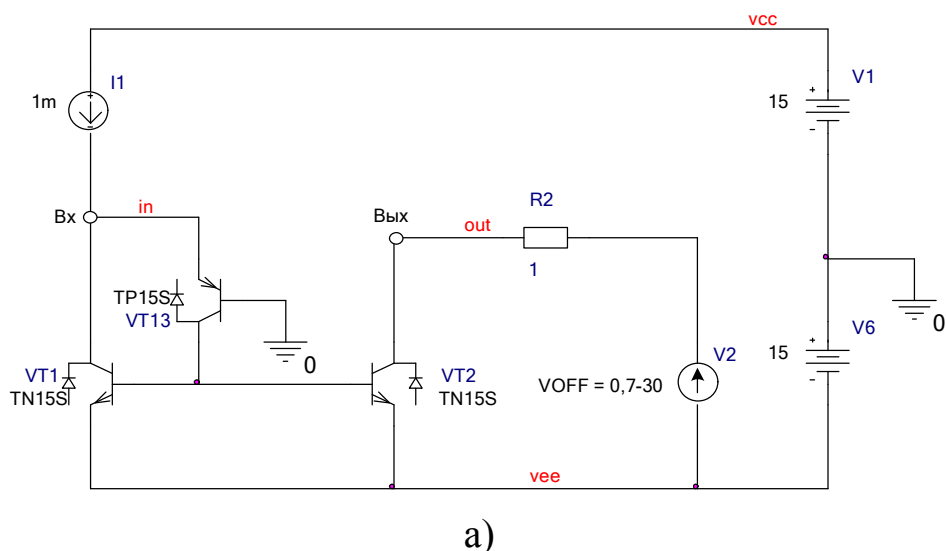


Рис. 11.24. «Токовое» зеркало с неуправляемой цепью симметрирования напряжений  $U_{K3,1}$  и  $U_{K3,2}$  (а) и зависимость его  $K_{i12} = f(U_{K3,2})$  (б)

Таким образом, широко применяемые в аналоговой микротехнике управляемые активные нагрузки (повторители тока или «токовые» зеркала) существенно отличаются друг от друга по критерию режимной зависимости коэффициента передачи тока, который, как правило, не равен единице  $K_{i12} \neq 1$ . Однако при их рациональном построении АН и оптимальном выборе статического режима транзисторов, определяющих крутизну характеристики передачи тока, реализуются единичные значения  $K_{i12} = 1$ , что позволяет обеспечить улучшение многих параметров аналоговых микросхем ( $K_{oc.сф}$ ,  $U_{см}$ ,  $K_{пп}$  и др.).

## 12. ОСЛАБЛЕНИЕ СИНФАЗНЫХ СИГНАЛОВ В ДУ ПРИ НЕСИММЕТРИЧНОМ СТАТИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ ВХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Предельные значения составляющей  $K_{\text{ос.сф.1}}$  классического ДУ были получены выше при условии, что статический режим по напряжению коллектор-база ( $U_{\text{кб}}$ ) входных транзисторов VT1-VT2 идентичен.

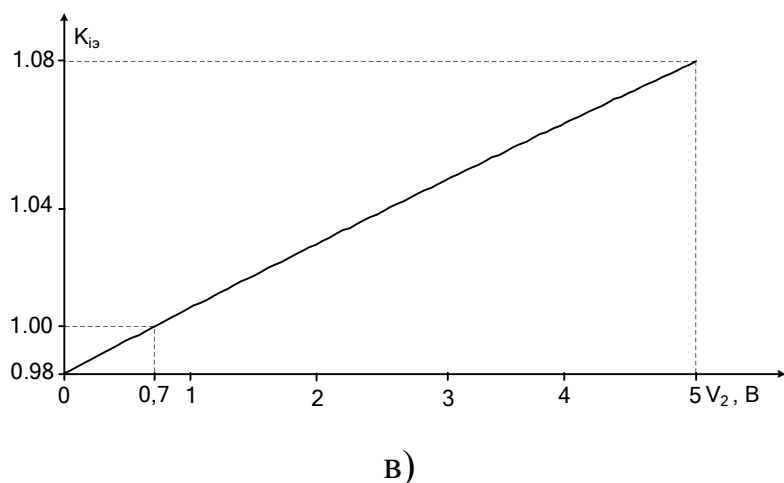
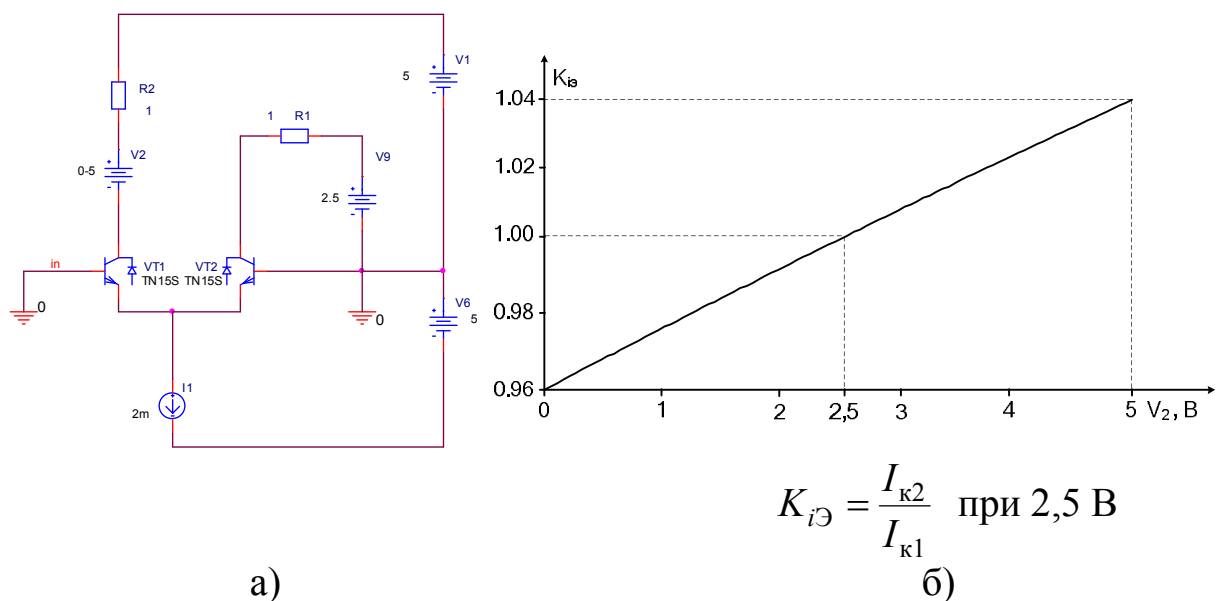


Рис. 12.1. Схема измерений коэффициента деления тока  $I_0 = I_1$  между эмиттерами VT1-VT2 ( $K_{i\Theta} = I_{\text{к2}} / I_{\text{к1}}$ ) в ДУ (а) и графики зависимости  $K_{i\Theta} = f(V_2)$  при  $V_9 = 2,5$  В (б) и  $V_9 = 4,3$  В (в)

Компьютерное моделирование ДУ (рис. 12.1а) показывает, что при существенной асимметрии режима по  $U_{кб}$  коэффициент деления тока общей эмиттерной цепи  $I_0 = I_1$  между эмиттерами VT1-VT2 может отличаться от единицы, что создаёт условия для ухудшения  $K_{ос.сф}$  и коэффициента подавления помехи по питанию, увеличения напряжения смещения нуля  $U_{см}$ .

Неидентичность напряжений коллектор-база транзисторов VT1-VT2 ДУ с активной нагрузкой может быть учтена в рассмотренных выше формулах для  $K_{ос.сф}$  путём режимных корректировок численных значений  $h_{11}^6$ -параметров транзисторов VT1-VT2. Однако пересчёт влияния  $U_{кб}$  на  $h_{11}^6$  достаточно трудоёмок. Поэтому более целесообразным является прямой расчёт  $K_{ос.сф}$  ДУ с учётом эффекта Эрли VT1-VT2.

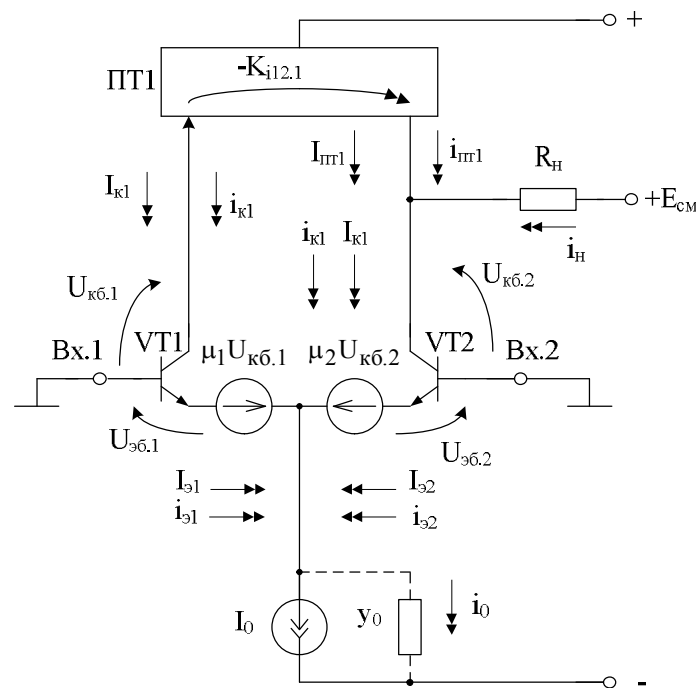


Рис. 12.2. К расчёту составляющей  $K_{ос.сф}$  ДУ с активной нагрузкой при несимметричном статическом режиме VT1, VT2

В эквивалентной схеме ДУ (рис. 12.2) с активной нагрузкой (ПТ1) введены источники ЭДС, моделирующие влияние коэффициентов внутренней обратной связи  $\mu_1, \mu_2$  транзисторов VT1, VT2 на статический коэффициент деления тока  $I_0$  между VT1 и VT2 ( $K_{\partial}$ ). Из уравнений Кирхгофа для схемы рис. 12.1 можно найти, что

$$K_{i_3} = \frac{I_{\text{э}1}}{I_{\text{э}2}} = \exp \frac{\mu_1 U_{\text{кб}1} - \mu_2 U_{\text{кб}2}}{\varphi_{\text{T}}}. \quad (12.1)$$

Если  $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ , то

$$K_{i_3} = \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб}1-2}}{\varphi_{\text{T}}}. \quad (12.2)$$

Для приращений коллекторных токов  $i_{\text{к}1}$ ,  $i_{\text{к}2}$  справедливо следующее соотношение

$$K_{i_3}^* = \frac{i_{\text{э}1}}{i_{\text{э}2}} \approx K_{i_3} = \frac{\alpha_1 i_{\text{к}1}}{\alpha_2 i_{\text{к}2}}. \quad (12.3)$$

Из уравнений (12.2) и (12.3) находим, что коллекторные токи  $i_{\text{к}1}$  и  $i_{\text{к}2}$  связаны с  $i_0$  функциями:

$$i_{\text{к}1} = i_0 \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \frac{\exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб}1-2}}{\varphi_{\text{T}}}}{1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб}1-2}}{\varphi_{\text{T}}}}, \quad (12.4)$$

$$i_{\text{к}2} = \frac{i_0 \alpha_1 / \alpha_2}{\frac{\alpha_1}{\alpha_2} + \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб}1-2}}{\varphi_{\text{T}}}}, \quad (12.5)$$

где  $i_0$  – приращение тока общей эмиттерной цепи  $i_0 \approx u_{\text{с}} y_0$  при наличии синфазного сигнала  $u_{\text{с}1}$ ;

$y_0$  – выходная проводимость источника опорного тока.

Поэтому приращение тока в нагрузке  $R_{\text{н}}$ , вызванное синфазным сигналом  $u_{\text{с}}$ :

$$i_{\text{н}} = u_{\text{с}} y_0 \left[ \frac{\alpha_1 / \alpha_2}{\frac{\alpha_1}{\alpha_2} + \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб}1-2}}{\varphi_{\text{T}}}} - K_{i12.1} \frac{\alpha_2^2}{\alpha_1^2} \frac{\exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб}1-2}}{\varphi_{\text{T}}}}{1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб}1-2}}{\varphi_{\text{T}}}} \right]. \quad (12.6)$$

Выходной ток ДУ для дифференциального сигнала  $u_{\text{вх}} = u_{\text{с}1} - u_{\text{с}2}$ :

$$i_{\text{н}} = \frac{u_{\text{вх}}}{r_{\text{э}1} + r_{\text{э}2}}. \quad (12.7)$$

Поэтому в общем случае с учётом влияния  $\Delta U_{\text{кб}1-2}$  коэффициент ослабления входных синфазных сигналов, обусловленный проводимостью  $y_0$ :

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} = 2y_0 r_3 \left[ \frac{N_\alpha}{N_\alpha + \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб1-2}}}{\varphi_T}} - \frac{K_{i12.1}}{N_\alpha^2} \frac{\exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб1-2}}}{\varphi_T}}{1 + N_\alpha^{-1} \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб1-2}}}{\varphi_T}} \right], \quad (12.8)$$

где  $N_\alpha = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}$ ;

$$r_3 = r_{31} \approx r_{32}.$$

Если считать, что  $N_\alpha = 1$ , то

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} = \frac{2r_3 y_0}{1 + \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб1-2}}}{\varphi_T}} \cdot \left[ 1 - K_{i12.1} \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб1-2}}}{\varphi_T} \right]. \quad (12.9)$$

При  $\Delta U_{\text{кб1-2}} / U_3 \ll 1$

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx y_0 r_3 \left( 1 - K_{i12.1} \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб1-2}}}{\varphi_T} \right) \quad (12.10)$$

или

$$K_{\text{ос.сф}} \approx r_3 y_0 \left( 1 - K_{i12.1} \exp \frac{\Delta U_{\text{кб1-2}}}{U_3} \right), \quad (12.11)$$

где  $\mu = \frac{\varphi_T}{U_3}$ ;

$U_3$  – напряжение Эрли VT1, VT2.

Таким образом, несимметрия статического режима транзисторов VT1 и VT2 создаёт условия, при которых отличие от единицы коэффициента передачи по току ПТ1  $K_{i12.1}$  подчёркивается в  $N_\mu$  раз, где

$$N_\mu = \exp \frac{\mu \Delta U_{\text{кб1-2}}}{\varphi_T} = \exp \frac{\Delta U_{\text{кб1-2}}}{U_3}. \quad (12.12)$$

В частном случае при симметричном статическом режиме  $\Delta U_{\text{кб1-2}} = 0$  из (12.11) находим, что

$$K_{\text{ос.сф}}^{-1} \approx r_3 y_0 (1 - K_{i12.1}). \quad (12.13)$$

Уравнение (12.13) совпадает с формулой, полученной ранее для  $K_{\text{ос.сф}}$  ДУ без учёта асимметрии статического режима.

Формулу (12.9) при  $K_{i12.1} = 1$  можно также представить в виде

$$F_1(\Delta U_{\text{кб}1-2}, U_3) = \frac{1 - \text{emp} \frac{\Delta U_{\text{кб}1-2}}{U_3}}{1 + \text{emp} \frac{\Delta U_{\text{кб}1-2}}{U_3}}, \quad (12.14)$$

где

$$F_1(\Delta U_{\text{кб}1-2}, U_3) = \frac{1 - \exp \frac{\Delta U_{\text{кб}1-2}}{U_3}}{1 + \exp \frac{\Delta U_{\text{кб}1-2}}{U_3}}. \quad (12.15)$$

График функции (12.15) показан на рис. 12.3.

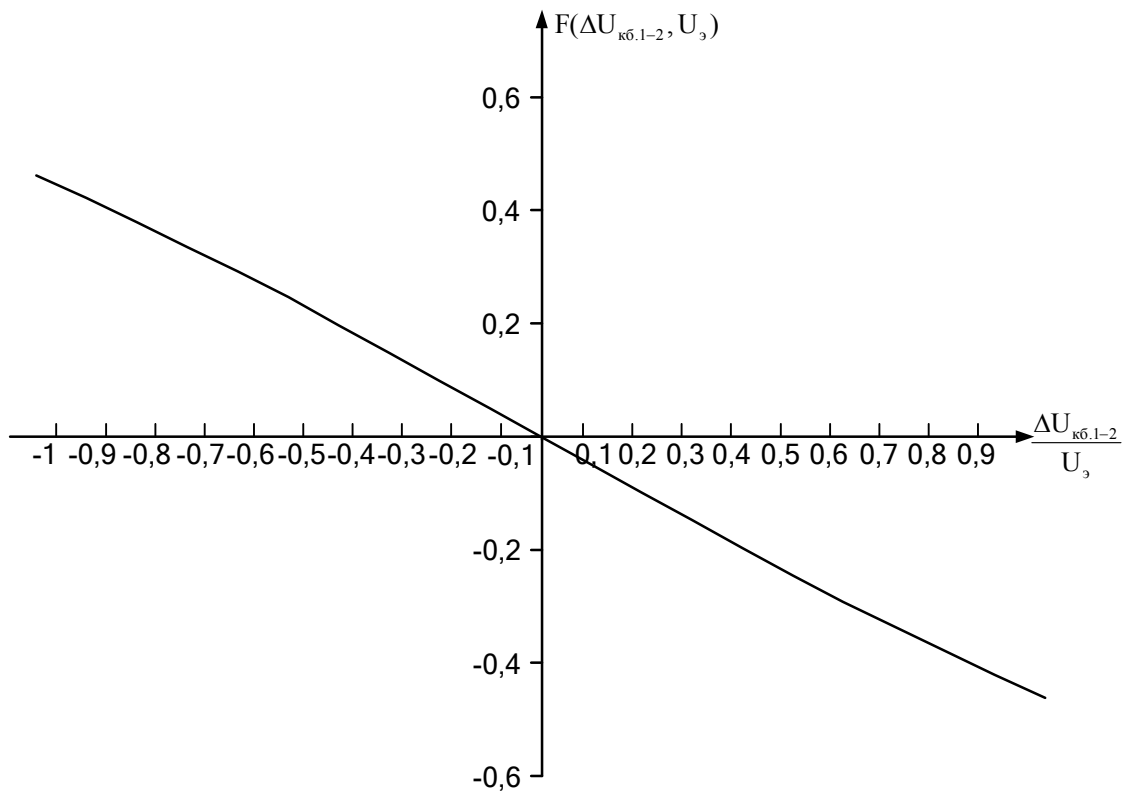
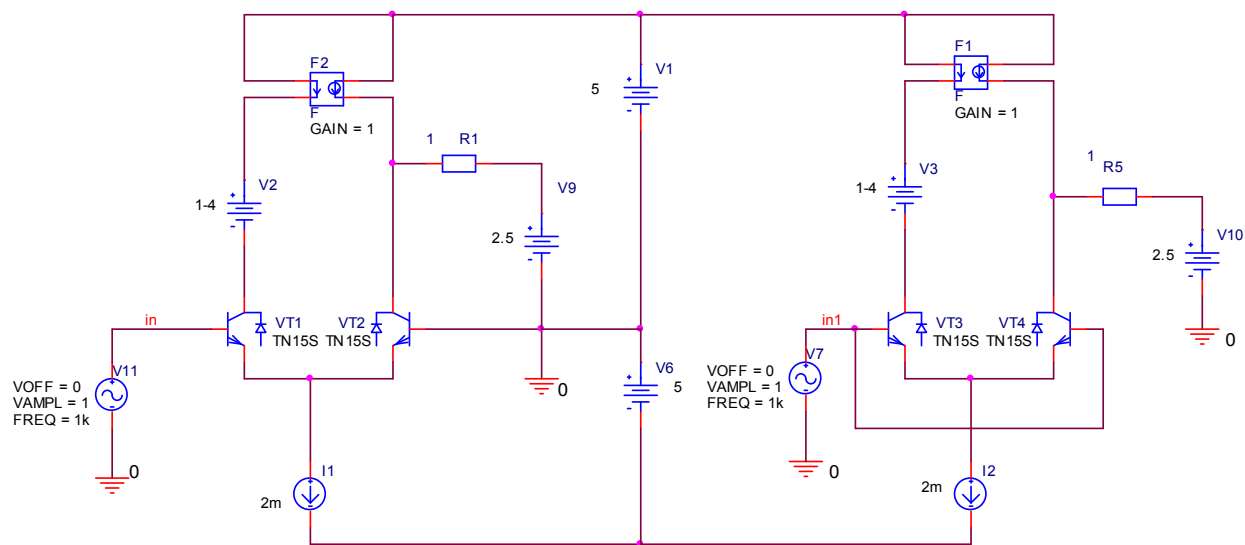
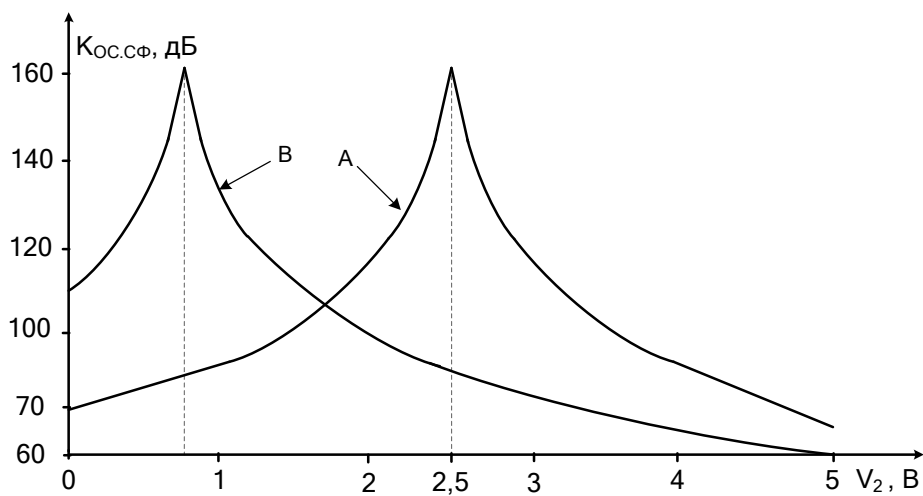


Рис. 12.3. График функции  $F(\Delta U_{\text{кб}1-2}, U_3)$

Полученные выше аналитические зависимости позволяют объяснить режимную зависимость  $K_{\text{ос.сф}}$  в ДУ с активной нагрузкой (рис. 12.4а).



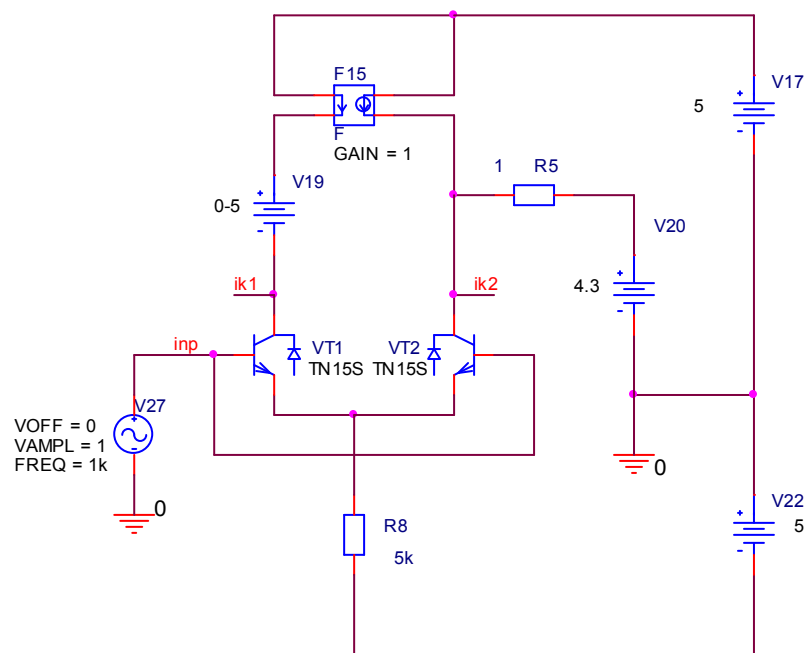
а)



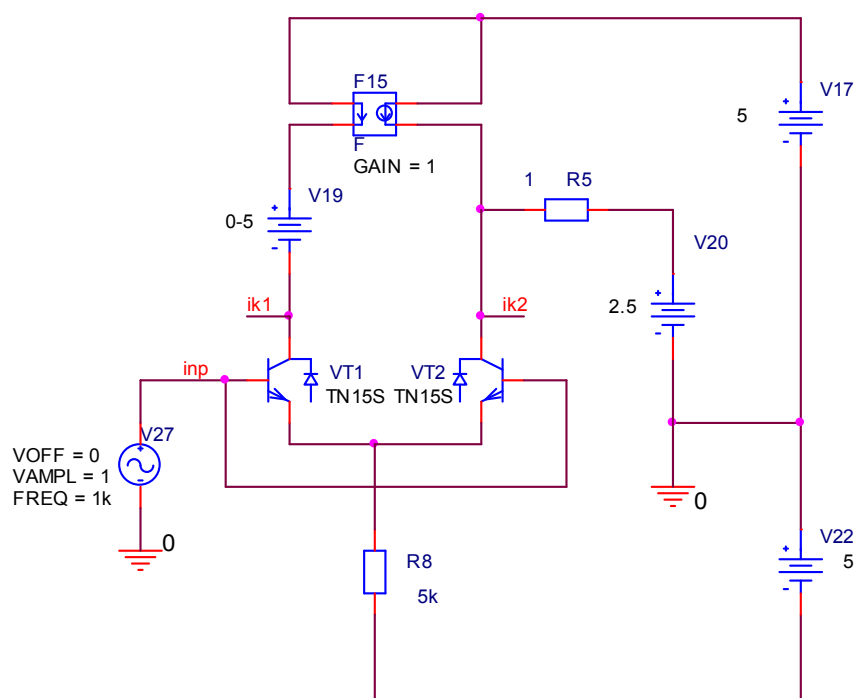
б)

Рис. 12.4. Схемы для исследования режимной зависимости  $K_{oc.cф}$  (а).  
 Зависимости  $K_{oc.cф} = f(V_2)$  при  $V_9 = 2,5$  В (график «А»),  
 $V_9 = 4,3$  В (график «В») при идеальном источнике опорного тока  $I_1$   
 и токовом зеркале  $F2$  (б)



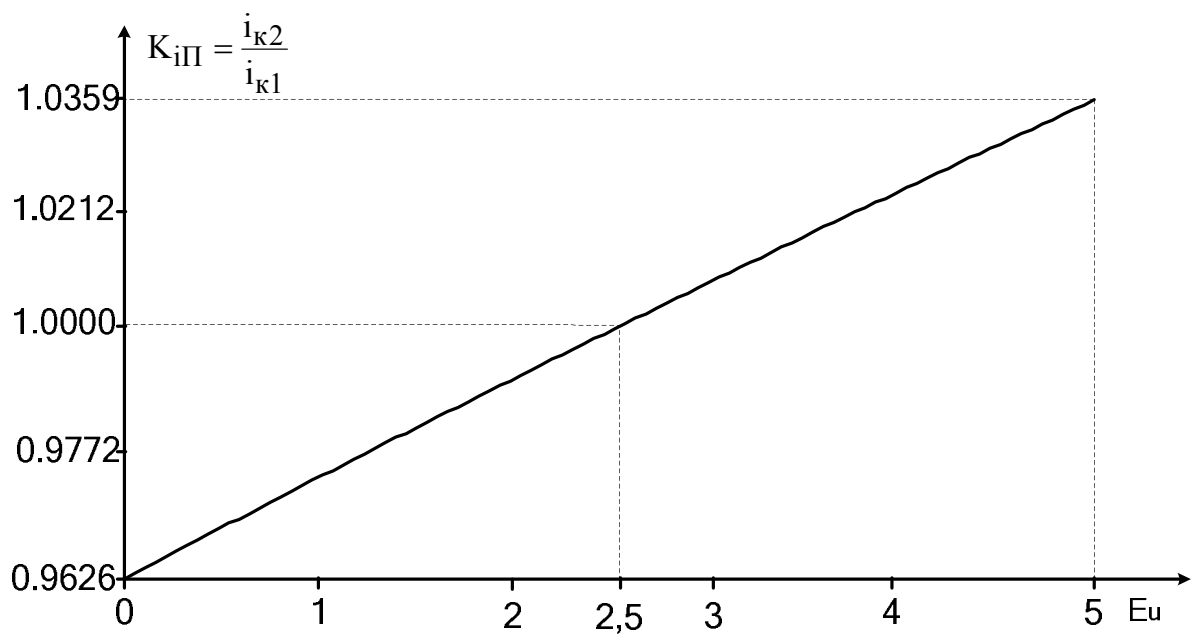


a)

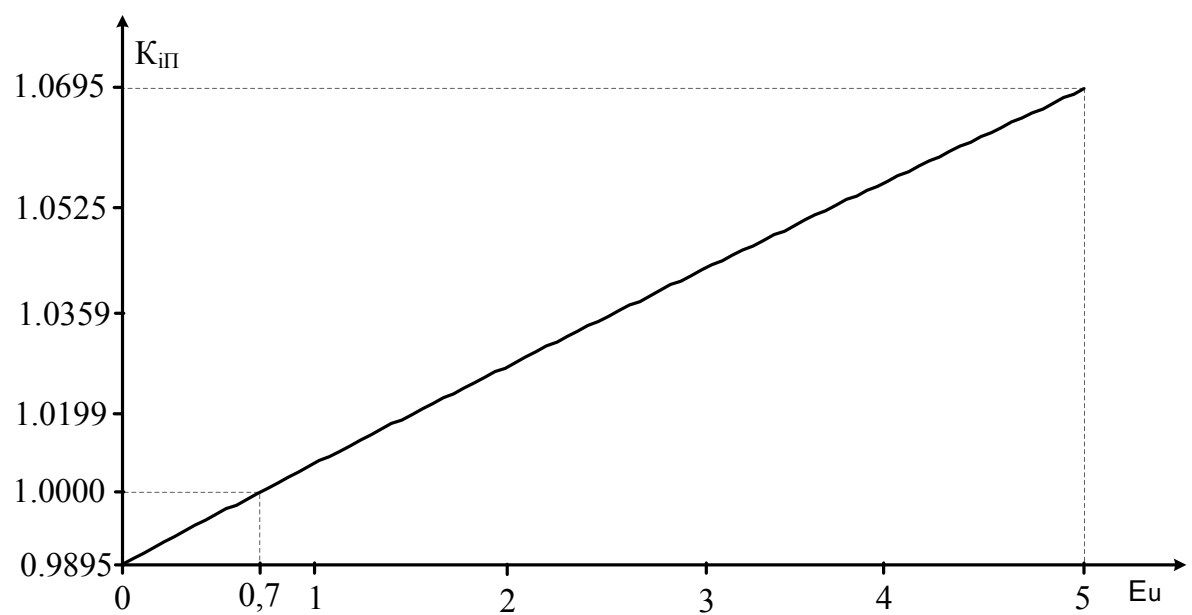


б)

Рис. 12.5. Схемы ДУ в среде PSpice с разными уровнями выходного статического потенциала (V20)

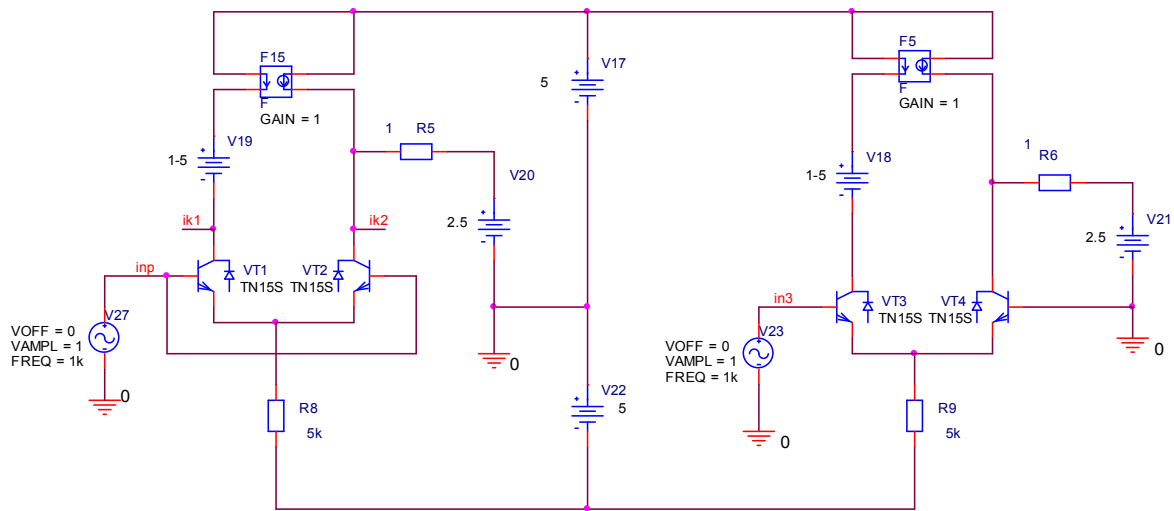


a)

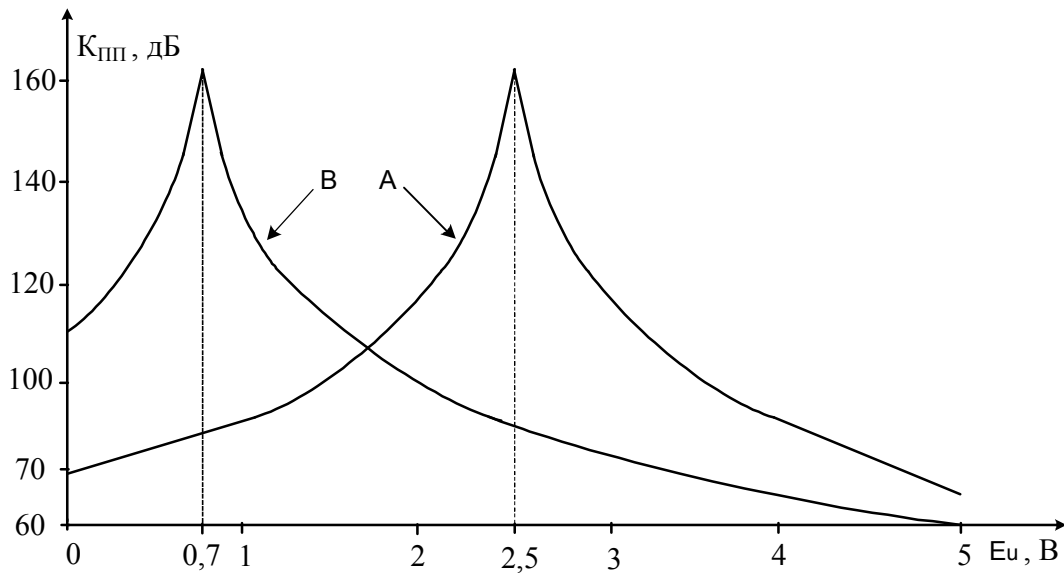


б)

Рис. 12.6. Зависимость коэффициента деления тока  
в общей эмиттерной цепи ДУ  
от асимметрии статического режима  
входных транзисторов ( $Eu = V_{19} = var$ ) для схем рис. 12.5б (а)  
и рис. 12.5а (б)



а)



б)

Рис. 12.7. Схема эксперимента (а) и зависимость коэффициента подавления помехи по питанию ДУ от напряжения  $E_u = V19 = \text{var}$  при  $V20 = 4,3 \text{ В}$  (график «В») и  $V20 = 2,5 \text{ В}$  (график «А») (б)

Можно сказать, что асимметрия статического режима оказывает существенное влияние и на коэффициент подавления помехи по питанию  $K_{пп}$  (рис. 12.7б).

Следует заметить, что большинство практических схем ДУ работает вдали от экстремальной точки  $E_u = E_n - V20$  и поэтому имеет малые значения  $K_{ос.сф}$  и  $K_{пп}$ .

## ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Перечислите основные параметры дифференциальных каскадов, характеризующие ослабление входных синфазных сигналов.
2. Что такое дифференциальный и синфазный сигналы для дифференциального усилителя?
3. Как определяется коэффициент ослабления входного синфазного напряжения, коэффициент передачи входного синфазного сигнала, коэффициент усиления дифференциального сигнала, коэффициент преобразования входного синфазного сигнала в выходной дифференциальный сигнал, коэффициент подавления помехи по питанию?
4. Чем определяется коэффициент ослабления входного синфазного сигнала двухкаскадного усилителя?
5. Каким образом параметры дифференциального каскада (ДК), характеризующие его работу с синфазным сигналом, влияют на погрешности решающих усилителей в неинвертирующем включении?
6. Чем определяются входные сопротивления дифференциального каскада для синфазного и дифференциального сигналов?
7. В чём состоят физические ограничения на предельный коэффициент ослабления входных синфазных сигналов ( $K_{ос.сф}$ ) классического ДК?
8. Почему предельные значения  $K_{ос.сф}$  дифференциального каскада зависят от напряжения Эрли применяемых транзисторов?
9. Каким образом можно повысить  $K_{ос.сф}$  в дифференциальных усилителях на основе «перегнутого каскода»?
10. Что понимается под комплементарным дифференциальным каскадом? Каковы его основные свойства?
11. Каким образом выглядит обобщённая функциональная схема дифференциальных каскадов с отрицательной обратной связью по синфазному сигналу?
12. Почему необходимо выполнять симметрирование статического режима транзисторов активных нагрузок в ДК при их работе с синфазным сигналом?
13. Для чего вводят «следящее питание» в дифференциальные усилители и каким образом оно реализуется?

14. Поясните работу каскодных дифференциальных усилителей на входном синфазном сигнале.

15. Каким образом влияет на  $K_{oc.cф}$  отрицательная обратная связь по синфазному сигналу?

16. Что понимается под входными каскадами на основе «бриллиантовых составных транзисторов»?

17. Какие структурные и схемотехнические методы уменьшения выходной проводимости источников опорного тока в ДК вам известны?

18. Каким образом можно уменьшить режимную зависимость коэффициентов передачи по току управляемых активных нагрузок ДК?

19. Почему несимметрия статического режима входных транзисторов ДК влияет на коэффициент ослабления входных синфазных сигналов?

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ проблем синфазной помехоустойчивости аналоговых микросхем с дифференциальным входом показал, что их коэффициент ослабления входных синфазных сигналов ( $K_{oc.cф}$ ) относится к одному из малоизученных параметров. Известные теоретические выводы о методах улучшения  $K_{oc.cф}$  нуждаются в существенных дополнениях с учётом существующих тенденций перехода на техпроцессы с низковольтным питанием, снижения напряжения Эрли интегральных транзисторов, существенной режимной зависимости динамических параметров транзистора и т.п.

Все составляющие ошибки ДК, обусловленные синфазным сигналом, можно разделить на две группы.

В первую группу входят так называемые структурные ошибки. Они проявляются даже в том случае, когда параметры всех используемых элементов в одинаковых статических режимах совершенно идентичны. Так, численные значения  $K_{oc.cф}$  классических дифференциальных каскадов с активными нагрузками зависят не столько от

технологического разброса параметров современных транзисторов с малым напряжением Эрли, сколько от неидентичности их напряжений коллектор-база. К структурным ошибкам относятся также составляющие, связанные с отклонением от единицы коэффициента передачи по току активных нагрузок и конечной выходной проводимостью источников опорного тока. В данном учебном пособии разработаны методы их минимизации.

Во вторую группу ошибок ДК входят составляющие, обусловленные технологическим разбросом параметров элементов в одинаковых статических режимах. Они подчиняются законам статистики и будут уменьшаться. По мере совершенствования техпроцессов доминирующим фактором, определяющим  $K_{ос.сф}$ , становятся схемотехнические недоработки, т.е. регулярные составляющие ошибки преобразования синфазного сигнала, связанные с его нерациональным построением.

Базовыми схемотехническими решениями входных ДУ аналоговых микросхем нового поколения, определяющих погрешности современных интерфейсов измерительных и компьютерных систем, являются:

- дифференциальные усилители на основе «перегнутых» каскодов;
- комплементарные ДУ (так называемые dual-input-stage);
- дифференциальные усилители без транзисторных источников тока в общей эмиттерной цепи, допускающие работу в системах с низковольтным питанием;
- дифференциальные усилители с расширенным диапазоном активной работы (входные каскады быстродействующих ОУ).

# БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

## Основная литература

1. Ровдо, А.А. Схемотехника усилительных каскадов на биполярных транзисторах / А.А. Ровдо. – 2-е изд. – М. : Додэка-XXI, 2009. – 256 с. : ил. – (Схемотехника). – Библиогр. : с. 253–254. – ISBN 978-5-94120-234-8.
2. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т. : пер. с нем. / У. Титце. – М. : Додэка-XXI, 2008. – Т. 1. – 828 с. : ил. – (Схемотехника). – Библиогр. в конце гл. – ISBN 978-5-94120-200-3.
3. Лехин, С.Н. Схемотехника ЭВМ : учеб. пособие для вузов : рек. УМО по университетскому политехническому образованию / С.Н. Лехин. – СПб. : БХВ-Петербург, 2010. – 672 с. : ил. ; 23×16 см. – (Учебная литература для вузов). – Библиогр. : с. 651–653. – ISBN 978-9775-0353-2.
4. Травин, Г.А. Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения : учеб. пособие для вузов / Г.А. Травин. – М. : Высш. шк., 2007. – 606 с. : ил. ; 21 см. – Библиогр. : с. 600–602.
5. Крутчинский, С.Г. Структурный синтез в аналоговой микросхемотехнике : монография / С.Г. Крутчинский. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 260 с.
6. Агаханян, Т.М. Проектирование электронных устройств на интегральных операционных усилителях : учеб. пособие / Т.М. Агаханян. – М. : МИФИ, 2008. – 856 с.

## Дополнительная литература

7. Прокопенко, Н.Н. Ослабление синфазных сигналов в дифференциальных усилителях с двухтактными «перегнутыми» каскодами / Н.Н. Прокопенко, С.В. Крюков, Н.Н. Никуличев // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : тр. V Междунар. науч.-практ. семинара / под ред. Н.Н. Прокопенко. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – С. 86–89.
8. Прокопенко, Н.Н. Способ повышения синфазной помехоустойчивости дифференциальных усилителей с низковольтным питанием / Н.Н. Прокопенко, С.В. Крюков, А.В. Хорунжий // Радиолокация, навигация, связь : тр. XIII Междунар. науч.-техн. конф. – Воронеж, 2007. – Т. 2. – С. 1407–1415.
9. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / редкол. : Н.Н. Прокопенко, С.Г. Крутчинский, Е.И. Старченко [и др.] ; под ред. Н.Н. Прокопенко. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 479 с.

### Список электронных ресурсов

10. Марченко, А.Л. Основы электроники : учеб. пособие для вузов / А.Л. Марченко. – М. : Пресс, 2008. – URL : <http://www.biblioclub.ru/book/47452/>

11. Щука, А. Электроника / А. Щука. – 2-е изд. – СПб. : БХВ-Петербург, 2008. – 752 с. – URL : <http://ibooks.ru/product.php?productid=22686> – Рек. УМО. – ISBN 978-5-9775-0160-6

12. Ослабление синфазного сигнала для дифференциального дуплекера (пат. № 2461123). – URL : <http://www.freepatent.ru/patents/2461123>

13. Защита от помех датчиков и соединительных проводов. – URL : <http://www.radiotex.narod.ru/noise.htm>

14. Ослабление синфазных помех для повышения целостности сигнала : информационный обзор // Медиагруппа «Электроника». – URL : [http://www.elcomdesign.ru/reviews/reviews\\_94.html](http://www.elcomdesign.ru/reviews/reviews_94.html)

15. Синфазный сигнал // Большая техническая энциклопедия. Технический словарь. – Т. VI. – URL : <http://www.ai08.org/index.php/term/,9da4ab975b545ba09f5c525f56aea9589c56535c59649e61a86b5b63929da260666b53976b5460a75aaba3a070a8a357aa67586c56a76462a25a585453.xhtml>

16. Джим Кэрки. Анализ схем на полностью дифференциальных усилителях = «Analysis of fully differential amplifiers» / Джим Кэрки ; пер. Дмитрия Иоффе. – URL : <http://www.dsioffe.narod.ru/articles/analiz.doc>

17. Прокопенко, Н.Н. Design and development of precision analog circuits of the new generation (Проектирование и разработка прецизионных аналоговых микросхем нового поколения) / Н.Н. Прокопенко // Материалы пленарного аналитического доклада междунар. семинара «Design of semiconductor components and electronic based miniaturised systems: European and Russian R&D cooperation», Ульяновск, 19–20 мая 2011 г. – Ч. 1, 2. – URL : <http://shemotekhnika.sssu.ru/index.php/conf/221-seminat-ul.html>

18. Крутчинский, С.Г. Входные каскады дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей с высоким ослаблением синфазного напряжения / С.Г. Крутчинский, М.С. Цыбин, А.Е. Титов. – URL : <http://www.kosrad.ru/conf/MEC/data/papers/m10-121-99302.pdf>

19. Архитектура и схемотехника прецизионных дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазного сигнала / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков, С.В. Крюков. – URL : <http://www.kosrad.ru/conf/MEC/data/year2006/43.pdf>

20. Hans Camenzind. Designing Analog Chips / Hans Camenzind. // Preliminary Edition December, 2004. – URL : [http://www.ax-09.ru/gruppa/materials/biblioteka/Shemotekhnika/Camenzind\\_Analog%20design%20chips.pdf](http://www.ax-09.ru/gruppa/materials/biblioteka/Shemotekhnika/Camenzind_Analog%20design%20chips.pdf)



*Учебное издание*

**Прокопенко Николай Николаевич**  
**Ковбасюк Николай Васильевич**  
**Крюков Сергей Владимирович**

**ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ  
СИНФАЗНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ  
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

**Учебное пособие**

Ответственный за выпуск Н.В. Ковбасюк

ИД № 06457 от 19.12.01 г. Издательство ЮРГУЭС.  
Подписано в печать 15.04.2013 г.  
Формат бумаги 60х90/16. Усл. печ. л. 6,00. Тираж 60 экз. Заказ № 132.

ПД № 10-65175 от 05.11.99 г.  
Типография Издательства ЮРГУЭС.  
346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147

