

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего образования «Донской государственный технический университет»
в г. Шахты Ростовской области
(ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты)

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ И ТРАНСИМПЕДАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С МАЛЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ СМЕЩЕНИЯ НУЛЯ

Учебное пособие

Рекомендовано редакционно-издательским советом
ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты в качестве учебного пособия
для студентов направлений 09.03.02 «Информационные системы
и технологии», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы
связи», специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы
и комплексы» очной и заочной форм обучения, аспирантов направления
подготовки 09.06.01 «Информатика и вычислительная техника»,
профиль «Элементы и устройства автоматики и вычислительной техники»

Составители:

Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, А.В. Бугакова

ШАХТЫ
ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты
2015

УДК 621.375(075.8)
ББК 32.846.2я73

Книга выпущена под редакцией авторов

Рецензенты:

к.т.н., доцент кафедры «Информационные системы и радиотехника» **А.И. Гавлицкий**
д.т.н., профессор кафедры «Системы автоматического управления»
Института радиотехнических систем и управления
Южного федерального университета (г. Таганрог) **Н.И. Чернов**
д.т.н., профессор **В.И. Марчук**

Проектирование операционных и трансимпедансных усилителей с малым напряжением смещения нуля [Электронный ресурс] : учеб. пособие / сост.: Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, А.В. Бугакова ; Ин-т сферы обслуж. и предпринимательства (филиал) федер. гос. бюджет. образоват. учреждения высш. образования «Донской гос. техн. ун-т» в г. Шахты Рост. обл. (ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты). – Электрон. дан. (3,16 Мб). – Шахты : ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты, 2015. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Систем. требования : Pentium III 866 МГц ; 256 Мб RAM ; Windows XP ; Adobe Reader 7.0 (или аналогичный продукт для чтения файлов PDF) ; CD-ROM дисковод ; мышь. – Загл. с экрана. – № госрегистрации 0321600513.
ISBN 978-5-906786-02-9

В учебном пособии рассмотрены особенности проектирования аналоговых устройств с непосредственной связью каскадов на основе биполярных транзисторов (операционные и трансимпедансные усилители, усилители мощности низкой частоты, компенсационные стабилизаторы напряжения и т.д.) с малым напряжением смещения нуля ($U_{см}$). Обсуждаются схемотехнические приёмы, способствующие минимизации $U_{см}$ в условиях радиационного и температурного воздействия.

Учебное пособие предназначено для студентов направлений 09.03.02 «Информационные системы и технологии», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы», обучающихся по очной и заочной формам обучения, а также аспирантов направления подготовки 09.06.01 «Информатика и вычислительная техника», профиль «Элементы и устройства автоматики и вычислительной техники».

Учебное пособие подготовлено в рамках стипендии Президента РФ для молодых учёных (проект №СП-3341.2015.3, «Разработка и исследование архитектурных и схемотехнических методов повышения стабильности статического режима аналоговых микросхем в условиях температурных и радиационных воздействий»), а также Госзадания Минобрнауки России № 8.374.2014/К на 2014–2016 гг.

© ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты, 2015

Подписано к использованию 25.12.2015
Объём 3,16 Мб

Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал) ДГТУ
в г. Шахты Ростовской области
346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	4
1. Метод синтеза архитектур прецизионных операционных усилителей (ОУ)	6
2. Классические двухкаскадные ОУ	8
3. Общий случай синтеза архитектуры двухкаскадного ОУ	12
4. Примеры синтеза схем операционных усилителей с малым $U_{см}$	15
5. Операционные усилители на базе трёх токовых зеркал с заданными смещениями нуля проходной характеристики	20
6. Одноканальный операционный усилитель с идеальным токовым зеркалом	25
7. Операционные усилители с управляемым и неуправляемым токовыми зеркалами	27
8. Архитектура радиационно-стойких ОУ на базе комплементарных дифференциальных каскадов (ДК) и «бриллиантовых» буферных усилителей	29
9. Базовые функциональные узлы аналоговых микросхем со слабой токовой асимметрией	33
10. Результаты компьютерного моделирования практических схем операционных усилителей с повышенной стабильностью нулевого уровня	55
10.1. Двухкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – неуправляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»	55
10.2. Двухкаскадный ОУ «Входной ДК с несимметричным выходом – выходной эмиттерный повторитель»	58
10.3. Двухкаскадный ОУ «Входной комплементарный ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»	64
10.4. Трёхкаскадный ОУ «Классический входной ДК – «перегнутый» каскод с управляемым токовым зеркалом – выходной эмиттерный повторитель»	70
10.5. Трёхкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»	73
10.6. Трёхкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»	79
10.7. Трёхкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»	86
10.8. Трёхкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – неуправляемое токовое зеркало – промежуточный каскод “общий эмиттер” – буферный усилитель»	91
10.9. Трёхкаскадный ОУ «Входной комплементарный ДК – промежуточные комплементарные “перегнутые” каскоды – выходной буферный усилитель»	96
Заключение	101
Библиографический список	103

ПРЕДИСЛОВИЕ

Операционные усилители (ОУ) с непосредственной связью каскадов, реализуемые по классическим архитектурам [1, 2, 3, 4], имеют сравнительно большие уровни напряжения смещения нуля ($U_{см}$).

Минимизация $U_{см}$ у прецизионных ОУ обычно достигается путём лазерной подгонки сопротивления балансирующих резисторов на открытом кристалле. Однако в процессе корпусирования микросхем из-за термических деформаций и других эффектов сопротивление резисторов изменяется, и, как следствие, балансировка ОУ ухудшается.

Другим способом уменьшения напряжения смещения нуля является цифровая подгонка сопротивления балансирующих резисторов, которую можно проводить на завершающем этапе производства микросхем после операции корпусирования. Для этого в состав ОУ включают своеобразные ЦАП-резисторы, сопротивлением которых можно управлять через внешние выводы, и однократно программируемое запоминающее устройство. В массовом производстве прецизионные ОУ с цифровой подгонкой могут быть даже дешевле, чем с лазерной, чему способствует и то, что в качестве исходного обычно берётся ранее освоенный, хорошо отработанный операционный усилитель.

Схемы ОУ с автоматической коррекцией нуля или периодической компенсацией дрейфа характеризуются как достоинствами, так и недостатками [1].

В этой связи весьма актуальным является применение схемотехнических средств, способствующих уменьшению $U_{см}$ классических ОУ [5–69], являющихся наиболее массовым и дешёвым микроэлектронным изделием, систем связи и телекоммуникаций.

Настоящее пособие посвящено методам решения этой проблемы для случая, когда операционный усилитель имеет один выход и характеризуется наличием в схеме высокоимпедансного узла, свойства которого оказывают существенное влияние как на статические, так и динамические параметры ОУ и его радиационную стойкость [3].

Радиационное и температурное воздействия изменяют напряжение эмиттер-база ($U_{эб}$), обратный ток коллекторного перехода $I_{кб.0}$ и коэффициент усиления по току базы (β) транзисторов [1]. При этом два последних фактора приводят к нестабильности тока базы.

В первом приближении напряжение смещения нуля операционного усилителя можно представить в виде алгебраической суммы двух составляющих $U_{см} = U_{см.1} + U_{см.2}$, где $U_{см.1}$ – первая систематическая составляющая нулевого уровня, обусловленная влиянием напряжений эмиттер-база, как правило, входных транзисторов и других компонентов, которая определяется при коэффициентах усиления по току базы $\beta = \infty$ и $I_{кб.0} = 0$; $U_{см.2}$ – вторая систематическая составляющая нулевого уровня ОУ, которая зависит только от β , $I_{кб.0}$.

Для минимизации первой систематической составляющей $U_{см.1}$, обусловленной дрейфом $U_{эб}$, применяются хорошо известные параллельно-балансные схемы дифференциальных каскадов (ДК) [1, 2, 3, 4], в которых обеспечивается взаимная компенсация нестабильности $U_{эб}$ двух одинаковых входных транзисторов ДК. В результате эта составляющая напряжения смещения уменьшается: $U_{см.1} \approx 0$.

Для транзисторов, имеющих небольшие напряжения Эрли, малые значения $U_{см.1}$ обеспечиваются не только высокой идентичностью напряжений эмиттер-база транзисторов входной дифференциальной пары, но и «выравниванием» их статических режимов по напряжению коллектор-база, а также доминирующих транзисторов токовых зеркал (активных нагрузок).

Что касается второй составляющей $U_{см.2}$, зависящей от изменений β транзисторов ОУ, то для её минимизации необходимы специальные архитектурные решения входного каскада ОУ и его выходной подсхемы, в которых реализуются эффекты взаимной компенсации в высокоимпедансном узле абсолютных значений токов базы и их приращений, обусловленных температурной, радиационной или режимной зависимостью параметров транзисторов. Существование таких архитектур предсказано теоретическими исследованиями [63–69], а также результатами компьютерного моделирования [5–69].

[В начало к оглавлению](#)

1. МЕТОД СИНТЕЗА АРХИТЕКТУР ПРЕЦИЗИОННЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ (ОУ)

Анализ современных операционных усилителей с одним выходом показывает, что большинство их структурных схем приводится к архитектуре рис. 1, в которой можно выделить высокоимпедансный узел «А», обеспечивающий суммирование выходных токов (I_3 и I_4) обобщённого входного дифференциального каскада (ДК1) и входного тока ($I_{\text{БУ}}$) выходной подсхемы (буферного усилителя, БУ):

$$I_3(\beta_{i,n}, \beta_{j,p}, I_{ij}, u_{\text{вх}}) = I_4(\beta_{k,n}, \beta_{m,p}, I_{k,m}, u_{\text{вх}}) + I_{\text{БУ}}(\beta_{s,n}, \beta_{f,p}, I_{\text{sf}}), \quad (1)$$

где I_{ij} , I_{km} , I_{sf} – координаты источников тока, устанавливающих статический режим транзисторов схемы;

$\beta_{i,n}$, $\beta_{k,n}$, $\beta_{s,n}$ – коэффициенты усиления по току базы р-п-р транзисторов, влияющих на токи узлов 3 (I_3), 4 (I_4) и входной ток ($I_{\text{БУ}}$) буферного усилителя;

$\beta_{i,p}$, $\beta_{m,p}$, $\beta_{f,p}$ – коэффициенты усиления по току базы п-р-п транзисторов, влияющих на токи узлов 3 (I_3), 4 (I_4) и входной ток ($I_{\text{БУ}}$) буферного усилителя.

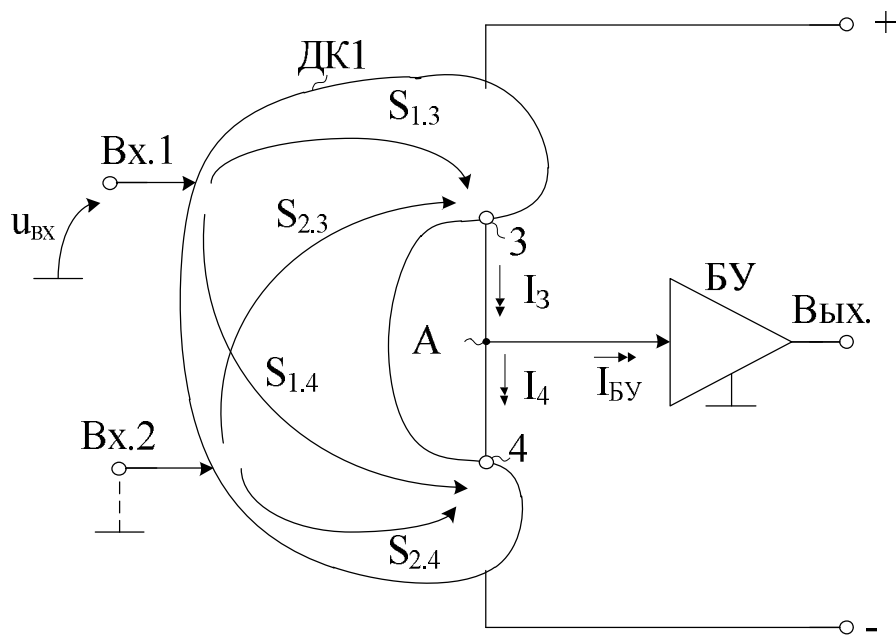


Рис. 1. Обобщённая структурная схема операционных усилителей с высокоимпедансным узлом «А»

Если при нулевом входном напряжении ($u_{\text{вх}} = 0$, т.е. в статическом режиме) сумма токов в узле «А» $I_p = I_3 - I_4 - I_{\text{БУ}}$ при коротком замыкании узла «А» на эквипотенциальную общую шину не равна нулю ($I_p \neq 0$), то

для компенсации статической ошибки ОУ в рабочем режиме необходимо на его дифференциальный вход (Вх.1, Вх. 2) подавать некоторое напряжение ошибки (ЭДС смещения нуля $U_{см.2}$):

$$U_{см.2} \approx S_{ДУ}^{-1} I_p, \quad (2)$$

где $S_{ДУ} = \frac{i_A}{u_{вх}}$ – крутизна усиления входного ДК1 при коротком замыкании узла «А» на эквипотенциальную шину.

Таким образом, одним из условий синтеза архитектур ОУ с малыми значениями второй систематической составляющей ЭДС смещения нуля $U_{см.2} \approx 0$ является такое построение архитектуры и основных подсхем ДК1 и БУ, при которых во всём диапазоне внешних воздействий (температура, радиация), а также режимных изменений параметров транзисторов и их статических токов при вариациях напряжений питания будет обеспечиваться равенство:

$$I_3 = I_4 + I_{БУ}. \quad (3)$$

Минимизация систематической составляющей $U_{см.2}$ – это «зона ответственности» схемотехников, разрабатывающих ОУ.

В зависимости от знака входного тока БУ ($I_{БУ}$), а также свойств конкретной базовой архитектуры ОУ, которую необходимо модернизировать для уменьшения $U_{см.2}$, обусловленного влиянием β транзисторов, возможен синтез различных структур ОУ, обладающих высокой стабильностью нуля.

[В начало к оглавлению](#)

2. КЛАССИЧЕСКИЕ ДВУХКАСКАДНЫЕ ОУ

Обобщённую схему рис. 1 для двухкаскадных ОУ целесообразно представить в виде трёх независимых подсхем – входного каскада ДК, токового зеркала ПТ1 и выходного буферного усилителя БУ (рис. 2). При этом каждый из данных функциональных узлов в частном случае может быть «идеальным», т.е. не вносить «токовую» ошибку в его выходные (для ДК и ПТ1) и входную (для БУ) координаты. В общем случае все три функциональных узла ОУ рис. 2 имеют тот или иной уровень смещения выходных (входных для БУ) токовых координат $I_{см.i}$ относительно их идеального значения. Причём эти уровни токов смещения $I_{см.i}$ определяются конкретным построением подсхем ДК, ПТ1, БУ, которые становятся объектами синтеза.

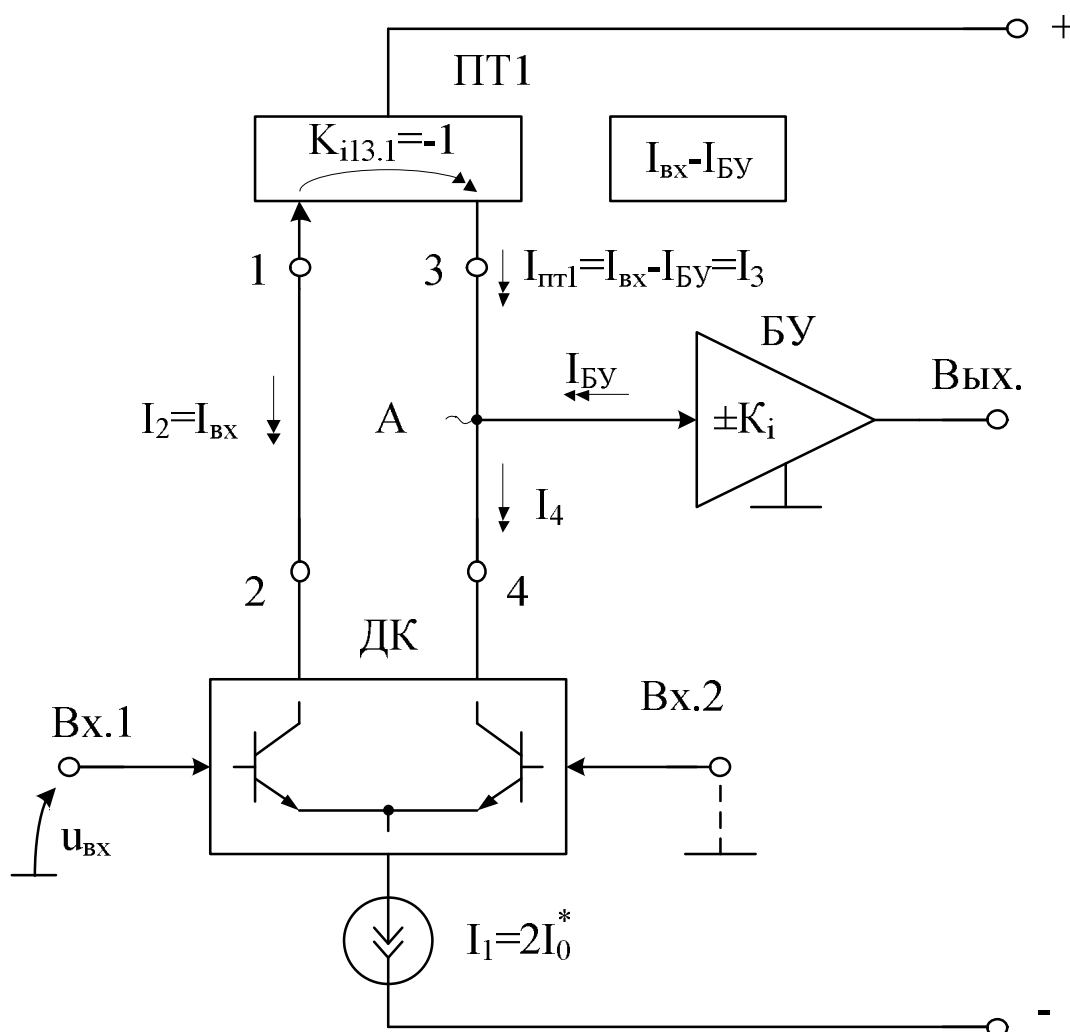


Рис. 2. Условия компенсаций $U_{см.2} \approx 0$ в двухкаскадном ОУ с токовым зеркалом ПТ1, имеющим заданное смещение проходной характеристики $I_{см.ПТ1} = -I_{бу}$

ДУ с идеальным входным каскадом (ДК). Рассмотрим вначале частный случай синтеза ОУ рис. 2, принимая во внимание, что входной каскад ДК формирует в статическом режиме одинаковые выходные координаты, т.е. «идеален» ($I_2 = I_4$). При этом выходной буферный усилитель БУ реализован на р-п-р транзисторах и имеет «втекающий в узел “А”» входной ток $I_{БУ}$. Объектом синтеза в этом случае является токовое зеркало ПТ1.

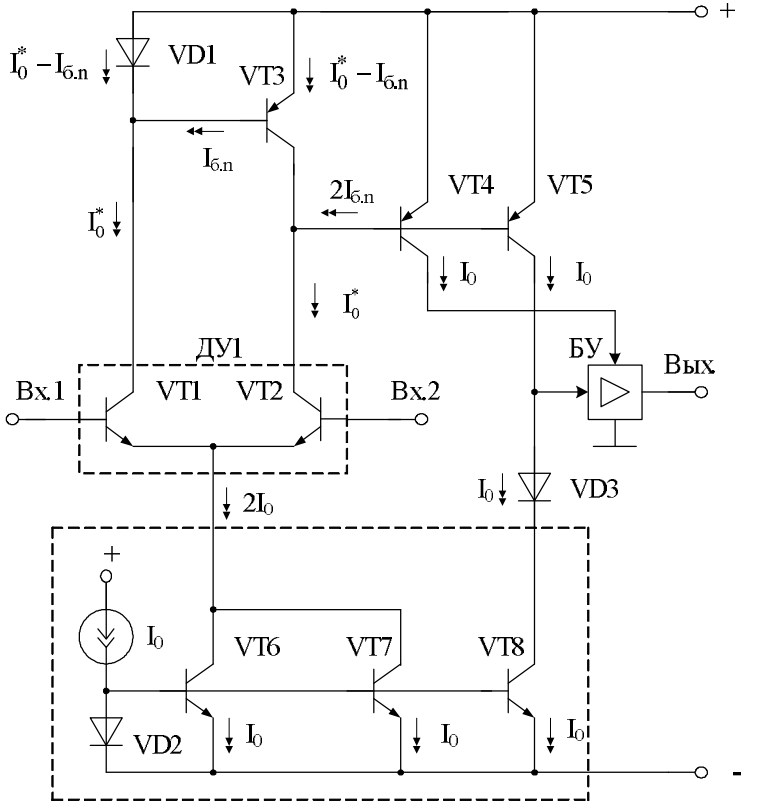
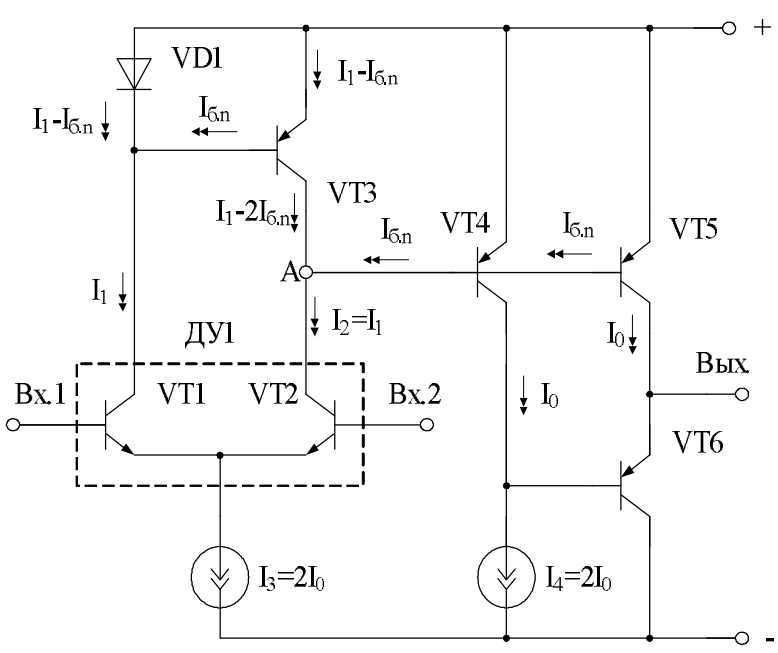
Таким образом, для минимизации составляющей $U_{см.2}$ в широко распространённом двухкаскадном ОУ с архитектурой рис. 2, имеющим инвертирующий (или не инвертирующий) буферный усилитель БУ с «вытекающим» входным током $I_{БУ} = I_{б.н}$, необходимо в соответствии с (3) синтезировать токовое зеркало ПТ1, смещение проходной характеристики которого $I_{вых} = f(I_{вх})$ соответствует уровню $I_{см.ПТ1} = -I_{БУ}$.

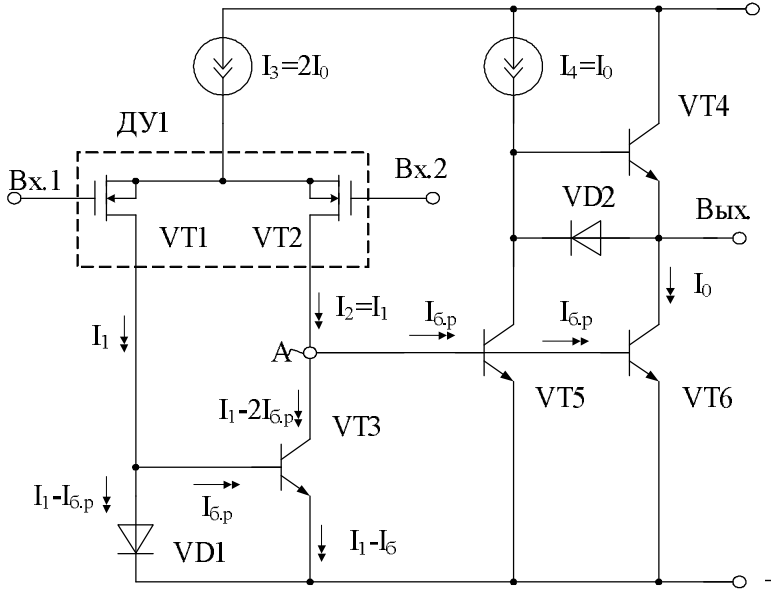
Так как по условиям задачи $I_{БУ}$ – это входной ток р-п-р транзистора, то в соответствии с (3) заданное смещение проходной характеристики ПТ1 должно соответствовать уровню $I_{б.н}$. В практических схемах (табл. 1) целесообразно выбрать $I_{БУ} = 2I_{б.н}$. Тогда ток смещения нуля ПТ1 $I_{см.ПТ1} = 2I_{б.н}$, что легко реализуется с помощью классических решений на двух р-п-р транзисторах.

Таблица 1

Примеры построения ОУ с $U_{см.2} \approx 0$

№ п/п	Пример построения ОУ	Примечание
1	2	3
1		1. Р-п переход VD2 обеспечивает идентичный режим по $U_{кб}$ транзисторов ИОТ1

1	2	3
2	 <p>The diagram shows a buffer amplifier (БУ) circuit. It includes a differential input stage (ДУ1) with transistors VT1 and VT2, and a current source I₀. The output of the input stage is connected to the base of transistor VT3. Transistor VT3 is part of a current mirror with VT4 and VT5. The output of the buffer is taken from the emitter of VT4, which is connected to a load resistor and a current source I₀. The circuit also includes diodes VD1, VD2, and VD3, and various current sources labeled I₀, I₀[*], and I_{6,n}.</p>	<p>2. Транзистор VT4 устанавливает статический режим активных элементов буферного усилителя БУ</p>
3	 <p>The diagram shows an operational amplifier (ОУ) circuit. It includes a differential input stage (ДУ1) with transistors VT1 and VT2, and a current source I₀. The output of the input stage is connected to the base of transistor VT3. Transistor VT3 is part of a current mirror with VT4 and VT5. The output of the op-amp is taken from the emitter of VT4, which is connected to a load resistor and a current source I₀. The circuit also includes diodes VD1, VD2, and VD3, and various current sources labeled I₀, I₁, I₂, I₃, and I₄.</p>	<p>3. Схема ОУ по базовому техпроцессу ФГУП НПП «Пульсар» (г. Москва)</p>

1	2	3
4		4. Схема ОУ в базисе SiGe технологии ИНР (Германия)

Выполненный анализ и компьютерное моделирование ОУ рассматриваемого подкласса показывают, что вопреки сложившимся представлениям, ориентирующим разработчика на обязательное уменьшение входного тока буферного усилителя, в ОУ с малым $U_{см.2}$ необходимо увеличивать входной ток БУ до уровня $I_{см.ПТ}$ выбранного токового зеркала. Однако при этом происходит уменьшение коэффициента усиления по напряжению ОУ.

[В начало к оглавлению](#)

3. ОБЩИЙ СЛУЧАЙ СИНТЕЗА АРХИТЕКТУРЫ ДВУХКАСКАДНОГО ОУ

Найдём ограничения на уровни токов смещения $I_{cm.i}$ относительно идеальных проходных характеристик входного каскада (ДК) (рис. 3) и токового зеркала (ПТ1) при произвольных значениях и знаке входного тока БУ ($I_{бу}$), полагая, что эти смещения обусловлены влиянием токов базы р-п-р и п-р-п применяемых транзисторов.

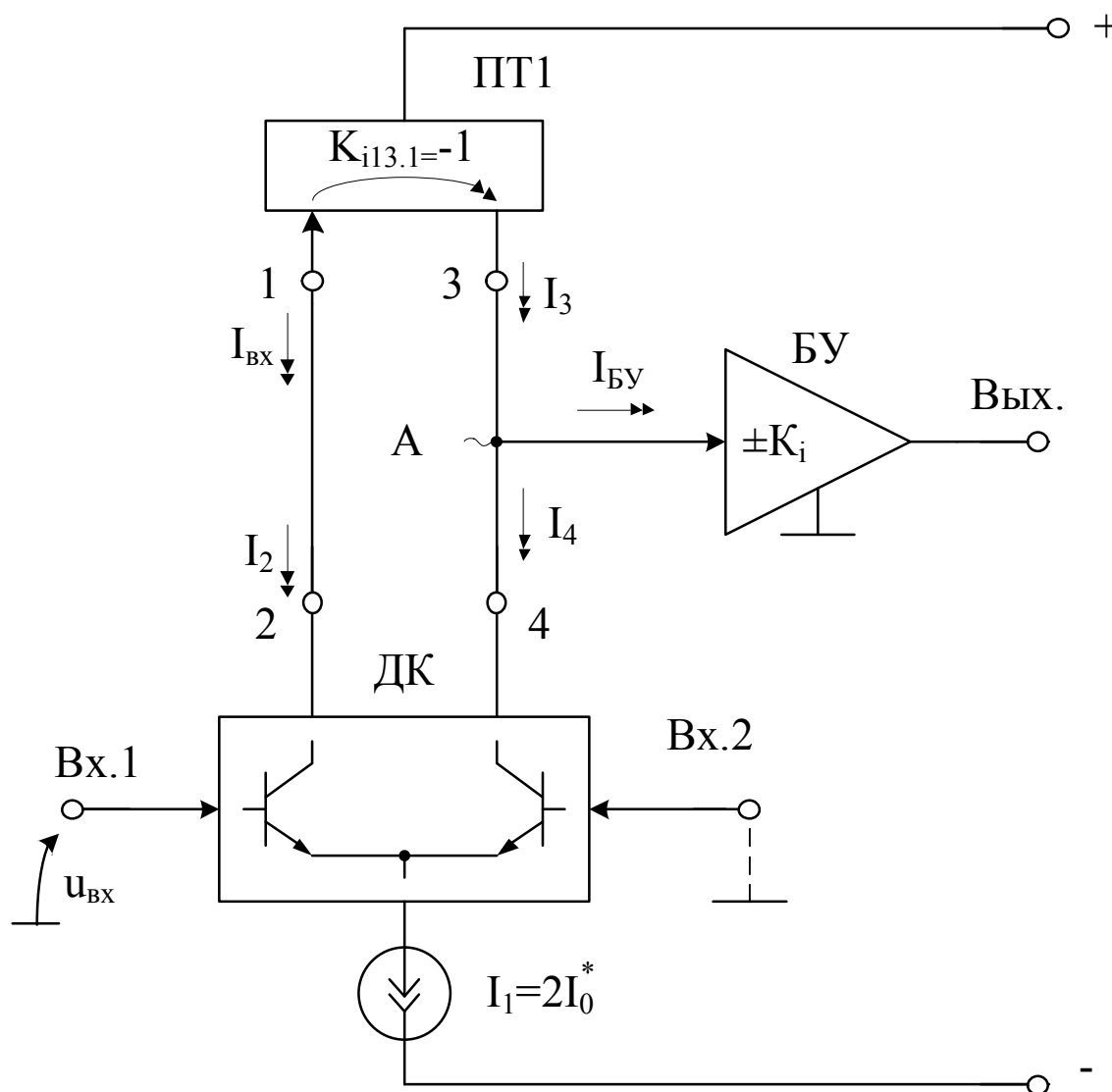


Рис. 3. Обобщённая архитектура ОУ, в котором обеспечивается (за счёт ограничений на схемотехнику основных функциональных узлов – ДК, ПТ1, БУ) малое смещение нуля ($U_{см,2} \approx 0$)

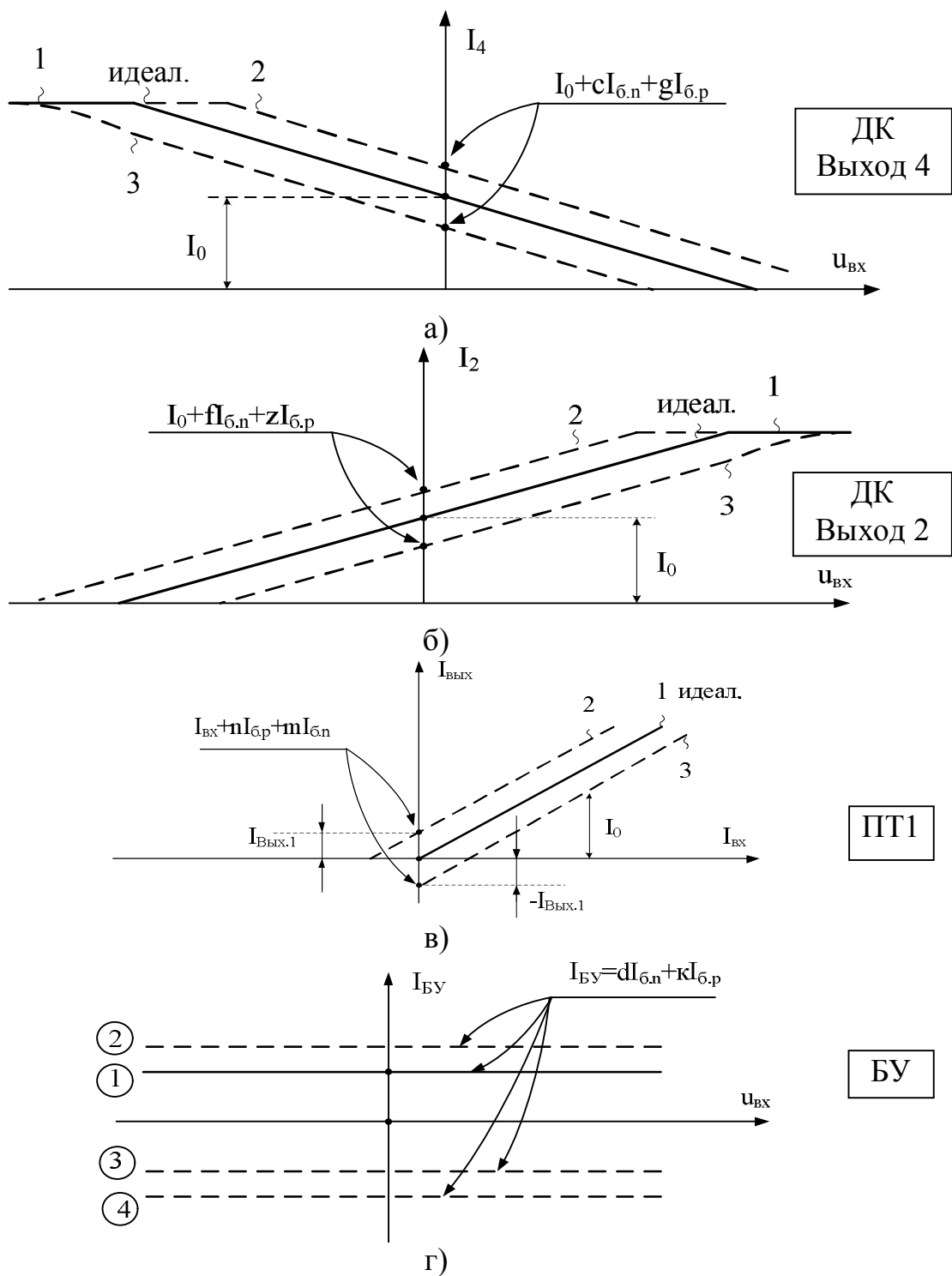


Рис. 4. Возможные варианты смещения проходных характеристик подсхем ОУ (ДК (а, б), ПТ1 (в), БУ (г))

В зависимости от схемотехники функциональных узлов ДК, ПТ1, БУ их смещения нуля могут быть как положительными, так и отрицательными. Поэтому коэффициенты f, z, n, m, k, d, c, g , характеризующие $I_{см.i}$, принимают как положительные, так и отрицательные значения. За счёт выбора (по рассмотренным ниже правилам) свойств на постоянном токе подсхем

ДК, ПТ1 и БУ можно обеспечить малое смещение нуля $U_{см.2}$ в архитектуре ОУ (рис. 3) и его температурный дрейф.

В общем случае следует считать, что входной дифференциальный каскад ДК отличается от идеального и при нулевом входном напряжении ($u_{вх} = 0$, рис. 4а, б) имеет выходные токи I_2 и I_4 , смещённые относительно «идеального» уровня выходного тока $I_2 = I_4 = I_0$ на величины:

$$\Delta I_2 = fI_{б.н} + zI_{б.р} = I_{см.2}, \quad (4)$$

$$\Delta I_4 = cI_{б.н} + gI_{б.р} = I_{см.4}, \quad (5)$$

где f, z, c, g – масштабные коэффициенты ДК слабой токовой асимметрии.

С другой стороны, проходная характеристика токового зеркала ПТ1 (рис. 4в) в общем случае может быть смещена относительно нулевого уровня на величину:

$$I_{см.ПТ} = nI_{б.р} + mI_{б.н}, \quad (6)$$

где n, m – масштабные коэффициенты слабой токовой асимметрии ПТ1.

И, наконец, буферный усилитель БУ может (в общем случае) иметь входной ток $I_{БУ}$ (рис. 4г), связанный с токами базы применяемых $n-p-n$ и(или) $p-n-p$ транзисторов уравнением:

$$I_{БУ} = dI_{б.н} + kI_{б.р}, \quad (7)$$

где d, k – масштабные коэффициенты слабой токовой асимметрии буферного усилителя (БУ).

Найдём общие условия взаимной компенсации токов в узле «А» путём установления ограничений на коэффициенты слабой токовой асимметрии уравнений (4) – (7) и, следовательно, схемотехнику ДК, ПТ1, БУ.

Для узла «А» (рис. 3) в соответствии с первым законом Кирхгофа найдём сумму токов:

$$I_0 + fI_{б.н} + zI_{б.р} + nI_{б.р} + mI_{б.н} + dI_{б.н} = kI_{б.р} + I_0 + cI_{б.н} + gI_{б.р}, \quad (8)$$

где f, z, n, m, d, k, c, g – масштабные коэффициенты при токах базы $I_{б.н}$, $I_{б.р}$, характеризующие подсистемы ДК, ПТ1 и БУ.

Последнее уравнение можно представить в виде:

$$I_{б.н} (f + m + d - c) = I_{б.р} (k + g - z - n). \quad (9)$$

Таким образом, для минимизации составляющей $U_{см.2}$ необходимо синтезировать подсистемы ДК, ПТ1, БУ, параметры которых (масштабные коэффициенты слабой токовой асимметрии f, m, d, c, k, g, z, n) при известных значениях токов базы $I_{б.р}$ и $I_{б.н}$ применяемых $n-p-n$ и $p-n-p$ транзисторов удовлетворяют условию (9).

Чтобы исключить влияние на $U_{см}$ не идентичности токов $I_{б.р}$ и $I_{б.н}$ нужно потребовать, чтобы

$$\begin{cases} f + m + d - c = 0 \\ k + g - z - n = 0. \end{cases}$$

В этом случае условие (9) также выполняется несмотря на неравенство $I_{б.р} \neq I_{б.н}$

Ниже рассмотрены частные случаи построения архитектуры ОУ.

[В начало к оглавлению](#)

4. ПРИМЕРЫ СИНТЕЗА СХЕМ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С МАЛЫМ U_{CM}

Вариант 1. Исходные данные к ОУ с архитектурой рис. 3: буферный усилитель (БУ) реализован в виде эмиттерного повторителя на р-п-р входном транзисторе (т.е. для него $k=1$, $d=0$). Пусть токовое зеркало ПТ1 не имеет смещения проходной характеристики, т.е. «идеально» ($n=0$, $m=0$). Тогда уравнение (9) принимает вид:

$$I_{6,n}(f-c) = I_{6,p}(1+g-z). \quad (10)$$

Сформулируем требования к схемотехнике входного каскада (ДК), при котором его параметры удовлетворяют значениям: $c=0$, $g=0$, $f=0$. Тогда из (10) следует, что $I_{6,p}(1-z)=0$, т.е. $I_{cm,2} = I_{6,p} = zI_{6,p}$, а масштабный коэффициент $z=1$.

Таким образом, для минимизации $U_{cm,2}$ подсхема входного каскада ДК должна иметь смещение выходного тока I_2 на величину $I_{6,p}$ (коэффициент $z=1$). Этим условиям удовлетворяет в частном случае дифференциальный каскад (рис. 5).

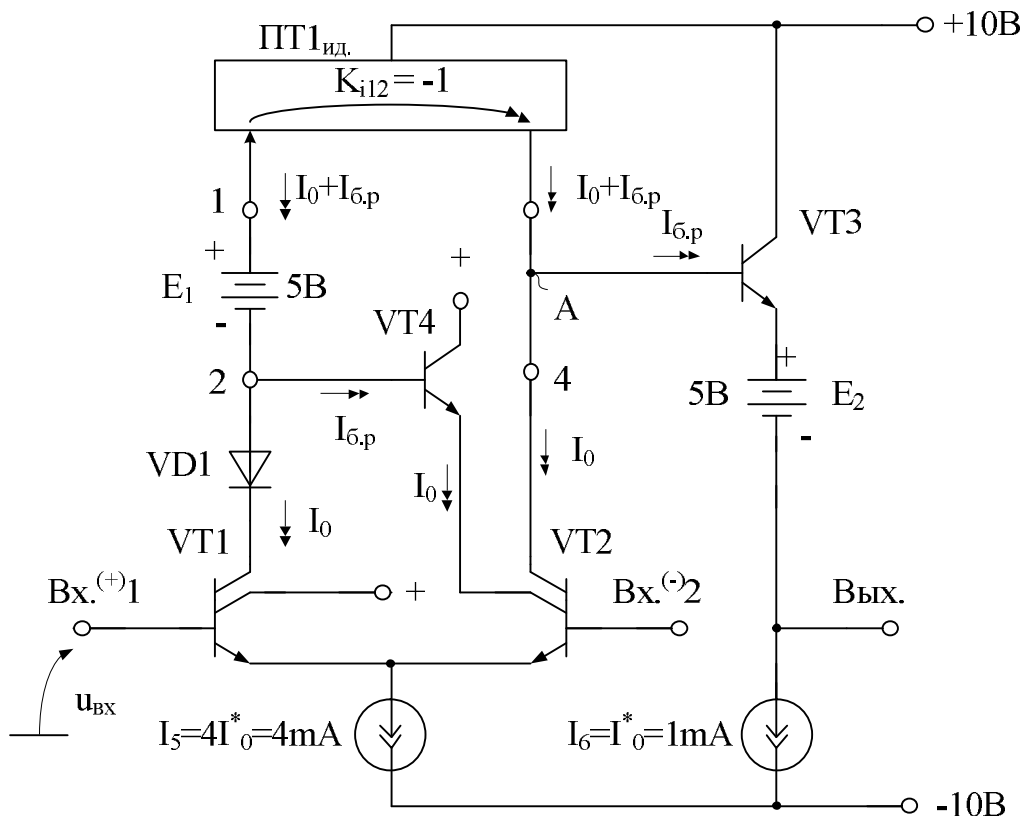


Рис. 5. Операционный усилитель с параметрами подсхем ДК, ПТ1, БУ: $k=z=1$, $n=m=c=g=f=0$

Вариант 2. Исходные данные к ОУ с архитектурой рис. 3: буферный усилитель БУ имеет $k = 0$, а токовое зеркало ПТ1 характеризуется коэффициентами $n = 0$, $m = -2$, т.е. реализовано по наиболее простой схеме на двух транзисторах (табл. 1). Входной каскад ДК не имеет смещения выходных координат I_2 , I_4 ($f = 0$, $z = 0$, $c = 0$, $g = 0$). В этом случае из уравнения (9) находим условие минимизации $U_{см.2}$:

$$I_{б.н} (d - 2) = 0. \quad (11)$$

То есть буферный усилитель должен иметь $d = 2$ ($I_{БУ} = 2I_{б.н}$). Этим условиям удовлетворяют схемы токовых зеркал в таблице 1.

Вариант 3. Исходные данные к ОУ с архитектурой рис. 3: буферный усилитель имеет $k = 1$, $d = 0$, т.е. реализован на п-р-п входном транзисторе. Токовое зеркало ПТ1 «идеально» ($n = 0$, $m = 0$, например схема Вильсона). Входной каскад ДК не содержит р-п-р транзисторов, и смещение его проходной характеристики формируется только п-р-п транзисторами (т.е. $c = 0$). Поэтому в уравнении (9) $f = 0$, $m = 0$, $d = 0$, $k = 1$, $z = 0$, $c = 0$ и, следовательно, $I_{б.р} (1 + g) = 0$, $g = -1$.

Таким образом, для рассматриваемого ДК его коэффициент $g = -1$, и поэтому ДК должен иметь смещение проходной характеристики по выходу 4 на величину $I_{см} = -I_{б.р}$.

Этим условиям удовлетворяют схемы рис. 6.

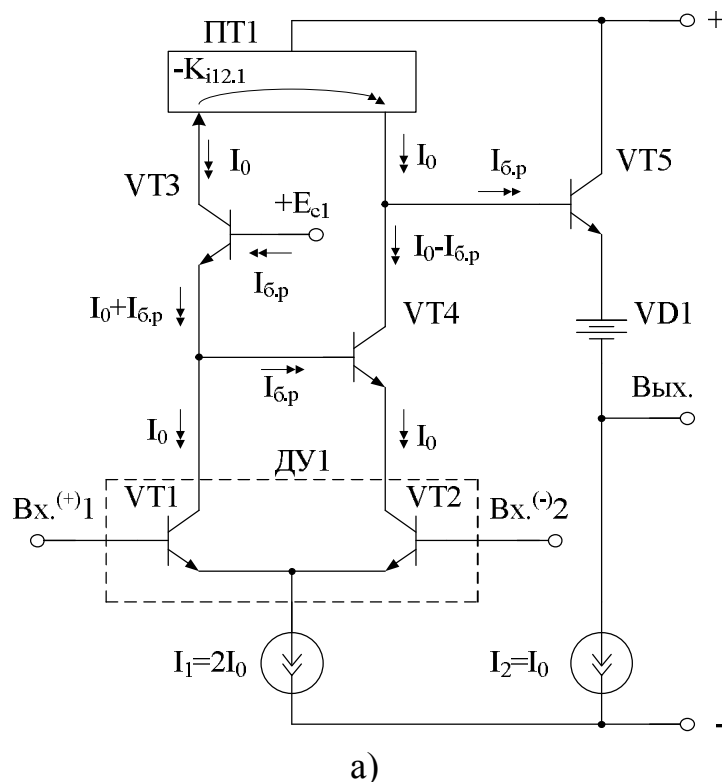


Рис. 6. Примеры построения ОУ с коэффициентами $f = m = d = z = c = 0$, $k = 1$, $g = -1$
(начало; окончание см. на с. 17)

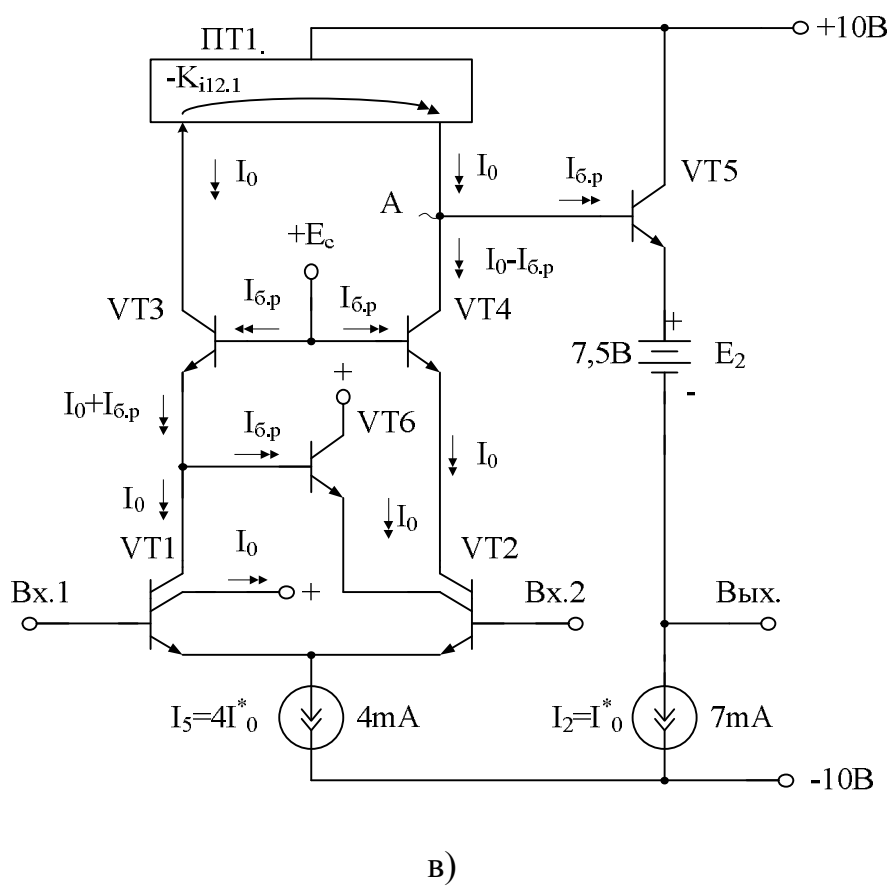
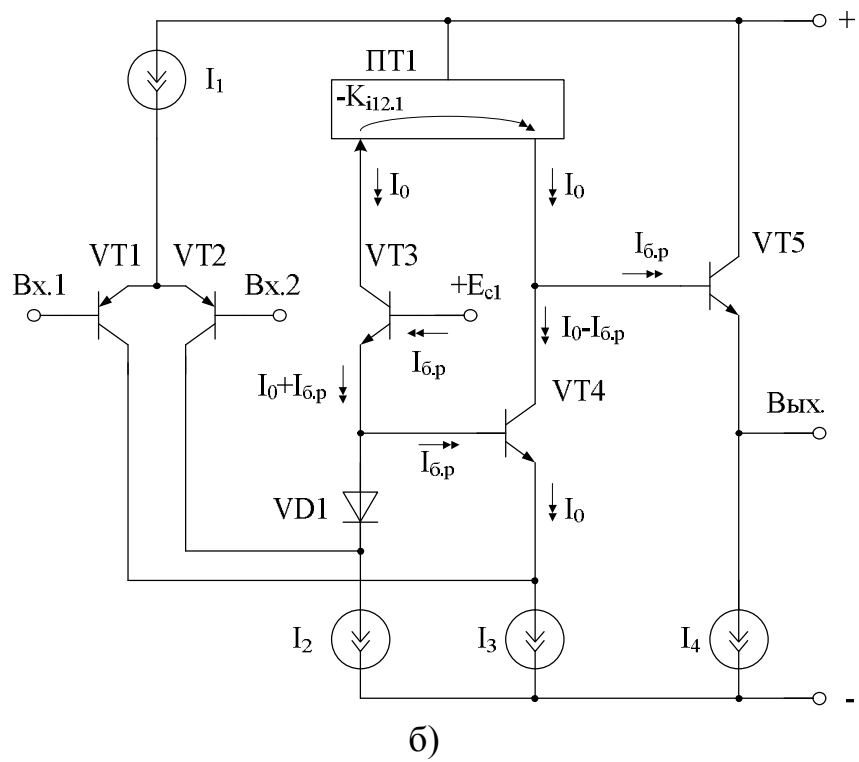


Рис. 6. Окончание (начало см. на с. 16)

Вариант 4. Исходные данные к ОУ с архитектурой рис. 3: буферный усилитель имеет $k = 1$, $d = 0$, т.е. реализован на п-р-п входном транзисторе. Для выбранного токового зеркала ПТ1 масштабные коэффициенты $n = -2$, $m = 0$. Входной каскад ДК не имеет смещения проходной характеристики по выходу 4 ($c = 0$, $g = 0$). Смещение по выходу 2 формируется п-р-п транзистором, т.е. $z \neq 0$.

При данных условиях из уравнения (9) находим:

$$I_{6,p}(1 - z - 2) = 0. \quad (12)$$

Данному ограничению удовлетворяет ДК рис. 7.

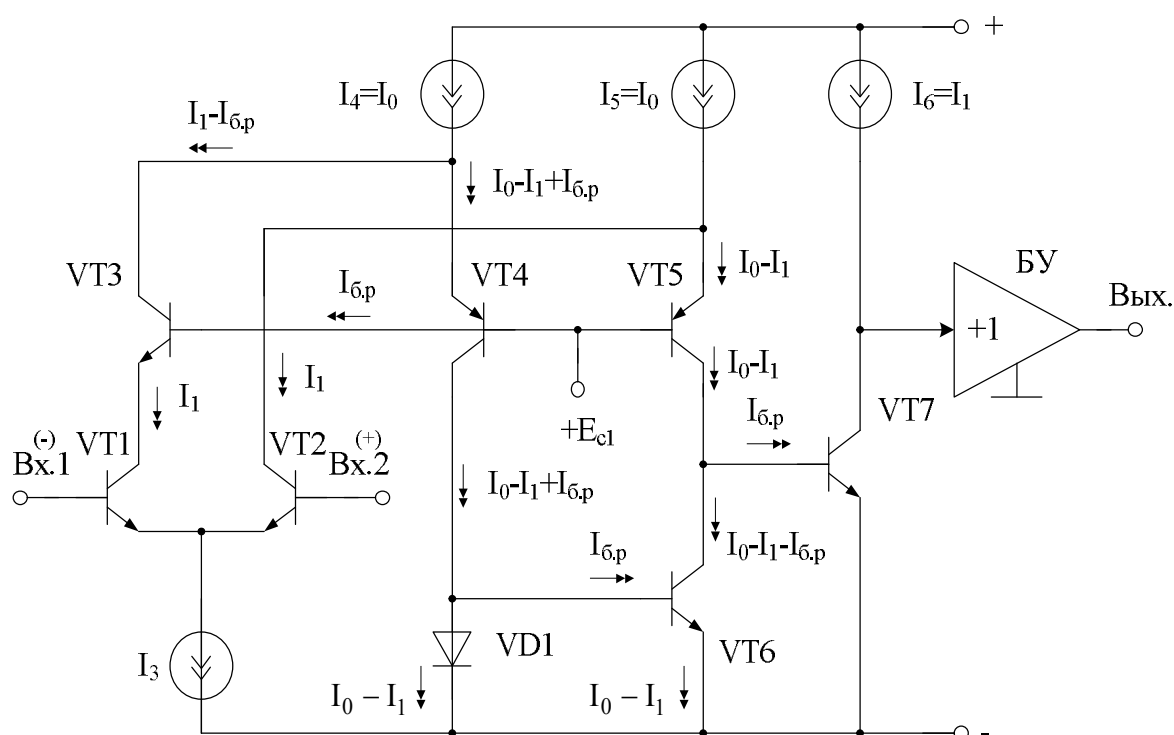


Рис. 7. Пример построения ОУ с параметрами
 $c = g = d = m = 0$, $z = -1$, $k = 1$

Вариант 5. Исходные данные к ОУ с архитектурой рис. 3: токовое зеркало ПТ1 «идеально» ($n = m = 0$). Буферный усилитель реализован на п-р-п входном транзисторе ($k = 1$, $d = 0$). По выходу 2 входной каскад ДК не имеет смещения проходной характеристики ($f = 0$, $z = 0$). Смещение по выходу 4 формируется п-р-п транзистором ($g = 0$, $c = 0$). Поэтому из уравнения (9) находим:

$$I_{6,p}(1 + g) = 0. \quad (13)$$

Этим условиям удовлетворяет схема рис. 8.

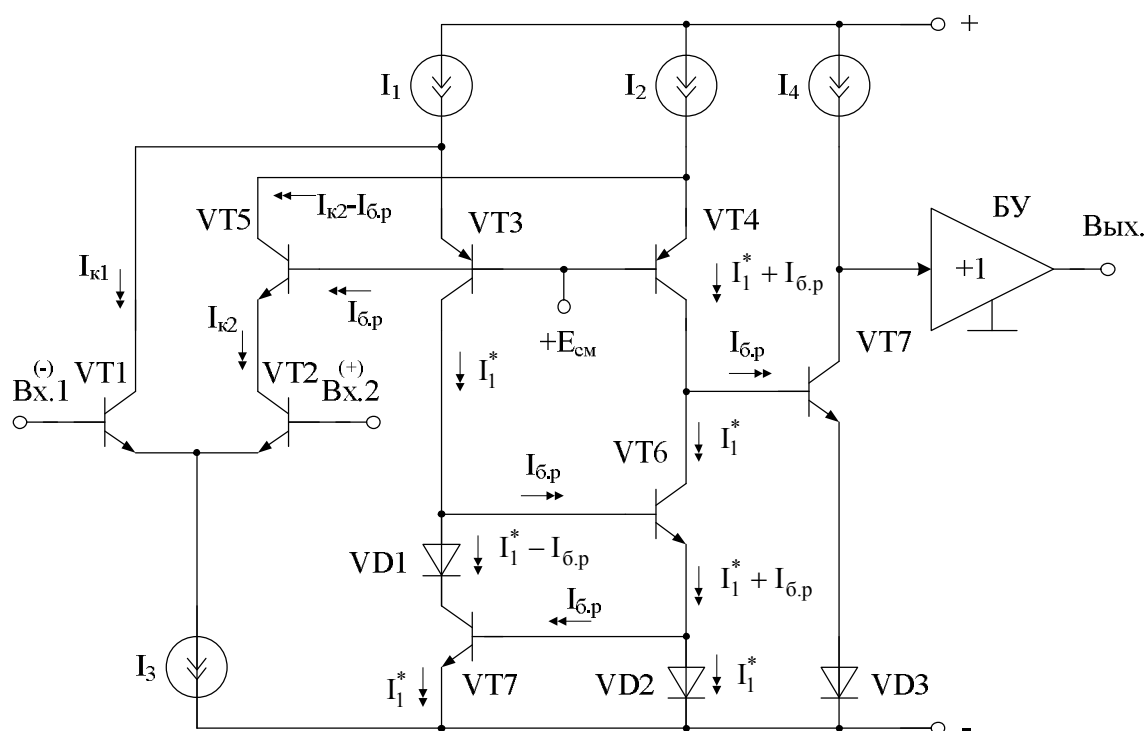


Рис. 8. Пример построения ОУ с параметрами
 $g = -1$, $f = z = d = m = n = 0$, $k = 1$

Приведённые выше примеры иллюстрируют методику синтеза ОУ с архитектурой рис. 3.

В связи с большим многообразием вариантов построения трёх функциональных узлов ДК, ПТ1, БУ можно синтезировать более 1000 практических схем ОУ с малыми значениями систематической составляющей $U_{см.2} \approx 0$, в том числе рассмотренные в [5–69].

[В начало к оглавлению](#)

5. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА БАЗЕ ТРЁХ ТОКОВЫХ ЗЕРКАЛ С ЗАДАНЫМИ СМЕЩЕНИЯМИ НУЛЯ ПРОХОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Этот подкласс ОУ относится к числу достаточно перспективных (рис. 9). За счёт формирования требований к коэффициентам слабой токовой асимметрии к под схемам ПТ1–ПТ3 при идеальном ДК и известном входном токе буферного усилителя («втекающий» $I_{б.р}$; «вытекающий» $I_{б.п}$; «разностный» $I_{б.р} - I_{б.п}$) можно синтезировать несколько архитектурных решений ОУ с малым $U_{см.2}$.

Буферный усилитель на п-р-п входном транзисторе. Возможны три архитектуры ОУ с таким буферным усилителем, отличающиеся друг от друга требованиями к токовым зеркалам.

1. Токковые зеркала ПТ1 и ПТ3 не имеют смещения проходной характеристики (т.е. идеальны). Однако ПТ2 имеет смещение характеристики $I_{см2} = I_{б.р}$ (рис. 9).

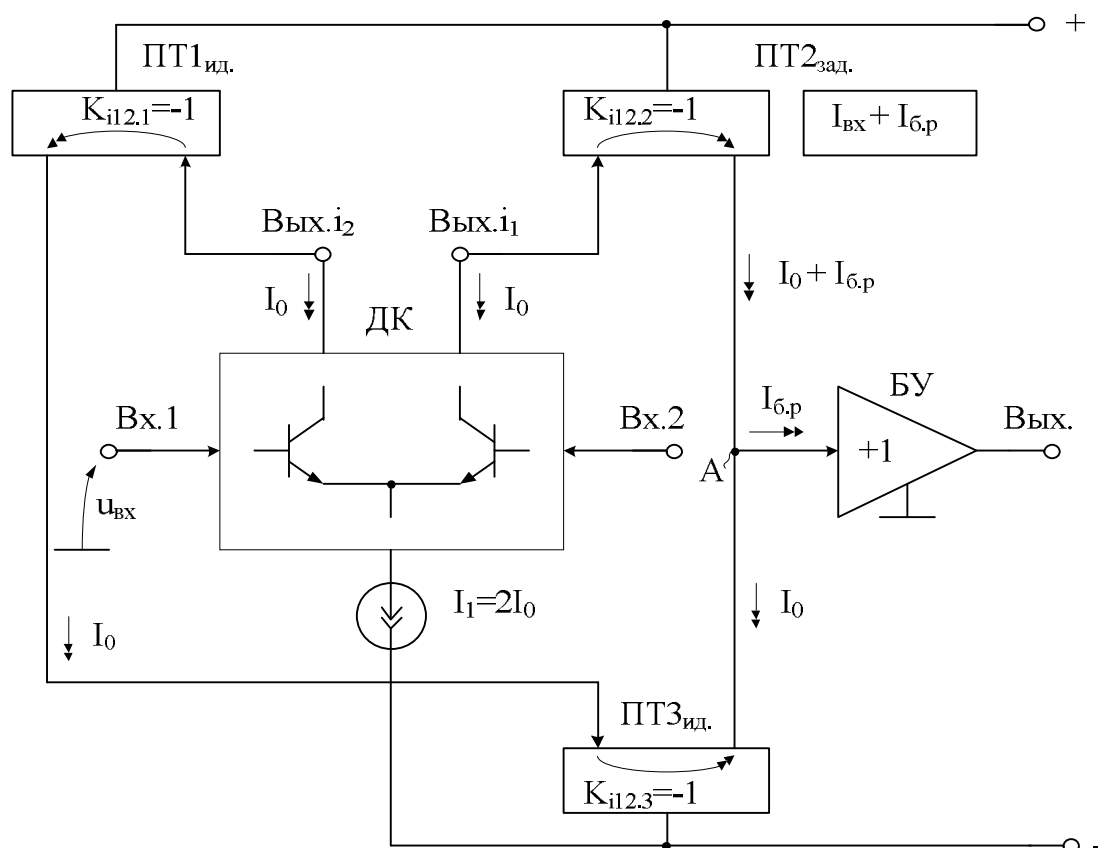


Рис. 9. Первое условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{бу} = I_{б.р}$

2. Токовые зеркала ПТ1 и ПТ2 идеальны, а для ПТ3 смещение нуля $I_{см3} = -I_{б.р}$ (рис. 10).

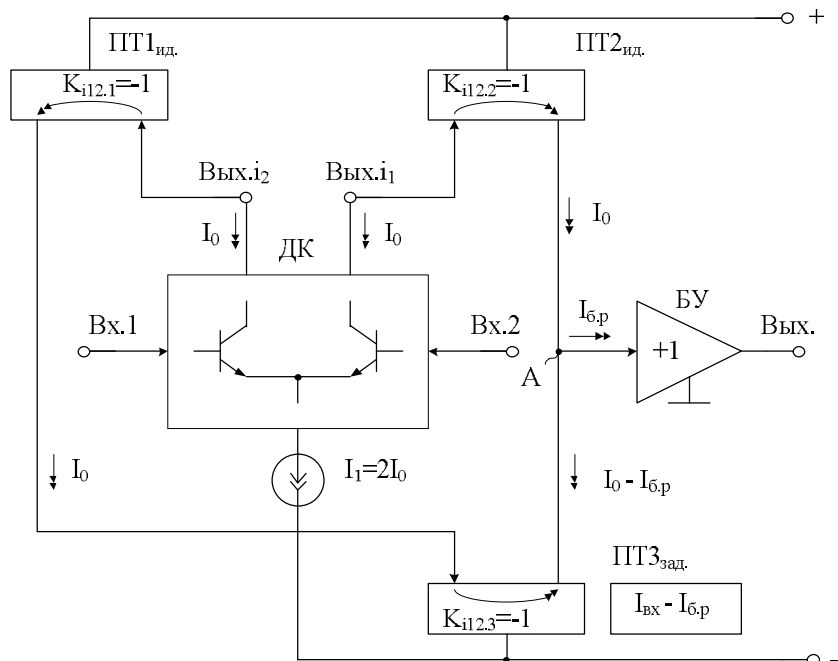


Рис. 10. Второе условие компенсации $U_{\text{см.2}}$ при $I_{\text{БУ}} = I_{\text{б.р}}$

3. Токовые зеркала ПТ2 и ПТ3 идеальны, а для ПТ1 смещение нуля $I_{\text{см1}} = -I_{\text{б.р}}$ (рис. 11).

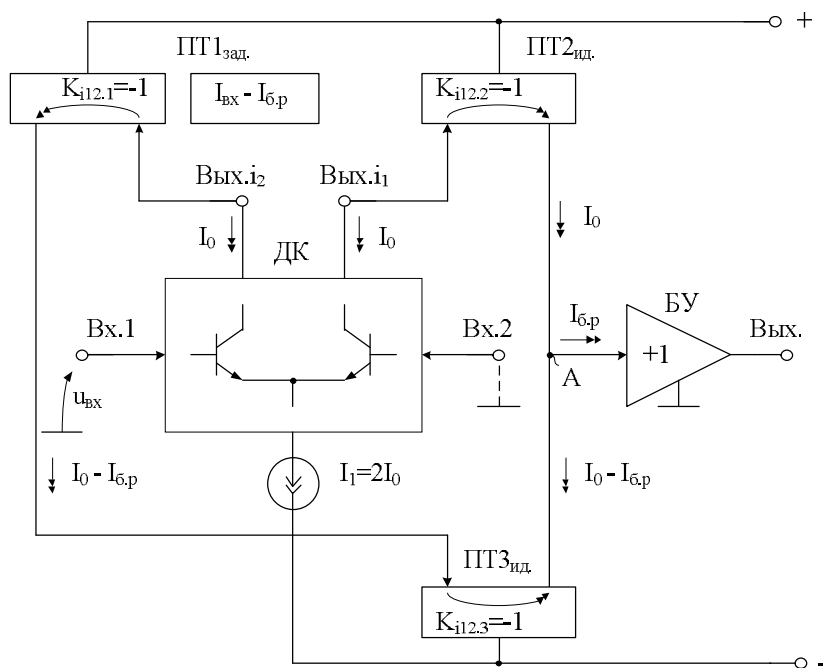


Рис. 11. Третье условие компенсации $U_{\text{см.2}}$ при $I_{\text{бу}} = I_{\text{б.р}}$

Буферный усилитель на р-п-р входном транзисторе. В этом случае входной ток БУ, «втекающий» в узел «А»: $I_{БУ} = I_{6.n}$. Минимизация $U_{см.2}$ может быть обеспечена одним из трёх сочетаний требований к токовым зеркалам ПТ1–ПТ3.

1. Токовые зеркала ПТ1, ПТ2 идеальны. Смещение нуля токового зеркала ПТ3 удовлетворяет условию $I_{см.3} = I_{6.n}$ (рис. 12).

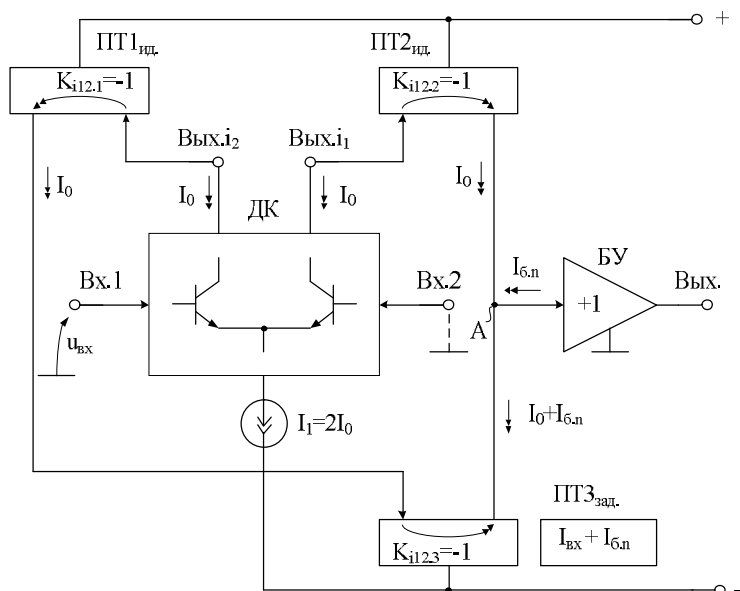


Рис. 12. Первое условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{БУ} = I_{6.n}$

2. Токовые зеркала ПТ1 и ПТ3 идеальны. Токовое зеркало ПТ2 имеет заданное смещение нуля $I_{см.2} = -I_{6.n}$ (рис. 13).

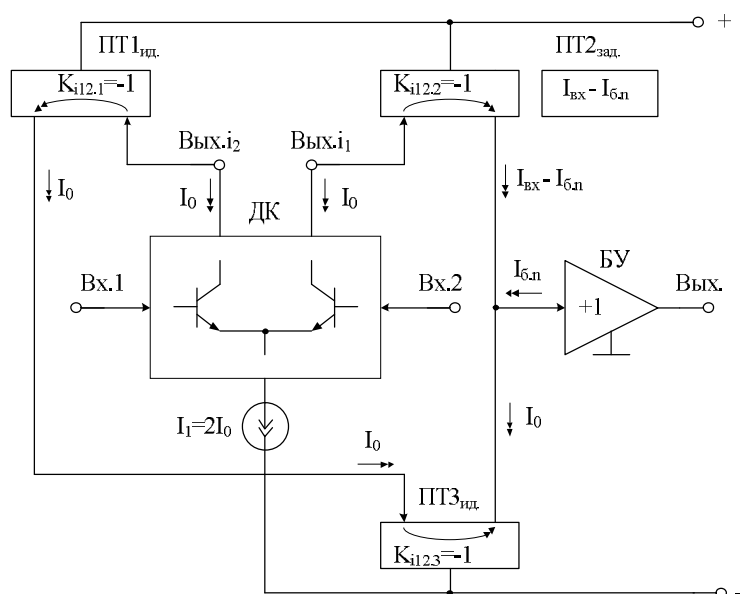


Рис. 13. Второе условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{БУ} = I_{6.n}$

3. Токовые зеркала ПТ2 и ПТ3 идеальны. Токовое зеркало ПТ1 имеет смещение нуля $I_{см1} = I_{б.н}$ (рис. 14).

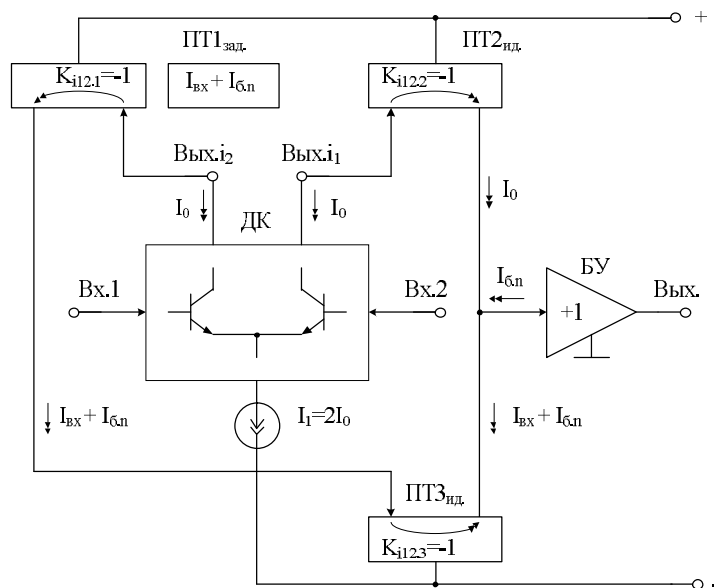


Рис. 14. Третье условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{БУ}=I_{б.н}$

Буферный усилитель на базе «бриллиантовых» составных транзисторов [1, 3, 4]. Особенность ОУ с буферными усилителями данного подкласса состоит в том, что входной ток БУ определяется разностью токов базы р-п-р и п-р-п транзисторов: $I_{БУ} = I_{б.р} - I_{б.н}$.

Для компенсации составляющей $U_{см.2}$ необходимо синтезировать токовые зеркала ПТ1–ПТ3 со следующим сочетанием характеристик.

Вариант 1: ПТ3, ПТ2 идеальны, ПТ1 имеет $I_{см1} = I_{б.н} - I_{б.р}$ (рис. 15).

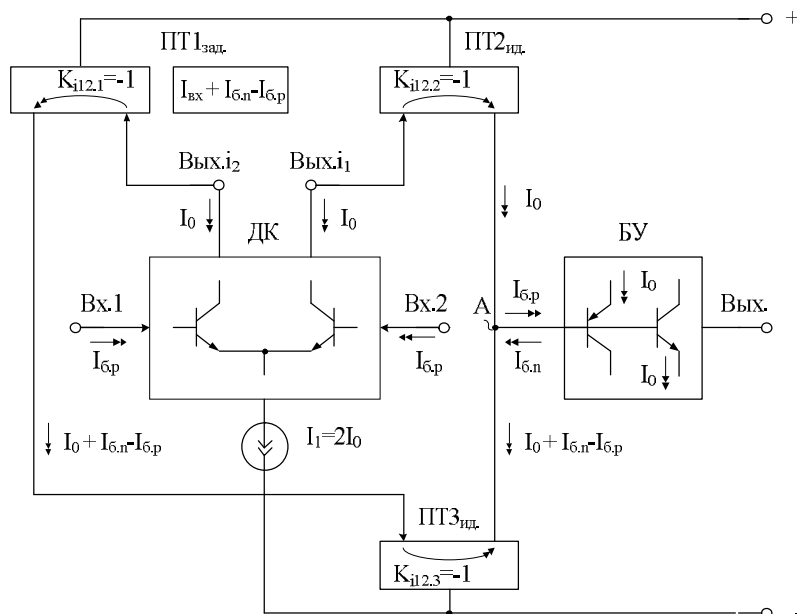


Рис. 15. Первая архитектура радиационно-стойкого ОУ с буфером на основе «бриллиантовых» транзисторов

Вариант 2: ПТ1, ПТ3 идеальны, ПТ2 имеет $I_{см2} = I_{б.р} - I_{б.н}$ (рис. 16).

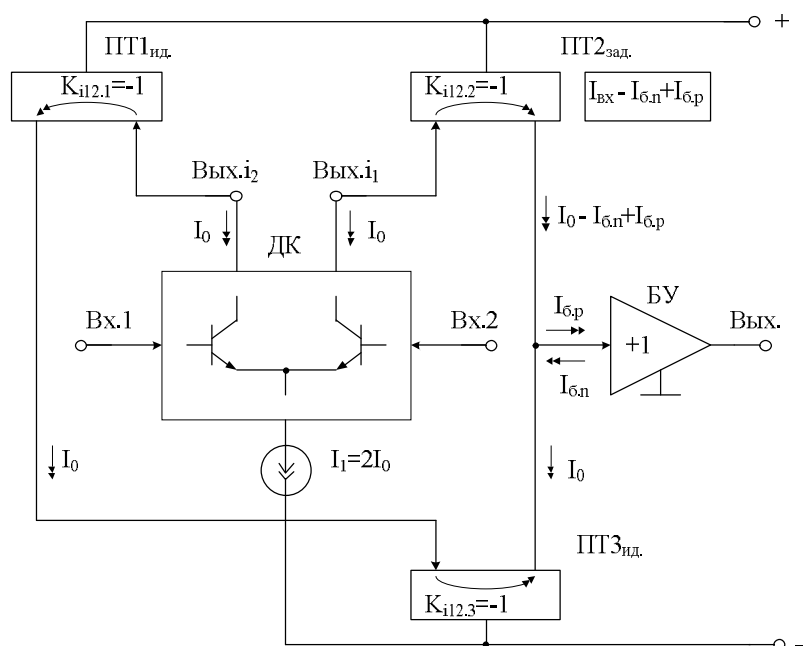


Рис. 16. Вторая архитектура радиационно-стойкого по $U_{см.2}$ ОУ с буфером на основе «бриллиантовых» транзисторов

Вариант 3: ПТ1, ПТ2 идеальны, ПТ3 имеет $I_{см3} = I_{б.р} - I_{б.н}$ (рис. 17).

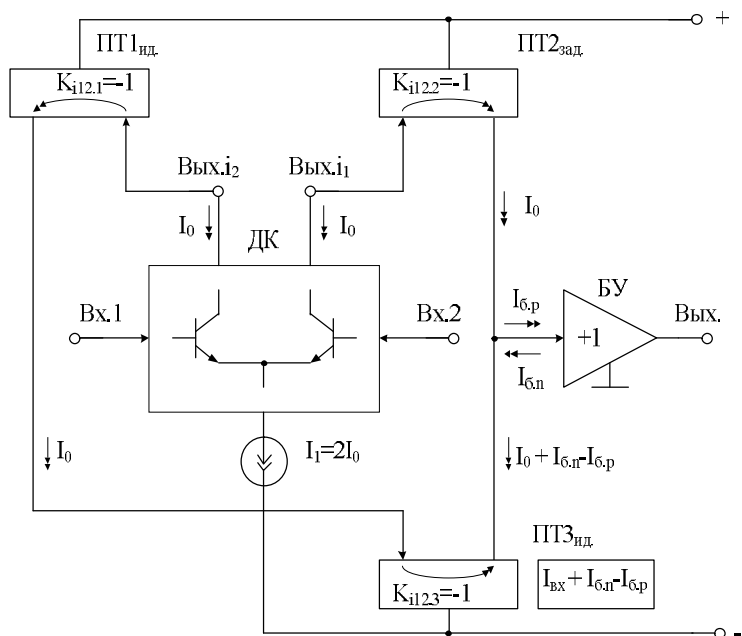


Рис. 17. Третья архитектура радиационно-стойкого по $U_{см.2}$ ОУ с буфером на основе «бриллиантовых» транзисторов

[В начало к оглавлению](#)

6. ОДНОКАНАЛЬНЫЙ ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ИДЕАЛЬНЫМ ТОКОВЫМ ЗЕРКАЛОМ

Одна из причин повышенных значений $U_{см.2}$ в таких ОУ (рис. 18) – наличие токов базы входных транзисторов VT1 и VT2, которые при идентичных источниках опорного тока $I_1 = I_2 = I_3 = I_0$ и $I_{БУ} = 0$ создают разностный ток в узле «А».

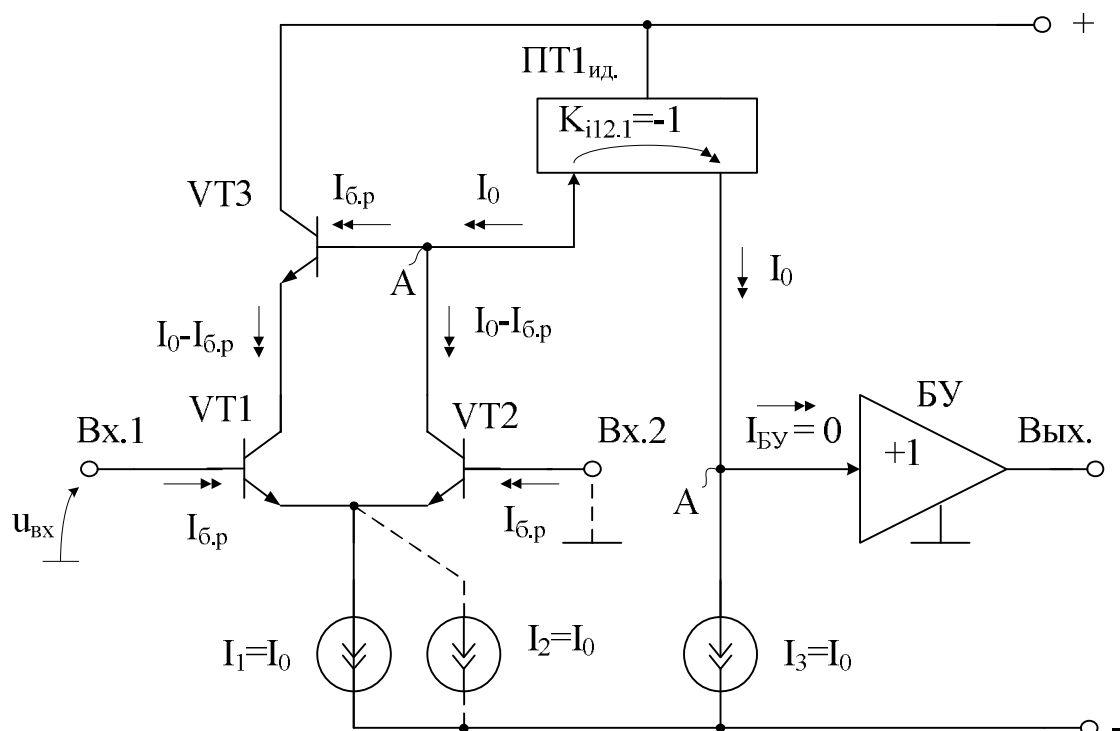


Рис. 18. Схема ОУ с малым $U_{см.2}$ при идеальном буферном усилителе и токовом зеркале ПТ1 ($I_{БУ} = 0$)

Для компенсации данного эффекта предлагаются архитектуры рис. 18 и 19.

При малых напряжениях Эрли входных транзисторов VT1 и VT2 необходимо включение дополнительного p-n перехода в коллектор транзистора VT2 (рис. 18) или введение специальной цепи симметрирования статического режима VT1, VT2 по напряжению коллектор-база (E_{c1} , рис. 19).

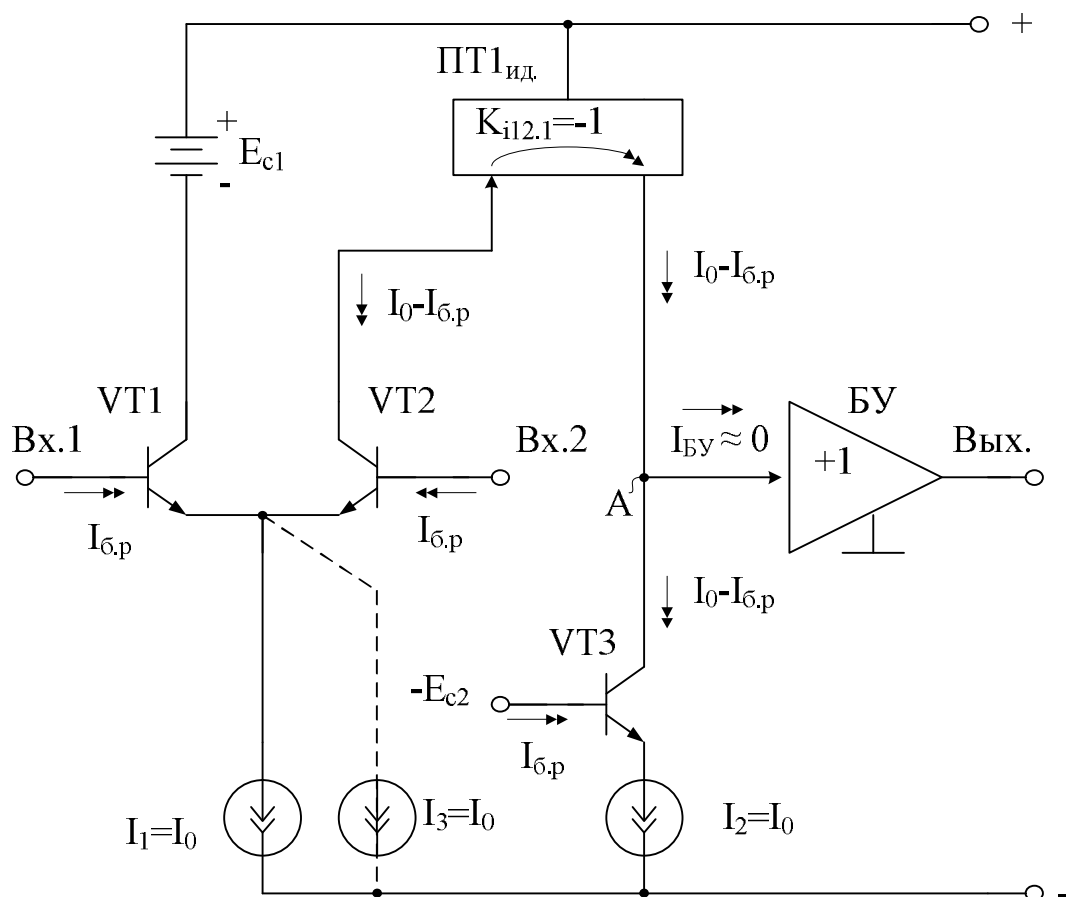


Рис. 19. Схема ОУ с малым $U_{cm,2}$ при нулевом входном токе БУ ($I_{BY} \approx 0$)

В качестве «идеального» токового зеркала $ПТ1$ в схеме рис. 18, рис. 19, имеющего близкое к нулю смещение проходной характеристики, целесообразно использовать классическую схему Вильсона, а также другие токовые зеркала с аналогичными свойствами.

[В начало к оглавлению](#)

7. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С УПРАВЛЯЕМЫМ И НЕУПРАВЛЯЕМЫМ ТОКОВЫМИ ЗЕРКАЛАМИ

В тех случаях, когда реализация входного ДК в операционном усилителе по схеме «dual-input-stage» (комплементарные ДК) нецелесообразна из-за технологических ограничений, возможны архитектурные решения с компенсацией $U_{см2}$, представленные на рис. 20 и 21.

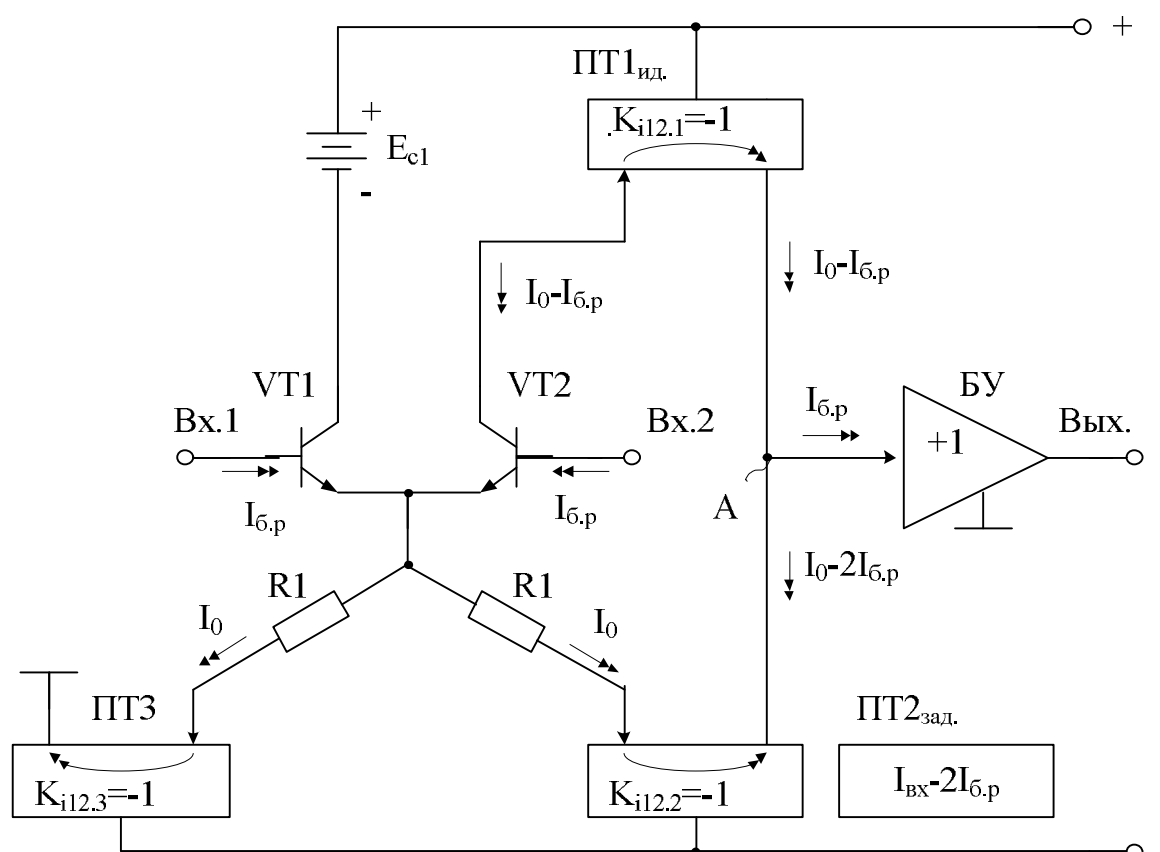


Рис. 20. ОУ с малым $U_{см2}$ при $I_{БУ} = I_{бр}$

Схема рис. 20 имеет управляемое входным напряжением ОУ идеальное токовое зеркало ПТ1 и пассивное ТЗ (ПТ2) с заданным смещением проходной характеристики $I_{см2} = -2I_{бр}$. Неуправляемое токовое зеркало ПТ3 обеспечивает симметрирование схемы ОУ и позволяет разделить на два суммарный ток эмиттерной цепи VT1, VT2.

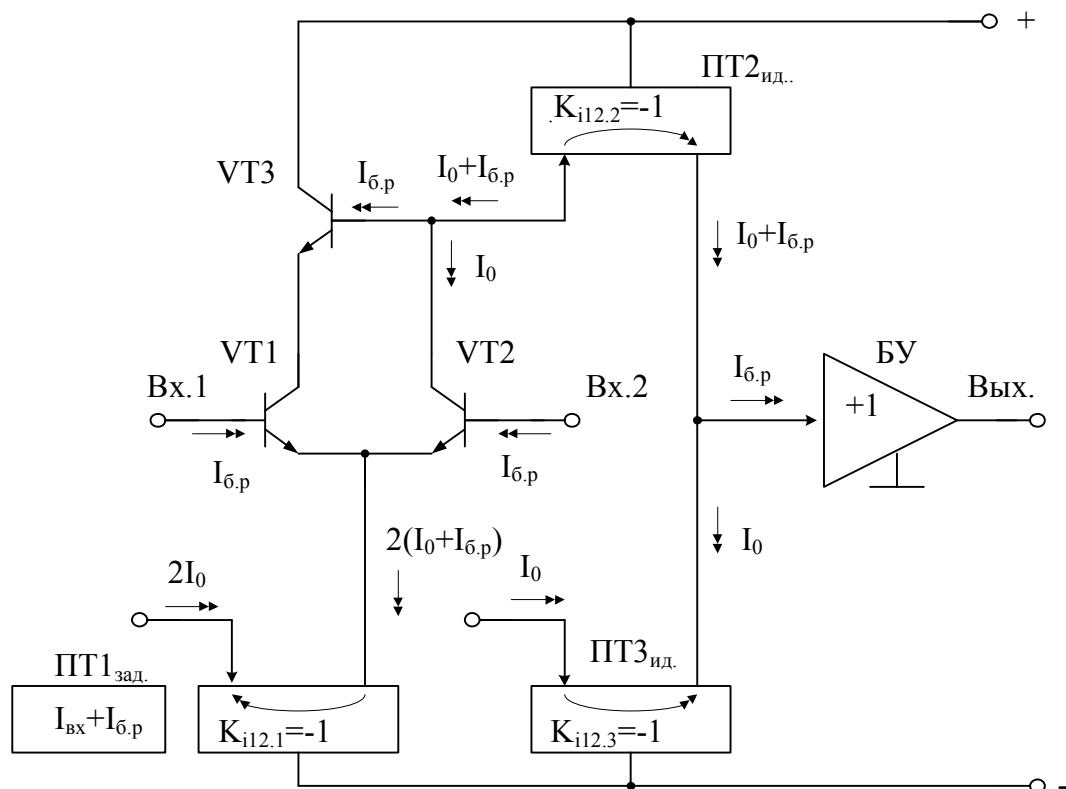


Рис. 21. ОУ с двумя пассивными токовыми зеркалами ПТЗ, ПТ1

Архитектура ОУ рис. 21 также включает два пассивных токовых зеркала: ПТ1, имеющее $I_{см1} = I_{б.р}$, и ПТЗ с $I_{см3} = 0$.

[В начало к оглавлению](#)

8. АРХИТЕКТУРА РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ ОУ НА БАЗЕ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДОВ (ДК) И «БРИЛЛИАНТОВЫХ» БУФЕРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Комплементарные дифференциальные каскады имеют два выхода, согласованные с шинами положительного и отрицательного источников питания, которые управляют токовыми зеркалами ПТ1 и ПТ2 (рис. 22).

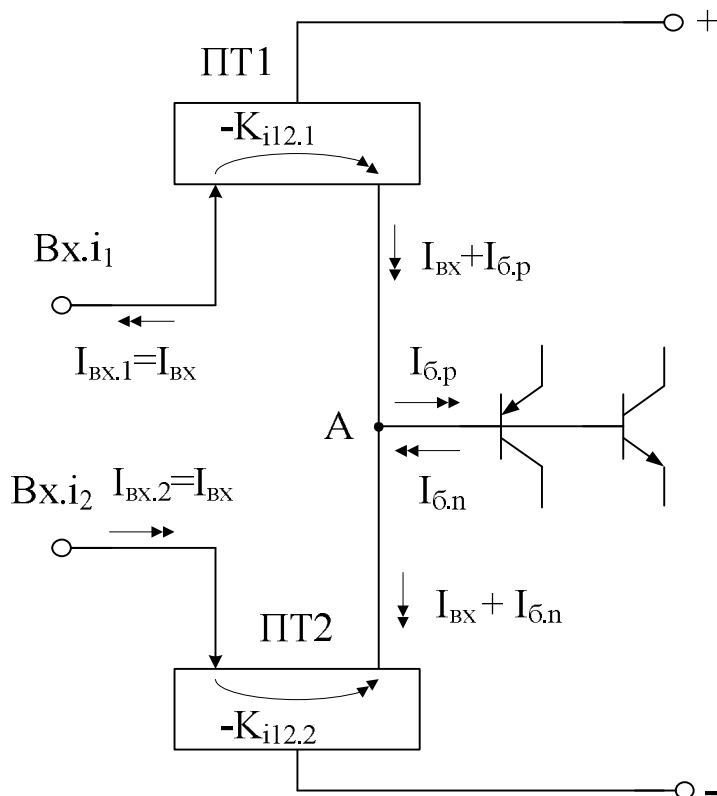


Рис. 22. Условия компенсации входного тока буфера на основе «бриллиантового» транзистора (вариант 1)

Для компенсации влияния токов базы в таких ОУ токовые зеркала ПТ1 и ПТ2 должны иметь следующие сочетания параметров смещения нуля проходной характеристики:

Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3
$\begin{cases} I_{\text{вх}} + I_{\text{б.п}} & (\text{ПТ1}) \\ I_{\text{вх}} + I_{\text{б.н}} & (\text{ПТ2}) \end{cases}$	$\begin{cases} I_{\text{вх}} + I_{\text{б.п}} - I_{\text{б.н}} & (\text{ПТ1}) \\ I_{\text{вх}} & (\text{ПТ2}) \end{cases}$	$\begin{cases} I_{\text{вх}} & (\text{ПТ1}) \\ I_{\text{вх}} + I_{\text{б.н}} - I_{\text{б.п}} & (\text{ПТ2}) \end{cases}$

Пример архитектуры ОУ, обладающего эффектом компенсации влияния β транзисторов с учётом смещения нуля в дифференциальном каскаде, показан на рис. 23.

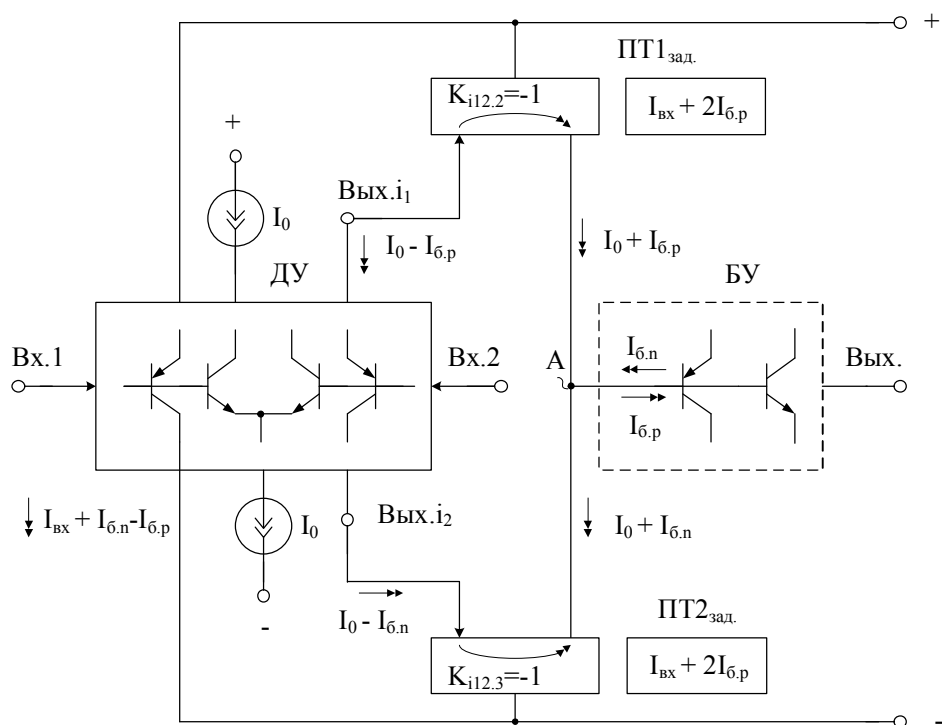


Рис. 23. Архитектура радиационно-стойкого ОУ с буфером на основе бриллиантовых транзисторов

Рассмотрим общие условия взаимной компенсации токов в высокоимпедансном узле «А» ОУ рис. 24 при произвольных значениях составляющих входного тока БУ ($kI_{6,p}$, $dI_{6,n}$) и различных смещениях нуля токовых зеркал ПТ1, ПТ2.

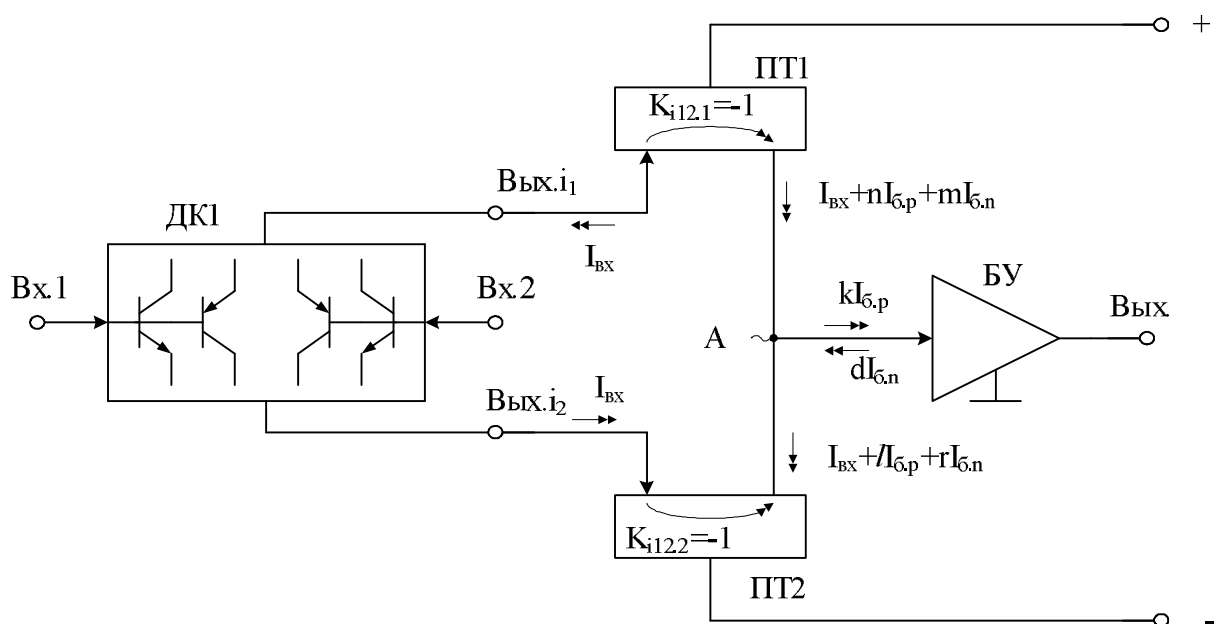


Рис. 24. Условия взаимной компенсации токовых координат в ОУ на базе классического «бриллиантового» транзистора (БУ)

На рис. 24 коэффициенты слабой токовой асимметрии k , d – положительные целые числа, изменяющиеся синхронно или асимметрично в диапазонах $0 \div k_{\max}$ и $0 \div d_{\max}$.

Коэффициенты n , m , l , r определяют токи смещения нуля ПТ1, ПТ2 и могут принимать отрицательные, нулевые или положительные значения.

Решая уравнения Кирхгофа для узла «А», можно найти общее условие взаимной компенсации токов, при котором $U_{\text{см.2}} = 0$:

$$n + m + d = r + l + k. \quad (14)$$

На первом этапе синтеза токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 необходимо задать свойства буферного усилителя, т.е. определить численные значения коэффициентов k и d . Возможные варианты построения БУ приведены в табл. 2.

Таблица 2

Значения коэффициентов k и d для типовых буферных усилителей

№ п/п	k	d	Вариант БУ
1	0	0	kd 0-0
2	1	1	kd 1-1
3	2	1	kd 2-1
4	1	2	kd 1-2
5	2	2	kd 2-2

Вариант «kd 0-0» соответствует буферному усилителю на полевых транзисторах с нулевым входным током ($I_{\text{БУ}} = 0$). Вариант «kd 1-1» – классическому случаю, при котором статический режим входных транзисторов БУ по току эмиттера (I_e) такой же, что и входной ток ПТ1, ПТ2 ($I_{\text{ВХ}}$). При эмиттерных токах входных транзисторов БУ, в два раза превышающих статический ток $I_{\text{ВХ}}$, коэффициенты k и d принимают значения $k = d = 2$. Вариантам «kd 2-1», «kd 1-2» соответствует несимметричный режим по току входных транзисторов БУ и т.д.

На втором этапе синтеза подсхем ПТ1, ПТ2 необходимо выполнить перебор возможных сочетаний коэффициентов n , m , r и l при заданных значениях k и d (табл. 2) и выбрать их оптимальное значение.

На третьем этапе синтеза осуществляется «отсев» неработоспособных или труднореализуемых вариантов построения ТЗ с необходимым смещением нуля проходной характеристики (допустимых сочетаниях n , m , r и l).

Диапазон изменения масштабных коэффициентов для практических схем соответствует как минимум следующим значениям:

$$n = \{-2, -1, 0, 1, 2\}; \quad (15)$$

$$r = \{-2, -1, 0, 1, 2\}; \quad (16)$$

$$m = \{-2, -1, 0, 1, 2\}; \quad (17)$$

$$l = \{-2, -1, 0, 1, 2\}. \quad (18)$$

Следующий этап синтеза ОУ сводится к выбору конкретной схемотехнической реализации токового зеркала. Для решения данной задачи следует создать базу данных, которая должна содержать сведения о смещениях нуля наиболее распространённых токовых зеркал.

В таблицах 3–5 приведены некоторые из возможных значений масштабных коэффициентов n , m , r , l для трёх вариантов построения БУ, имеющих разные уровни составляющих входных токов (коэффициенты d и k).

Таблица 3

Допустимые масштабные коэффициенты ОУ при $k=1$, $d=1$

№ п/п	n	l	m	r
1	0	-1	-1	0
2	0	-2	-1	+1
3	0	0	-1	-1
4	0	1	-1	-2
5	0	-4	-2	+2
6	0	-1	0	+1
7	0	-2	0	+2

Таблица 4

Допустимые масштабные коэффициенты ОУ при $k=2$, $d=2$

№ п/п	n	l	m	r
1	1	1	0	0
2	0	0	0	0
3	1	1	0	0
4	0	-1	-1	0
5	1	0	-1	0
6	0	-1	-2	0
7	1	-1	-2	0

Таблица 5

Допустимые масштабные коэффициенты ОУ при $k=1$, $d=2$

№ п/п	n	l	m	r
1	0	-1	-1	1
2	0	0	-1	0
3	0	0	-2	-1
4	1	0	-2	0

Приведённые в табл. 3–5 варианты допустимых сочетаний масштабных коэффициентов иллюстрируют процедуру синтеза аналоговых микросхем с малым дрейфом систематической составляющей нуля. Следует отметить, что число допустимых сочетаний масштабных коэффициентов достигает нескольких тысяч, часть из них рассмотрена в [5–69].

[В начало к оглавлению](#)

9. БАЗОВЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ СО СЛАБОЙ ТОКОВОЙ АСИММЕТРИЕЙ

Одним из условий синтеза архитектур операционных усилителей с повышенной стабильностью нулевого уровня при радиационной деградации β транзисторов является специальный подбор основных функциональных узлов ОУ, масштабные коэффициенты которых удовлетворяют условию взаимной компенсации (3).

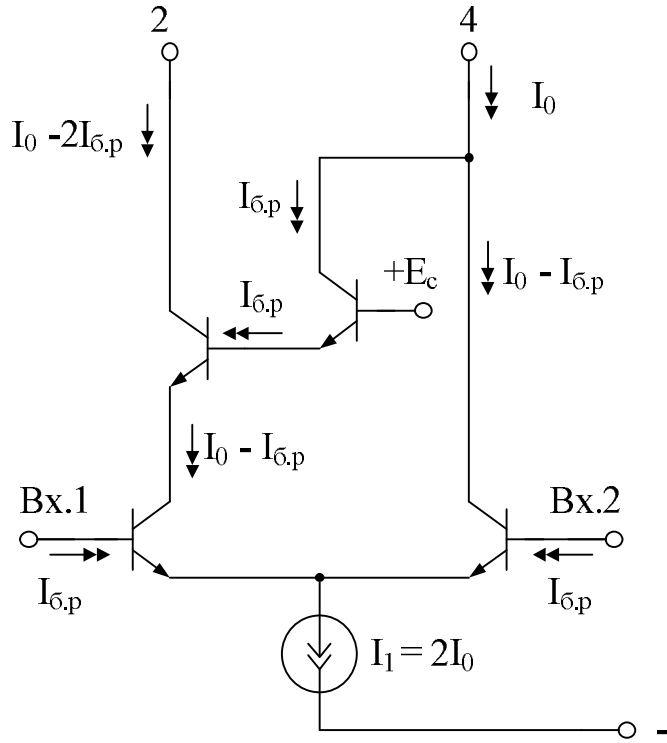
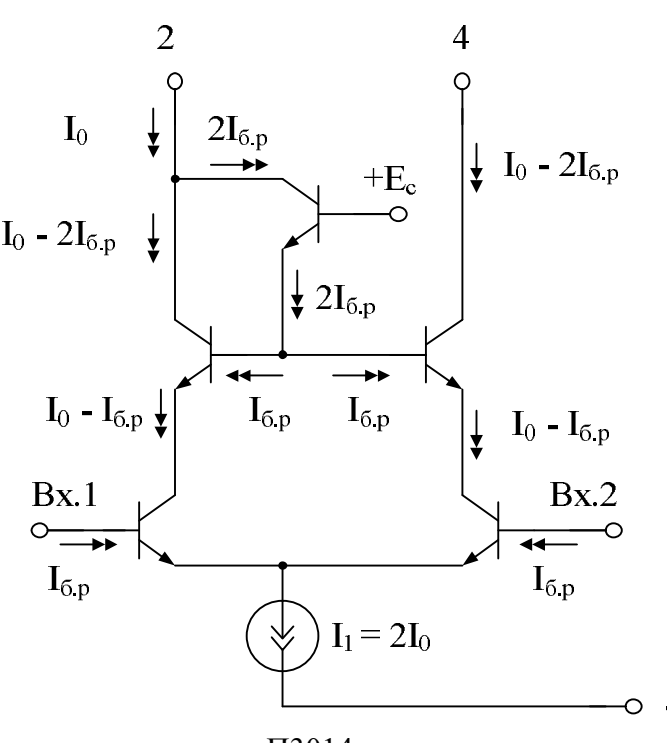
Ниже приводится база данных, включающая схемотехнические решения дифференциальных каскадов, токовых зеркал и буферных усилителей, использование которой позволяет обеспечить построение ОУ с малым смещением нуля.

Таблица 6

Дифференциальные каскады со слабой токовой асимметрией

№ п/п	Схема входного ДК	Ток смещения нуля проходной характеристики и значения коэффициентов f, z, c, g
1	2	3
1	<p style="text-align: center;">ПЗ012</p>	$z = -1$ $f = 0$ $c = 0$ $g = -2$

1	2	3
2	<p style="text-align: center;">П3012</p>	$\begin{aligned} z &= -2 \\ f &= 0 \\ c &= 0 \\ g &= -1 \end{aligned}$
3	<p style="text-align: center;">П3013</p>	$\begin{aligned} z &= 0 \\ f &= 0 \\ c &= 0 \\ g &= -1 \end{aligned}$

1	2	3
4	 <p style="text-align: center;">ПЗ013</p>	$\begin{aligned} z &= -2 \\ f &= 0 \\ c &= 0 \\ g &= 0 \end{aligned}$
5	 <p style="text-align: center;">ПЗ014</p>	$\begin{aligned} z &= 0 \\ f &= 0 \\ c &= 0 \\ g &= -2 \end{aligned}$

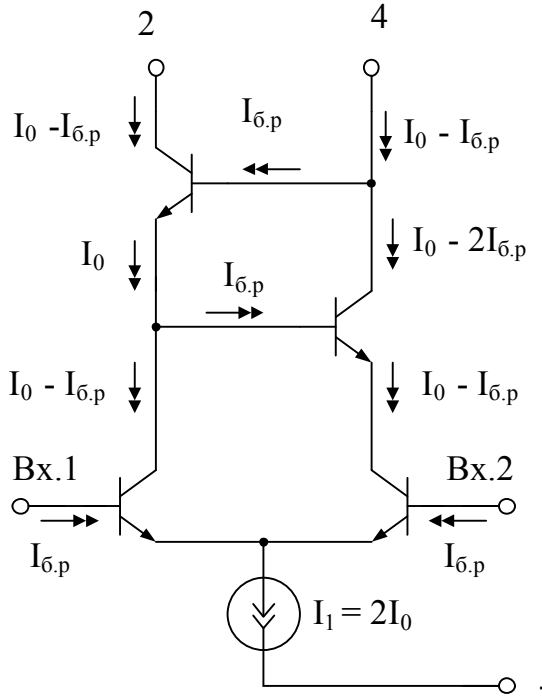
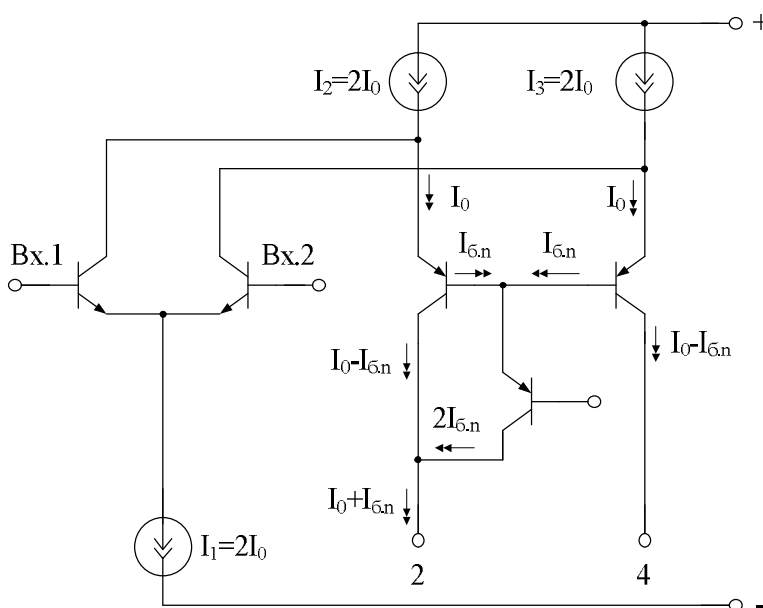
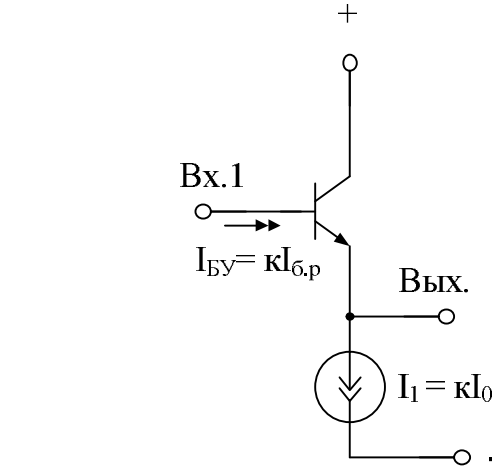
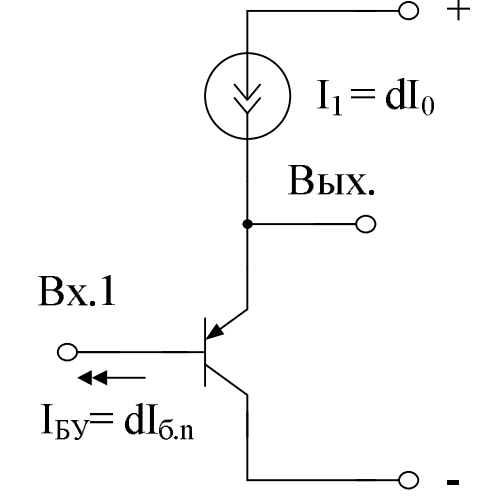
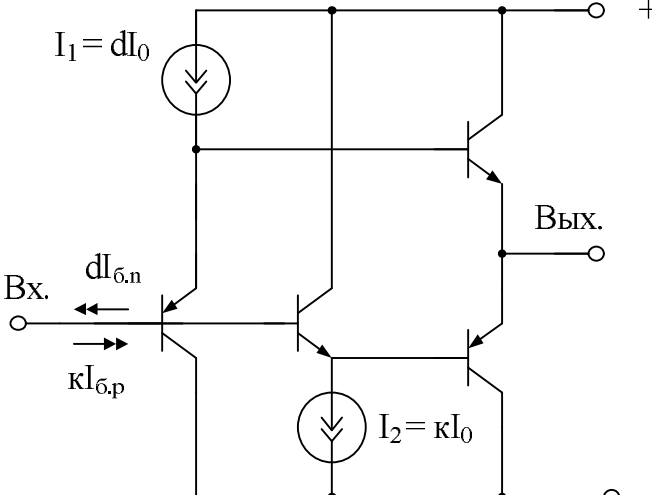
1	2	3
6	 <p style="text-align: center;">П3014</p>	$\begin{aligned} z &= -1 \\ f &= 0 \\ c &= 0 \\ g &= -1 \end{aligned}$
7	 <p style="text-align: center;">П3015</p>	$\begin{aligned} z &= 0 \\ f &= 0 \\ c &= -1 \\ g &= 0 \end{aligned}$

Таблица 7

Буферные усилители на р-п-р и п-р-п транзисторах

№ п/п	Схема БУ	Значения коэффициентов k, d
1	 <p style="text-align: center;">П3016</p>	$k \neq 0$ $d = 0$
2	 <p style="text-align: center;">П3016</p>	$d \neq 0$ $k = 0$
3	 <p style="text-align: right;">П3017</p>	$d \neq 0$ $k \neq 0$

Окончание табл. 7

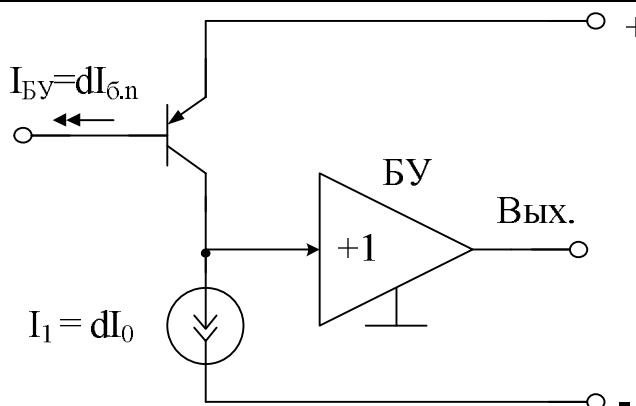
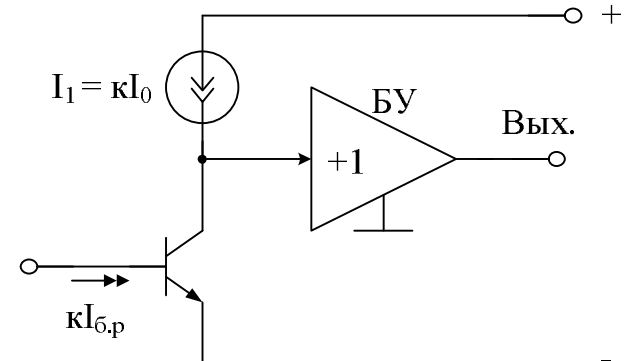
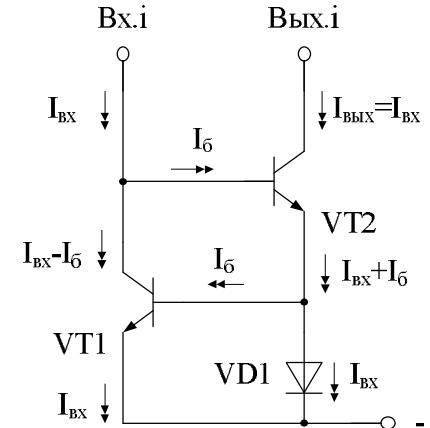
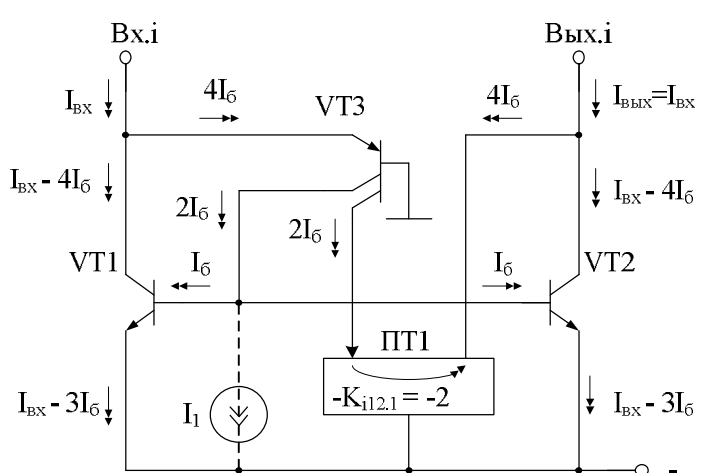
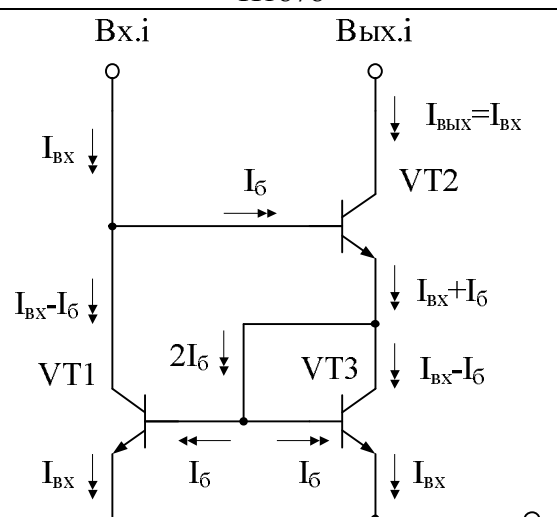
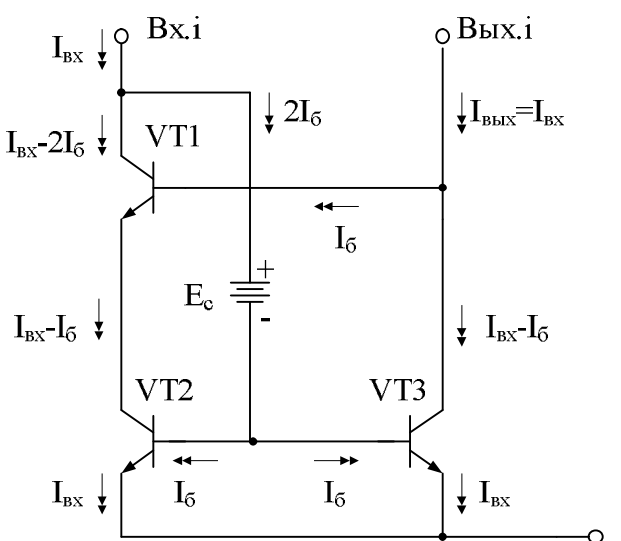
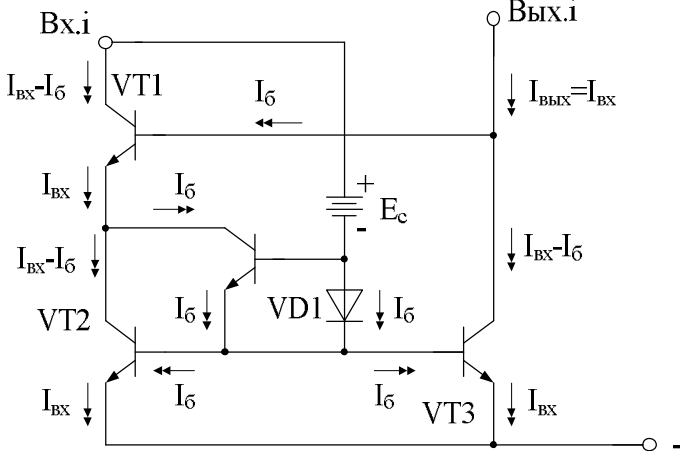
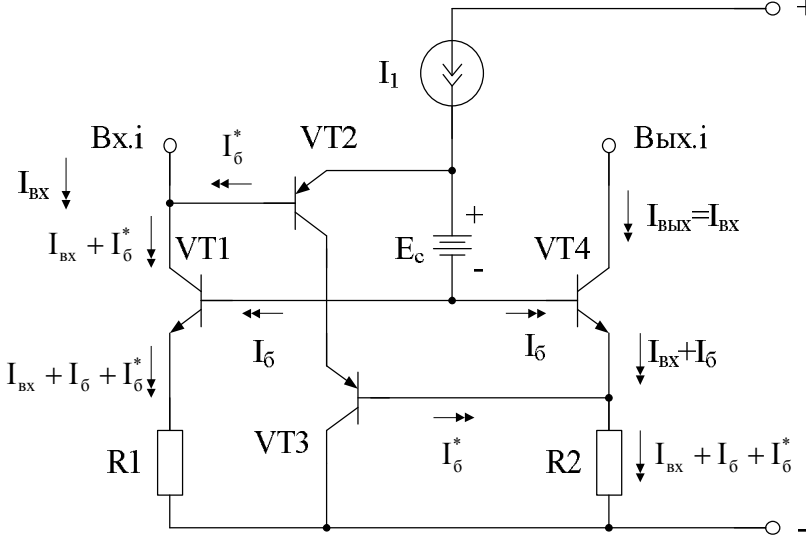
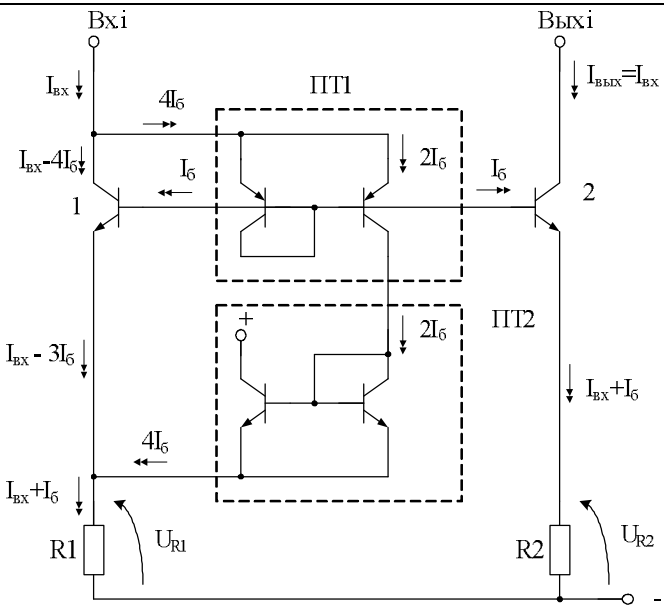
1	2	3
4		$d \neq 0$ $k = 0$
5		$d = 0$ $k \neq 0$

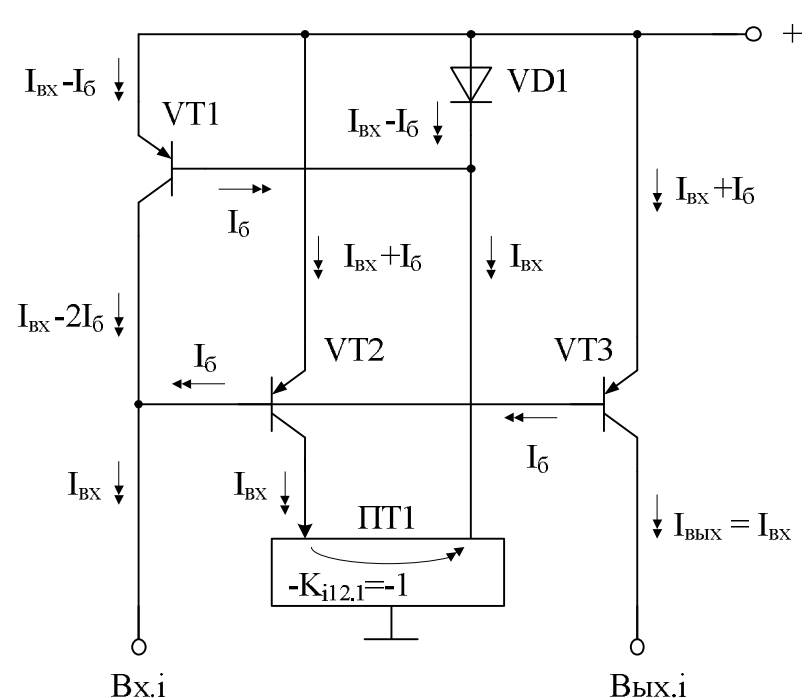
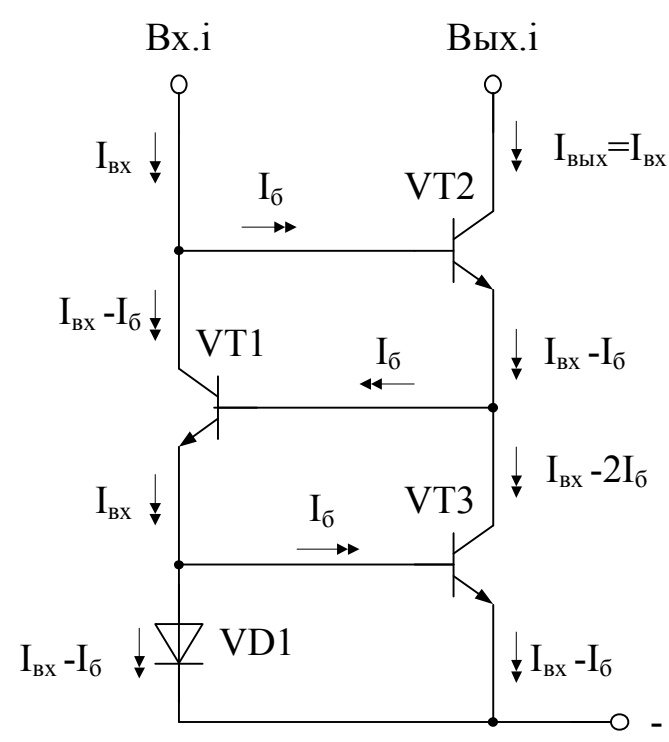
Таблица 8

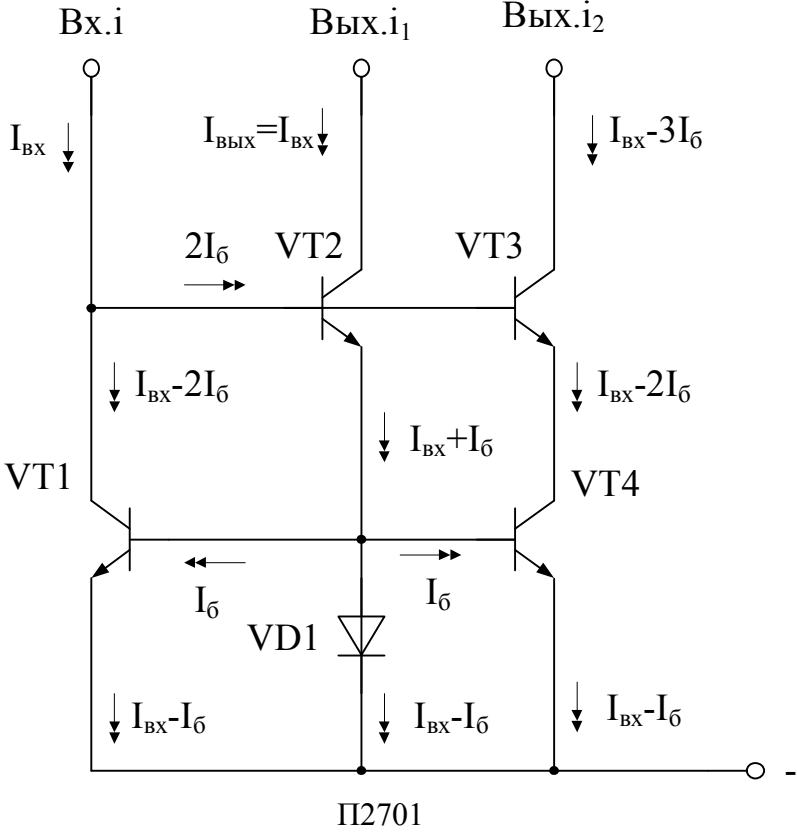
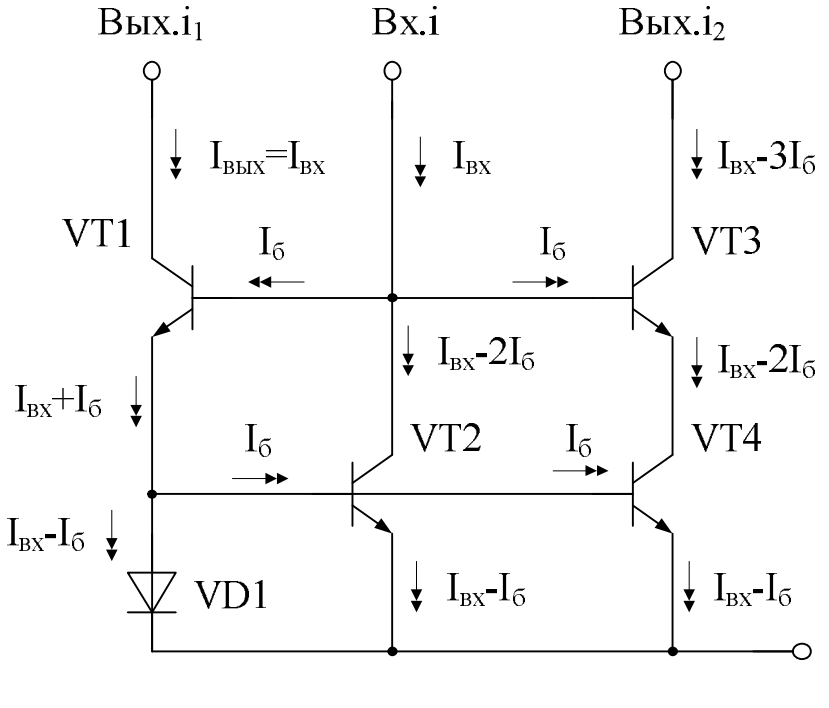
**Токовые зеркала без смещения нуля проходной характеристики
($m = n = 0$, $I_{cm} = 0$)**

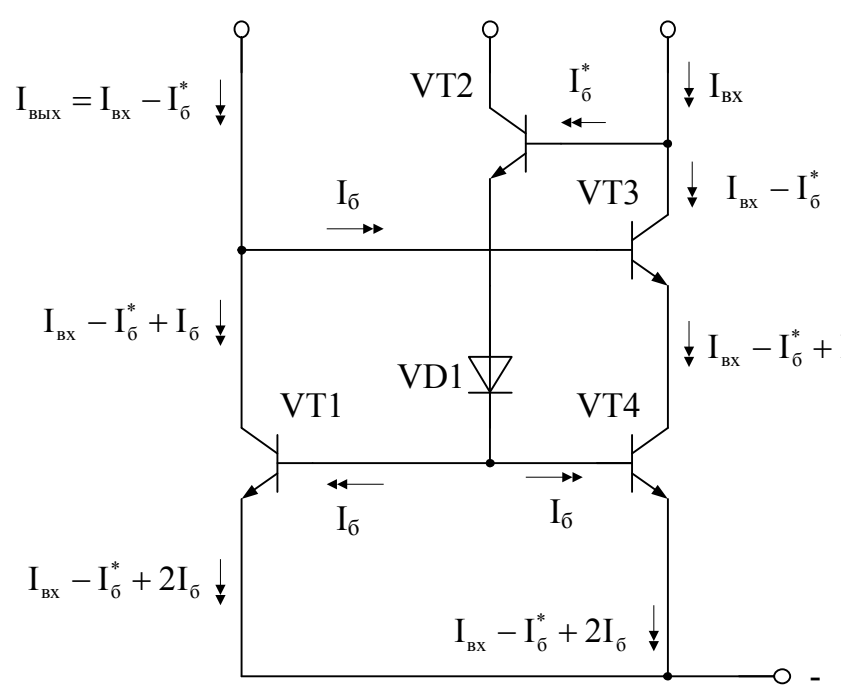
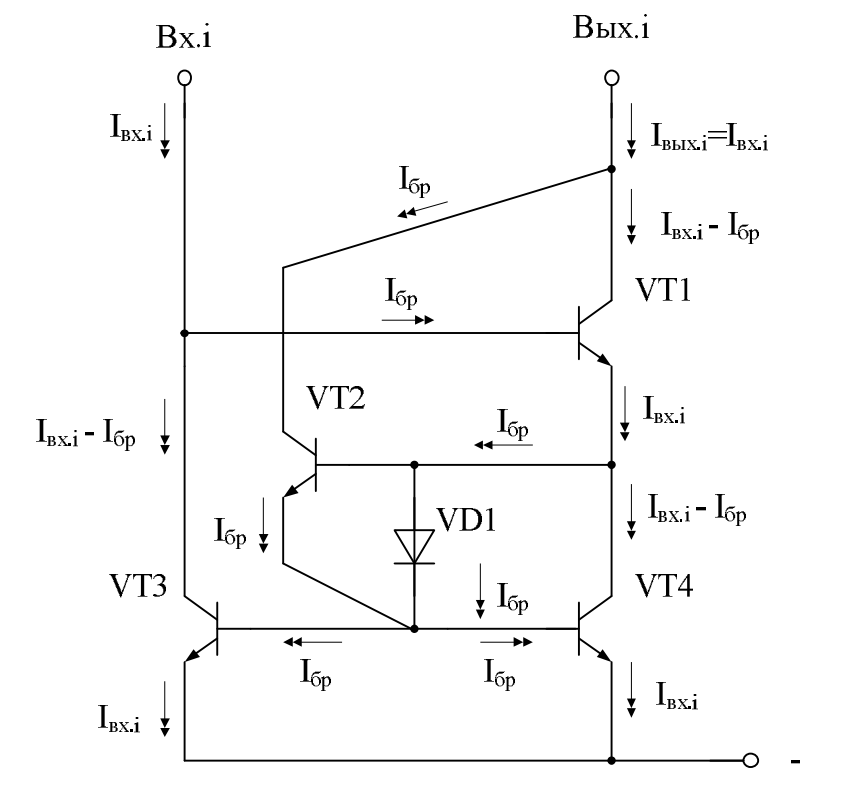
№ п/п	Схема токового зеркала
1	2
1	

1	2
2	 <p>П1878</p>
3	 <p>П1867</p>
4	 <p>П1870</p>

1	2
5	 <p>П1872</p>
6	 <p>П1874</p>
7	 <p>П1875</p>

1	2
8	 <p>The diagram shows a differential amplifier circuit. It features three NPN transistors: VT1, VT2, and VT3. The emitters of VT1 and VT2 are connected to a common node, which is connected to the emitter of VT3 and to a PNP current source labeled ПТ1. The current source ПТ1 has a gain $-K_{i12,1} = -1$. The collector of VT1 is connected to a load resistor and the positive supply rail. The collector of VT2 is connected to a load resistor and the positive supply rail. The collector of VT3 is connected to a load resistor and the positive supply rail. The input signal $B_{x.i}$ is applied to the base of VT1, and the output signal $B_{yX.i}$ is taken from the collector of VT3. The current source ПТ1 is connected to ground. The circuit is labeled П2727.</p> <p style="text-align: center;">П2727</p>
9	 <p>The diagram shows a differential amplifier circuit. It features three NPN transistors: VT1, VT2, and VT3. The emitters of VT1 and VT2 are connected to a common node, which is connected to the emitter of VT3 and to a diode labeled VD1. The diode VD1 is connected to ground. The collector of VT1 is connected to a load resistor and the positive supply rail. The collector of VT2 is connected to a load resistor and the positive supply rail. The collector of VT3 is connected to a load resistor and the positive supply rail. The input signal $B_{x.i}$ is applied to the base of VT1, and the output signal $B_{yX.i}$ is taken from the collector of VT3. The current source ПТ1 is connected to ground. The circuit is labeled П2708.</p> <p style="text-align: center;">П2708</p>

1	2
10	 <p style="text-align: center;">П2701</p>
11	 <p style="text-align: center;">П2629</p>

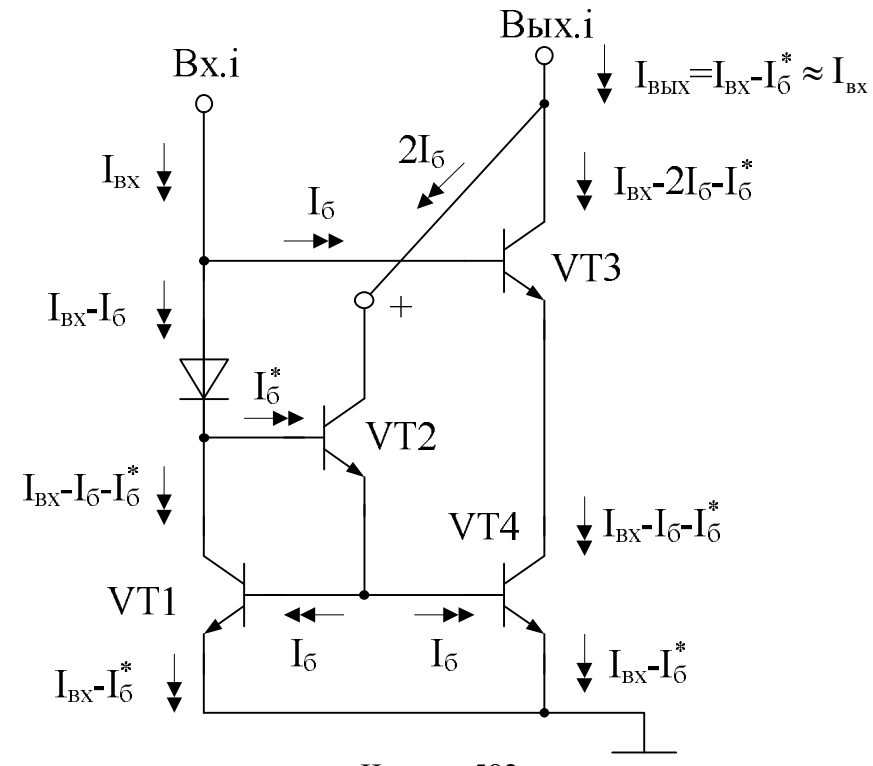
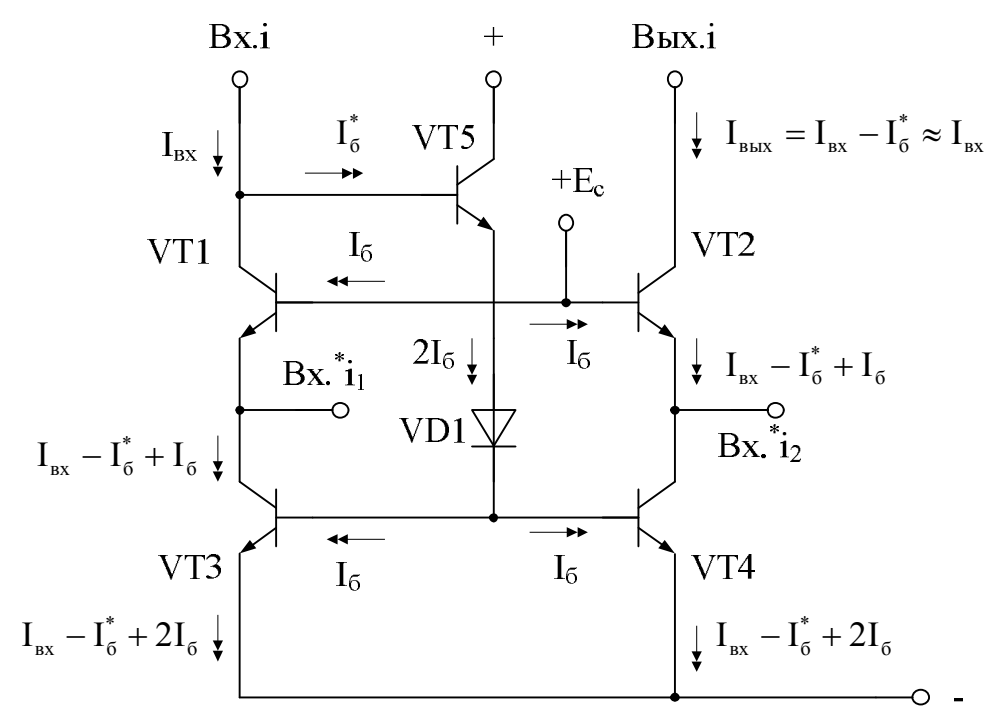
1	2
12	<p style="text-align: center;">Вых.і + Вх.і</p>  <p style="text-align: center;">П2704</p>
13	<p style="text-align: center;">Вх.і Вых.і</p>  <p style="text-align: center;">П4140</p>

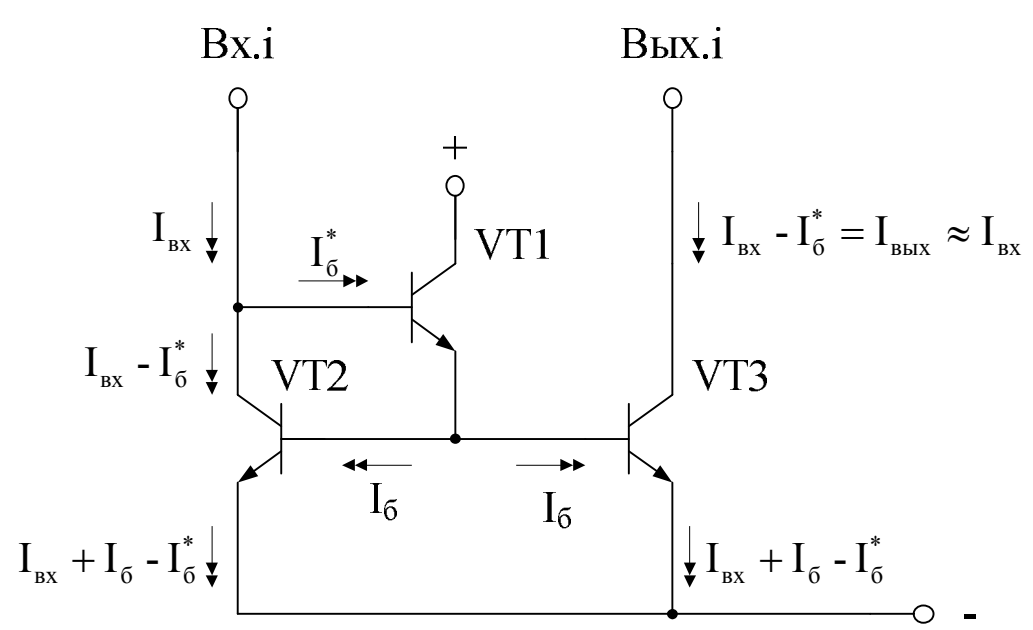
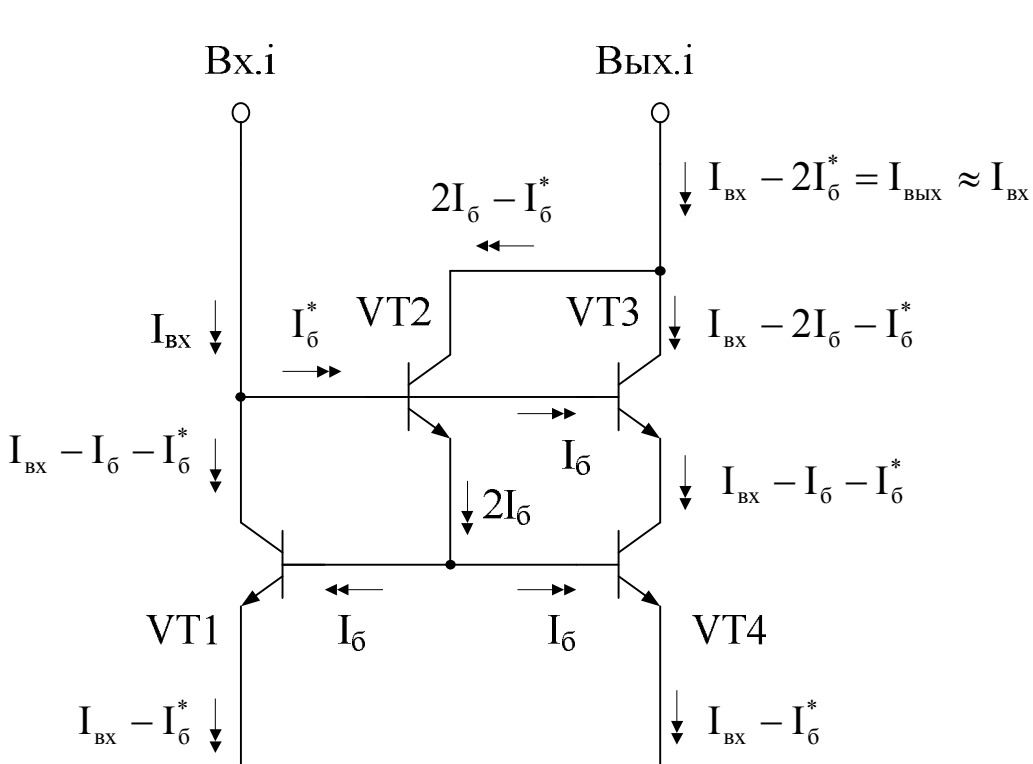
1	2
14	<p>Diagram showing a current mirror circuit with four transistors (VT1, VT2, VT3, VT4) and a diode (VD1). The input current $I_{BX.i}$ flows into the top of VT1 and VT3. The output current $I_{ВЫХ.i}$ flows out of the top of VT1. The circuit is labeled П4144.</p>

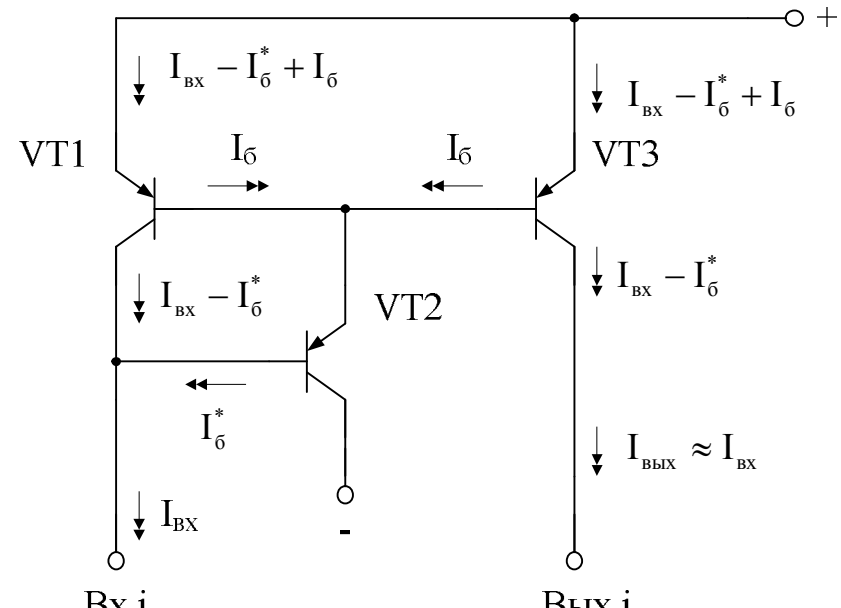
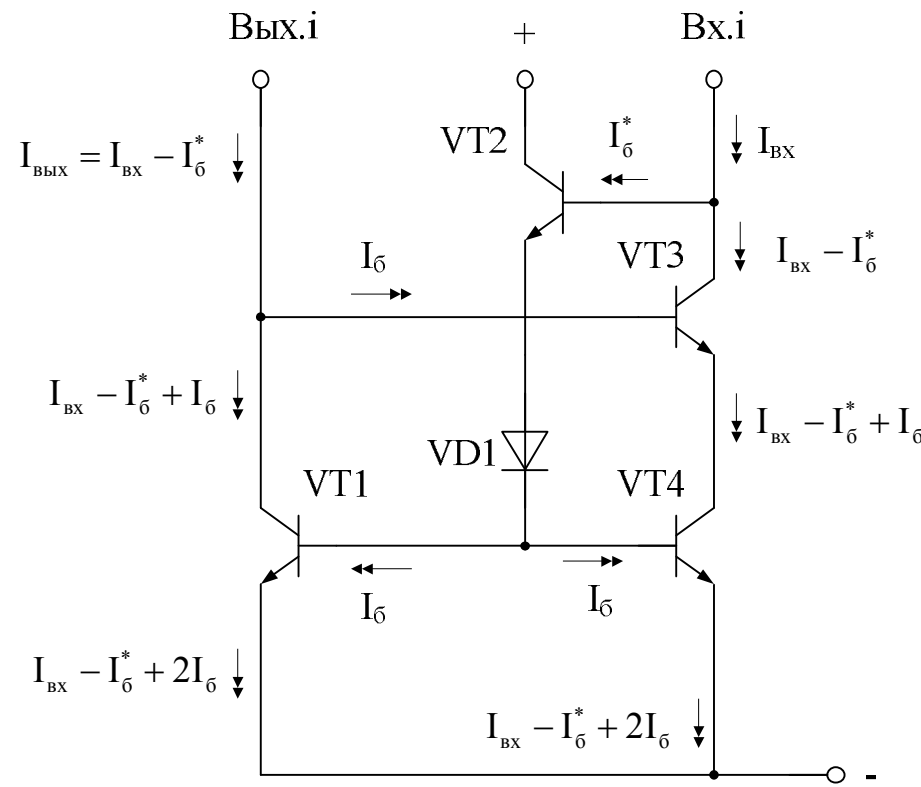
Таблица 9

**Токовые зеркала с малым смещением нуля
проходной характеристики ($m \approx 0$, $n \approx 0$, $I_{см} \approx I_0^* \ll I_0$)**

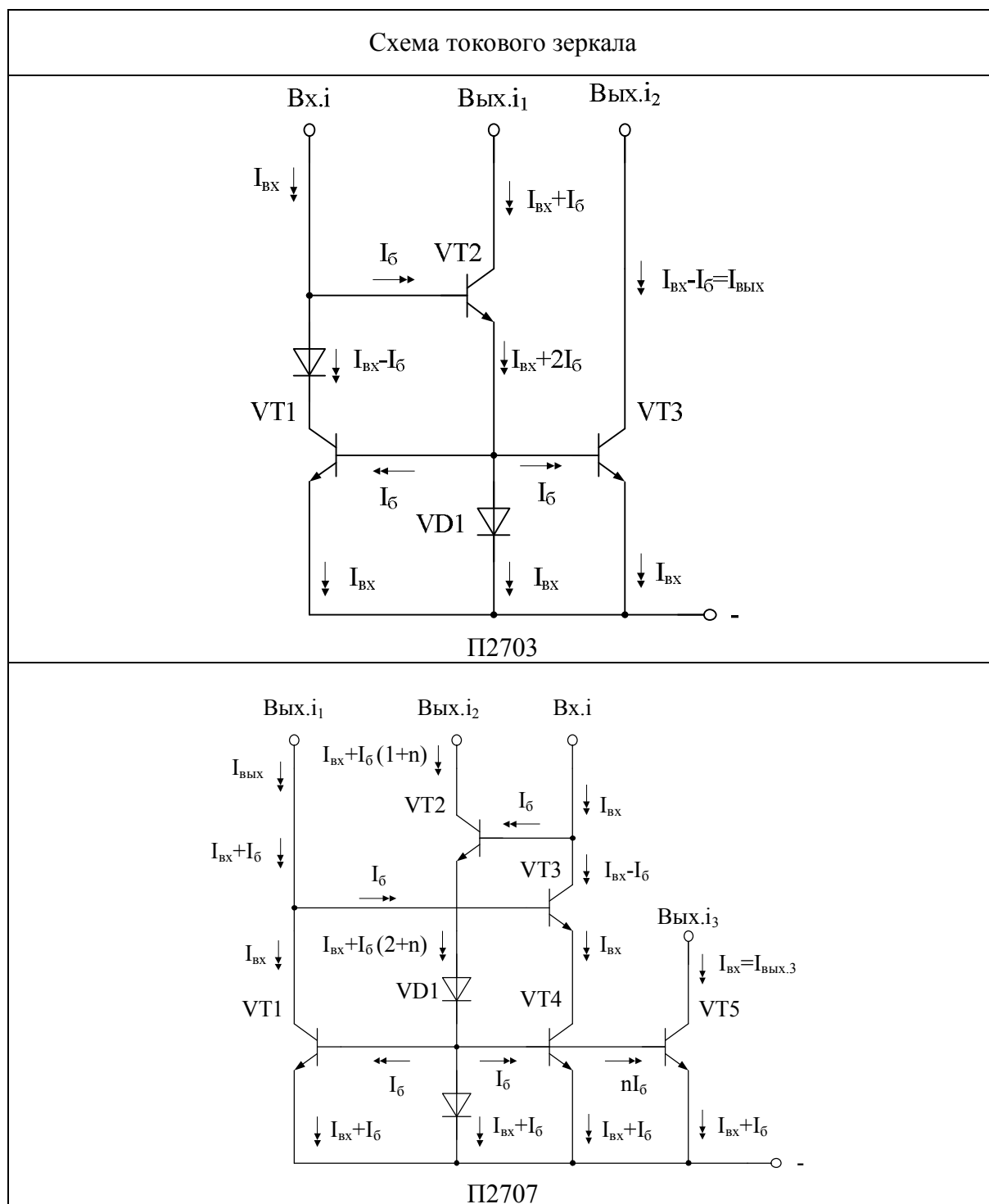
№ П/П	Схема токового зеркала
1	2
1	<p>Diagram showing a current mirror circuit with four transistors (VT1, VT2, VT3, VT4). The input current I_{BX} flows into the top of VT1 and VT3. The output current $I_{ВЫХ.i}$ flows out of the top of VT1. The circuit is labeled П1873.</p>

1	2
2	 <p>Чертеж 582</p>
3	 <p>П2705</p>

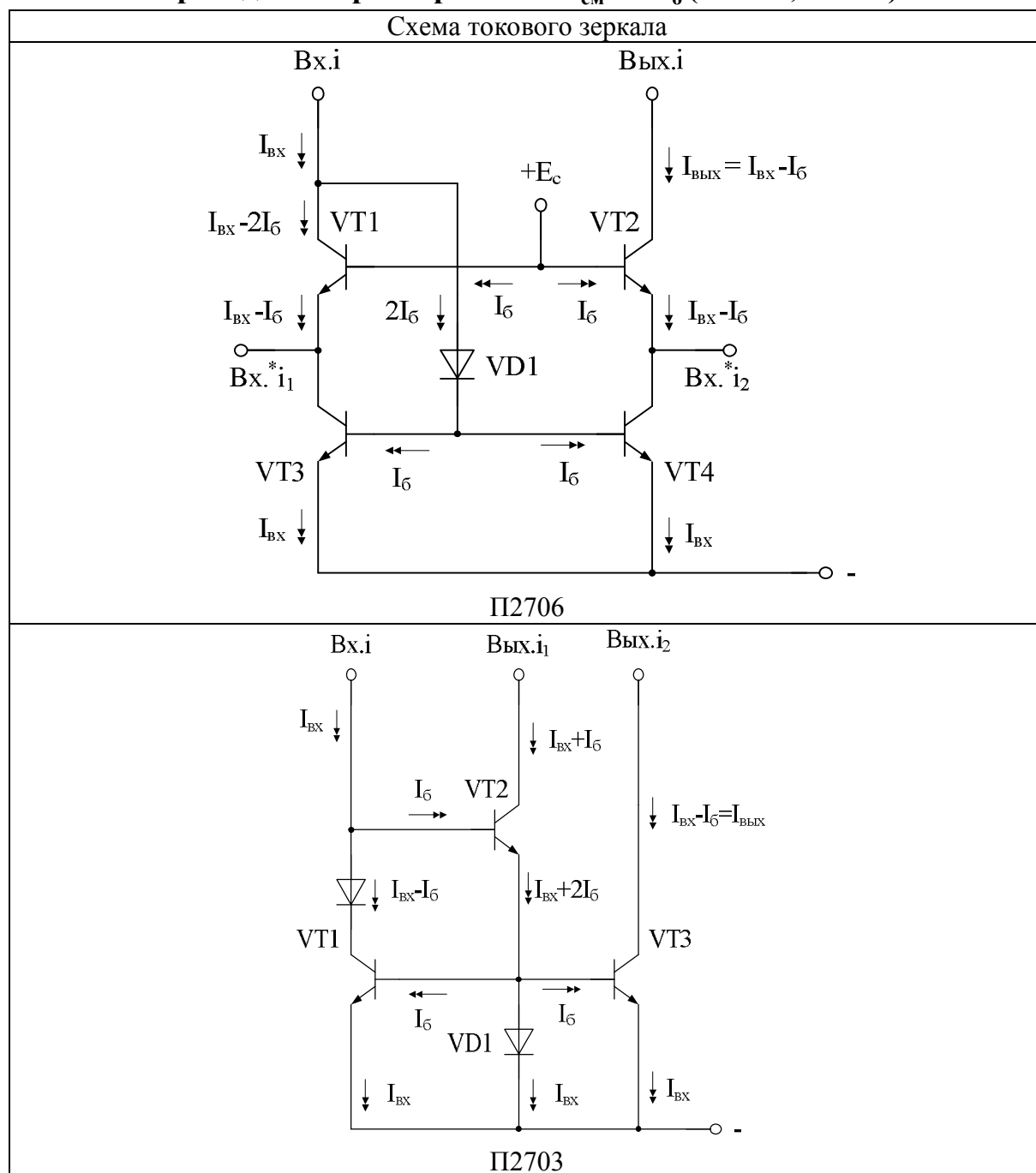
1	2
4	 <p style="text-align: center;">П1868</p>
5	 <p style="text-align: center;">П1880</p>

1	2
6	 <p style="text-align: center;">П2711</p>
7	 <p style="text-align: center;">П2704</p>

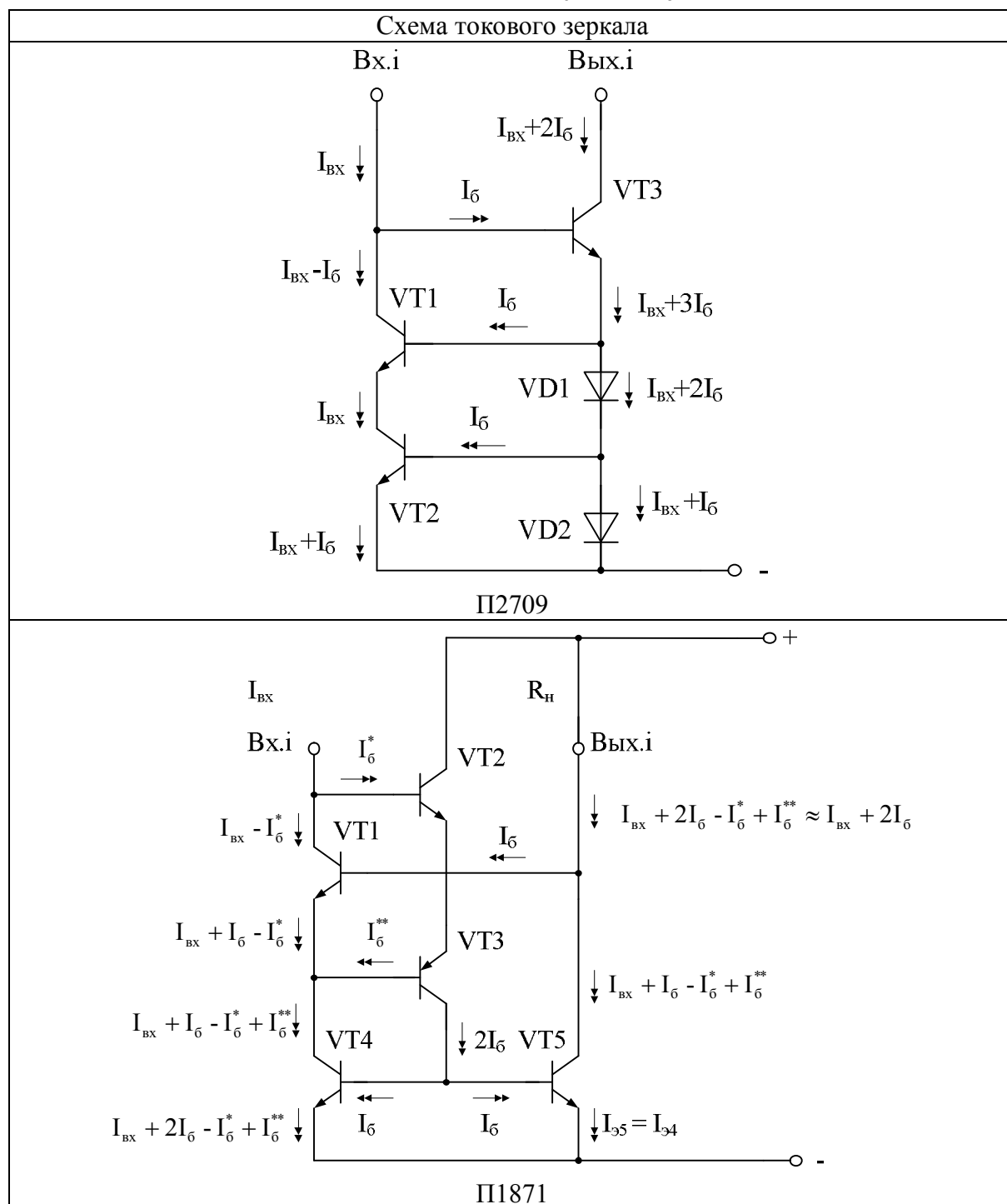
**Токовые зеркала с положительным смещением нуля
проходной характеристики $I_{cm} = +I_6$ ($m = 0$, $n = 1$)**



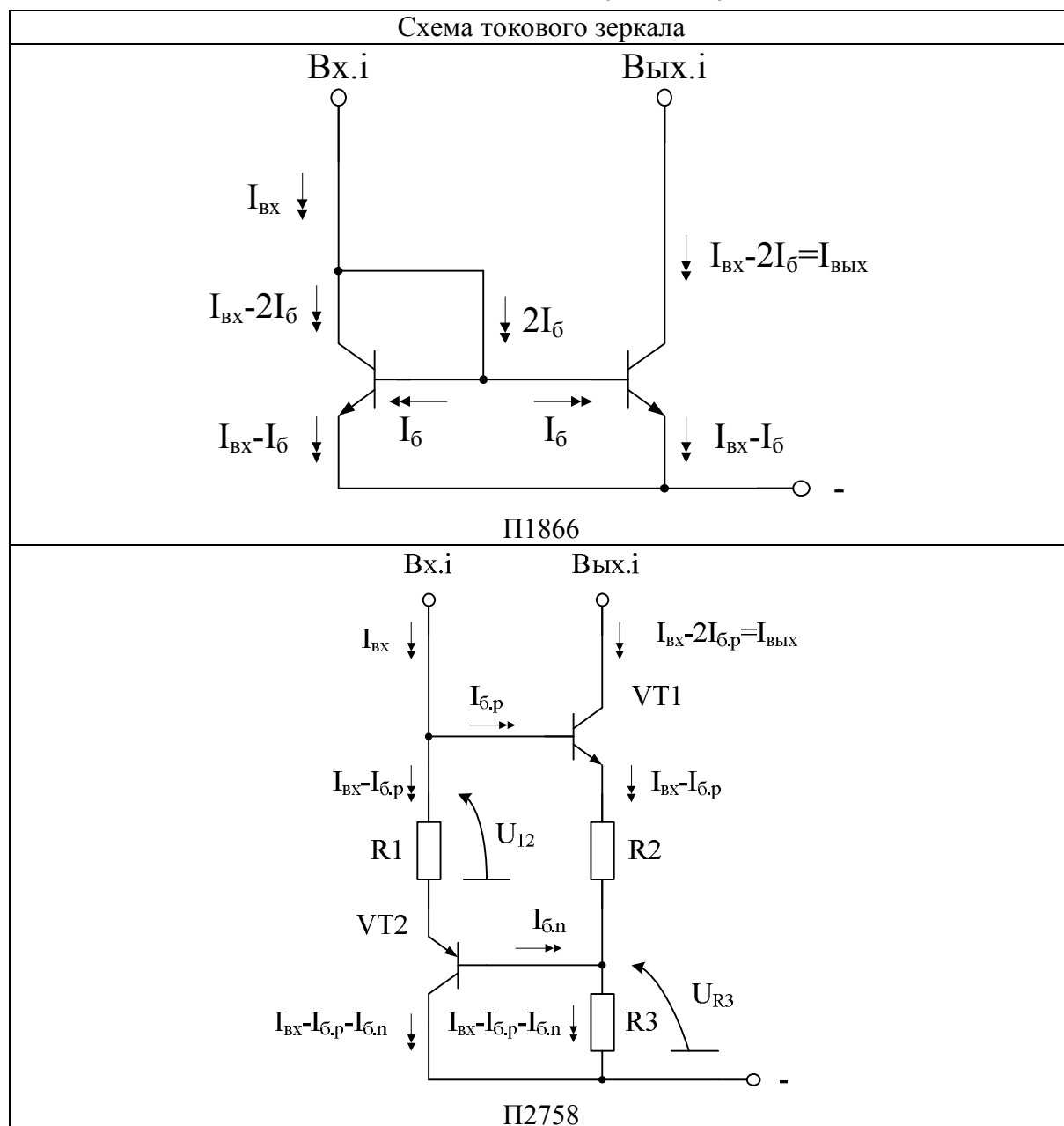
Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля
проходной характеристики $I_{cm} = -I_6$ ($n = -1$, $m = 0$)



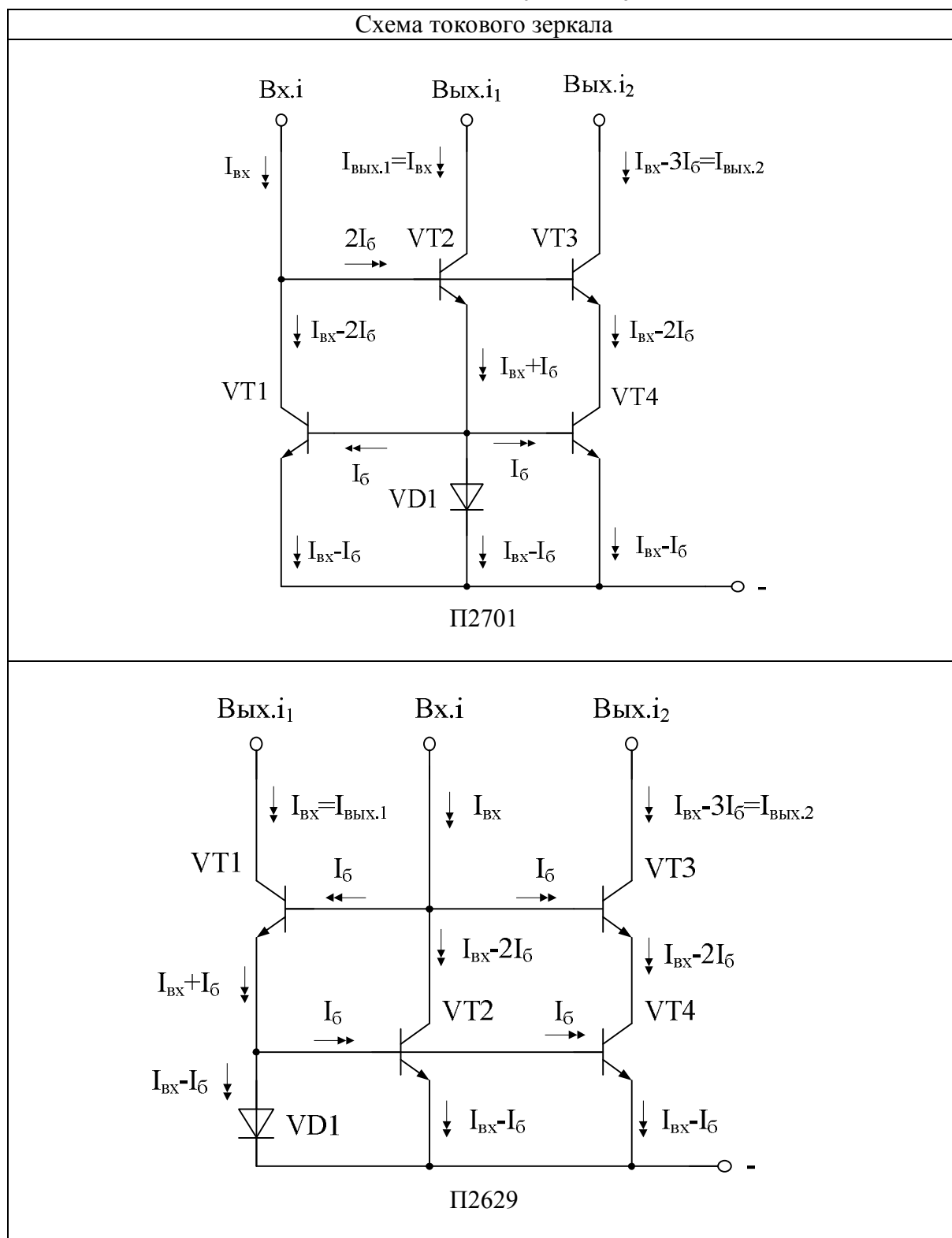
**Токовые зеркала с положительным смещением нуля
проходной характеристики $I_{cm} = +2I_6$ ($n = 2$, $m = 0$)**



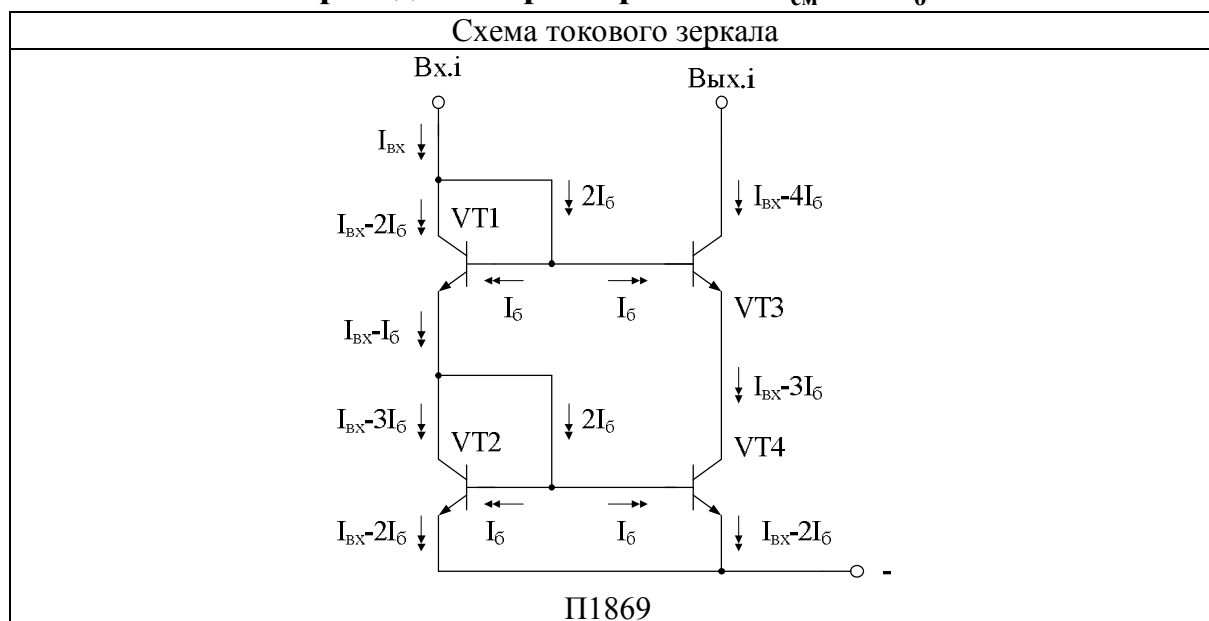
Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля
проходной характеристики $I_{cm} = -2I_0$ ($m = 0$, $n = -2$)



**Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля
проходной характеристики $I_{cm} = -3I_6$ ($n = -3$, $m = 0$)**



**Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля
проходной характеристики $I_{см} = -4I_6$**



Токовое зеркало Вильсона со смещением нуля, зависящим от разности β n-p-n и p-n-p транзисторов. В тех случаях, когда буферный усилитель ОУ реализуется на так называемых «бриллиантовых» транзисторах, имеющих входной ток $I_{бу}$, зависящий от разницы токов базы p-n-p ($I_{6,п}$) и n-p-n ($I_{6,р}$) транзисторов, необходимы токовые зеркала (ТЗ) с аналогичным смещением проходной характеристики. Для этой цели предлагаются модифицированные токовые зеркала Вильсона (рис. 25).

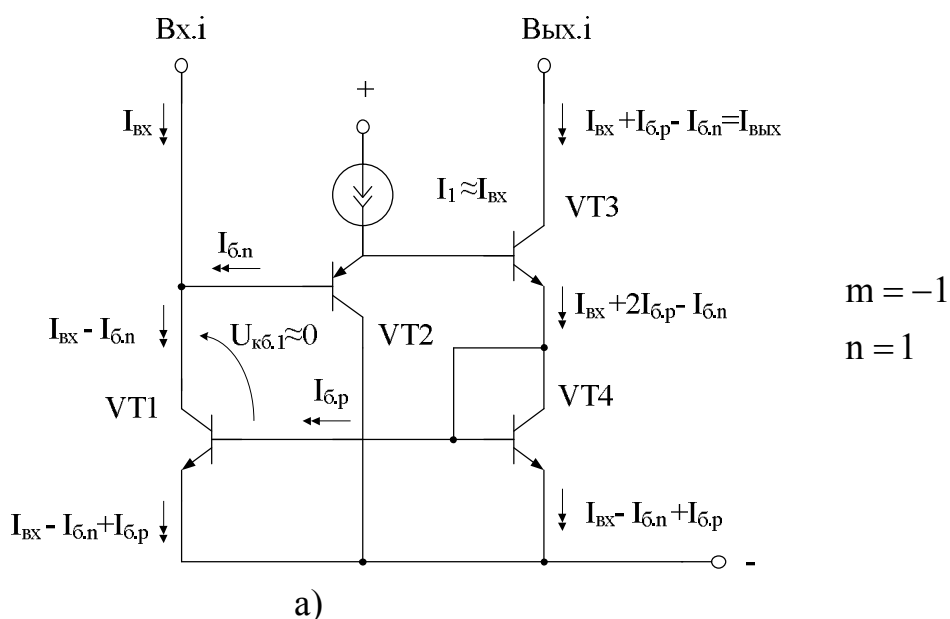


Рис. 25. Токовые зеркала с разностным смещением нуля проходной характеристики для микросхем с низковольтным питанием
(начало; окончание см. на с. 54)

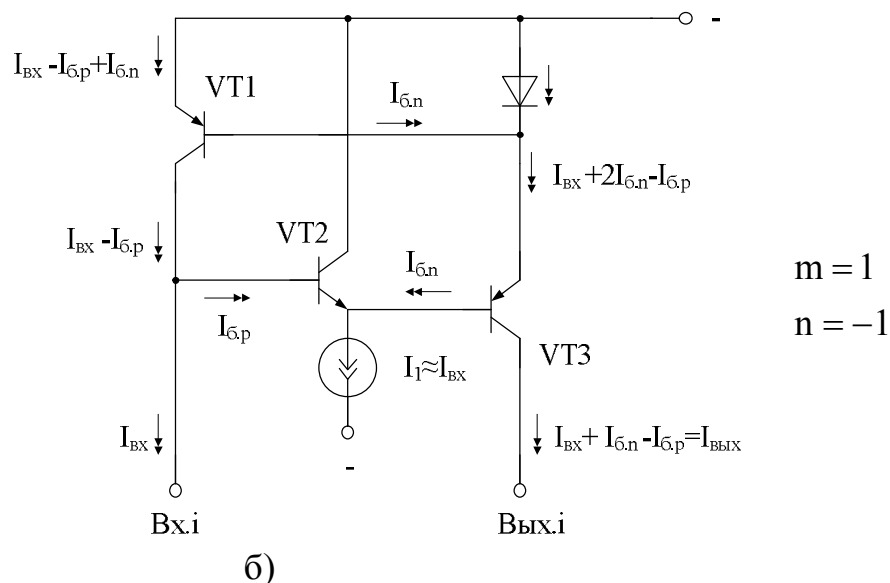


Рис. 25. Окончание (начало см. на с. 53)

В схемах рис. 25 относительное смещение проходной характеристики ТЗ определяется разностью численных значений β_{p-n-p} и β_{n-p-n} транзисторов.

В схеме рис. 26 за счёт параллельного включения N транзисторов можно получить выходной ток $I_{ВЫХ}$, смещённый относительно нуля на величину $I_{см} = (N + 1)I_{6,p} - I_{6,n}$.

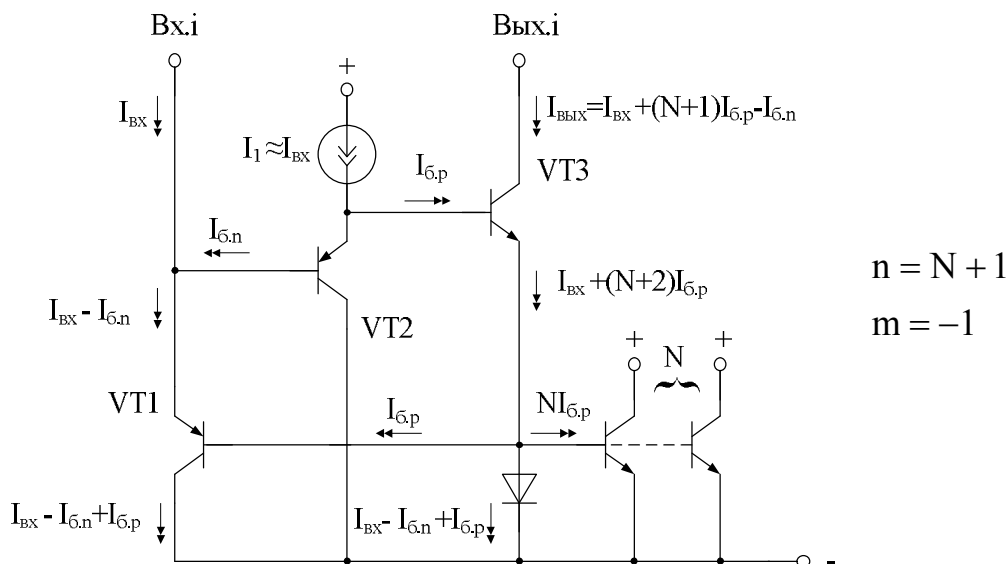


Рис. 26. Токовое зеркало с заданным положительным смещением проходной характеристики

Если выбрать эмиттерный ток транзистора VT2 $I_{э2} \ll I_{ВХ}$, то $I_{см} \approx (N + 1)I_{6,p}$.

[В начало к оглавлению](#)

10. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРАКТИЧЕСКИХ СХЕМ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ НУЛЕВОГО УРОВНЯ

Ниже рассматриваются результаты компьютерного моделирования некоторых схемотехнических решений, синтез которых выполнен с учётом разделов 1–9.

[В начало к оглавлению](#)

10.1. Двухкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – неуправляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»

Схема операционного усилителя данного подкласса, в котором создаются условия для компенсации систематической составляющей нулевого уровня, приведена на рис. 27.

Введение токовой асимметрии в основные функциональные узлы позволяют уменьшить абсолютное значение $U_{см}$, а также его температурный и радиационный дрейф.

Цепь согласования ЦС1 обеспечивает идентичность напряжений коллектор-база транзисторов VT1–VT2.

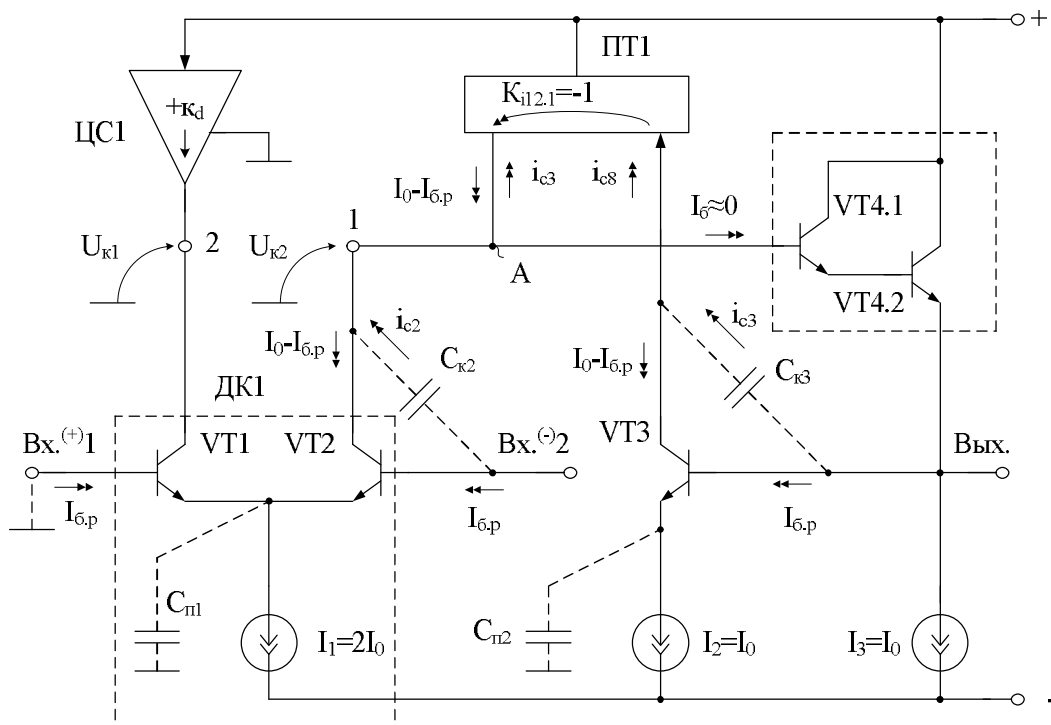


Рис. 27. Архитектура прецизионного двухкаскадного ОУ [5]

Рассмотрим факторы, определяющие систематическую составляющую напряжения смещения нуля ($U_{см}$), т.е. зависящие от схемотехники ОУ (рис. 27).

Если ток I_1 равен величине $2I_0$, а I_2 – величине I_0 , то токи эмиттеров и коллекторов транзисторов схемы:

$$I_{к3} = I_0 - I_{б.р}, \quad (19)$$

$$I_{к2} = I_{к1} = I_0 - I_{б.р}, \quad (20)$$

$$I_{б.4} \approx 0, \quad (21)$$

$$I_{вх.пт1} = I_{вых.пт1} = I_0 - I_{б.р}, \quad (22)$$

где $I_{б.i} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n ($I_{б.р}$) транзисторов при эмиттерном токе

$I_{э.i} = I_0$; $I_{вх.пт1} = I_{вых.пт1}$ – входной и выходной токи токового зеркала ПТ1;

β_i – коэффициент усиления по току базы транзисторов.

Поэтому разность токов в узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину

$$I_p = I_{вых.гн1} - I_{б.4} - I_{к2} = 0, \quad (23)$$

где $I_{б.4} \approx 0$ – ток базы входного транзистора VT4.

Таким образом, при выполнении условия (23) уменьшается систематическая составляющая $U_{см}$, обусловленная конечной величиной β транзисторов и его радиационной (или температурной) зависимостью. Как следствие, это уменьшает $U_{см}$, т.к. разностный ток I_p в узле «А» создаёт $U_{см}$, зависящее от крутизны S преобразования входного дифференциального напряжения $u_{вх}$ в выходной ток узла «А»:

$$S = \frac{i_p}{u_{вх}} = \frac{1}{r_{э1} + r_{э2}}, \quad (24)$$

где $r_{э2} = r_{э1}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

Поэтому:

$$U_{см} \approx I_p (r_{э2} + r_{э1}) = I_p \left(\frac{2\varphi_T}{I_0} \right) \approx 0, \quad (25)$$

где $\varphi_T = 26$ мВ – температурный потенциал.

В классическом ОУ $I_p \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается как минимум на порядок больше, чем в модифицированной схеме.

На рис. 28 показаны схемы классического ОУ (рис. 28а) и модифицированного ОУ (рис. 28б) в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

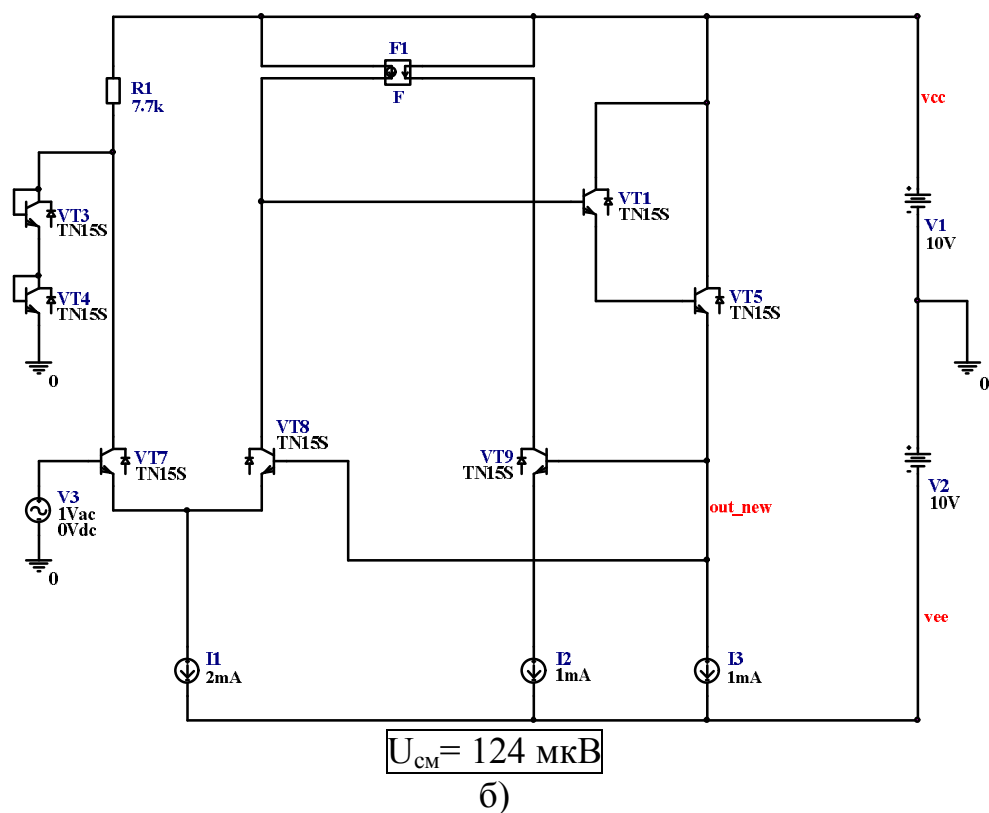
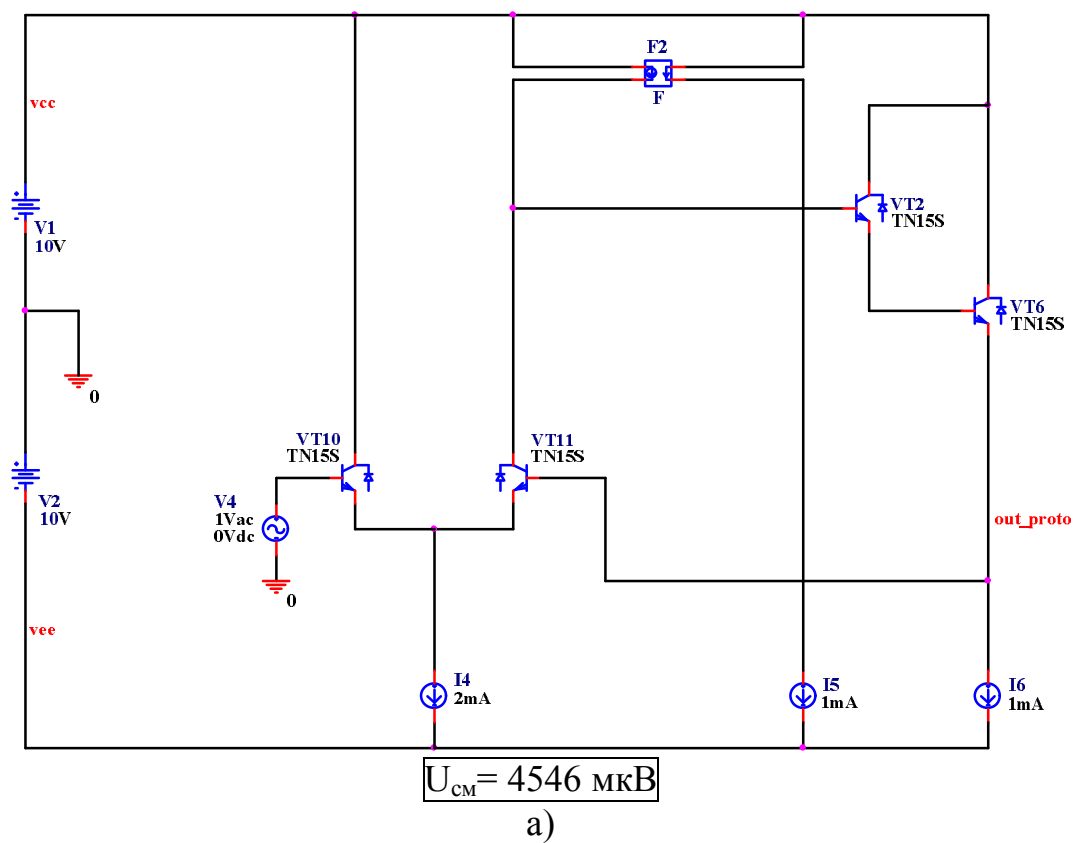


Рис. 28. Схемы классического (а) и модифицированного (б) ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 29 приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем.

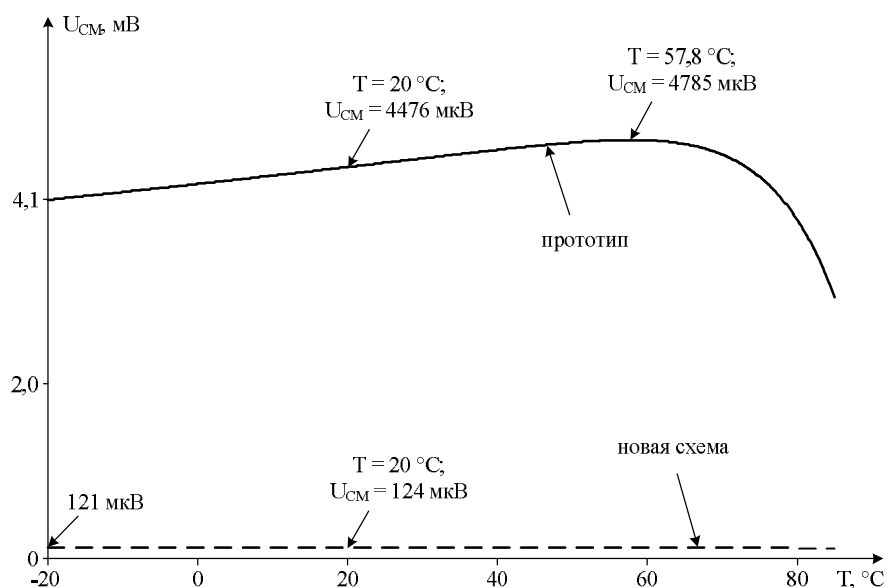


Рис. 29. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем ОУ

Компьютерное моделирование подтверждает данные теоретические выводы. Несмотря на существенное уменьшение β транзисторов вследствие радиационных воздействий, модифицированный ОУ и в этих условиях имеет меньшее напряжение смещения нуля, чем классический ОУ.

При малых напряжениях Эрли включение дополнительной цепи согласования потенциалов ЦС1 способствует симметрированию режимов работы транзисторов входного дифференциального каскада ДК1, повышению стабильности $U_{см}$. В качестве цепи согласования потенциалов могут использоваться резистивно-диодные делители напряжения питания, каскодные усилители и т.п.

Замечательная особенность модифицированного ОУ – взаимная компенсация в узле «А» паразитных токов через ёмкости коллектор-база транзисторов VT2 и VT3. Это расширяет частотный диапазон ОУ при работе в схемах со 100%-й обратной связью.

[В начало к оглавлению](#)

10.2. Двухкаскадный ДУ «Входной ДК с несимметричным выходом – выходной эмиттерный повторитель»

В современной микроэлектронике широко применяются двухкаскадные дифференциальные операционные усилители (ОУ) с несимметричным включением активной нагрузки во входном каскаде, при котором нагруз-

кой одного из входных транзисторов является транзисторный источник опорного тока, а нагрузка второго входного транзистора – отсутствует. Такая архитектура имеет ряд преимуществ по динамическим параметрам в сравнении с ДУ на основе классических управляемых токовых зеркал. Однако существенный недостаток таких ДУ – повышенный уровень систематической составляющей напряжения смещения нуля ($U_{см}$) из-за несимметрии архитектуры, а также невысокий коэффициент ослабления помехи по питанию ($K_{ос.п}$) и коэффициент ослабления входных синфазных напряжений ($K_{ос.сф}$).

На рис. 30 представлена схема модифицированного усилителя данного класса. Решаемая в нём задача – уменьшение $U_{см}$ и повышении $K_{ос.п}$ и $K_{ос.сф}$.

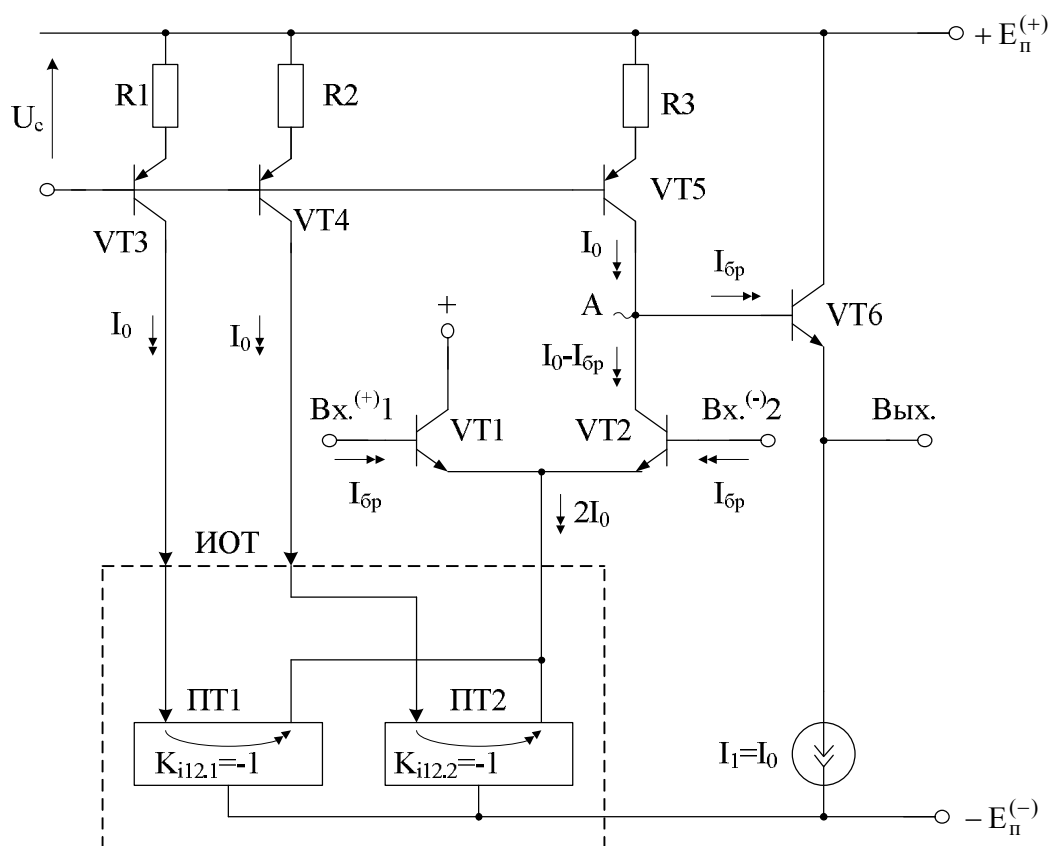


Рис. 30. Схема прецизионного операционного усилителя [6]

Статический режим ОУ рис. 30 устанавливается напряжением источника смещения U_c и резисторами R1, R2, R3, которые должны быть идентичны. Поэтому коллекторные токи транзисторов VT3, VT4, VT5 одинаковы и равны величине I_0 (например, 0,5 мА или 1 мА).

В качестве идентичных токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 рекомендуется использовать хорошо известные схемы Вильсона, которые обладают высокой точностью передачи входного тока на выход ($K_{и12} = -1$), а также

предельными значениями выходного сопротивления ($R_{\text{вых}}$), близкого к сопротивлению закрытого коллекторного перехода применяемых транзисторов. Другие варианты построения токовых зеркал ПТ1 и ПТ2, обладающих данной совокупностью параметров, малоэффективны. Простейшие токовые зеркала на транзисторах с малым напряжением Эрли имеют либо низкое выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = 10 \div 30 \text{ кОм}$, либо большую погрешность передачи входного тока на его выход, либо первый и второй недостатки одновременно. Однако дальнейшее развитие микросхемотехники позволит, в принципе, применять и другие новые токовые зеркала в качестве функциональных узлов ПТ1 и ПТ2.

При рассматриваемых допущениях коллекторные и базовые токи транзисторов схемы рис. 30 принимают следующие значения:

$$I_{\text{к3}} = I_{\text{к4}} = I_{\text{к5}} = I_0, \quad (26)$$

$$I_{\text{э1}} + I_{\text{э2}} = 2I_0, \quad (27)$$

$$I_{\text{к2}} = I_{\text{к1}} = I_0 - I_{\text{бр}}, \quad (28)$$

$$I_{\text{э6}} = I_1 = I_0, \quad (29)$$

$$I_{\text{б1}} = I_{\text{б2}} = I_{\text{б6}} = I_{\text{бр}} = \frac{I_0}{\beta}, \quad (30)$$

где $I_{\text{би}}$ – ток базы i -го транзистора;

β – коэффициент усиления по току базы n - p - n транзисторов схемы при $I_{\text{э}} = I_0$.

Как следствие, при $u_{\text{вх}} = 0$ в узле «А» происходит полная взаимная компенсация всех токов, сходящихся в этом узле.

$$I_0 = I_{\text{к5}} - I_{\text{б6}} - I_{\text{к2}} = I_0 - I_{\text{бр}} - I_0 + I_{\text{бр}} \approx 0. \quad (31)$$

В результате систематическая составляющая напряжения смещения нуля $U_{\text{см}}$ близка к нулю.

Данные выводы подтверждаются результатами компьютерного моделирования.

При изменении напряжения питания $E_{\text{п}}^{(+)}$ токи коллекторов транзисторов VT5, VT4, VT3, VT2 изменяются одинаково на величину $i_{\text{п}}$ и, следовательно, в узле «А» происходит взаимная компенсация равных приращений $i_{\text{к5}} = i_{\text{п}}$ и $i_{\text{к2}} = i_{\text{п}}$. Это является необходимым условием повышения коэффициента ослабления помехи по питанию ОУ.

Увеличение коэффициента ослабления входных синфазных напряжений ДУ обеспечивается применением токовых зеркал, которые имеют повышенное выходное сопротивление.

На рис. 31 приведена схема источника опорного тока (ИОТ) на основе токовых зеркал Вильсона, рекомендуемого для ОУ рис. 30.

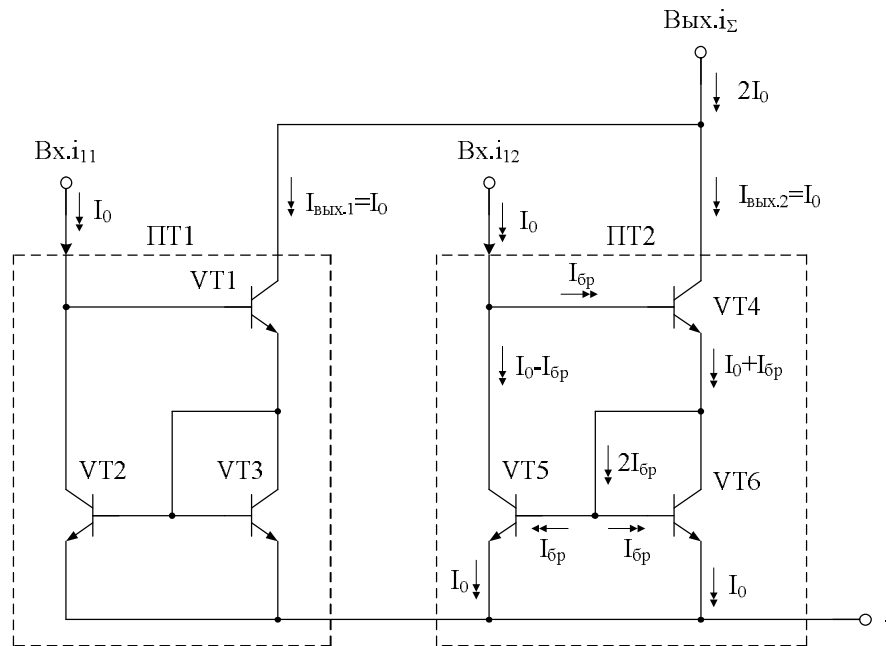


Рис. 31. Схема рекомендуемого ИОТ на базе токовых зеркал Вильсона

На рис. 32 приведена схема ОУ со специальным подключением коллектора входного транзистора VT1 к эмиттеру согласующего транзистора VT7, в которой реализуются предельные значения коэффициента усиления по напряжению в режиме повторителя сигналов.

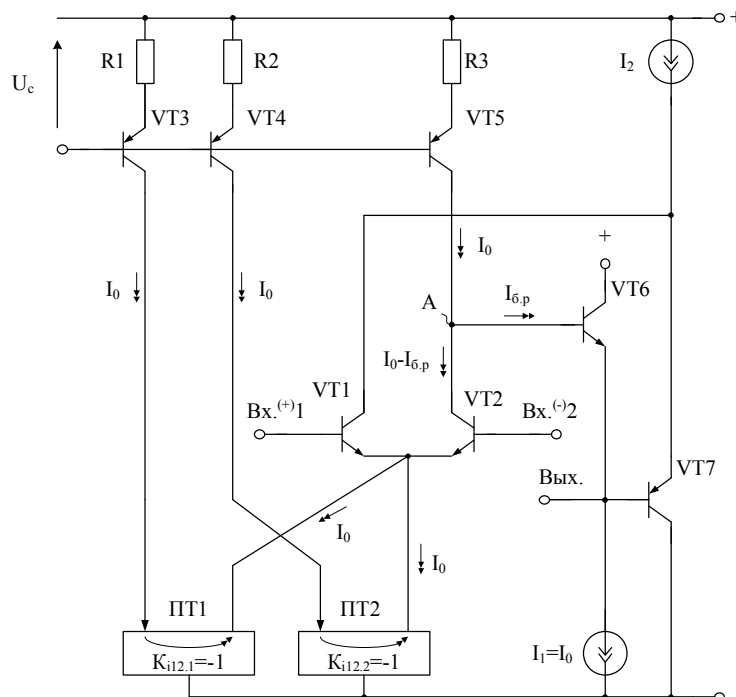


Рис. 32. Схема ОУ с предельным значением коэффициента усиления по напряжению

На рис. 33 показаны классическая (рис. 33а) и модифицированная (рис. 33б) схемы ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

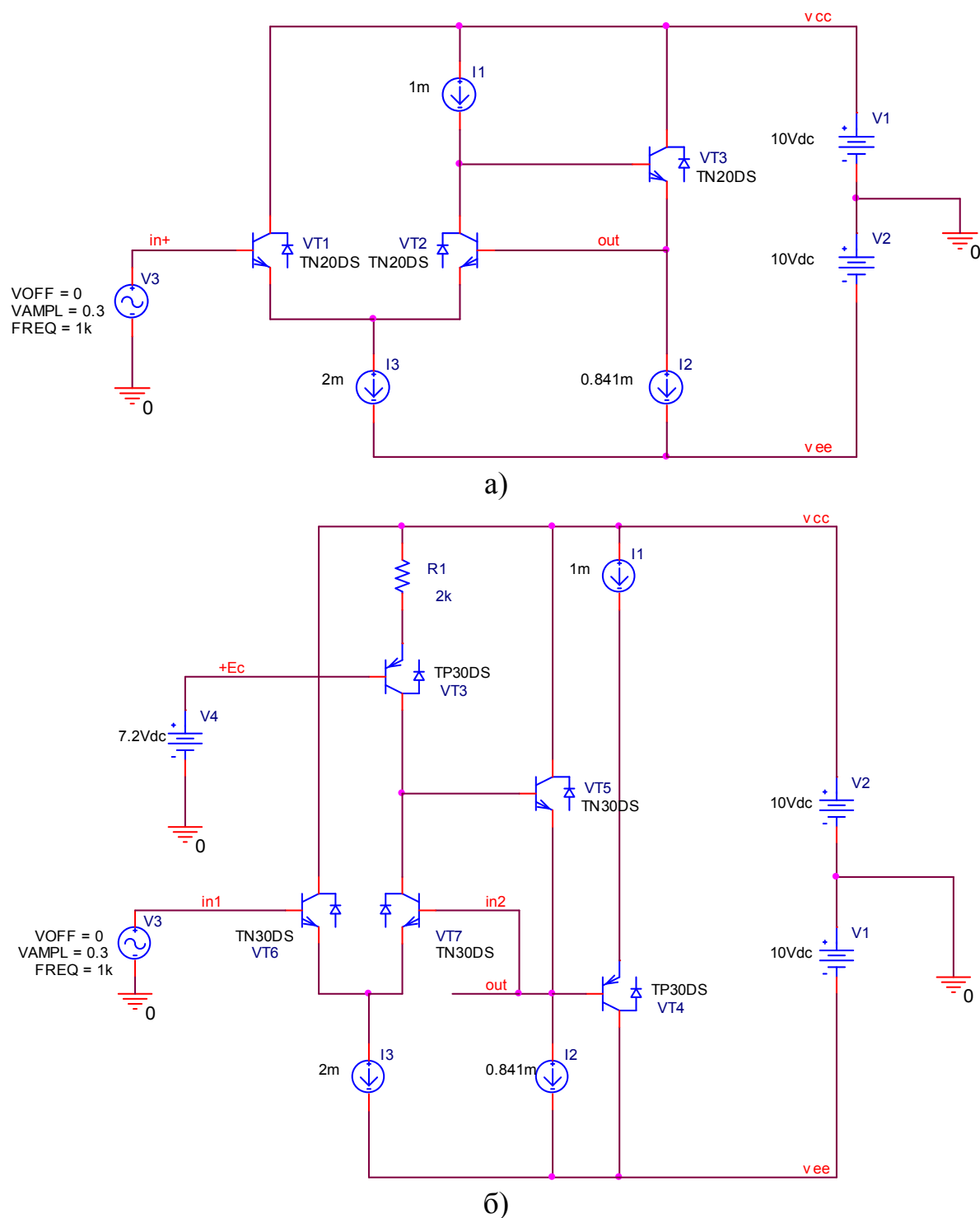


Рис. 33. Схемы ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice – классическая (а) и модифицированная (б)

На рис. 34 показана схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар». Данная схема ОУ имеет систематическую составляющую $U_{cm} \approx 0,8 \text{ мВ}$ и малый температурный дрейф U_{cm} , в то время как известные устройства (рис. 33) характеризуются повышенными уровнями $U_{cm} = 3,8 \div 4,8 \text{ мВ}$.

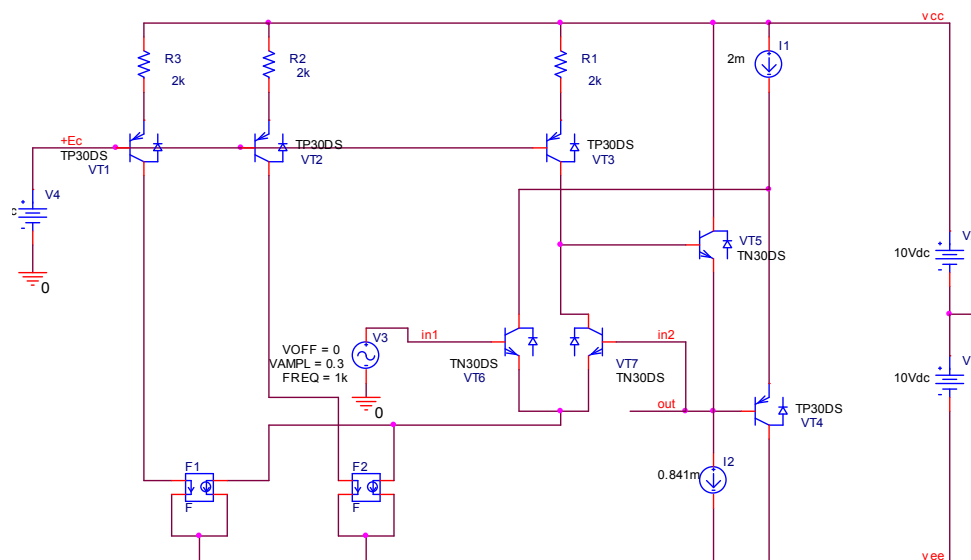


Рис. 34. Схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 35 приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля U_{cm} сравниваемых ОУ.

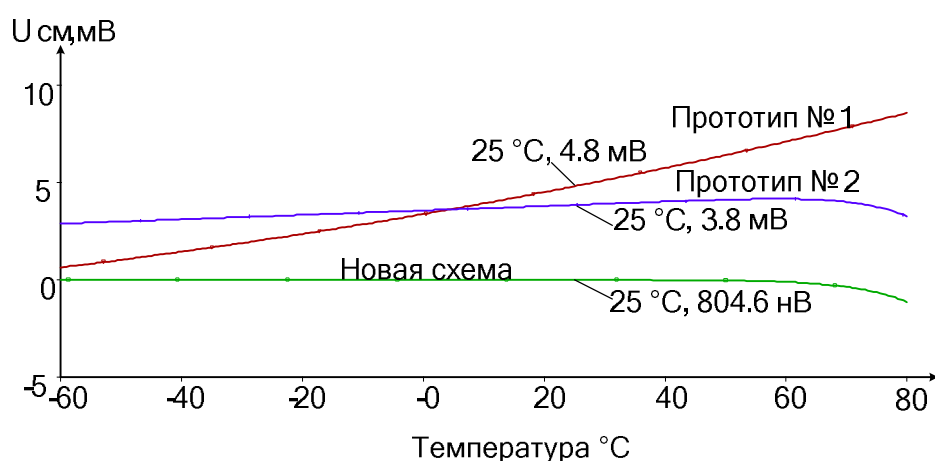


Рис. 35. Температурные зависимости напряжения смещения нуля U_{cm} сравниваемых схем ОУ

[В начало к оглавлению](#)

10.3. Двухкаскадный ОУ «Входной комплементарный ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»

Существует несколько базовых архитектур дифференциальных операционных усилителей. Одна из них (рис. 36), реализованная на n-p-n и p-n-p транзисторах, относится к классической архитектуре. Впервые данная схема использована в операционном усилителе $\mu A741$. Комплементарные дифференциальные усилители (КДУ) данного класса, наряду с типовым параллельно-балансным каскадом, стали основным усилительным элементом многих аналоговых интерфейсов.

Существенный недостаток классического КДУ рис. 36 состоит в том, что он имеет повышенное значение систематической составляющей напряжения смещения нуля ($U_{см}$), зависящей от свойств его архитектуры.

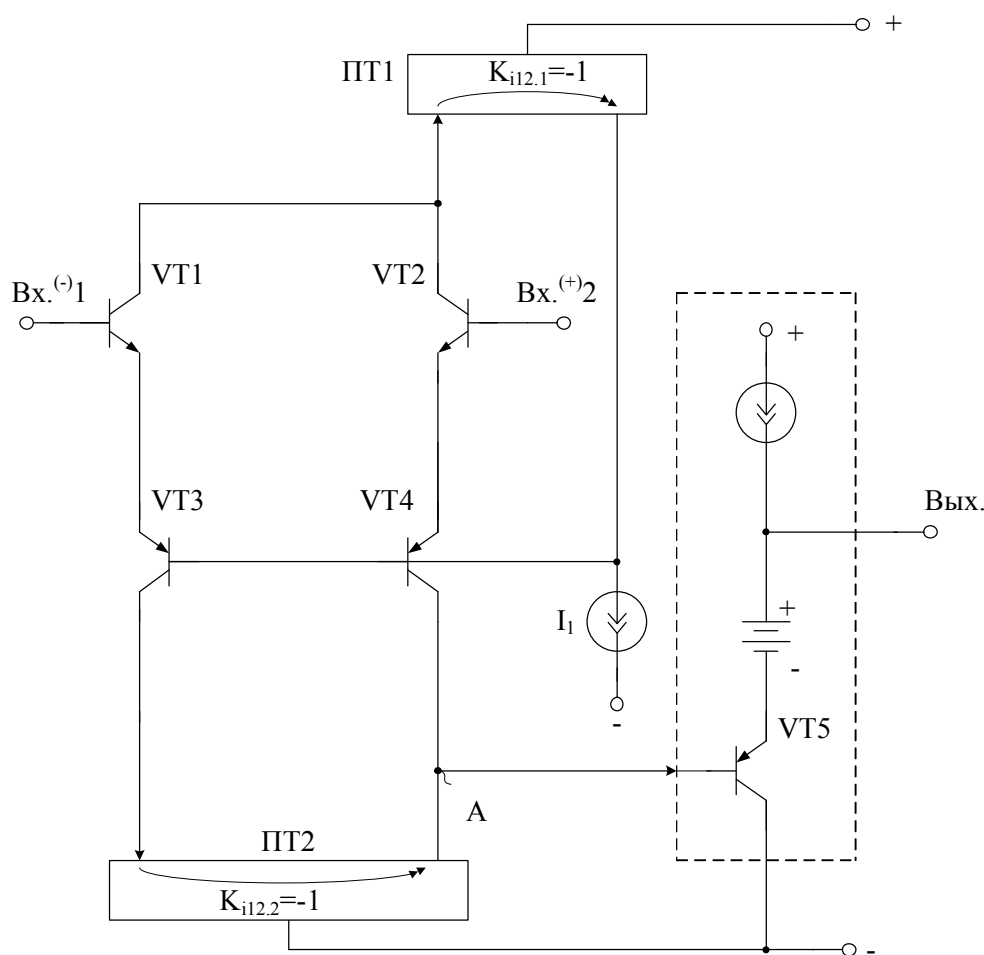


Рис. 36. Классическая схема КДУ ($\mu A741$)

На рис. 37 представлена архитектура модифицированного КДУ. Решаемая им задача – уменьшение абсолютного значения $U_{см}$ и его температурного дрейфа.

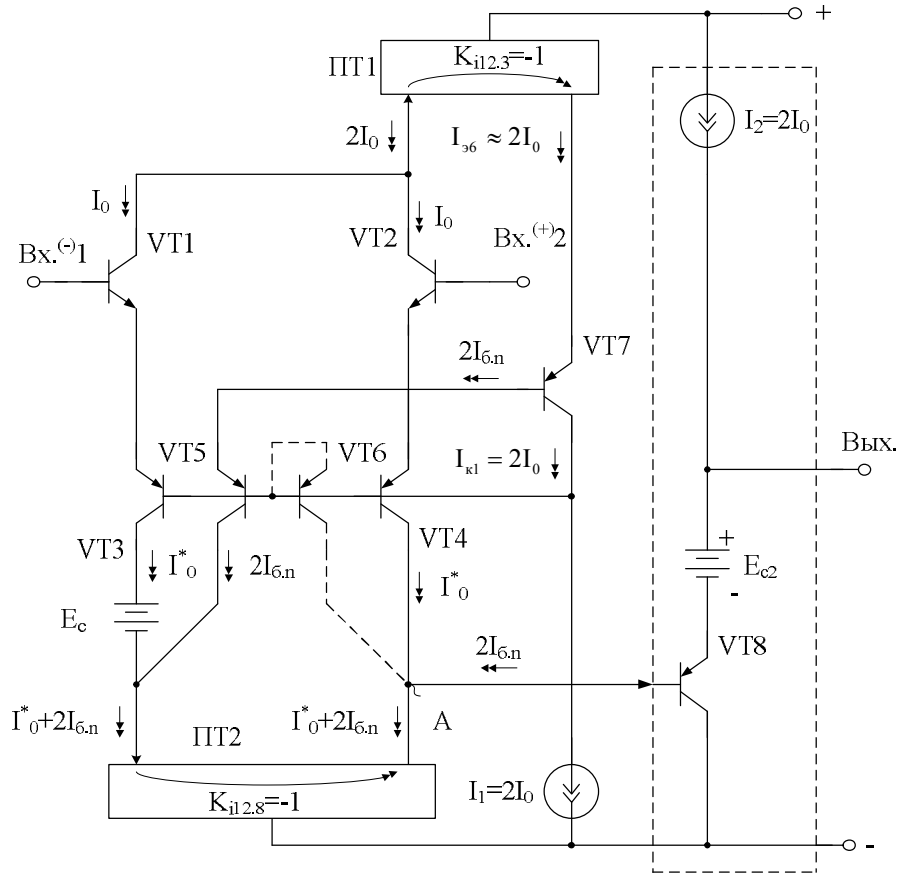


Рис. 37. Архитектура модифицированного КДУ с малым $U_{см}$ [7]

Рассмотрим факторы, определяющие систематическую составляющую напряжения смещения нуля $U_{см}$, т.е. зависящие от схемотехники ДК рис. 37.

Если токи двухполюсников I_1 и I_2 равны величине $2I_0$, то токи коллектора ($I_{к.i}$) и базы ($I_{б.i}$) транзисторов схемы:

$$I_{к1} \approx I_{к2} \approx I_{к3} \approx I_{к4} \approx I_0 \approx I_0^*, \quad (32)$$

$$I_{б.7} = 2I_{б.n}, \quad (33)$$

$$I_{к.7} \approx 2I_0, \quad (34)$$

$$I_{к.5} = 2I_{б.n}, \quad (35)$$

$$I_{б.8} = 2I_{б.n}, \quad (36)$$

где $I_{б.i} = I_{э.i}/\beta_i$ – ток базы n-p-n ($I_{б.p}$) или p-n-p ($I_{б.n}$) транзисторов схемы при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$;

β_i – коэффициент усиления по току базы i-го транзистора.

Входной $I_{\text{вх.пт2}}$ и выходной $I_{\text{вых.пт2}}$ токи токового зеркала ПТ2

$$I_{\text{вх.пт2}} = I_{\text{к.3}} + I_{\text{к.5}} = I_0^* + 2I_{\text{б.п}}, \quad (37)$$

$$I_{\text{вых.пт2}} = K_i I_{\text{вх.пт2}} = I_0^* + 2I_{\text{б.п}}, \quad (38)$$

где $K_i = 1$ – модуль коэффициента передачи по току второго токового зеркала ПТ2.

Как следствие, разность токов в узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину

$$I_p = I_{\text{к4}} - I_{\text{вых.пт2}} + I_{\text{б.8}}, \quad (39)$$

где $I_{\text{б.8}} = 2I_{\text{б.п}}$ – ток базы р-п-р транзистора VT8 выходного эмиттерного повторителя.

Подставляя (32)÷(38) в (39) находим, что разностный ток, определяющий $U_{\text{см}}$ ОУ:

$$I_p = I_0 - I_0 + 2I_{\text{б.п}} - 2I_{\text{б.п}} = 0. \quad (40)$$

Как следствие, это уменьшает $U_{\text{см}}$, т.к. разностный ток I_p в узле «А» создаёт $U_{\text{см}}$, зависящее от крутизны S преобразования входного дифференциального напряжения ($u_{\text{вх}}$) КДУ в выходной ток узла «А»:

$$S = \frac{i_p}{u_{\text{вх}}} = \frac{2}{r_{\text{э1}} + r_{\text{э2}} + r_{\text{э3}} + r_{\text{э4}}}, \quad (41)$$

где $r_{\text{э1}} = r_{\text{э2}} = r_{\text{э3}} = r_{\text{э4}}$ – сопротивления эмиттерных переходов транзисторов VT1, VT2, VT3, VT4.

Поэтому:

$$U_{\text{см}} \approx I_p (r_{\text{э1}} + r_{\text{э2}} + r_{\text{э3}} + r_{\text{э4}}) = I_p \left(\frac{2\varphi_{\text{т}}}{I_0} \right), \quad (42)$$

где $\varphi_{\text{т}} = 26$ мВ – температурный потенциал.

В классическом ОУ $I_p \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{\text{см}}$ получается на два-три порядка больше ($U_{\text{см}} = 2,0$ мВ), чем в модифицированной схеме ($U_{\text{см}} = -1$ мкВ).

На рис. 38 показана схема ОУ с конкретным выполнением токовых зеркал ПТ1, ПТ2 и выходного эмиттерного повторителя.

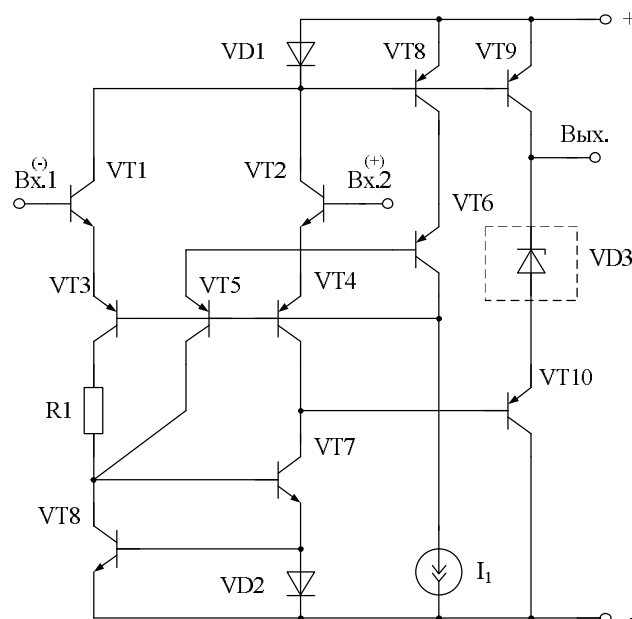


Рис. 38. Практическая реализация КДУ (рис. 37)

На рис. 39 представлены схемы классического комплементарного дифференциального усилителя (рис. 39а) и модифицированного КДУ (рис. 39б) в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

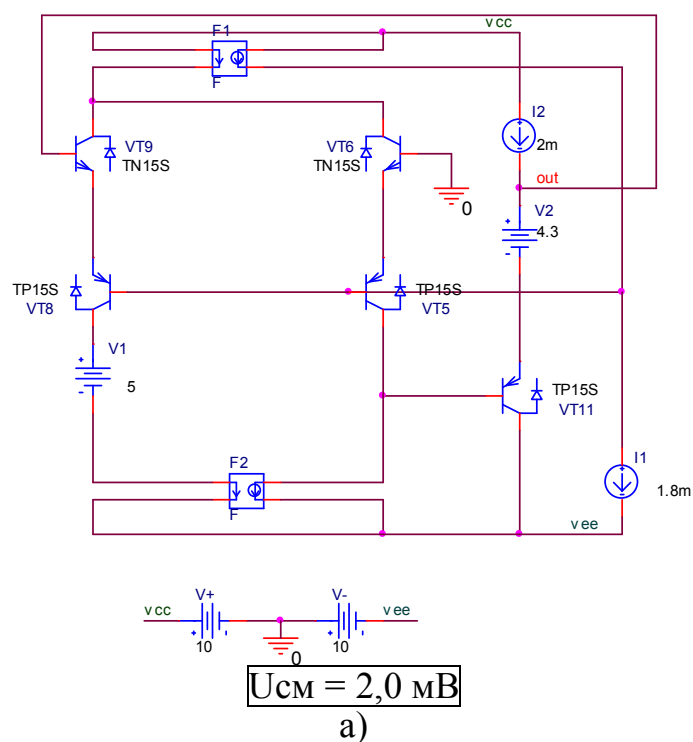


Рис. 39. Схемы классического комплементарного дифференциального усилителя (а) и модифицированного КДУ (б) в среде компьютерного моделирования PSpice (начало; окончание см. на с. 68)

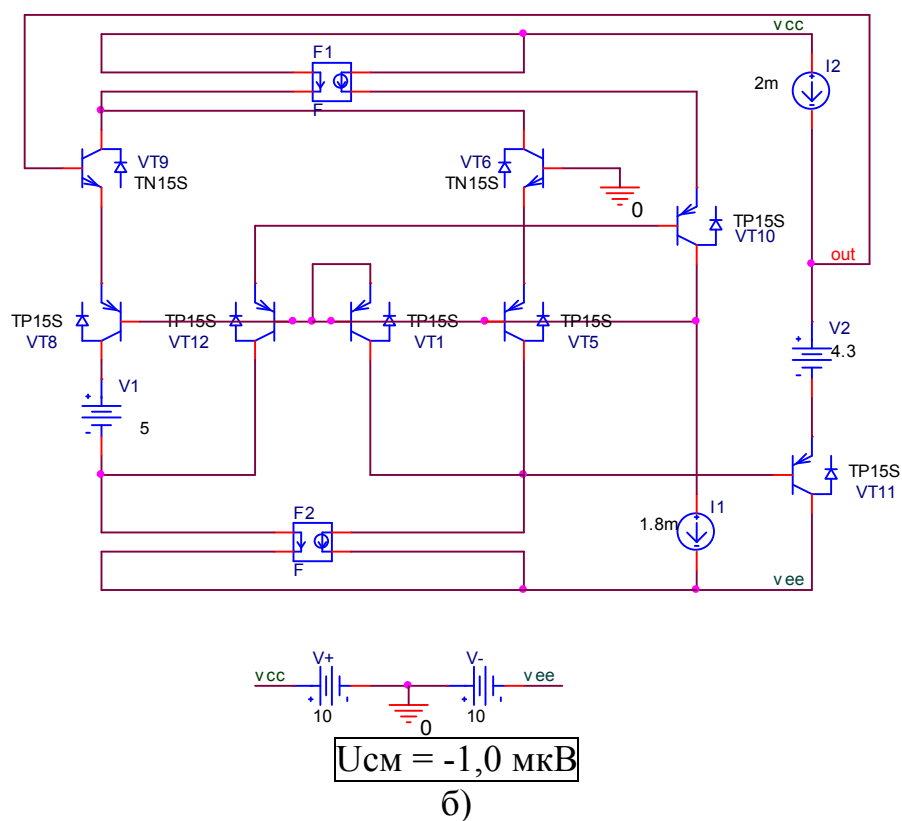


Рис. 39. Окончание (начало см. на с. 67)

На рис. 40 приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем.

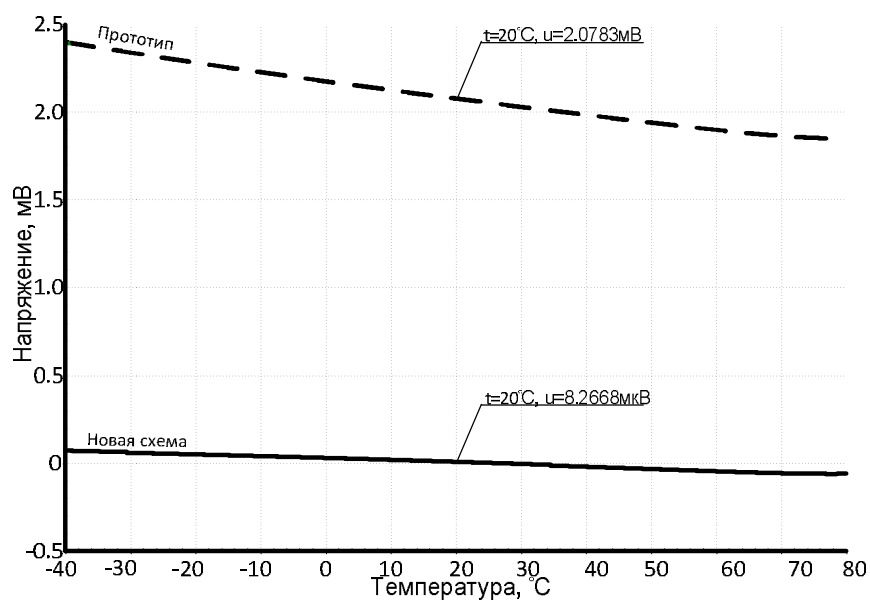


Рис. 40. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем

Компьютерное моделирование сравниваемых схем подтверждает полученные выше теоретические выводы.

Модифицированная схема модифицированного КДУ, в которой токовая асимметрия устанавливается транзистором VT5, приведена на рис. 41.

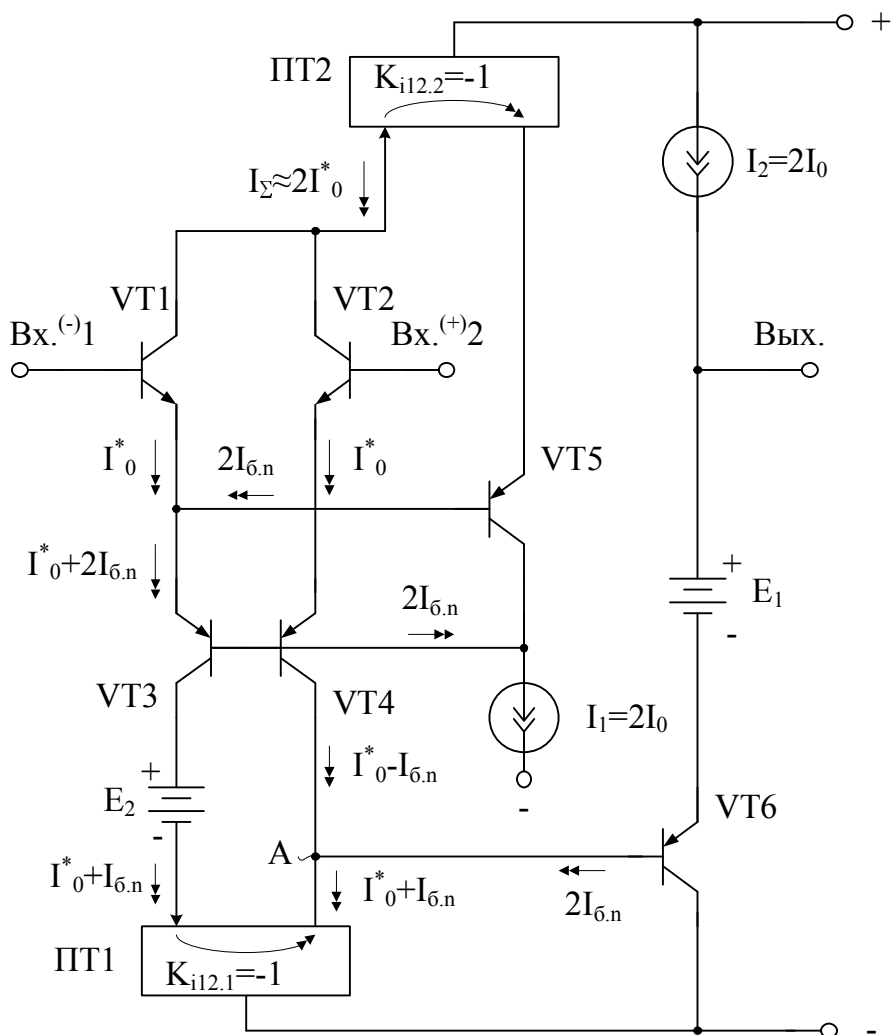


Рис. 41. Модифицированная схема КДУ с малым $U_{см}$

Таким образом, модифицированной схемы ОУ на основе комплементарных дифференциальных каскадов обладают существенным преимуществом – пониженным значением систематической составляющей напряжения смещения нуля ($U_{см}$).

[В начало к оглавлению](#)

10.4. Трёхкаскадный ОУ «Классический входной ДК – «перегнутый» каскод с управляемым токовым зеркалом – выходной эмиттерный повторитель»

Схемы прецизионных дифференциальных операционных усилителей (ОУ) на основе так называемых «перегнутых» каскодов стали основой более чем 20-ти серийных операционных усилителей (НА2520, НА5190, AD797, AD8631, AD8632, OP90 и др.) (рис. 42).

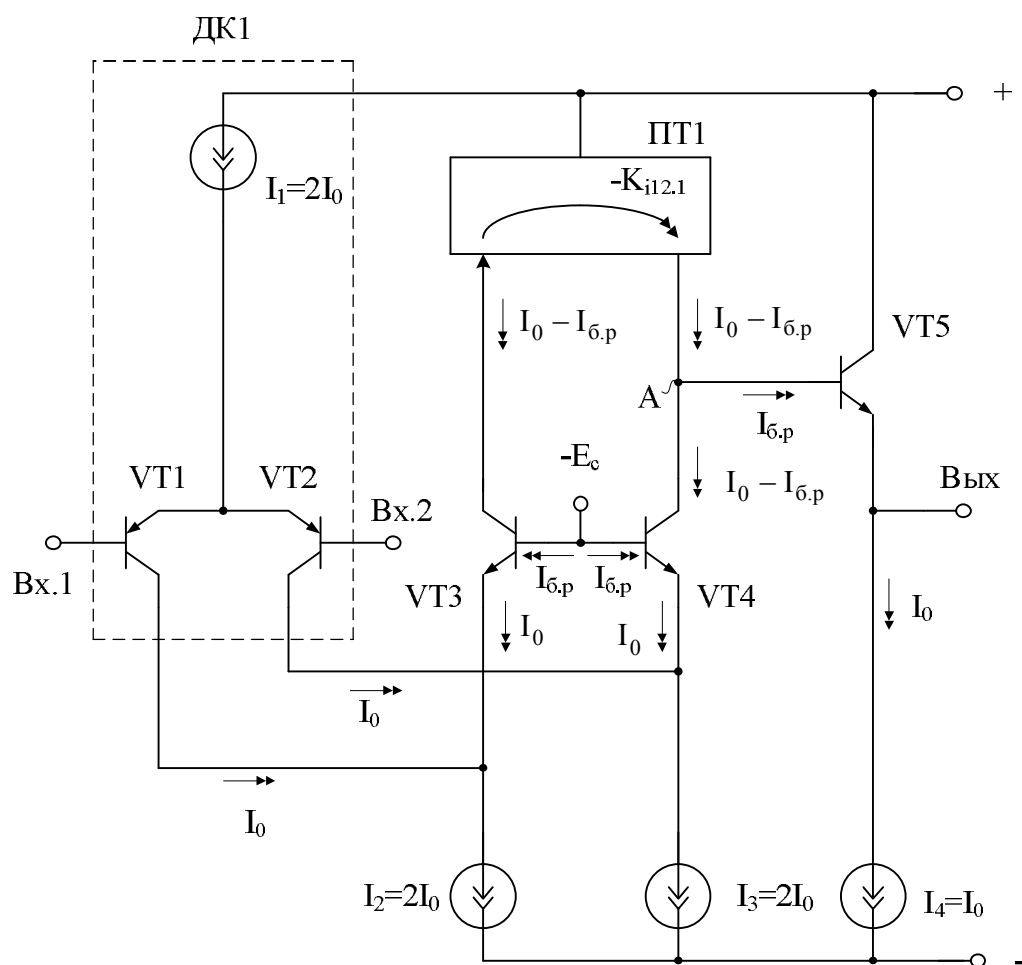


Рис. 42. Схема классического дифференциального операционного усилителя на основе «перегнутого» каскода

На рис. 43 представлена архитектура модифицированного ОУ. Решаемая им задача – уменьшение систематической составляющей напряжения смещения нуля.

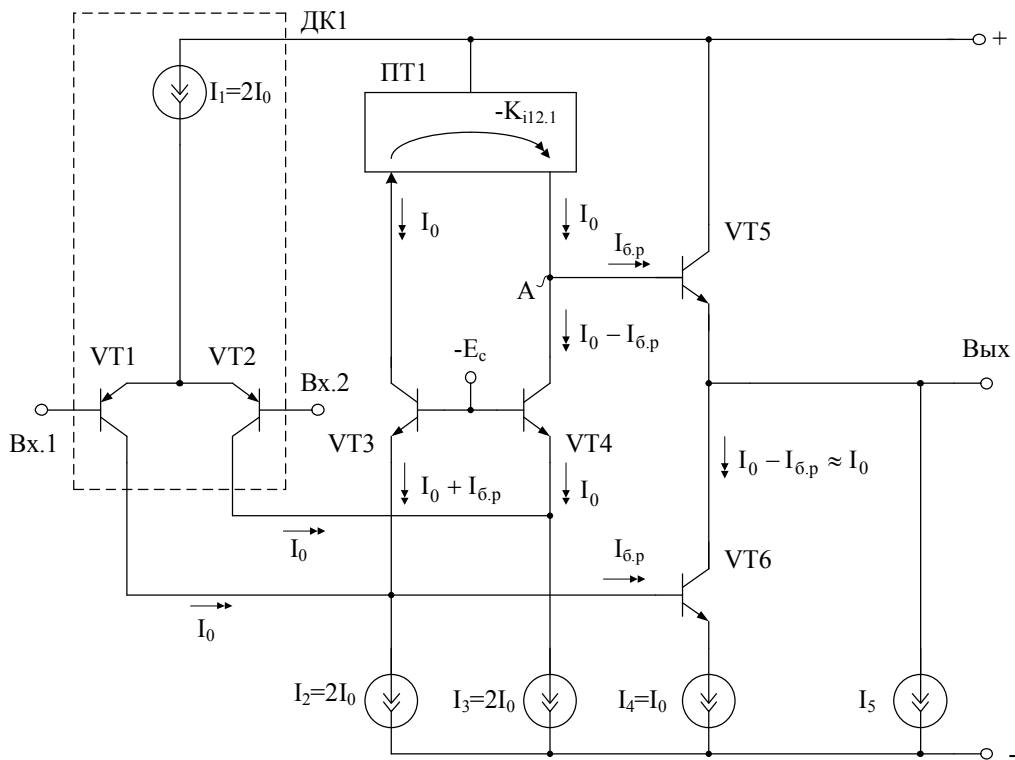


Рис. 43. Схема дифференциального операционного усилителя с малым U_{cm} [8]

Статический режим по току транзисторов VT3 и VT4 ОУ определяется двухполюсниками I_1 , I_2 , I_3 и током базы транзистора VT6.

При $I_1 = 2I_0$, $I_4 = I_0$ эмиттерные токи транзисторов VT3 и VT4 определяются формулами

$$I_{э3} = I_0 + I_{б.р}, \quad (43)$$

$$I_{э4} = I_0. \quad (44)$$

Поэтому коллекторные токи транзисторов VT3 и VT4

$$I_{к3} = I_0, \quad (45)$$

$$I_{к4} = I_0 - I_{б.р}. \quad (46)$$

Если учесть, что коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1 $K_{и12.1} = 1$, то можно найти, что в узле «А» выполняется равенство

$$I_0 = I_{к4} + I_{б.5} = I_0 - I_{б.р} + I_{б.р}. \quad (47)$$

Таким образом, в высокоимпедансном узле «А» обеспечивается взаимная компенсация выходного тока подсхемы ПТ1, тока базы транзистора VT5 и коллекторного тока транзистора VT4. Это является необходимым и достаточным условием минимизации систематической составляющей $U_{см}$, обусловленной β транзисторов. Как следствие данная схема ОУ имеет более низкие значения $U_{см}$.

На рис. 44 представлен классический ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар». Здесь при температуре 20 °C $U_{CM} = 1,11$ мВ.

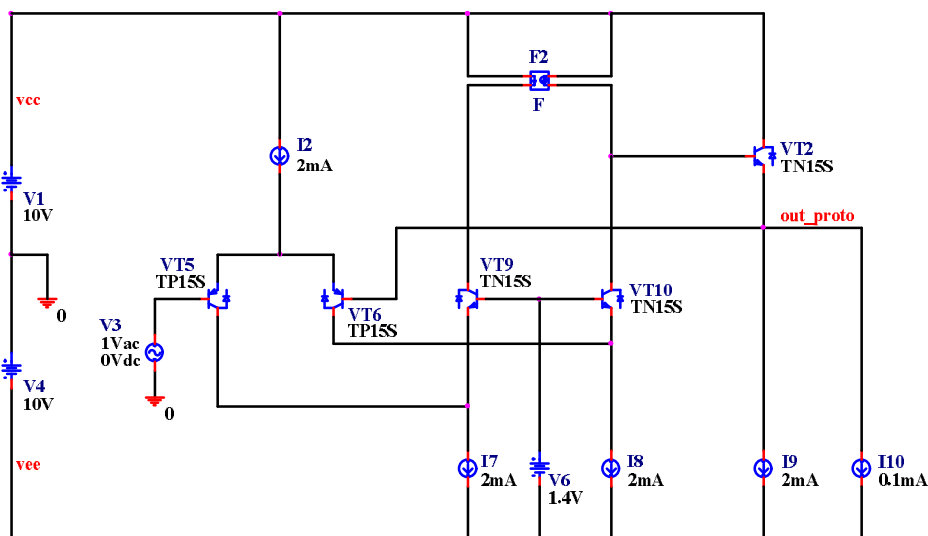


Рис. 44. Классический ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 45 представлен вариант построения модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар». Здесь при температуре 20 °C $U_{CM} = 17,5$ мкВ.

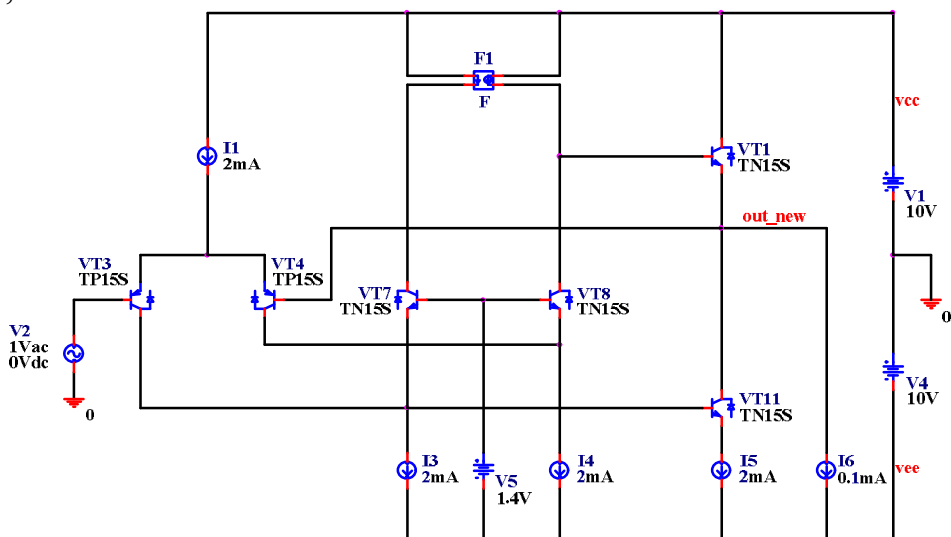


Рис. 45. Модифицированный ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice (рис. 43)

На рис. 46 приведены графики температурной зависимости U_{CM} сравниваемых схем.

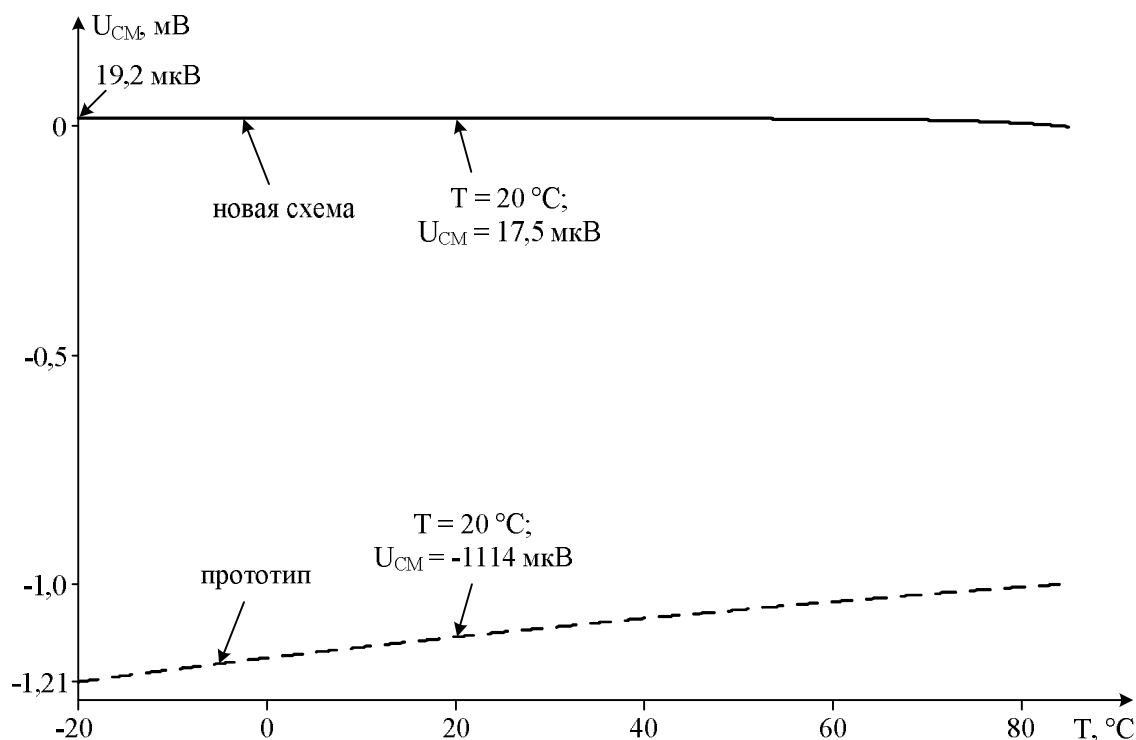


Рис. 46. Температурная зависимость $U_{\text{см}}$ сравниваемых схем (рис. 44, 45)

Таким образом полученные выше теоретические выводы подтверждаются результатами моделирования. Численные значения систематической составляющей $U_{\text{см}}$ (без учёта разброса параметров элементов) лежат для этих схем в диапазоне 20÷25 мкВ. В то же время в классическом ОУ этот параметр изменяется единицами милливольт. Введение двухполюсника I_5 позволяет обеспечить более точную взаимную компенсацию токов в узле «А» и получить малые значения $U_{\text{см}}$.

[В начало к оглавлению](#)

10.5. Трёхкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»

Модифицированного дифференциальный ОУ показан на рис. 47. Решаемая им задача – уменьшение абсолютного значения $U_{\text{см}}$, а также его температурного и радиационного дрейфа.

Рассмотрим факторы, определяющие систематическую составляющую напряжения смещения нуля $U_{\text{см}}$, т.е. зависящие от схемотехники ОУ рис. 47.

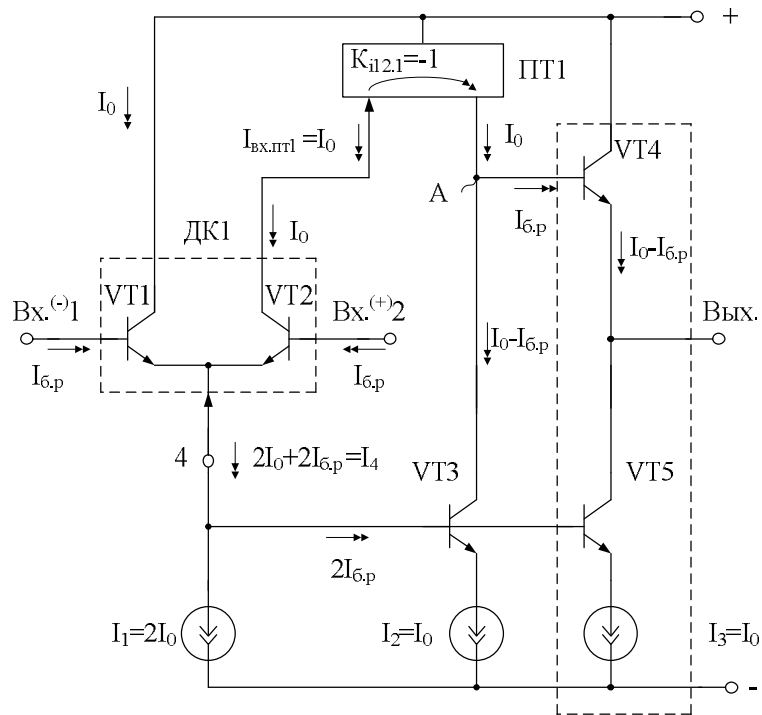


Рис. 47. Архитектура прецизионного трёхкаскадного ОУ [9]

Если ток источника тока I_1 равен величине $2I_0$, а I_2 и I_3 – величине I_0 , то токи эмиттеров и коллекторов транзисторов схемы:

$$I_4 = 2I_0 + 2I_{6,p} = I_{31} + I_{32}, \quad (48)$$

$$I_{K3} = I_{K5} = I_0 - I_{6,p}, \quad (49)$$

$$I_{K2} = I_0 = I_{K1}, \quad (50)$$

$$I_{ВХ.ПТ1} = I_0 = I_{ВЫХ.ПТ1}, \quad (51)$$

где $I_{6,i} = I_{3,i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n ($I_{6,p}$) или p-n-p ($I_{6,n}$) транзисторов при эмиттерном токе $I_{3,i} = I_0$;

$I_{ВХ.ПТ1} = I_{ВЫХ.ПТ1}$ – входной и выходной токи токового зеркала ПТ1;

β_i – коэффициент усиления по току базы транзисторов схемы.

Поэтому разность токов в узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину

$$I_p = I_{ВЫХ.ПТ1} - I_{6,4} - I_{K3} = 0, \quad (52)$$

где $I_{6,4} = I_{6,p}$ – ток базы n-p-n транзистора VT4.

Таким образом, в рассматриваемом ОУ при выполнении условия (52) уменьшается систематическая составляющая $U_{см}$, обусловленная конечной величиной β транзисторов и его радиационной (или температурной) зависимостью. Как следствие, это уменьшает $U_{см}$, т.к. разностный ток I_p в узле «А» создаёт $U_{см}$, зависящее от крутизны S преобразования входного дифференциального напряжения $u_{ВХ}$ ОУ в выходной ток узла «А»:

$$S = \frac{i_p}{u_{ВХ}} = \frac{1}{r_{31} + r_{32}}, \quad (53)$$

где $r_{э1} = r_{э2}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

Поэтому:

$$U_{см} \approx I_p (r_{э1} + r_{э2}) = I_p \left(\frac{2\phi_T}{I_0} \right) \approx 0, \quad (54)$$

где $\phi_T = 26$ мВ – температурный потенциал.

В классическом ОУ $I_p \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается как минимум на порядок больше, чем в модифицированной схеме.

Несмотря на существенное уменьшение β транзисторов вследствие радиационных воздействий модифицированного ОУ, и в этих условиях напряжение смещения нуля имеет меньшее, чем классический ОУ.

Замечательная особенность модифицированной схемы – низкая чувствительность напряжения смещения нуля ($U_{см}$) к одновременному изменению под действием температуры (или радиации) токов $I_1^t = I_2^t + I_3^t = 2I_0$, устанавливающих статический режим транзисторов ОУ.

На рис. 48 показана схема, в которой источник тока I_1 , а также базы дополнительных транзисторов VT3, VT5 связаны со входом общей эмиттерной цепи входного дифференциального каскада ДК1 через цепь смещения потенциалов E_{c1} (диоды, резисторы, стабилитроны).

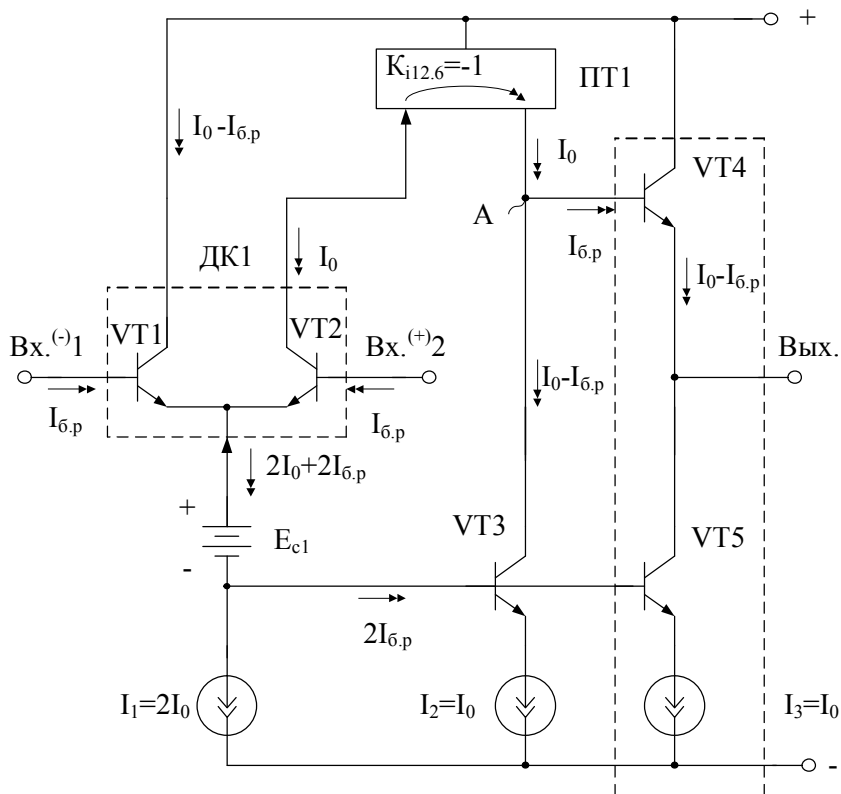


Рис. 48. Вариант построения ОУ (рис. 47)

На рис. 49 представлена схема ОУ, в которую для реализации режима работы класса «AB» выходного каскада введён транзистор VT6 и p-n переход VD1, а цепь смещения потенциалов выполнена в виде резистора R1. Введение цепи смещения потенциалов позволяет получить двуполярное выходное напряжение ОУ с амплитудами, незначительно отличающимися от напряжений питания.

Включение двухполюсника VD2 способствует симметрированию режимов работы входного дифференциального каскада ДК1.

Амплитуда отрицательной полуволны ($U_{\text{ВЫХ}}^{(-)}$) выходного напряжения ОУ определяется падением напряжения U_{R1} в статическом режиме на резисторе R1:

$$U_{\text{ВЫХ}}^{(-)} \approx 0,7\text{В} + U_{R1}. \quad (55)$$

Однако для низковольтных применений допускается иметь $U_{R1}=0$.

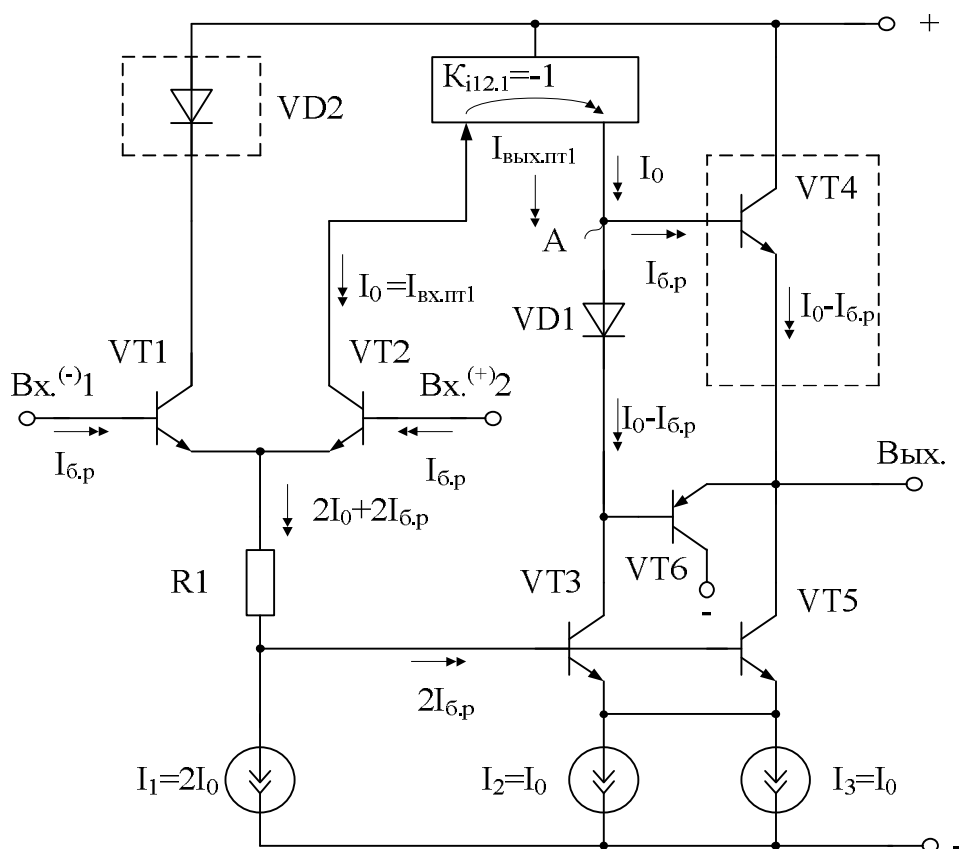


Рис. 49. Модификация ОУ (рис. 47)

На рис. 50 показаны схемы классического дифференциального (рис. 50а) и модифицированного (рис. 50б) ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».

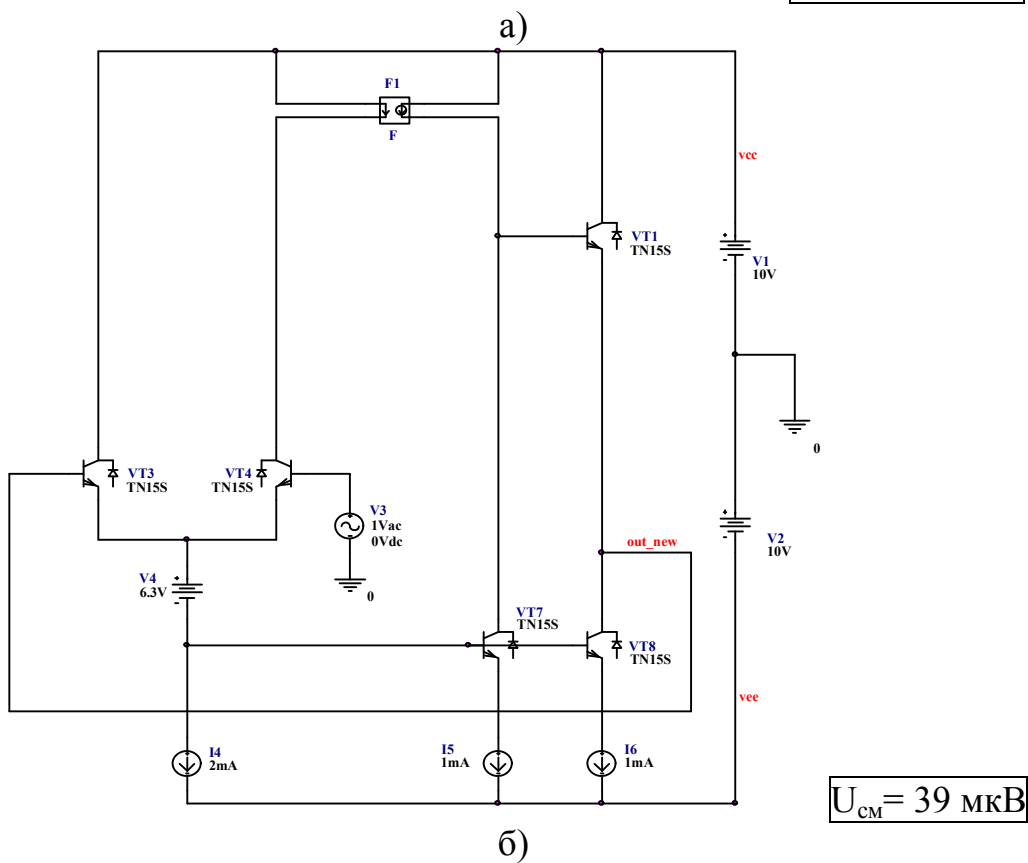
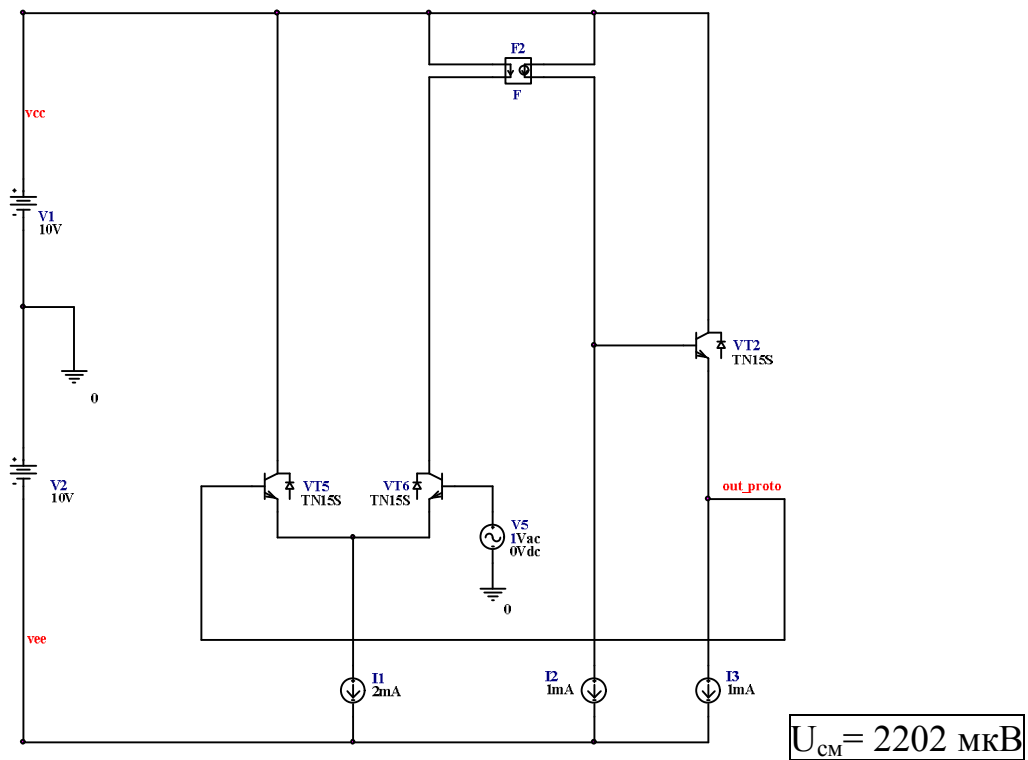


Рис. 50. Схемы дифференциального классического (а) и модифицированного (б) ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 51 приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем.

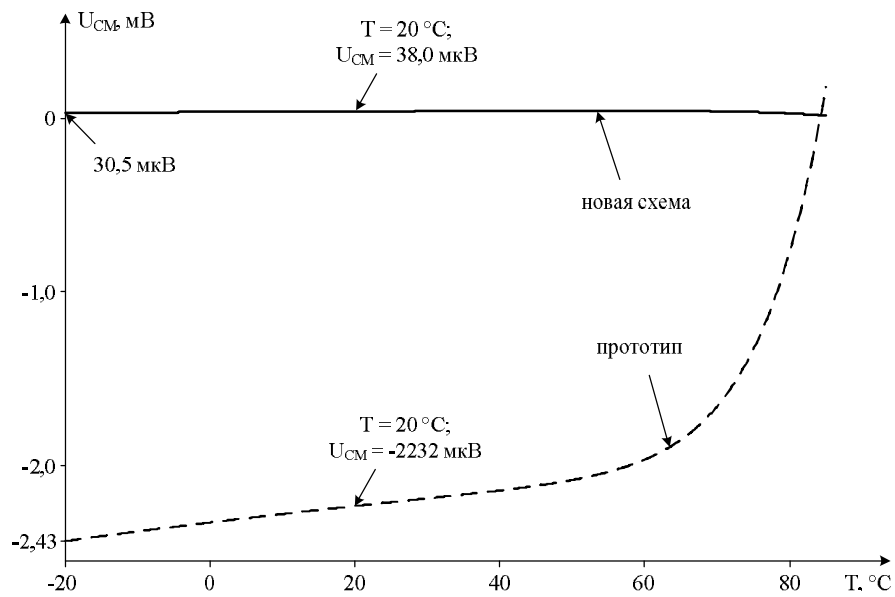


Рис. 51. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем

На рис. 52 показана схема рис. 49 в среде PSpice.

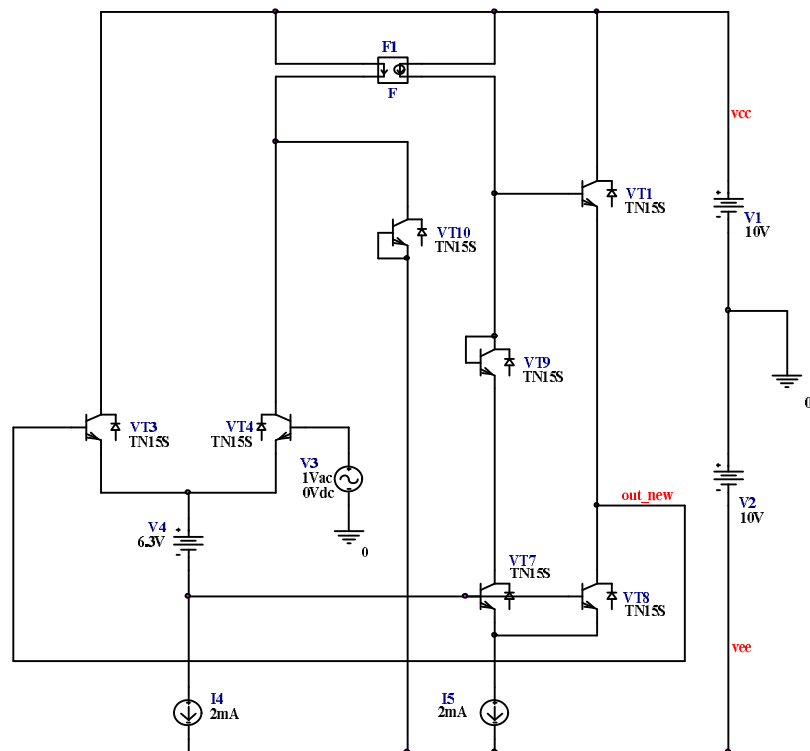


Рис. 52. Схема ОУ рис. 49 в среде PSpice

На рис. 53 приведены результаты компьютерного моделирования U_{CM} .

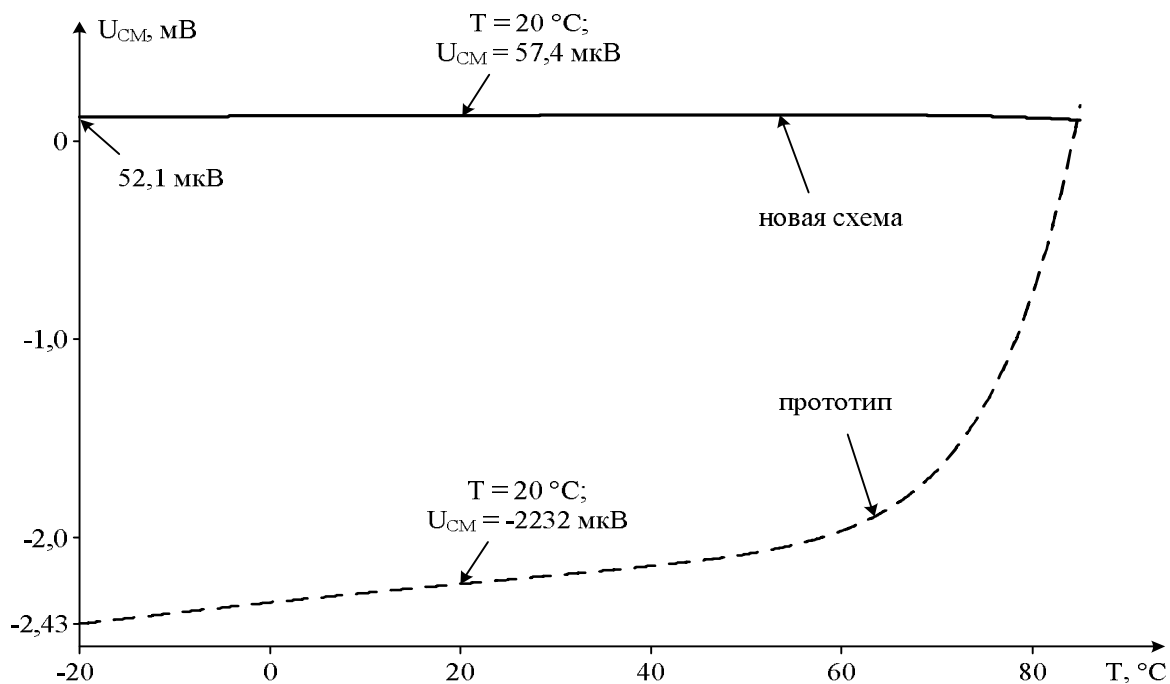


Рис. 53. Температурная зависимость напряжения смещения нуля сравниваемых схем

Таким образом, модифицированный ОУ обладает существенными преимуществами в сравнении с известным по величине статической ошибки усиления сигналов постоянного тока, имеет двухтактную архитектуру, более широкий частотный диапазон и может использоваться в качестве IP-модулей современных систем на кристалле.

[В начало к оглавлению](#)

10.6. Трёхкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»

Модифицированный ОУ данного класса показан на рис. 54. Решаемая им задача – уменьшение абсолютного значения U_{CM} и его температурного и радиационного дрейфа.

Рассмотрим факторы, определяющие систематическую составляющую напряжения смещения нуля U_{CM} , т.е. зависящие от схемотехники ОУ рис. 54.

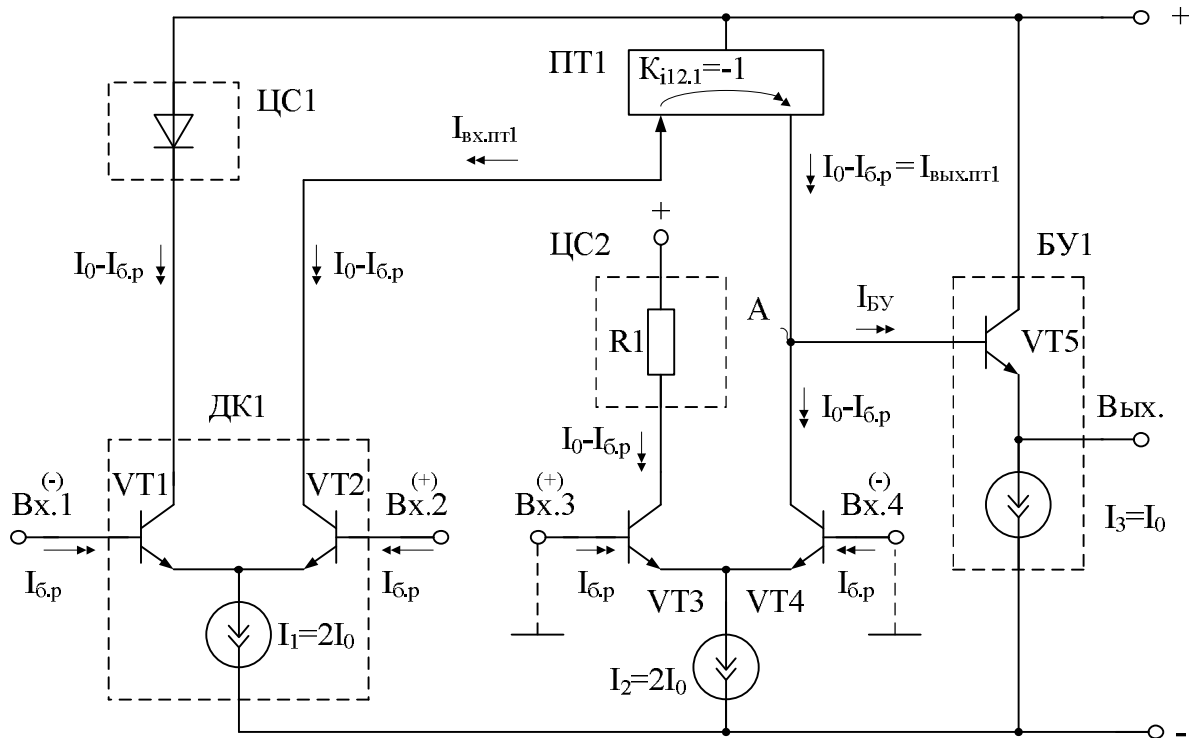


Рис. 54. Седьмая архитектура прецизионного трёхкаскадного ОУ [10]

Если токи двухполюсников I_1 и I_2 равны величине $2I_0$, а двухполюсника I_3 – величине I_0 ($I_{12} = I_0$), то токи коллекторов транзисторов схемы:

$$I_{к1} = I_{к2} = I_{к3} = I_{к4} = I_0 - I_{б,p}, \quad (56)$$

$$I_{э5} = I_0, \quad (57)$$

$$I_{вх,пт1} = I_{вых,пт1} = I_0 - I_{б,p}, \quad (58)$$

где $I_{б,p} = I_{э,i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n транзисторов при эмиттерном токе

$$I_{э,i} = I_0;$$

β_i – коэффициент усиления по току базы транзисторов.

Поэтому разность токов в узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину

$$I_p = I_{вых,пт1} - I_{БУ} - I_{к4} = -I_{БУ}, \quad (59)$$

где $I_{БУ}$ – ток базы p-n-p транзистора VT5.

Для того чтобы получить $I_p = 0$, целесообразно использовать схему, для которой $I_{БУ} \ll I_{б,p}$. В этом случае необходимо также обеспечить за счёт первой цепи согласования потенциалов (ЦС1) идентичность статических режимов транзисторов VT1 и VT2, а за счёт второй цепи согласования потенциалов ЦС2 – идентичность статических режимов транзисторов VT3 и VT4 по напряжению коллектор-база.

На рис. 55 показан вариант включения входного транзистора буферного усилителя БУ1 по схеме Дарлингтона.

Разностный ток в узле «А» также равен нулю, но при $I_{БУ} = I_{6.p}$:

$$I_p = I_{\text{ВЫХ.ПТ1}} - I_{\text{К.4}} - I_{\text{БУ}} = I_0 - I_0 + I_{6.p} - I_{6.p} = 0. \quad (60)$$

В схеме рис. 57 идентичный статический режим транзисторов VT1 и VT2 обеспечивается транзистором VT7 и p-n переходом VD1, а транзисторов VT3 и VT4 – транзистором VT6 и резистором R1. При этом разностный ток в узле «А»:

$$I_p = I_{\text{ВЫХ.ПТ1}} - I_{\text{К.4}} - I_{6.5} = I_0 + I_{6.p} - I_0 + I_{6.p} - 2I_{6.p} = 0, \quad (61)$$

где $I_{6.5} = 2I_{6.p}$ – ток базы транзистора VT5.

Замечательной особенностью схемы является одинаковое построение всех трёх токостабилизирующих двухполюсников.

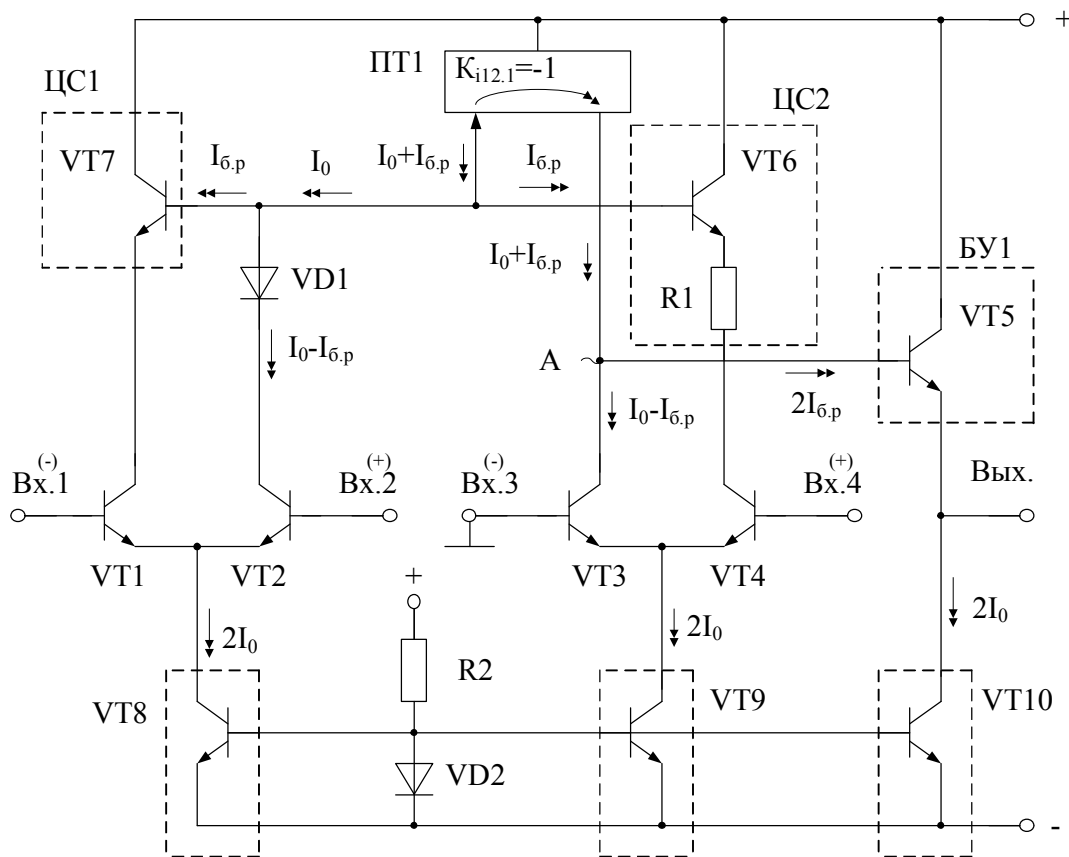


Рис. 57. Вариант построения ОУ (рис. 54)

Для схемы рис. 58 разностный ток в узле «А»:

$$I_p = I_{\text{ВЫХ.ПТ1}} - I_{\text{К.4}} - I_{6.5} = 0. \quad (62)$$

Однако здесь токостабилизирующие двухполюсники I_1 и I_2 , в отличие от двухполюсника I_3 , имеют другое построение ($I_1=2I_0$, $I_2=2I_0$, $I_3=I_0$).

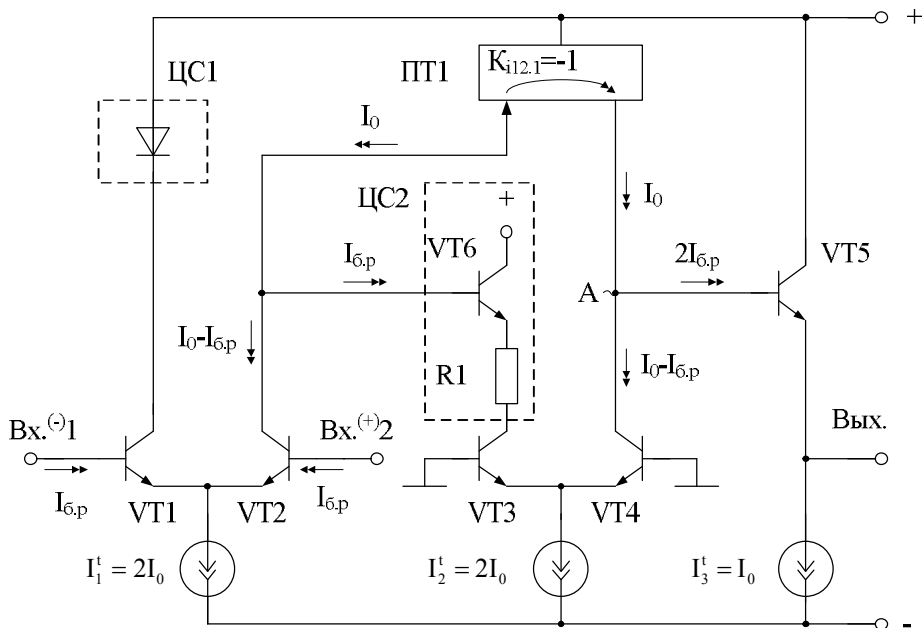


Рис. 58. Вариант построения ОУ (рис. 54)

Таким образом, во всех вариантах модифицированного ОУ при выполнении условия $I_p = 0$ уменьшается систематическая составляющая $U_{см}$, обусловленная конечной величиной β транзисторов и его радиационной (или температурной) зависимостью. Как следствие, это уменьшает $U_{см}$, т.к. разностный ток I_p в узле «А» создаёт $U_{см}$, зависящее от крутизны S преобразования входного дифференциального напряжения $u_{вх}$ в выходной ток узла «А»:

$$S = \frac{i_p}{u_{вх}} = \frac{1}{r_{э1} + r_{э2}}, \quad (63)$$

где $r_{э1} = r_{э2}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

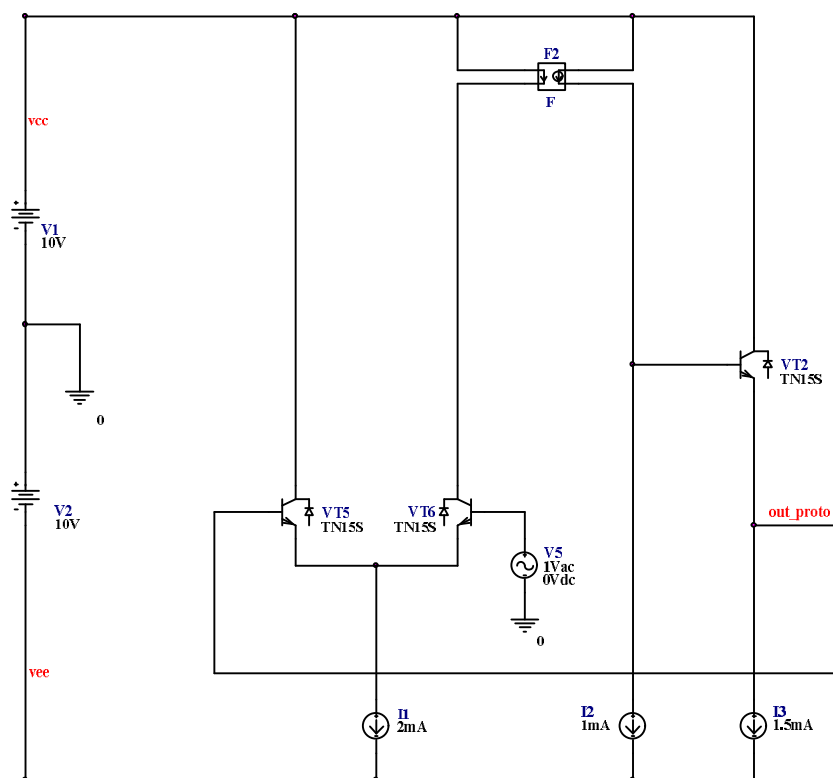
Поэтому для схемы рис. 54

$$U_{см} \approx I_p (r_{э1} + r_{э2}) = I_p \left(\frac{2\varphi_T}{I_0} \right) \approx 0, \quad (64)$$

где $\varphi_T = 26$ мВ – температурный потенциал.

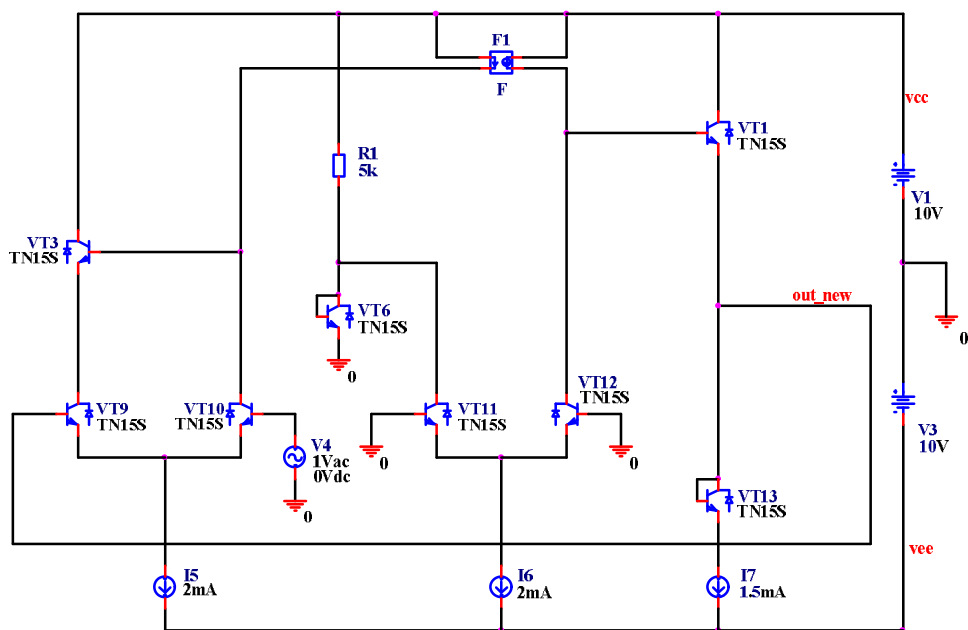
В классическом ОУ $I_p \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается как минимум на порядок больше, чем в модифицированной схеме.

На рис. 59. показаны схемы классического (рис. 59а) и модифицированного (рис. 59б) ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар», а на рис. 60 – приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем.



$$U_{CM} = 2761 \text{ мкВ}$$

a)



$$U_{CM} = 19,5 \text{ мкВ}$$

б)

Рис. 59. Схемы классического (а) и модифицированного (б) ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

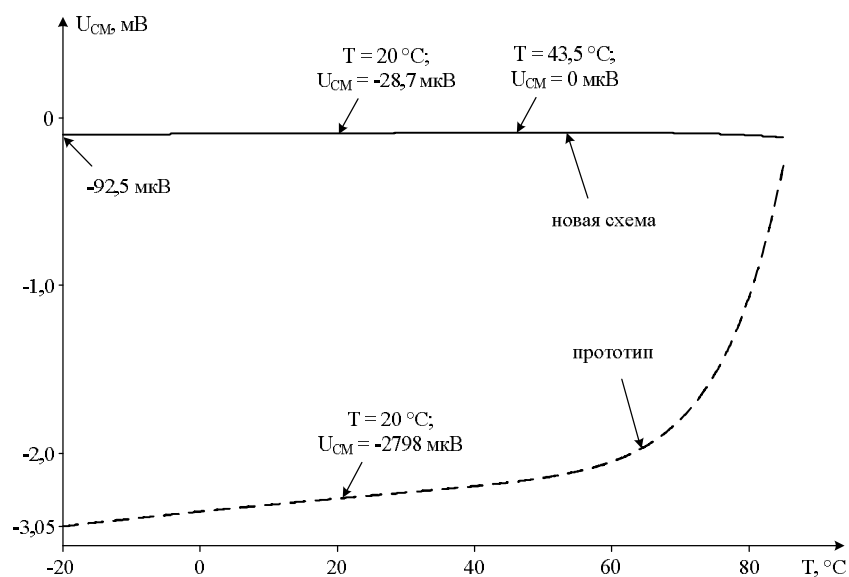


Рис. 60. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем

На рис. 61 приведена схема ОУ в среде PSpice для случая, когда токостабилизирующие двухполюсники – резисторы.

На рис. 62 показана зависимость напряжения смещения нуля U_{CM} от температуры для случая, когда $I_1 = 2$ мА, $I_2 = I_3 = 1$ мА.

Кроме этого, график рис. 62 показывает, что при использовании резисторов в качестве токостабилизирующих двухполюсников модифицированный ОУ также имеет высокую стабильность U_{CM} .

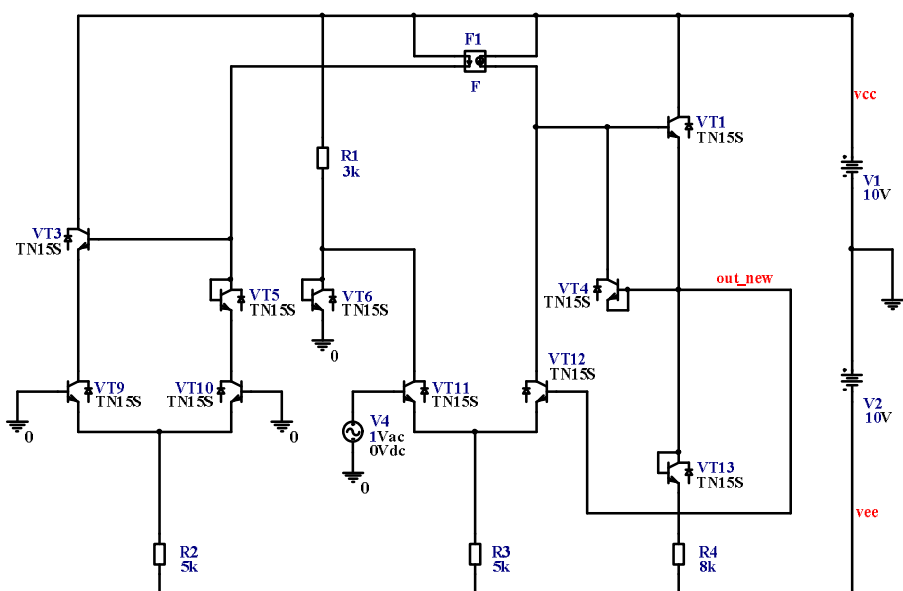


Рис. 61. Схема модифицированного ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

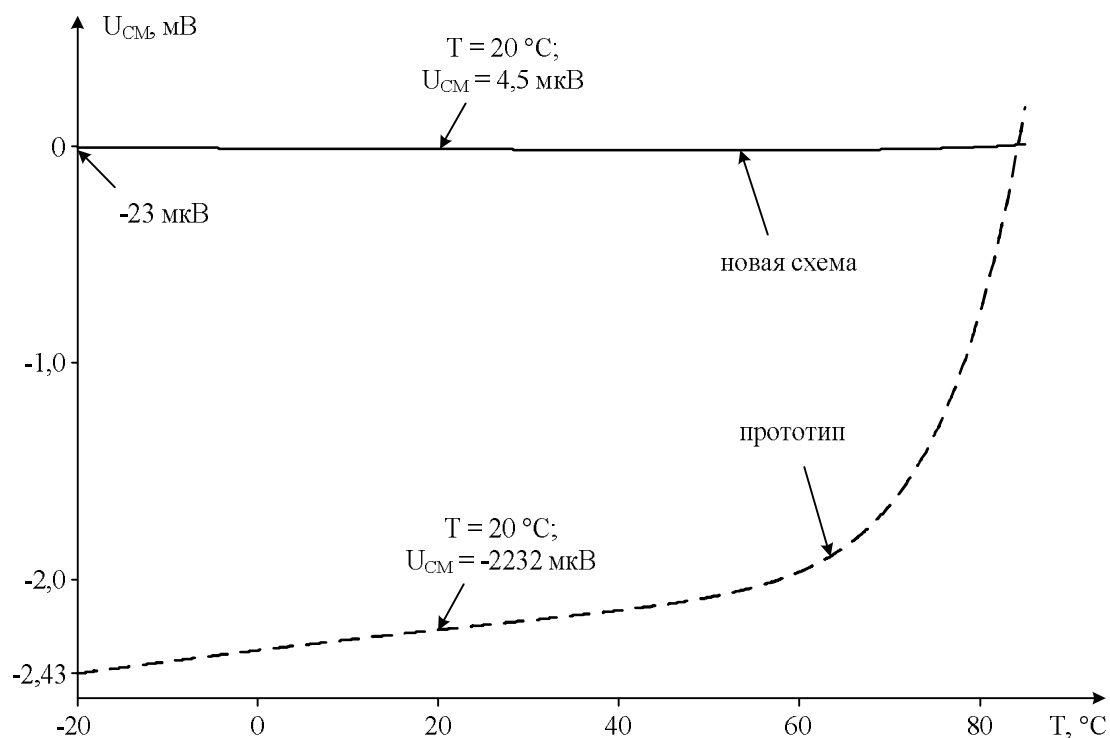


Рис. 62. Зависимость напряжения смещения нуля $U_{см}$ от температуры

Несмотря на существенное уменьшение β транзисторов вследствие радиационных воздействий, модифицированный ОУ имеет в этом случае меньшее напряжение смещения нуля, чем известный ОУ.

Таким образом, рассмотренный ОУ обладает существенными преимуществами в сравнении с известным по величине статической ошибки усиления сигналов постоянного тока. В связи с наличием двух дифференциальных входов его применение достаточно перспективно в радиоэлектронной аппаратуре нового поколения.

[В начало к оглавлению](#)

10.7. Трёхкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»

Модифицированный ОУ данного класса показан на рис. 63. Решаемая им задача – уменьшение абсолютного значения $U_{см}$ и его температурного и радиационного дрейфа.

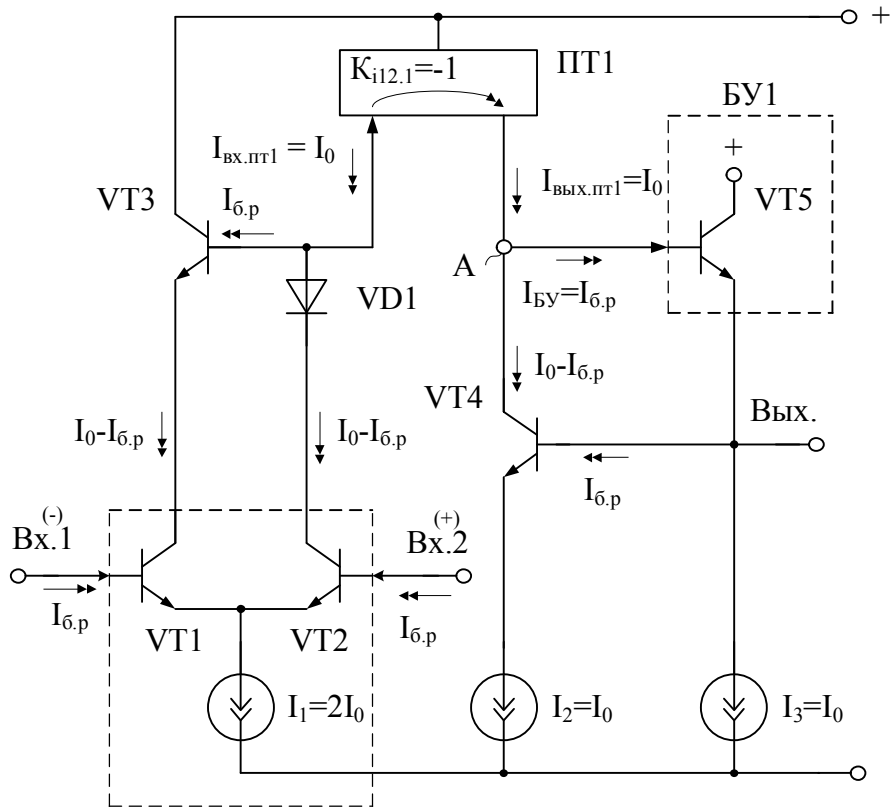


Рис. 63. Пятая архитектура прецизионного трёхкаскадного ОУ [11]

Рассмотрим факторы, определяющие систематическую составляющую напряжения смещения нуля $U_{см}$, т.е. зависящие от схемотехники ОУ.

Если ток двухполюсника I_1 равен величине $2I_0$, а токи двухполюсников I_2 и I_3 – величине I_0 ($I_2 = I_3 = I_0$), то токи коллекторов транзисторов схемы:

$$I_{к1} = I_0 - I_{б.р} = I_{к1}, \quad (65)$$

$$I_{э5} = I_0 + I_{б.р}, \quad (66)$$

$$I_{к4} = I_0 - I_{б.р}, \quad (67)$$

$$I_{вх.пт1} = I_{к2} + I_{б.р}, \quad (68)$$

$$I_{вых.пт1} = I_{вх.пт1} = I_0, \quad (69)$$

где $I_{б.р} = I_{э.и}/\beta_i$ – ток базы n-p-n транзисторов при эмиттерном токе

$$I_{э.и} = I_0;$$

$I_{вх.пт1}$, $I_{вых.пт1}$ – входной и выходной токи токового зеркала ПТ1;

β_i – коэффициент усиления по току базы транзисторов.

Из рассмотрения схемы следует, что разность токов в узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину.

$$I_p = I_{вых.гн1} - I_{к4} - I_{бу} = 0, \quad (70)$$

где $I_{бу} = I_{б.5} = I_{б.р}$ – ток базы p-n-p транзистора VT5.

Таким образом, в рассматриваемом устройстве при выполнении условия (70) уменьшается систематическая составляющая $U_{см}$, обусловленная конечной величиной β транзисторов и его радиационной (или температурной) зависимостью. Как следствие, это уменьшает $U_{см}$, т.к. разностный ток I_p в узле «А» создаёт $U_{см}$, зависящее от крутизны S преобразования входного дифференциального напряжения $u_{вх}$ в выходной ток узла «А»:

$$S = \frac{i_p}{u_{вх}} = \frac{1}{r_{э1} + r_{э2}}, \quad (71)$$

где $r_{э1} = r_{э2}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

Поэтому:

$$U_{см} \approx I_p (r_{э1} + r_{э2}) = I_p \left(\frac{2\varphi_T}{I_0} \right) \approx 0, \quad (72)$$

где $\varphi_T = 26$ мВ – температурный потенциал.

В классическом ОУ $I_p \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается как минимум на порядок больше, чем в модифицированной схеме.

На рис. 64 приведён пример классической реализации схемы ОУ с учётом р-п переходов на подложку.

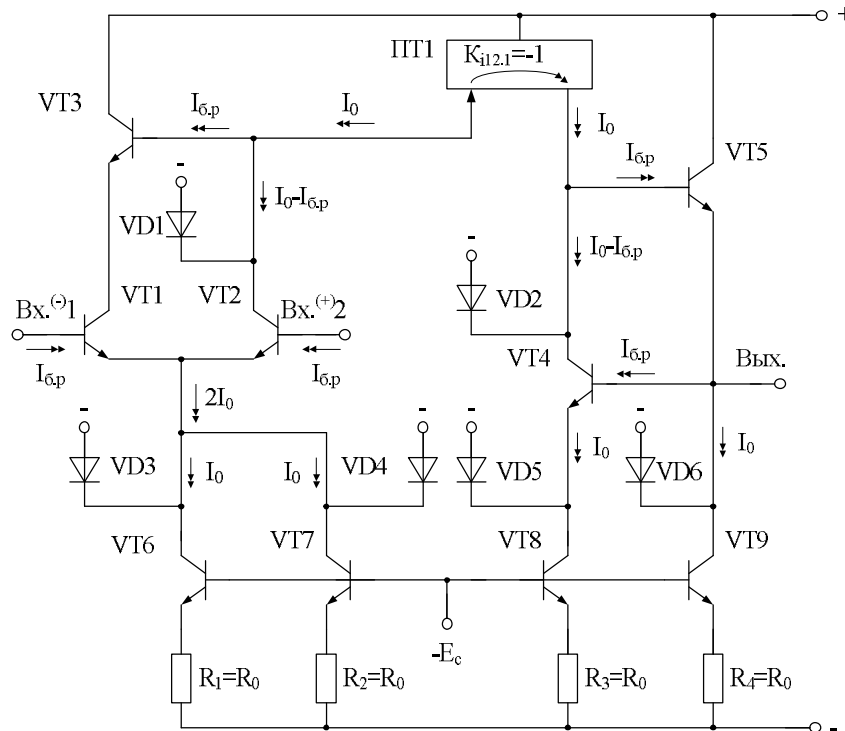
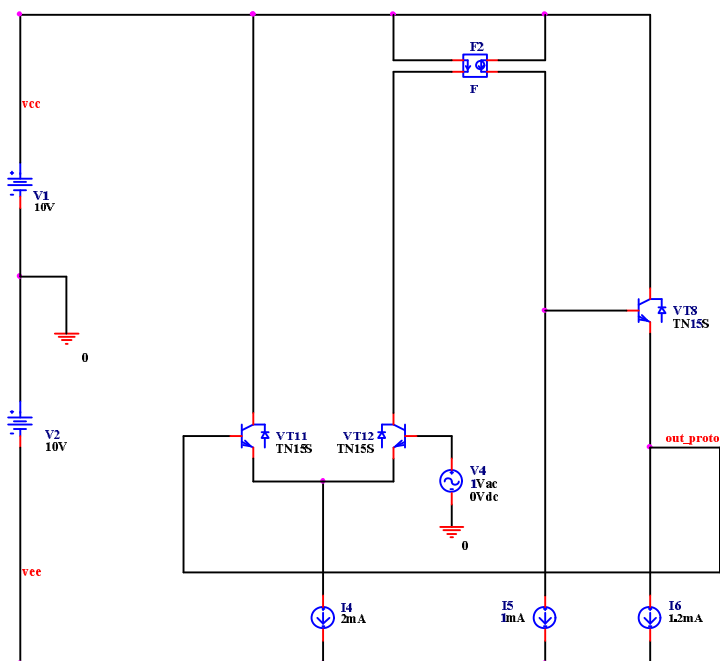


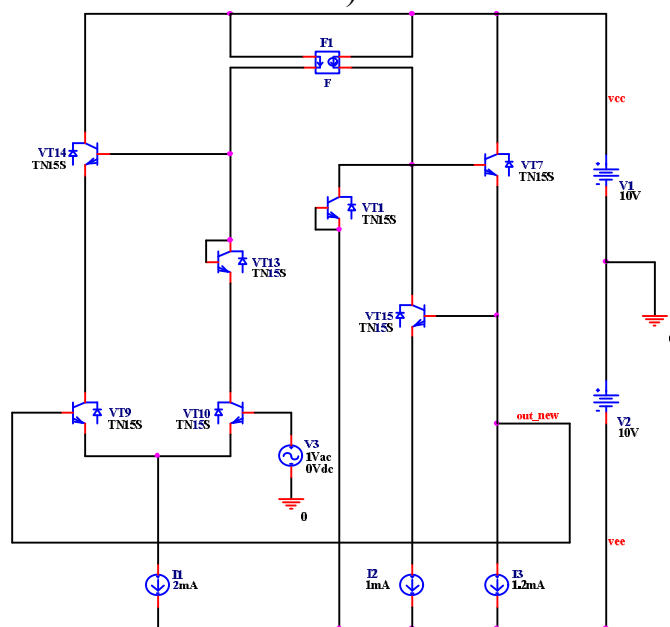
Рис. 64. Пример классической реализации схемы ОУ

На рис. 65 показаны схемы классического дифференциального (рис. 65а) и модифицированного (рис. 65б) ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар».



$$U_{\text{CM}} = 2425 \text{ MKB}$$

a)



$$U_{\text{CM}} = 13 \text{ MKB}$$

6)

Рис. 65. Схемы классического (а) и модифицированного (б) ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 66 приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем.

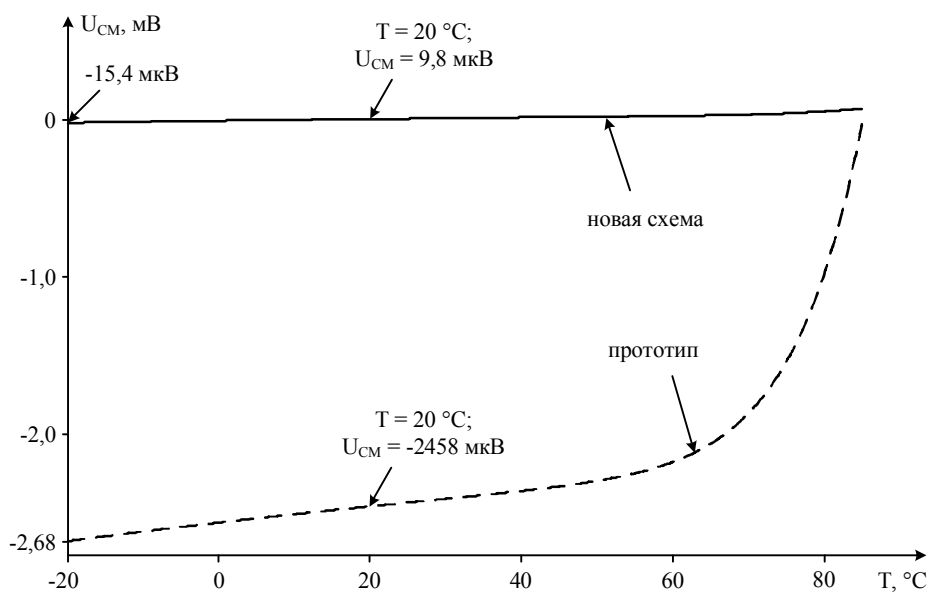


Рис. 66. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем

На рис. 67 приведена схема ОУ рис. 64 в среде компьютерного моделирования PSpice.

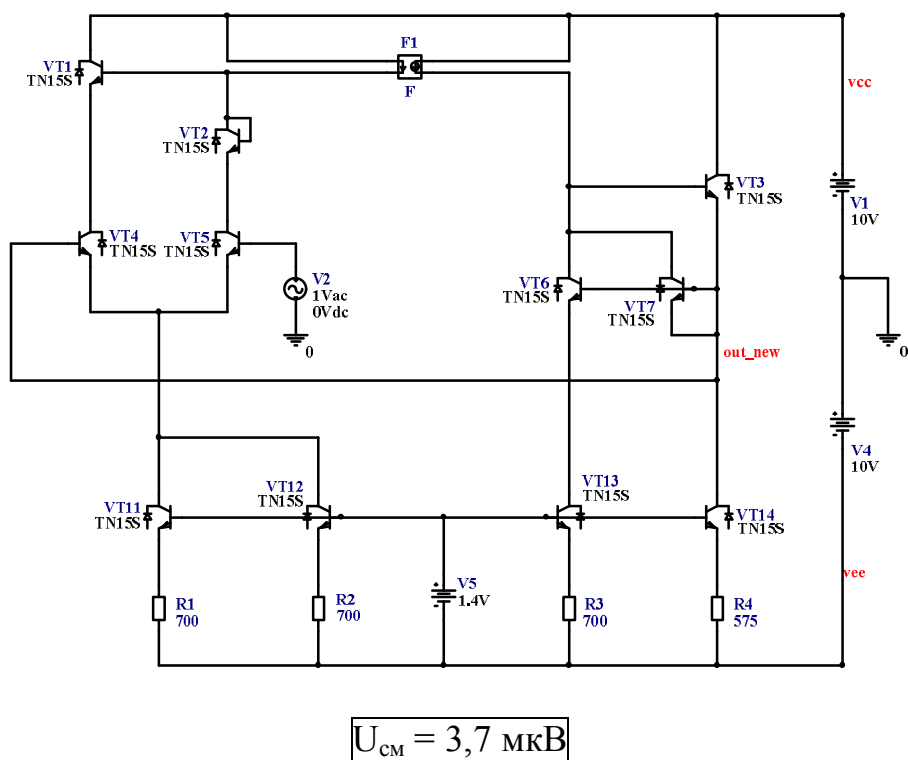


Рис. 67. Схема ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice

На рис. 68 показаны графики температурной зависимости напряжения смещения нуля схем.

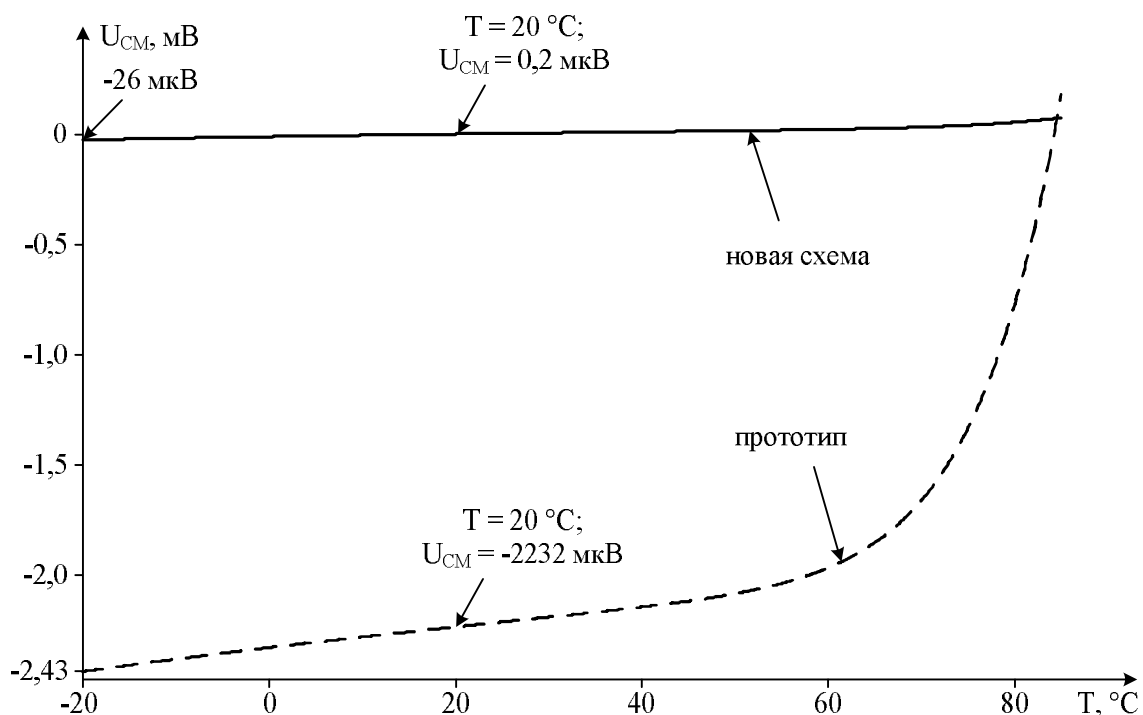


Рис. 68. Температурная зависимость напряжения смещения нуля сравниваемых ОУ

Компьютерное моделирование схем подтверждает данные теоретические выводы. Несмотря на существенное уменьшение β транзисторов вследствие радиационных воздействий, модифицированный ОУ имеет в этих условиях меньшее напряжение смещения нуля, чем классический ОУ.

[В начало к оглавлению](#)

10.8. Трёхкаскадный ОУ «Несимметричный классический входной ДК – неуправляемое токовое зеркало – промежуточный каскад “общий эмиттер” – буферный усилитель»

Модифицированный ОУ с данной архитектурой показан на рис. 69. Решаемая им задача – уменьшение абсолютного значения $U_{см}$ и его температурного дрейфа.

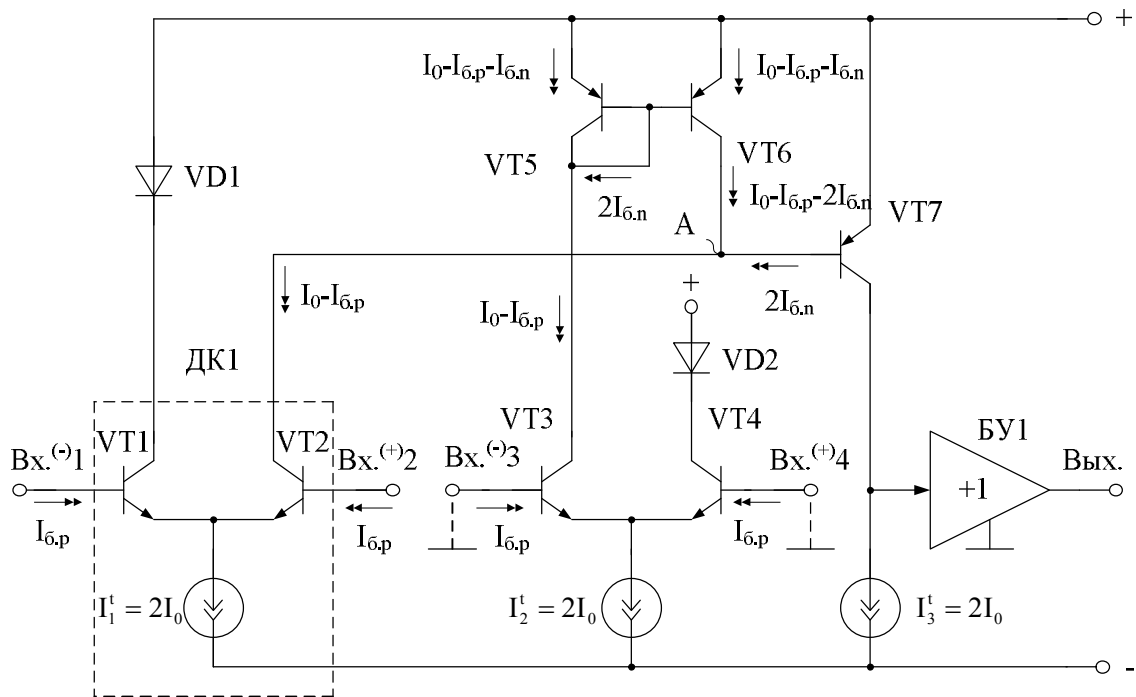


Рис. 69. Схема модифицированного трёхкаскадного мультидифференциального ОУ [12]

Рассмотрим факторы, определяющие систематическую составляющую напряжения смещения нуля $U_{см}$, т.е. зависящие от схемотехники ОУ.

Если токи I_1 , I_2 и I_3 равны величине $2I_0$, то токи эмиттеров и коллекторов транзисторов схемы:

$$I_{к1} = I_{к2} = I_{к3} = I_{к4} = I_0 - I_{б.p}, \quad (73)$$

$$I_{э5} = I_{э6} = I_0 - I_{б.n} - I_{б.p}, \quad (74)$$

$$I_{к6} = I_0 - I_{б.p} - 2I_{б.n}, \quad (75)$$

$$I_{э7} \approx I_{к7} = 2I_0, \quad (76)$$

где $I_{б.i} = I_{э.i}/\beta_i$ – ток базы n-p-n ($I_{б.p}$) или p-n-p ($I_{б.n}$) транзисторов при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$;

β_i – коэффициент усиления по току базы транзисторов.

Поэтому разность токов в узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину.

$$I_p = I_{к6} + I_{б.7} - I_{к2} = 0, \quad (77)$$

где $I_{б.7} = 2I_{б.n}$ – ток базы p-n-p транзистора VT7.

Таким образом, в ОУ (рис. 69) при выполнении условия (77) уменьшается систематическая составляющая $U_{см}$, обусловленная конечной величиной β транзисторов и его радиационной (или температурной) зависимостью. Как следствие, это уменьшает $U_{см}$, т.к. разностный ток I_p в узле «А» создаёт $U_{см}$, зависящее от крутизны S преобразования входного дифференциального напряжения $u_{вх}$ в выходной ток узла «А»:

$$S = \frac{i_p}{u_{BX}} = \frac{1}{r_{\varepsilon 1} + r_{\varepsilon 2}}, \quad (78)$$

где $r_{\varepsilon 1} = r_{\varepsilon 2}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

Поэтому:

$$U_{CM} \approx I_p (r_{\varepsilon 1} + r_{\varepsilon 2}) = I_p \left(\frac{2\varphi_T}{I_0} \right) \approx 0, \quad (79)$$

где $\varphi_T = 26$ мВ – температурный потенциал.

В классическом ОУ $I_p \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая U_{CM} получается как минимум на порядок больше, чем в модифицированной схеме.

Компьютерное моделирование схем подтверждает данные теоретические выводы.

На рис. 70 показаны схемы классического (рис. 70а) и модифицированного ОУ (рис. 70б) в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар» для случая, когда входы Вх.3 и Вх.4 не используются.

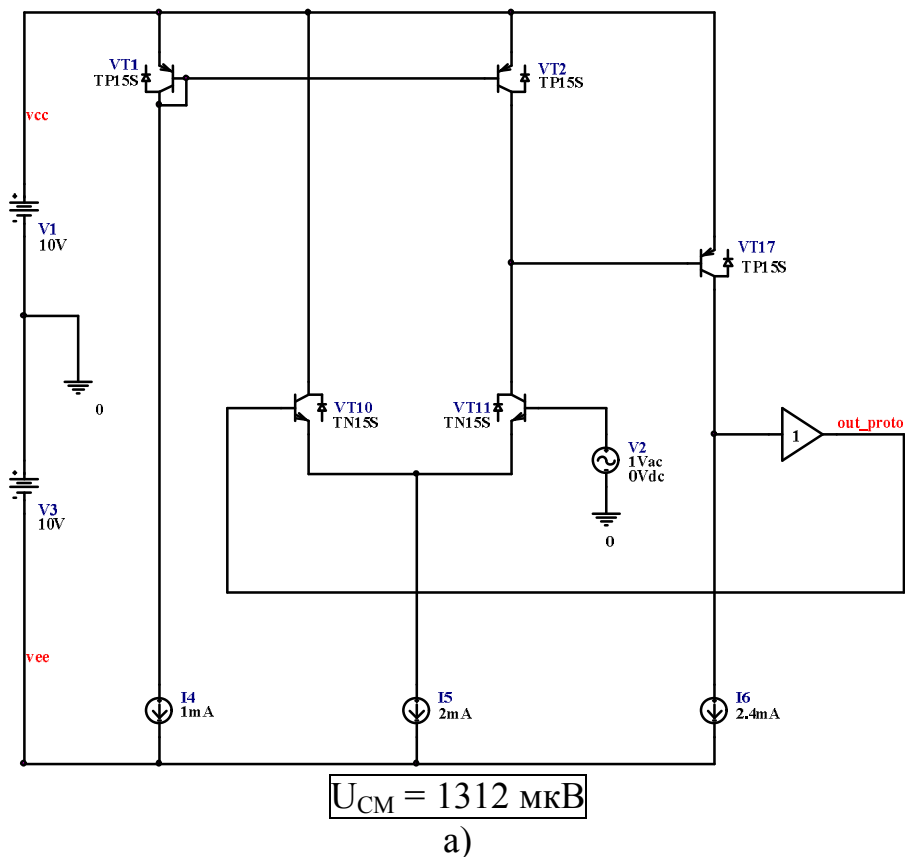


Рис. 70. Схемы классического (а) и модифицированного ОУ (б) в среде компьютерного моделирования PSpice
(начало; окончание см. на с. 94)

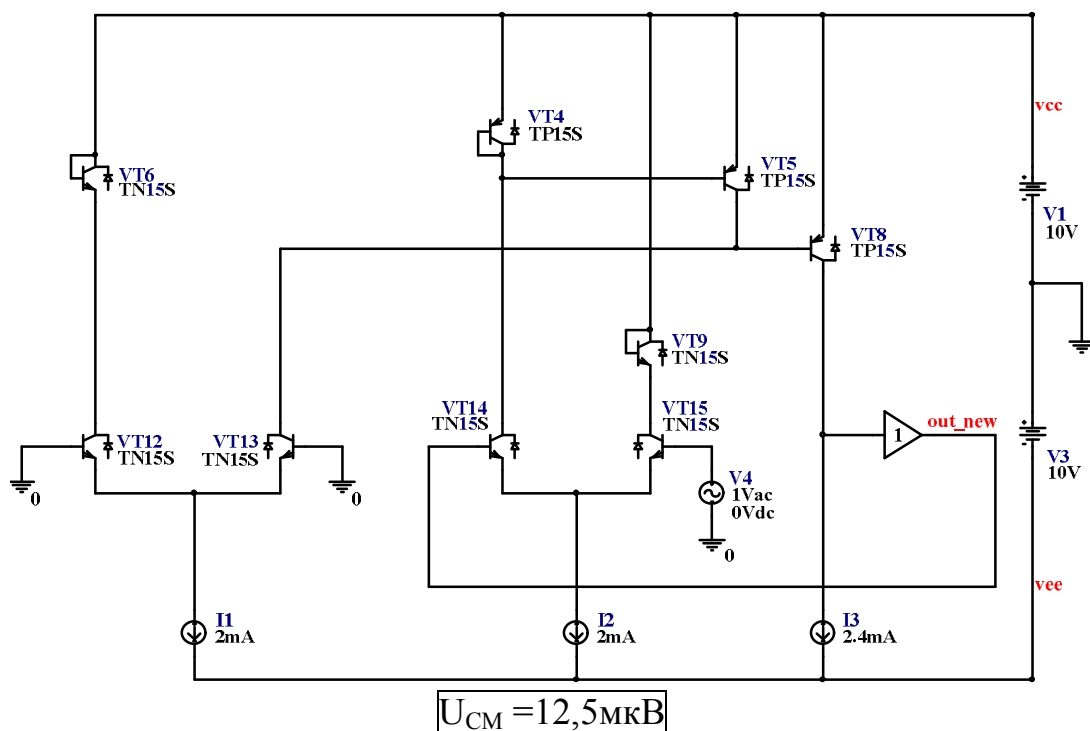


Рис. 72. Схема модифицированного ДУ в среде PSpice на моделях ФГУП НПП «Пульсар»

На рис. 73 приведены результаты компьютерного моделирования схем.

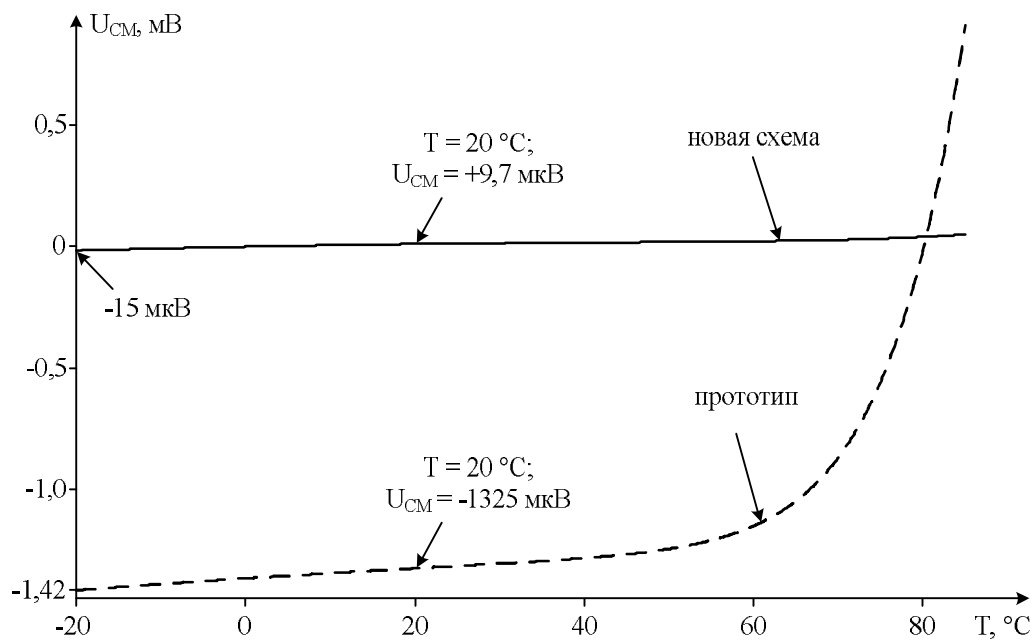


Рис. 73. Температурная зависимость U_{CM}

Несмотря на существенное уменьшение β транзисторов вследствие радиационных воздействий, модифицированный ОУ и в этих условиях имеет меньшее напряжение смещения нуля, чем классический ОУ. Аналогичные свойства ОУ имеет и по входам Вх.3 и Вх.4.

Замечательная особенность рассматриваемой схемы – низкая чувствительность напряжения смещения нуля ($U_{см}$) к одновременному изменению под действием температуры или радиации трёх токов $I_1^t = I_2^t = I_3^t = 2I_0$, устанавливающих статический режим транзисторов.

Включение двухполюсников VD1 и VD2 способствует симметрированию режимов работы входного дифференциального каскада ДК1, а также дифференциального каскада на транзисторах VT3 и VT4.

Таким образом, рассматриваемая архитектура ОУ обладает существенными преимуществами по величине статической ошибки усиления сигналов постоянного тока и может использоваться в современных интерфейсах как мультидифференциальный операционный усилитель, относящийся к перспективной элементной базе современных систем связи и телекоммуникаций.

[В начало к оглавлению](#)

10.9. Трёхкаскадный ОУ «Входной комплементарный ДК – промежуточные комплементарные “перегнутые” каскоды – выходной буферный усилитель»

Трёхкаскадные операционные усилители (ОУ) на базе «перегнутых» каскодов получили широкое применение в микроэлектронных изделиях [1–4].

Существенный недостаток ОУ данного подкласса состоит в том, что они имеют повышенное значение систематической составляющей напряжения смещения нуля $U_{см}=2\div 2,5$ мВ.

Модифицированная архитектура прецизионного ОУ (рис. 74) имеет малое $U_{см}$ и его температурный (радиационный) дрейф.

Рассмотрим факторы, определяющие систематическую составляющую напряжения смещения нуля $U_{см}$ ОУ рис. 74.

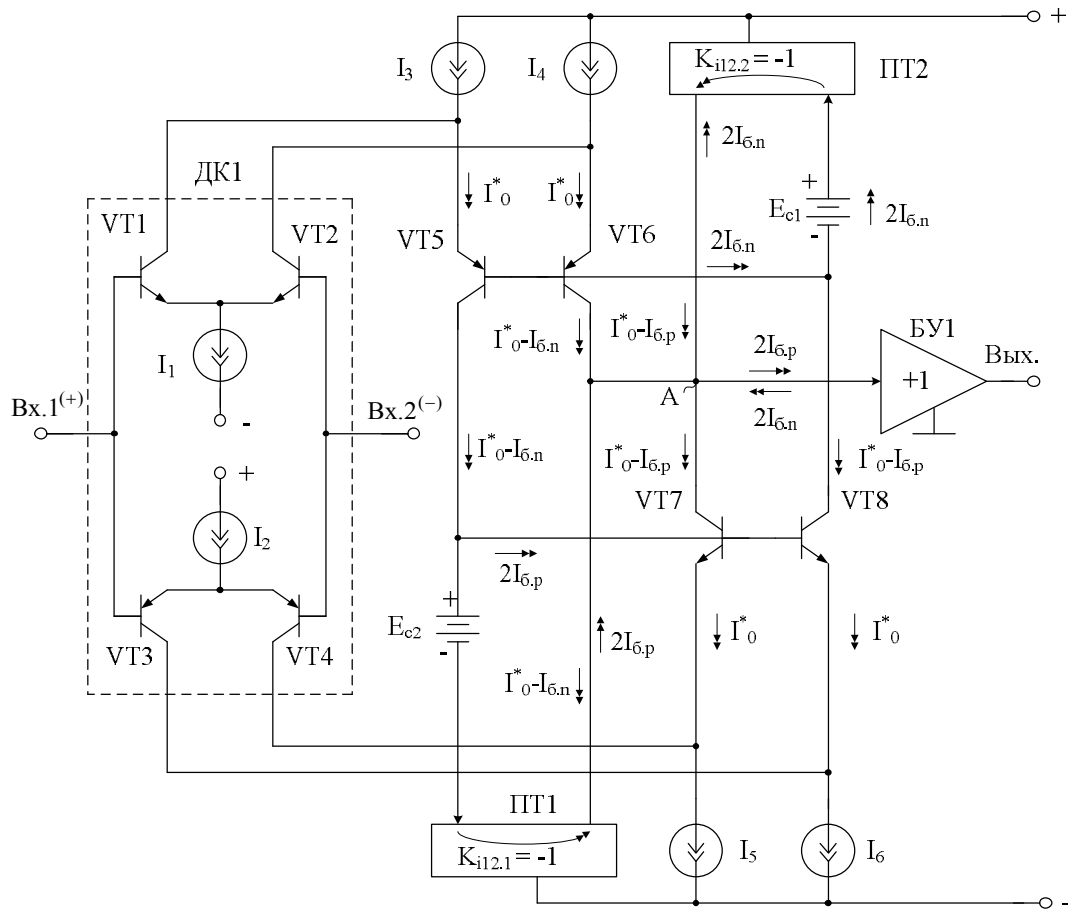


Рис. 74. Архитектура ОУ с малым напряжением U_{cm} [13]

Если токи I_1 , I_2 , I_3 , I_4 , I_5 и I_6 равны величине $2I_0$, то токи эмиттеров и коллекторов транзисторов схемы:

$$I_{35} = I_{36} = I_{37} = I_{38} \approx I_0^* \approx I_0, \quad (80)$$

$$I_{K5} = I_{K6} = I_0^* - I_{6,n}, \quad (81)$$

$$I_{K7} = I_{K8} = I_0 - I_{6,p}, \quad (82)$$

где $I_{6,i} = I_{3,i} / \beta_i$ – ток базы i -го n-p-n ($I_{6,p}$) или p-n-p ($I_{6,n}$) при эмиттерном токе $I_{3,i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы i -го транзистора.

Поэтому входные ($I_{вх.пт1}$, $I_{вх.пт2}$) и выходные ($I_{вых.пт1}$, $I_{вых.пт2}$) токи токовых зеркал ПТ1 и ПТ2.

$$I_{вх.пт1} = I_0^* - 2I_{6,p} - I_{6,n}, \quad (83)$$

$$I_{вых.пт1} = I_{вх.пт1} = I_0^* - 2I_{6,p} - I_{6,n}, \quad (84)$$

$$I_{вх.пт2} = I_0^* - I_{6,p} - 2I_{6,n}, \quad (85)$$

$$I_{вых.пт2} = I_{вх.пт2} = I_0^* - I_{6,p} - 2I_{6,n}. \quad (86)$$

Как следствие, разность токов в узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину

$$I_p = I_{\text{ВЫХ.ПТ2}} + I_{\text{к6}} + I_{\text{БУ}} - I_{\text{к7}} - I_{\text{ВЫХ.ПТ1}}, \quad (87)$$

где $I_{\text{БУ}} = 2I_{\text{б.н}} - 2I_{\text{б.р}}$ – ток базы n-p-n и p-n-p входных транзисторов буферного усилителя БУ1.

Подставляя (80)÷(85) в (86) находим, что разностный ток, определяющий $U_{\text{см}}$ ОУ:

$$\begin{aligned} I_p &= I_0^* - I_{\text{б.р}} - 2I_{\text{б.н}} + I_0^* - I_{\text{б.н}} + 2I_{\text{б.н}} - \\ &- 2I_{\text{б.р}} - I_0^* + I_{\text{б.н}} + 2I_{\text{б.р}} - I^* + I_{\text{б.р}} = 0. \end{aligned} \quad (88)$$

Как следствие, при $I_p = 0$ не требуется смещения нуля ОУ на величину $U_{\text{см}}$, подача которого на его входы $V_{\text{х}}^{(+)}1$, $V_{\text{х}}^{(-)}2$ компенсирует разностный ток I_p в узле «А».

Таким образом, в ОУ рис. 74 уменьшается систематическая составляющая $U_{\text{см}}$, обусловленная конечной величиной β транзисторов и его радиационной (или температурной) зависимостью. Как следствие, это уменьшает $U_{\text{см}}$, т.к. разностный ток I_p в узле «А» создаёт $U_{\text{см}}$, зависящее от крутизны преобразования входного дифференциального напряжения $u_{\text{вх}}$ ОУ в выходной ток узла «А»:

$$S = \frac{i_p}{u_{\text{вх}}} = \frac{2}{r_{\text{э1}} + r_{\text{э2}}} = \frac{2}{r_{\text{э3}} + r_{\text{э4}}}, \quad (89)$$

где $r_{\text{э1}} = r_{\text{э2}} = r_{\text{э3}} = r_{\text{э4}}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1, VT2 и VT3, VT4 дифференциального каскада ДК1.

Поэтому:

$$U_{\text{см}} \approx I_p (r_{\text{э1}} + r_{\text{э2}}) \approx \frac{I_p}{I_0} \varphi_T, \quad (90)$$

где $\varphi_T = 26 \text{ мВ}$ – температурный потенциал.

В классическом ОУ $I_p \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{\text{см}}$ получается как минимум на порядок больше ($U_{\text{см}} = 160 \text{ мкВ}$), чем в модифицированной схеме ($U_{\text{см}} = -7,4 \text{ мкВ}$).

На рис. 75 показана схема ОУ с выполнением транзисторов VT5 и VT6, VT7 и VT8 по схеме с перекрёстными связями, которые способствуют стабилизации общего статического режима схем при больших амплитудах входного сигнала ОУ.

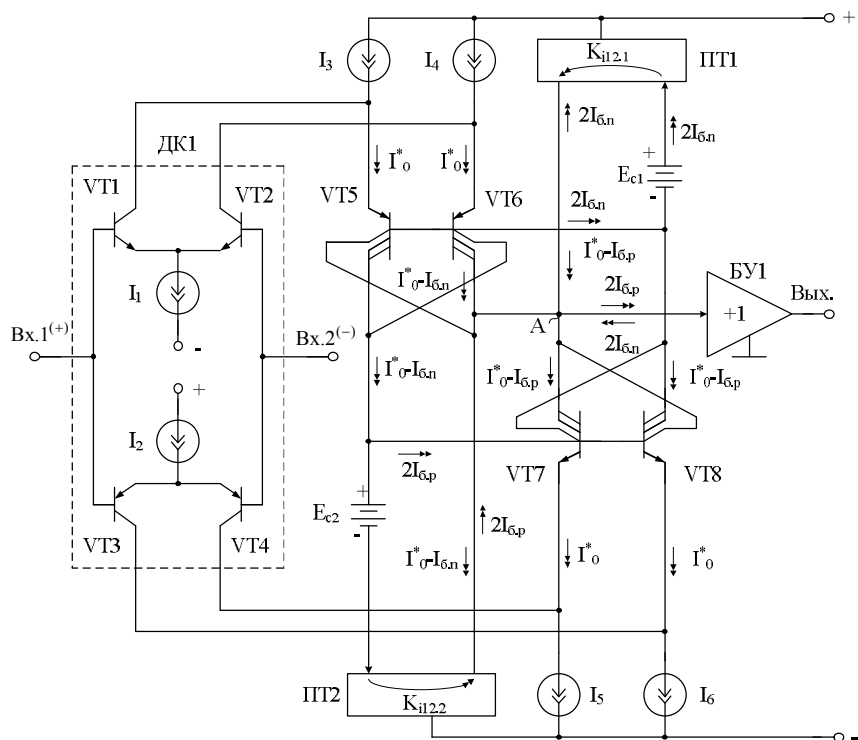
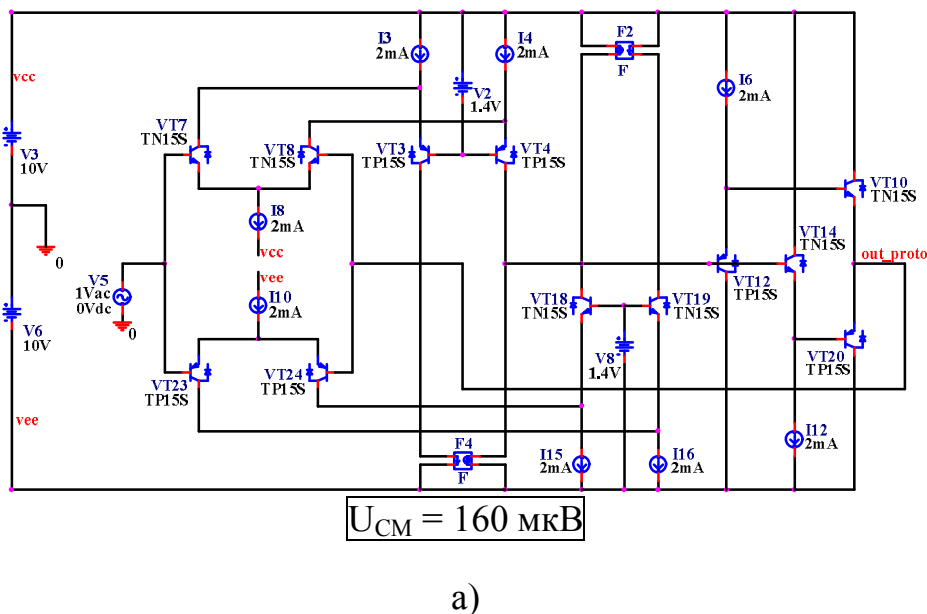


Рис. 75. Схема прецизионного ОУ со стабилизацией статического режима при большом входном сигнале

На рис. 76 показаны схемы классического (рис. 76а) и модифицированного ОУ (рис. 76б) в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пулсар».



а)

Рис. 76. Схемы классического (а) и модифицированного ОУ (б) в среде компьютерного моделирования PSpice (начало; окончание см. на с. 100)

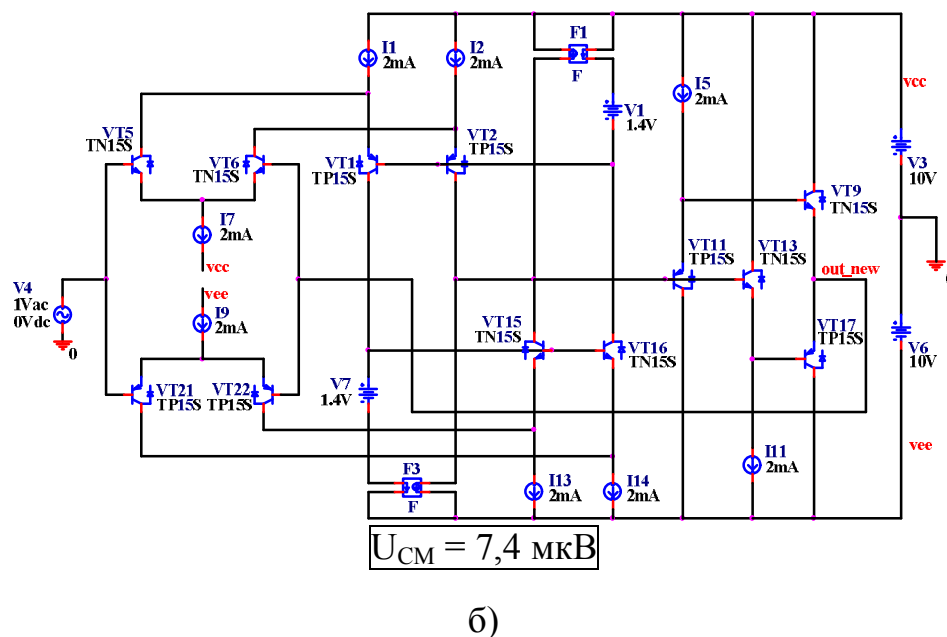


Рис. 76. Окончание (начало см. на с. 99)

На рис. 77 показаны результаты компьютерного моделирования сравниваемых схем – зависимость напряжения смещения нуля U_{CM} от температуры.

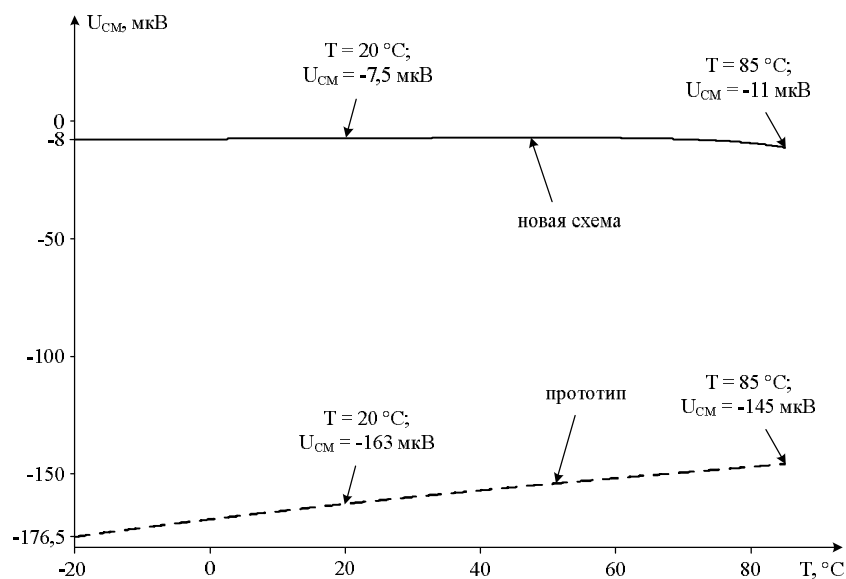


Рис. 77. Зависимость напряжения смещения нуля U_{CM} от температуры

Компьютерное моделирование схем подтверждает данные теоретические выводы.

Таким образом, рассмотренная архитектура ОУ обладает существенными преимуществами по величине статической ошибки усиления сигналов постоянного тока.

[В начало к оглавлению](#)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана концепция синтеза регулярных архитектур аналоговых микросхем (АМ) с повышенной стабильностью нулевого уровня при температурных и радиационных изменениях β транзисторов, предусматривающая создание в конкретных схемах специальных условий для взаимной компенсации токовых автономных параметров транзисторов за счёт введения в каждый функциональный узел АМ слабой токовой асимметрии [5–69].

Показано, что в связи с нерациональным построением архитектуры и неправильным выбором статического режима практически все выпускаемые в настоящее время операционные усилители (ОУ) с токовыми зеркалами, не имеющие цепей подгонки нулевого уровня, характеризуются повышенным дрейфом напряжения смещения нуля ($U_{см}$).

2. Анализ эффективности целенаправленного введения слабой токовой асимметрии в аналоговых микросхемах с высокоимпедансным узлом, позволяет сделать следующие выводы:

- модифицированная схемотехника аналоговых устройств обеспечивает снижение систематической составляющей их нулевого уровня в условиях температурных и радиационных воздействий на 1-2 порядка;
- разработанные алгоритмы синтеза практических схем микроэлектронных изделий применимы для модернизации как хорошо известных (выпускаемых ведущими микроэлектронными фирмами мира) операционных усилителей, компараторов, непрерывных стабилизаторов напряжения и т.п. с одним высокоимпедансным узлом, так и для создания данных классов микросхем нового поколения, работающих в условиях спецвоздействий [63–69].

3. Рассмотрены правила синтеза прецизионных операционных усилителей с малым смещением нуля следующих подклассов:

- двухкаскадные ОУ с токовыми зеркалами;
- трёхкаскадные ОУ с токовыми зеркалами;
- ОУ на базе трёх токовых зеркал;
- ОУ на базе комплементарных дифференциальных каскадов (ДК);
- ОУ с управляемым и неуправляемым токовыми зеркалами;
- ОУ с несимметричным входным ДК;
- ОУ с входным ДК типа «перегнутый каскод».

4. Создана база данных основных функциональных узлов прецизионных аналоговых микросхем (входных дифференциальных каскадов, токовых зеркал, буферных усилителей) с различными значениями коэффици-

ентов токовой асимметрии, позволяющая осуществить синтез конкретных схемотехнических решений с учётом влияния температурных и радиационных воздействий.

5. Рассмотренные в настоящей работе архитектурные решения и принципы построения аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня положены в основу построения более 50-ти практических схем ОУ различных типов и интерфейсных устройств на их основе в элементном базисе техпроцесса АБМК_1.3 (НПО «Интеграл», г. Минск), а также технологий ФГУП НПП «Пульсар» (г. Москва). Компьютерное моделирование данных микроэлектронных изделий показало их высокую эффективность.

[В начало к оглавлению](#)

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Полонников, Д.Е. Операционные усилители: принципы построения, теория, схемотехника [Текст] / Д.Е. Полонникова. – М., 1983. – 216 с.
2. Штрапенин, Г. Операционные усилители: стремление к совершенству [Текст] / Г. Штрапенин // Компоненты и технологии. – 2007. – № 10.
3. Агаханян, Т.М. Проектирование электронных устройств на интегральных операционных усилителях [Текст] : учеб. пособие / Т.М. Агаханян. – М. : МИФИ, 2008. – С. 742–746.
4. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах [Текст] : монография / Н.Н. Прокопенко. – Ростов н/Д. : Изд-во Северо-Кавказ. науч. центра высш. шк., 2000. – 222 с.
5. Пат. 2412540 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Попов С.В., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133763/09 ; заявл. 08.09.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 13 с. : ил.
6. Пат. 2433523 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Прецизионный дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Гришков В.Н., Солодко М.В. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010119727/09 ; заявл. 17.05.2010 ; опубл. 10.11.2011, Бюл. № 31. – 9 с. : ил.
7. Пат. 2411640 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Комплементарный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Сильнов А.А., Серебряков А.И. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009130412/09 ; заявл. 07.08.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 12 с. : ил.
8. Пат. 2401508 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009129326/09 ; заявл. 29.07.2009 ; опубл. 10.10.2010, Бюл. № 28. – 12 с. : ил.
9. Пат. 2412537 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Ляшов М.В. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133566/09 ; заявл. 07.09.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 12 с. : ил.
10. Пат. 2412535 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133157/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 9 с. : ил.

11. Пат. 2412533 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Цыбин М.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133155/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 13 с. : ил.

12. Пат. 2416150 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Глушанин С.В., Серебряков А.И. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133159/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 10.04.2011, Бюл. № 10. – 10 с. : ил.

13. Пат. 2412530 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Комплементарный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009132245/09 ; заявл. 26.08.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 11 с. : ил.

14. Пат. 2402151 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Каскодный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009119155/09 ; заявл. 20.05.2009 ; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 12 с. : ил.

15. Пат. 2402871 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Каскодный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009118734/09 ; заявл. 18.05.2009 ; опубл. 27.10.2010, Бюл. № 30. – 12 с. : ил.

16. Пат. 2390921 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Глушанин С.В. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009106117/09 ; заявл. 20.02.2009 ; опубл. 27.05.2010, Бюл. № 15. – 10 с. : ил.

17. Пат. 2390918 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45, Н03F 3/34. Прецизионный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Глушанин С.В., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009102889/09 ; заявл. 29.01.2009 ; опубл. 27.05.2010, Бюл. № 15. – 10 с. : ил.

18. Пат. 2390914 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Каскодный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Глушанин С.В., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009102690/09 ; заявл. 27.01.2009 ; опубл. 27.05.2010, Бюл. № 15. – 10 с. : ил.

19. Пат. 2390916 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45, H03F 1/34. Прецизионный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Глушанин С.В. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009103501/09 ; заявл. 02.02.2009 ; опубл. 27.05.2010, Бюл. № 15. – 10 с. : ил.

20. Пат. 2390915 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. Прецизионный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009102888/09 ; заявл. 29.01.2009 ; опубл. 27.05.2010, Бюл. № 15. – 10 с. : ил.

21. Пат. 2401507 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009118729/09 ; заявл. 18.05.2009 ; опубл. 10.10.2010, Бюл. № 28. – 12 с. : ил.

22. Пат. 2416145 Российская Федерация, МПК8 H 03 F 3/45. Каскодный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Глушанин С.В., Морозов С.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009131784/09 ; заявл. 21.08.2009 ; опубл. 10.04.2011, Бюл. № 10. – 13 с. : ил.

23. Пат. 2402157 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. Каскодный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009119092/09 ; заявл. 20.05.2009 ; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 12 с. : ил.

24. Пат. 2411636 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. Каскодный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Морозов С.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009129672/09 ; заявл. 03.08.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 13 с. : ил.

25. Пат. 2402154 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009120332/09 ; заявл. 28.05.2009 ; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 12 с. : ил.

26. Пат. 2402152 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. Каскодный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009119631/09 ; заявл. 25.05.2009 ; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 12 с. : ил.

27. Пат. 2402870 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. Каскод-ный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Серебряков А.И. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009119952/09 ; заявл. 26.05.2009 ; опубл. 27.10.2010, Бюл. № 30. – 12 с. : ил.

28. Пат. 2402155 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009120732/09 ; заявл. 01.06.2009 ; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 12 с. : ил.

29. Пат. 2411634 Российская Федерация, МПК8 H 03 F 3/45. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009128298/09 ; заявл. 21.07.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 10 с. : ил.

30. Пат. 2411643 Российская Федерация, МПК8 H 03 F 3/45, 3/26. Прецизионный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Сильнов А.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009130263/09 ; заявл. 06.08.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 11 с. : ил.

31. Пат. 2411641 Российская Федерация, МПК8 H 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Цыбин М.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009131783/09 ; заявл. 21.08.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 10 с. : ил.

32. Пат. 2412529 Российская Федерация, МПК8 H 03 F 3/45. Каскод-ный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Морозов С.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009132244/09 ; заявл. 26.08.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 9 с. : ил.

33. Пат. 2411635 Российская Федерация, МПК8 H 03 F 3/45. Дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Цыбин М.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009129669/09 ; заявл. 03.08.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 11 с. : ил.

34. Пат. 2411637 Российская Федерация, МПК8 H 03 F 3/45. Прецизионный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Стороженко А.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009130264/09 ; заявл. 06.08.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 13 с. : ил.

35. Пат. 2412528 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Каскод-ный дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009130696/09 ; заявл. 11.08.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 13 с. : ил.

36. Пат. 2402156 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Грипинский С.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009129325/09 ; заявл. 29.07.2009 ; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 12 с. : ил.

37. Пат. 2399151 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Глушанин С.В., Цыбин М.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009129571/09 ; заявл. 31.07.2009 ; опубл. 10.09.2010, Бюл. № 25. – 11 с. : ил.

38. Пат. 2412531 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Стороженко А.С., Сильнов А.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009132261/09 ; заявл. 26.08.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 9 с. : ил.

39. Пат. 2411639 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Комплементарный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Морозов С.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009130271/09 ; заявл. 06.08.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 9 с. : ил.

40. Пат. 2411644 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34. Комплементарный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Сильнов А.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009130694/09 ; заявл. 11.08.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 13 с. : ил.

41. Пат. 2408975 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Каскод-ный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Глушанин С.В., Сильнов А.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009130413/09 ; заявл. 07.08.2009 ; опубл. 10.01.2011, Бюл. № 1. – 13 с. : ил.

42. Пат. 2416151 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Глушанин С.В., Морозов С.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133160/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 10.04.2011, Бюл. № 10. – 9 с. : ил.

43. Пат. 2416152 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Сильнов А.А., Морозов С.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133161/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 10.04.2011, Бюл. № 10. – 9 с. : ил.

44. Пат. 2411642 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Каскодный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Ляшов М.В., Морозов С.А.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009132243/09 ; заявл. 26.08.2009 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 10 с. : ил.

45. Пат. 2416153 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Стороженко А.С., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133162/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 10.04.2011, Бюл. № 10. – 11 с. : ил.

46. Пат. 2412538 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Цыбин М.С., Серебряков А.И. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133567/09 ; заявл. 07.09.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 9 с. : ил.

47. Пат. 2416154 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34. Двухкаскадный дифференциальный усилитель с малым напряжением питания [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Грипинский С.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133163/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 10.04.2011, Бюл. № 10. – 10 с. : ил.

48. Пат. 2412536 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Комплементарный дифференциальный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Солодко М.В.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133158/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 10 с. : ил.

49. Пат. 2416155 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Цыбин М.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133164/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 10.04.2011, Бюл. № 10. – 8 с. : ил.

50. Пат. 2412534 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Солодко М.В.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133156/09 ; заявл. 03.09.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 10 с. : ил.

51. Пат. 2412540 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Попов С.В., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133763/09 ; заявл. 08.09.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 13 с. : ил.

52. Пат. 2412539 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Федяшов Д.С., Серебряков А.И. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009133746/09 ; заявл. 08.09.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 5. – 10 с. : ил.

53. Пат. 2414808 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Наумов М.В., Серебряков А.И. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010110226/09 ; заявл. 17.03.2010 ; опубл. 20.03.2011, Бюл. № 8. – 13 с. : ил.

54. Пат. 2420863 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Тарара И.В., Суворин А.П. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010112016/09 ; заявл. 29.03.2010 ; опубл. 10.06.2011, Бюл. № 16. – 11 с. : ил.

55. Пат. 2400925 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Манжула В.Г., Морозов С.А.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009141035/09 ; заявл. 05.11.200 ; опубл. 27.09.2010, Бюл. № 27. – 10 с. : ил.

56. Пат. 2416149 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Манжула В.Г., Морозов С.А. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009142660/09 ; заявл. 18.11.2009 ; опубл. 10.04.2011, Бюл. № 10. – 11 с. : ил.

57. Пат. 2420861 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный усилитель с повышенным коэффициентом усиления по напряжению [Текст] / Прокопенко Н.Н., Никуличев Н.Н., Наумов М.В. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010103693/09 ; заявл. 03.02.2010 ; опубл. 10.06.2011, Бюл. № 16. – 14 с. : ил.

58. Пат. 2421884 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Наумов М.В. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010111052/09 ; заявл. 23.03.2010 ; опубл. 20.06.2011, Бюл. № 17. – 10 с. : ил.

59. Пат. 2414807 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/34. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Каплин Е.В.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010109985/09 ; заявл. 16.03.2010 ; опубл. 20.03.2011, Бюл. № 8. – 10 с. : ил.

60. Пат. 2420862 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Никуличев Н.Н., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010106768/09 ; заявл. 24.02.2010 ; опубл. 10.06.2011, Бюл. № 16. – 9 с. : ил.

61. Пат. 2446555 Российская Федерация, МПК8 Н03F 3/45. Дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010118638/08 ; заявл. 07.05.2010 ; опубл. 27.03.2012, Бюл. № 9. – 9 с. : ил.

62. Пат. 2421889 Российская Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Белич С.С. ; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010118687/09 ; заявл. 11.05.2010 ; опубл. 20.06.2011, Бюл. № 17. – 14 с. : ил.

63. Prokopenko N.N. Ehe BIFET-technology voltage analog multipliers based on the radiation resistant abmc «integral» / N.N. Prokopenko, A.I. Serebryakov, D.N. Konev // Proceedings International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON-2009. Tomsk, 2009. – С. 244–248. DOI: 10.1109/SIBCON.2009.5044864.

64. Прокопенко, Н.Н. Компенсация напряжения смещения нуля операционных усилителей с несимметричным включением активной нагрузки [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, В.Г. Манжула // Науч.-технич. ведомости СПбГПУ. – СПб. : Изд-во СПбГПУ, 2010. – № 101. – С. 196–200.

65. Прокопенко, Н.Н. Синтез структур аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня в условиях радиации [Текст] / Н.Н. Прокопенко, Д.Н. Конев, А.И. Серебряков // Изв. Юж. федер. ун-та. Технические науки. – Ростов н/Д. : Изд-во ЮФУ, 2009. – Т. 94, № 5. – С. 81–86.

66. Прокопенко Н.Н. Способ повышения стабильности нуля аналоговых микросхем с высокоимпедансным узлом в условиях температурных и радиационных воздействий [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, П.С. Будяков // Всерос. науч.-технич. конф. «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)» : сб. тр. – М. : ИППМ РАН. – 2010. – № 1. – С. 295–300.

67. Прокопенко, Н.Н. Способ повышения стабильности нуля дифференциального усилителя с местной отрицательной обратной связью в условиях температурных и радиационных воздействий [Текст] / Н.Н. Прокопенко, Д.Н. Конев, А.И. Серебряков // Науч.-технич. ведомости СПбГПУ. – СПб. : Изд-во СПбГПУ, 2009. – № 91. – С. 53–59.

68. Прокопенко, Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. Методы взаимной компенсации влияния токовых автономных параметров транзисторов на нулевой уровень аналоговых микросхем [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, П.С. Будяков // Изв. Юж. федер. ун-та. Технические науки. – Ростов н/Д. : Изд-во ЮФУ, 2011. – Т. 115, № 2. – С. 92–99.

69. Прокопенко, Н.Н. Автономные параметры транзисторов базового матричного кристалла абмк_1_3 в условиях радиационных и температурных воздействий [Текст] / Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, А.И. Серебряков // Всерос. науч.-технич. конф. «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)» : сб. тр. – М. : ИППМ РАН, 2012. – № 1. – С. 294–297.

70. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника операционных усилителей. Методы снижения напряжения смещения нуля в условиях температурных и радиационных воздействий [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков // Изд-во: LAP LAMBERT Academic Publishing. – 2013. – 127 с.

[В начало к оглавлению](#)