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)

АРХИТЕКТУРНЫЕ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ НУЛЕВОГО УРОВНЯ ОПЕРАЦИОННЫХ И МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА BIJET ТРАНЗИСТОРАХ В УСЛОВИЯХ ТЕМПЕРАТУРНЫХ И РАДИАЦИОННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Монография

**Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, Н.В. Бутырлагин,
И.В. Пахомов, А.В. Бугакова**

*Под общей редакцией доктора технических наук,
профессора Н.Н. Прокопенко*

ШАХТЫ
ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты
2015

УДК 621.375
ББК 32.846.2

Рецензенты:
д.т.н., профессор ***В.И. Марчук***
к.т.н., доцент ***В.Я. Югай***

Архитектурные и схемотехнические методы уменьшения нулевого уровня операционных и мультидифференциальных усилителей на BiJet транзисторах в условиях температурных и радиационных воздействий [Электронный ресурс] : моногр. / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, Н.В. Бутырлагин, И.В. Пахомов, А.В. Бугакова ; под общ. ред. д.т.н., проф. Н.Н. Прокопенко ; Ин-т сферы обслуж. и предпринимательства (филиал) федер. гос. бюдж. образоват. учреждения высш. образования «Донской гос. техн. ун-т» в г. Шахты Рост. обл. (ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты). – Электрон. дан. (14,4 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 0321600512.
ISBN 978-5-906786-04-3

В монографии рассмотрены теоретические основы проектирования BiJet операционных (ОУ) и мультидифференциальных (МОУ) операционных усилителей с непосредственной связью каскадов и повышенной стабильностью нулевого уровня в условиях воздействия температуры и потока нейтронов. Приведено более 20 архитектурных и схемотехнических решений перспективных ОУ с малым напряжением смещения нуля. Представлен алгоритм синтеза ОУ на основе типовых дифференциальных каскадов, буферных усилителей и токовых зеркал основных модификаций. Приводятся результаты компьютерного моделирования практических схем ОУ в средах PSpice, Cadence.

Книга предназначена для инженерно-технических работников и аспирантов, занимающихся разработкой и применением аналоговых микросхем в прецизионных интерфейсах, а также может быть полезна студентам радиотехнических специальностей в курсовом и дипломном проектировании.

Монография подготовлена в рамках стипендии Президента РФ для молодых учёных (проект № СП-3341.2015.3 (раздел 1), проектов № 8.374.2014/К (раздел 4) и № 2477 (раздел 2) Госзадания Минобрнауки России на 2014–2016 гг., а также проекта РНФ № 16-19-00122 (раздел 3) на 2016–2018 гг.

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

Подписано к использованию 28.12.2015
Объём 14,4 Мб

Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал) ДГТУ
в г. Шахты Ростовской области

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 6
Глава 1. Теоретические основы проектирования BiJet операционных усилителей (ОУ) с повышенной стабильностью нулевого уровня в условиях температурных и радиационных воздействий 9
1.1. Методы расчёта нулевого уровня электронных схем 9
1.2. Автономные параметры биполярных транзисторов в условиях температурных и радиационных воздействий 11
1.2.1. Математическая модель транзисторов с учётом внешних дестабилизирующих факторов. 11
1.2.2. Результаты компьютерного моделирования режимной и радиационной зависимости автономных параметров $e_h^б$ и $j_h^б$ 14
1.3. Метод синтеза прецизионных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом 15
1.4. Способы введения слабой токовой асимметрии в базовых функциональных узлах ОУ 19
1.4.1. Токовые зеркала 19
1.4.2. Входные дифференциальные каскады 30
1.4.3. Буферные усилители 34
1.4.4. Источники опорного тока 37
1.5. Архитектура прецизионных ОУ с СКМ^p корректирующим многополюсником 41
1.6. Прецизионные ОУ на основе СКМ^n корректирующего многополюсника 44
1.7. Алгоритм синтеза ОУ с повышенной стабильностью нулевого уровня 46
1.8. Альтернативные архитектуры температурно-компенсированных усилителей постоянного тока 48
Глава 2. Схемотехника перспективных операционных усилителей с повышенной стабильностью нулевого уровня 56
2.1. Прецизионный дифференциальный усилитель на основе классического токового зеркала с минимальной структурной избыточностью 56
2.2. Дифференциальные усилители с цепью компенсации $U_{см}$ на базе двухканального источника опорного тока 60
2.3. Дифференциальные каскады с местной отрицательной обратной связью в прецизионных ОУ 61
2.4. Дифференциальный усилитель с входными транзисторами Дарлингтона 64
2.5. Общий случай взаимной компенсации паразитных токовых координат высокоимпедансного узла в трёхкаскадном ОУ 65

2.6. Архитектура ОУ «Классический входной ДК – неуправляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель» 67
2.7. Архитектура ОУ «Несимметричный классический входной ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель» 70
2.8. Прецизионный ОУ с управляемым токовым зеркалом 72
2.9. Операционные усилители с неуправляемым токовым зеркалом 74
2.10. Прецизионный ОУ с несимметричным включением входного дифференциального каскада и цепью компенсации $U_{см}$ на основе корректирующего многополюсника..... 76
2.11. Модифицированный ОУ с несимметричным включением входного дифференциального каскада 77
2.12. Операционный усилитель с выходным каскадом на составных транзисторах Дарлингтона 79
2.13. Двухкаскадный ОУ с архитектурой «Входной ДК с несимметричным выходом и местной обратной связью – обобщённый буфер» 81
2.14. Компьютерное моделирование методом Монте-Карло операционного усилителя с архитектурой «Несимметричный классический входной ДК – неуправляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»..... 84
2.15. Архитектура двухкаскадного ОУ «Входной каскад с несимметричным выходом – выходной эмиттерный повторитель» 85
2.16. Взаимная компенсация погрешностей токовых зеркал в ОУ с комплементарным буфером 87
2.17. Модернизация классических операционных усилителей на основе трёх токовых зеркал 90
2.18. Прецизионный ОУ с несимметричным включением каскодного токового зеркала 91
2.19. Компенсации напряжения смещения нуля в двухкаскадном ОУ с мультивходовым буферным усилителем..... 93
2.20. Операционный усилитель на основе классического токового зеркала и эмиттерного повторителя с цепью компенсации $U_{см}$..... 95
Глава 3. Мультидифференциальные операционные усилители с малым напряжением смещения нуля 97
3.1. Нулевой уровень в мультидифференциальных операционных усилителях и их основные схемы включения..... 97
3.1.1. Метод расчёта нулевого уровня МОУ с высокоимпедансным узлом 99
3.1.2. Эквивалентная схема МОУ с учётом входных токов..... 101
3.2. МОУ с комплементарными «перегнутыми» каскодами..... 102
3.3. Мультидифференциальный операционный усилитель с асимметричными источниками опорного тока..... 104

3.4. Схемотехника мультидифференциальных операционных усилителей с управляемым токовым зеркалом 106
3.5. Трёхкаскадный МОУ с инвертирующим промежуточным каскадом 108
Глава 4. Синтез операционных усилителей на основе комплементарных и каскодных дифференциальных каскадов с малым напряжением смещения нуля 110
4.1. Схемы ОУ с комплементарными входными каскадами 110
4.2. Компенсация $U_{см}$ в ОУ на основе комплементарных каскодов 113
4.3. Согласования классических дифференциальных каскадов и комплементарного буферного усилителя 115
4.4. Прецизионные ОУ на основе классического «перегнутого» каскода 116
4.5. Классические «каскоды» в прецизионных ОУ 124
4.6. Прецизионный ОУ с цепью компенсации $U_{см}$, формируемой многоканальным источником опорного тока 129
Заключение 131
Библиографический список 133

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современные устройства автоматики и вычислительной техники выходят на новый уровень по прецизионности, скорости и объёмам обрабатываемой информации в различных условиях эксплуатации (воздействие температуры, радиации). Вследствие этого повышаются требования к их надёжности.

Базовым компонентом многих устройств автоматики и вычислительной техники по-прежнему является операционный усилитель (ОУ), в общем случае, на основе комплементарных биполярных транзисторов (BiJet). Несмотря на широкое применение полевых транзисторов в интегральной микроэлектронике, рабочий диапазон частот усилителей и преобразователей аналоговых сигналов на их основе получается (при одинаковых топологических нормах) существенно ниже, чем в биполярных приборах. Существуют «ниши» для аналоговых микросхем, в которых применение биполярных или биполярно-полевых комплементарных технологий оказывается более предпочтительным. Некоторые технологии обеспечивают (при низкой стоимости) приемлемую для многих применений радиационную стойкость, а также высокую прецизионность, что актуально для аналоговых интерфейсов специального назначения. Численные значения напряжения смещения нуля ($U_{см}$) операционных усилителей во многих вариантах их использования определяют уровень статических погрешностей в классических системах обработки и преобразования сигналов при воздействии температуры и радиации. Значительные усилия разработчиков аналоговой электроники сосредоточены на создании прецизионных, а также встраиваемых в микроэлектронные системы (МЭС) ОУ различного назначения и уровня сложности. При этом следует отметить, что применение ОУ с автоматической коррекцией нуля, имеющих малый уровень $U_{см}$, характеризуется известными недостатками. В частности, для МЭС эти проблемы наиболее остро проявляются при проектировании систем в корпусе, что связано с активным использованием техники аналоговых и аналого-цифровых базовых матричных (БМК) и структурных (БСК) кристаллов, позволяющих создавать специализированные СФ-блоки с минимальными затратами и в сокращённые сроки. В таких МЭС широко применяются ОУ с непосредственной связью каскадов, структура которых содержит высокоимпедансный узел.

Основным элементом, «ответственным» за величину $U_{см}$ биполярных ОУ при изменении температуры и радиации, является биполярный транзистор. Основными факторами, влияющими на напряжение смещения нуля, являются технологическая разность напряжения база-эмиттер транзисторов входного дифференциального каскада ОУ, напряжение Эрли и коэффициент усиления тока базы биполярных транзисторов (β). Если влияние

двух первых факторов может быть сведено к минимуму известными конструкторско-технологическими и схемотехническими методами, то влияние β остаётся доминирующим фактором, определяющим $U_{см}$ схем с высокоимпедансным узлом.

Учитывая, что напряжение смещения нуля относится к числу особо важных параметров ОУ, характеризующих возможность их применения в прецизионных устройствах, следует отметить актуальность исследований, направленных на разработку методов уменьшения доминирующей составляющей $U_{см}$, обусловленной влиянием β транзисторов, их температурными и радиационными изменениями.

Целью монографии является разработка и исследование архитектурных и схемотехнических методов повышения температурной и радиационной стабильности доминирующей составляющей $U_{см}$ широко распространённых биполярных ОУ-прототипов, обусловленной влиянием β транзисторов.

В первой главе рассматриваются методы расчёта нулевого уровня электронных схем, нестабильность которого в условиях температурных и радиационных воздействий влияет на их качественные показатели.

Даётся определение автономных параметров биполярных транзисторов в условиях температурных и радиационных воздействий и их количественная оценка. Приводятся аппроксимирующие функции, позволяющие количественно оценить влияние внешних воздействий на транзистор и нулевой уровень электронных схем.

Предлагается методика схемотехнической модернизации непрецизионных классических ОУ с высокоимпедансным узлом, обеспечивающая существенное (в 5–100 раз) уменьшение напряжения смещения нуля, в том числе в рамках отечественных биполярных и биполярно-полевых технологических процессов.

Предлагаются способы описания, введения и классификации слабой токовой асимметрии базовых функциональных узлов ОУ (токовых зеркал, источников опорного тока, входных дифференциальных каскадов, эмиттерных повторителей и т.д.), позволяющие минимизировать систематическую составляющую напряжения смещения нуля.

Приведён алгоритм синтеза ОУ общего применения с повышенной стабильностью нулевого уровня на основе схем-прототипов ведущих микроэлектронных фирм мира.

Во второй главе рассматриваются конкретные архитектуры ОУ, в которых за счёт специального построения основных функциональных узлов (введения слабой токовой асимметрии) напряжение смещения нуля и его температурный (радиационный) дрейф уменьшаются в несколько раз. Развиваются конкретные приложения теории компенсации систематической составляющей напряжения смещения нуля ОУ с высокоимпедансным узлом, обусловленной радиационной и температурной зависимостью β

транзисторов. Представлены более 20 новых архитектур и схем. Выполнено компьютерное моделирование предлагаемых ОУ, в том числе с использованием метода Монте-Карло.

В третьей главе предложен метод расчёта нулевого уровня в мультидифференциальных операционных усилителях (МОУ) с высокоимпедансным узлом. Получены уравнения для статических погрешностей МОУ в типовых схемах их включения. Рассмотрены практические примеры введения слабой токовой асимметрии в типовых МОУ. Приводятся новые архитектурные решения и принципы построения практических схем МОУ с малым напряжением смещения нуля. Представлены результаты моделирования при температурных и радиационных воздействиях.

В четвёртой главе рассмотрены схемотехнические приёмы уменьшения $U_{см}$ операционных усилителей на базе комплементарных, «перегнутых» и классических каскодных ДК. Разработана схемотехника цепей компенсации $U_{см}$ и формирования заданных коэффициентов токовой асимметрии для пяти классических каскодных ОУ-прототипов. Приведены практические примеры схем, работающих в условиях температурных и радиационных воздействий. Представлены результаты моделирования при температурных и радиационных воздействиях.

В начало к оглавлению

ГЛАВА 1

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ BIJET ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ (ОУ) С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ НУЛЕВОГО УРОВНЯ В УСЛОВИЯХ ТЕМПЕРАТУРНЫХ И РАДИАЦИОННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

В настоящей главе рассматривается метод схемотехнической модернизации непрецизионных классических ОУ с высокоимпедансным узлом, обеспечивающий существенное уменьшение напряжения смещения нуля, в том числе в рамках отечественных биполярных и биполярно-полевых технологических процессов, ориентированных на применение в базовых структурных и матричных кристаллах электронных устройств автоматики нового поколения. Сущность метода состоит во введении в хорошо известные классические схемы ОУ на биполярных транзисторах специальной структурной избыточности, позволяющей минимизировать систематическую составляющую напряжения смещения нуля [1–132].

В начало к оглавлению

1.1. Методы расчёта нулевого уровня электронных схем

Статический режим, или нулевой уровень электронной схемы, задаётся совокупностью полюсных напряжений и токов, определяющих исходное состояние электронных приборов при отсутствии внешних сигналов. Возможны различные подходы к расчёту статического режима электронных схем [4], различающиеся характером заданных и искомых величин.

При первом подходе [4] проводится линеаризация нелинейных характеристик в окрестности предполагаемых рабочих точек и определяются их автономные и неавтономные параметры, принимаемые в качестве нулевого уровня. Далее даётся топологическое описание схемы с автономными многополюсниками, и на его основании находятся в общем виде выражения, определяющие полюсные переменные всех линеаризованных элементов. Указанная итерационная процедура повторяется до тех пор, пока координаты рабочих точек, найденные в результате последующего и предыдущего приближений, не будут совпадать с требуемой точностью. Далее следует осуществить, например, топологическое описание рассматриваемой линеаризованной схемы [4]. В результате получим обобщённый сигнальный граф, взвешенные вершины которого будут отображать все основные переменные x_k многополюсных элементов, а вершины-истоки – автономные параметры этих элементов q_{wi} и значения питающих схему источников q_j (рис. 1.1 [3]).

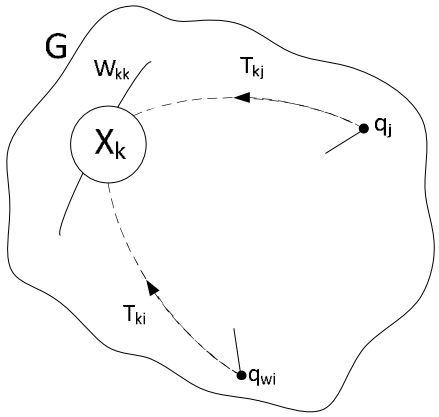


Рис. 1.1. Обобщённый сигнальный граф электронной схемы

По виду такого графа можно найти значение любой основной переменной $x_k = X_k$ в зависимости от значений автономных параметров $q_{wi} = Q_{wi}$ и источников питания $q_j = Q_j$ на основании соотношения:

$$x_k = \sum_i T_{ki} q_{wi} + \sum_j T_{kj} q_j \ , \qquad (1.1)$$

где T_{ki}, T_{kj} – схемные функции, определяющие передачу к взвешенной вершине x_k от вершин-истоков q_{wi} и q_j соответственно.

Общая теория нулевого уровня электронных схем [4] может быть адаптирована для частных случаев построения операционных усилителей с высокоимпедансным узлом $\sum_1$, которые содержат входной каскад и буферный усилитель (рис. 1.2).

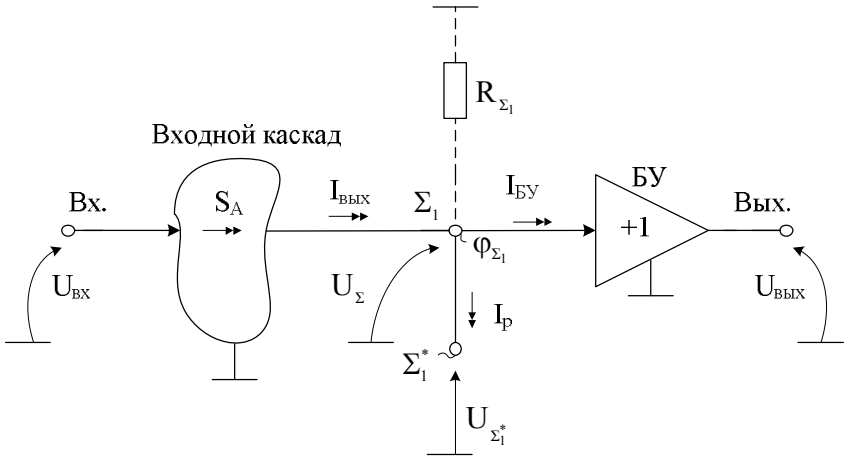


Рис. 1.2. Структура ОУ с высокоимпедансным узлом

В высокоимпедансном узле $\sum_1$ осуществляется суммирование эквивалентного выходного тока входного каскада $I_{вых}$, входного тока буферного усилителя $I_{БУ}$ и некоторого разностного тока $I_р$, который определяется при $U_{вх}$=0 и замыкании высокоимпедансного узла $\sum_1$ на другой эквипотенциальный узел $\sum^*_1$.

При этом разностный ток $I_р$:

$$I_р = I_{вых} - I_{бу}, \qquad (1.2)$$

а напряжение смещения нуля можно найти из выражения:

$$U_{см} = \frac{I_р}{S_A}. \qquad (1.3)$$

Из формулы (1.3) следует, что разностный ток $I_р$, который можно рассматривать как некоторый автономный параметр ОУ и крутизна передачи входного каскада (S_A) определяют напряжение смещения нуля ОУ.

В начало к оглавлению

1.2. Автономные параметры биполярных транзисторов в условиях температурных и радиационных воздействий

Для расчёта влияния температуры и радиации на схемные функции аналоговых устройств, содержащих активные многополюсные элементы (транзисторы), необходимо определить их автономные и неавтономные параметры [72]. Данный теоретический подход, развитый в работах В.И. Анисимова [4, 5], может быть использован для анализа статического режима, в том числе нулевого уровня ОУ на биполярных транзисторах, работающих в условиях температурных и радиационных воздействий.

В начало к оглавлению

1.2.1. Математическая модель транзисторов с учётом внешних дестабилизирующих факторов

Для определения в диапазоне температурных и радиационных воздействий схемных функций аналоговых устройств, содержащих многополюсные элементы, необходимо определить их автономные и неавтономные параметры [5] и представить транзистор как автономный четырёхполюсник (рис. 1.3). Автономные параметры определяются следующей обобщённой системой уравнений:

$$E_{wr} = E^0_{wr} + \Delta E_{wr};\ J_{ws} = J^0_{ws} + \Delta J_{ws}, \qquad (1.4)$$

где $E^0_{wr} = U^0_r - (\sum z_{ri} I^0_i + \sum \mu_{rj} U^0_j)$; $J^0_{ws} = I^0_s - (\sum B_{si} I^0_i + \sum y_{sj} U^0_j)$; $y_{ri} = \frac{\partial I_s}{\partial U_j}$,

$\Delta E_{wr} = \sum_{\kappa} \frac{\partial U_r}{\partial \varepsilon_k}\Big|_{X_0, \varepsilon_k} (\varepsilon_k - \varepsilon^0_\kappa)$, $B_{si} = \frac{\partial I_s}{\partial I_i}$, $\mu_{ri} = \frac{\partial U_r}{\partial I_j}$, $\Delta J_{ws} = \sum_{\kappa} \frac{\partial I_r}{\partial \varepsilon_k}\Big|_{X_0, \varepsilon_k} (\varepsilon_k - \varepsilon^0_\kappa)$,

$z_{ri} = \frac{\partial U_r}{\partial I_i}$, где E^0_{wr}, J^0_{ws} – постоянные составляющие автономных параметров E_{wr}, J_{ws}; $\varepsilon^0_к, \varepsilon_к$ – внешние возмущающие факторы; ΔE_{wr}, ΔJ_{ws} – отклонение автономных параметров; U_i, I_i – переменные, характеризующие каждый вход многополюсного элемента.

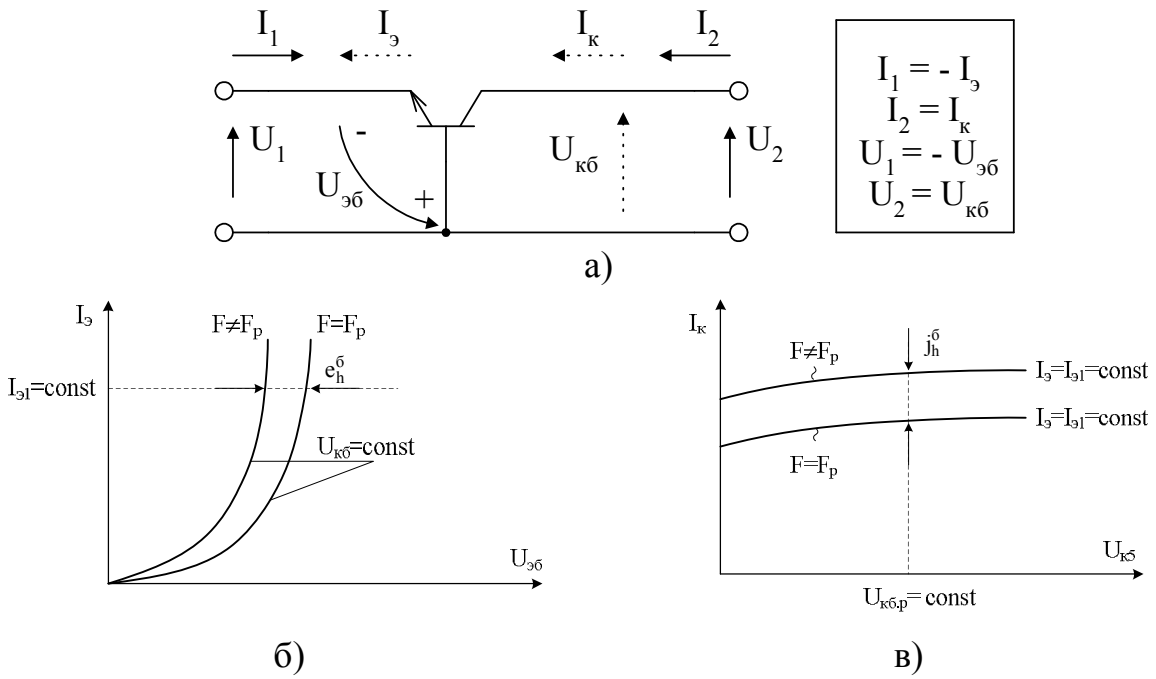


Рис. 1.3. Транзистор как автономный четырёхполюсник (а) и радиационное смещение его статических характеристик (б, в)

Уравнения транзистора как автономного четырёхполюсника (рис. 1.3) для системы h-параметров в схеме с общей базой имеют вид:

$$u_1 = h_{11}i_i + h_{12}u_2 + e_h^* + e_h, \quad i_2 = h_{21}i_i + h_{22}u_2 + j_h^* + j_h, \tag{1.5}$$

где e_h^*, j_h^* – автономные параметры транзистора, учитывающие влияние температуры на статический режим; e_h, j_h – автономные параметры транзистора, характеризующие влияние радиации, например, потока нейтронов F. Причём:

$$e_h^* = \frac{\partial U_1}{\partial T}\Bigg|_{\substack{dT \\ I_1 = I_{1p} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}}; \qquad j_h^* = \frac{\partial I_2}{\partial T}\Bigg|_{\substack{dT \\ I_1 = I_{1p} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p}}. \tag{1.6}$$

Для схемы включения n-p-n транзистора с общей базой численные значения автономных параметров $e_h^{*б}$ и $j_h^{*б}$ можно с достаточно высокой точностью найти по формулам [11]:

$$e_h^{*б} \approx \frac{U_{go} - U_{эб}}{T}\Delta T, \tag{1.7}$$

$$j_h^{*б} = \Delta\alpha \cdot I_{э.р} + \Delta I_{кб.о} \approx \frac{I_{э.р}}{\beta T}\Delta T + I_{кб.о}e^{c\cdot\Delta T}, \tag{1.8}$$

где U_{go} – ширина запрещённой зоны (для кремния U_{go}=1,2 В); T, ΔT – температура окружающей среды и её изменение; c – температурный коэффициент; $I_{кб.о}$ – обратный ток коллекторного перехода; $\Delta\alpha = \frac{K_\alpha}{\beta T} \cdot \Delta T \approx K_\alpha (1-\alpha)\Delta T$; $K_\alpha = 1 \div 2$ – постоянная транзистора; β(α) – коэффициент усиления тока базы (эмиттера).

Аналогично для радиационно-зависимых автономных параметров $e_h^б$ и $j_h^б$ можно найти:

$$e_h^б = \frac{dU_1}{dF}\Bigg|_{\substack{I_1 = I_{1p} = I_{э1} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}} \Delta F = \frac{dU_{эб}}{dF}\Bigg|_{\substack{I_э = I_{э1} = I_{1p} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}} \Delta F \approx \Delta U_{эб} \quad ; \tag{1.9}$$

$$j_h^б = \frac{dI_2}{dF}\Bigg|_{\substack{I_1 = I_{1p} = I_{э1} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}} \Delta F = \frac{dI_к}{dF}\Bigg|_{\substack{I_э = I_{э1} = I_{1p} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}} \Delta F \approx \Delta I_к \quad . \tag{1.10}$$

С учётом (1.6) эквивалентная схема транзистора для расчета статического режима, на который воздействует температура и радиация, может быть представлена в виде модели рис. 1.4.

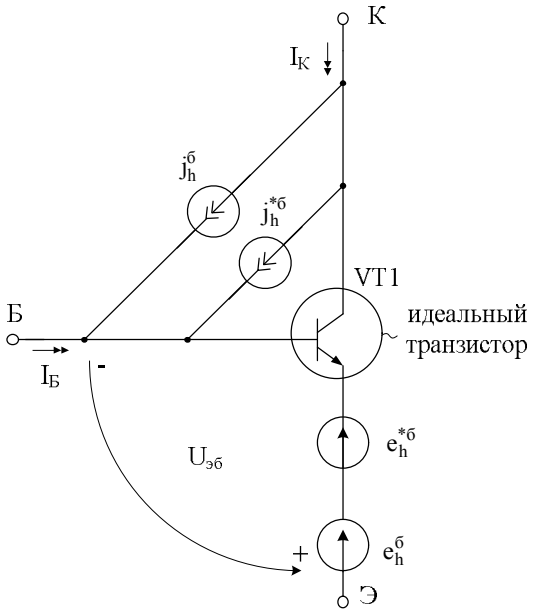


Рис. 1.4. Модель транзистора с учётом автономных параметров $e_h^б$ и $j_h^б$

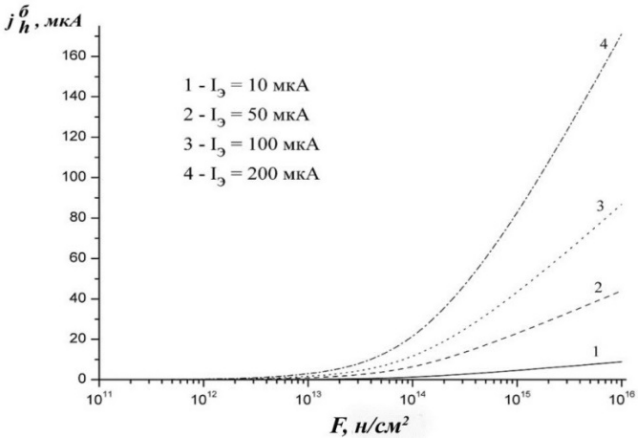
Полученные выше формулы характеризуют автономные параметры, которые позволяют определить нулевой уровень сложных электронных схем и его дрейф [32, 33, 34] с учётом изменений характеристик транзисторов при внешних воздействиях.

В начало к оглавлению

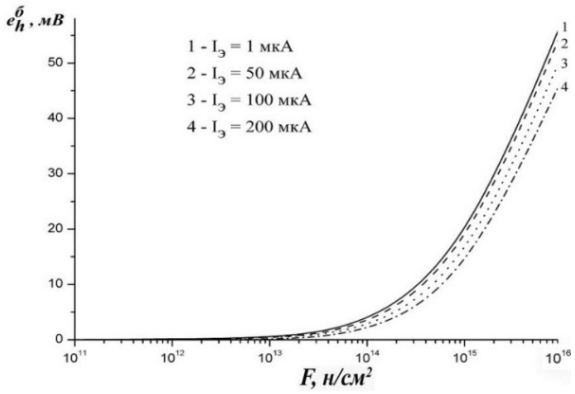
1.2.2. Результаты компьютерного моделирования режимной и радиационной зависимости автономных параметров $e_h^б$ *и* $j_h^б$

При синтезе и анализе электронных схем ОУ необходимо располагать достаточно точной информацией об изменении напряжения эмиттер-база и коллекторного тока транзистора под действием радиации и статического режима. По существу, автономные параметры, обозначенные как $e_h^б$ и $j_h^б$, характеризуют именно эти изменения в схеме с общей базой при $I_э$=const, $U_{кб}$=const.

Используя радиационно-зависимые модели транзисторов АБМК_1_3 [34], а также математическое определение $e_h^б$ и $j_h^б$, можно построить графики $j_h^б = f_1(F)$, $e_h^б = f_2(F)$ при разных статических токах эмиттера $I_э$ и разных уровнях потока нейтронов F[н/м^2] (рис. 1.5).



а)



б)

Рис. 1.5. Радиационная зависимость $j_h^б$ (а), $e_h^б$ (б) в широком диапазоне изменения потока нейтронов

Таким образом, компьютерное моделирование режимной и радиационной зависимости $e_h^б$ и $j_h^б$ (рис. 1.5) позволяет при известных значениях статического эмиттерного тока ($I_э$) и заданном потоке нейтронов (F) определить смещение входной ($e_h^б$) и выходной ($j_h^б$) характеристик n-p-n транзисторов АБМК_1_3. Для практических расчётов $e_h^б$ и $j_h^б$ можно аппроксимировать полученные выше графики.

В начало к оглавлению

1.3. Метод синтеза прецизионных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом

Радиационное и температурное воздействия изменяют напряжение эмиттер-база ($U_{эб}$), обратный ток коллекторного перехода $I_{кб.0}$ и коэффициент усиления тока базы (β) транзисторов. При этом два последних фактора приводят к нестабильности тока базы транзисторов, что влияет на $U_{см}$ [94].

Изменение напряжения смещения нуля для классического ОУ в целом значительно превосходит расчётное $U_{см}$ для его входного дифференциального каскада (ДК). Это объясняется тем, что дрейф $U_{см}$ обусловлен не только изменением свойств входных ДК, а в основном связан с нарушениями режима по постоянному току выходных подсхем ДУ из-за заметной деградации β транзисторов [6, 7, 42, 50, 61–63, 72–76, 78–79, 81–83, 86–89, 90, 93, 95, 96, 98, 101, 102, 104, 114, 125].

Для минимизации систематической составляющей $U_{см.}$, обусловленной дрейфом $U_{эб}$, применяются хорошо известные параллельно-балансные схемы, в которых обеспечивается взаимная компенсация нестабильности $U_{эб}$ двух одинаковых входных транзисторов ДК. В результате эта составляющая напряжения смещения уменьшается.

Что касается второй составляющей $U_{см}$, зависящей от изменений β транзисторов ОУ, то для её минимизации необходимы специальные архитектурные решения входного каскада (ДК) и его выходной подсхемы (БУ), в которых реализуются эффекты взаимной компенсации абсолютных значений токов базы и их приращений, обусловленных температурной, радиационной или режимной зависимостью параметров транзисторов. Исследованию данных эффектов и их практических приложений в ОУ для БСК и БМК посвящён настоящий раздел.

Анализ встраиваемых в аналоговые микросхемы на основе базовых и матричных кристаллов ОУ [1, 9, 55, 59, 112, 115, 120, 130] показывает, что большинство их схем приводятся к архитектуре, показанной на рис. 1.6, в которой можно выделить высокоимпедансный узел «А», обеспечивающий суммирование выходных токов (I_3 и I_4) обобщённого входного дифференциального каскада (ОДК) и входного тока ($I_{БУ}$) выходной подсхемы (буферного усилителя, БУ):

$$I_3(\beta_{i.n}, \beta_{j.p}, I_{ij}, u_{вх}) = I_4(\beta_{k.n}, \beta_{m.p}, I_{k.m}, u_{вх}) + I_{БУ}(\beta_{s.n}, \beta_{f.p}, I_{sf}), \qquad (1.11)$$

где I_{ij}, I_{km}, I_{sf} – координаты источников тока, кратных опорному току I_0, устанавливающих статический режим транзисторов схемы ОУ;. $\beta_{i.n}$, $\beta_{k.n}$, $\beta_{s.n}$; $\beta_{i.p}$, $\beta_{m.p}$, $\beta_{f.p}$ – коэффициенты усиления тока базы p-n-p и n-p-n транзисторов, влияющих на токи узлов 3 (I_3), 4 (I_4) и входной ток ($I_{БУ}$) буферного усилителя.

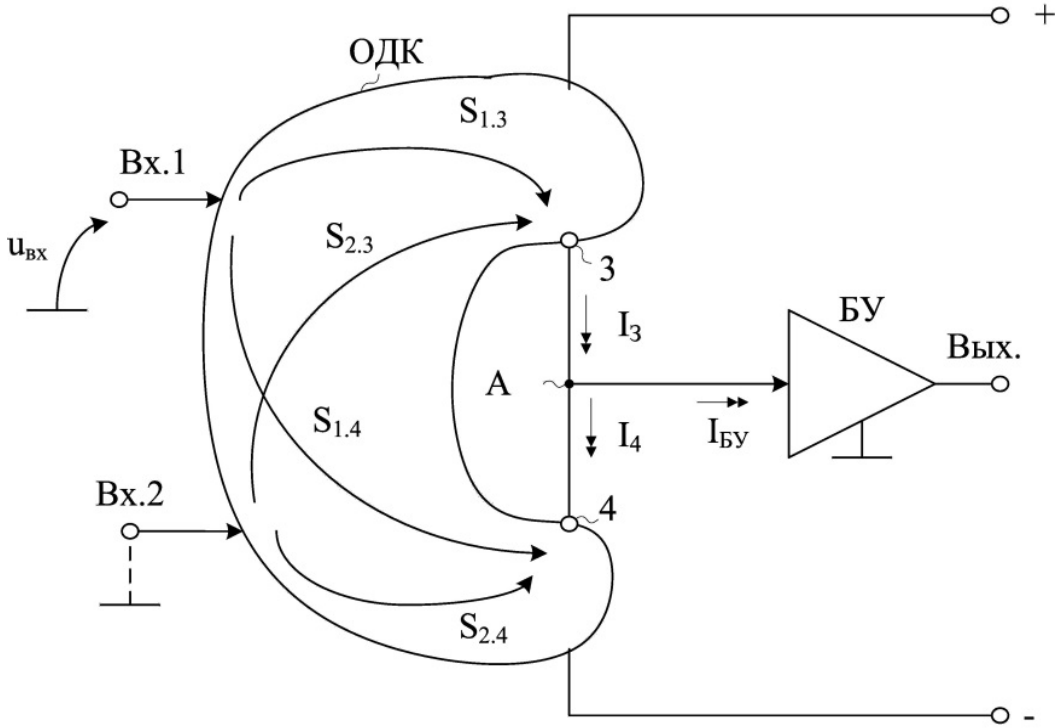


Рис. 1.6. Обобщённая схема ОУ с высокоимпедансным узлом «А»

Если в статическом режиме сумма токов в узле «А» ($I_р = I_3 - I_4 - I_{БУ}$) при коротком замыкании узла «А» на эквипотенциальную общую шину не равна нулю ($I_р \neq 0$), то для компенсации статической ошибки ОУ в рабочем режиме необходимо на его дифференциальный вход (Вх.1, Вх.2) подать некоторое напряжение, соответствующее напряжению смещения нуля $U_{см} \approx S_{ДУ}^{-1} I_р$, где $S_{ДУ} = i_А / u_{вх}$ – крутизна усиления входного ОДК при коротком замыкании узла «А» на эквипотенциальную шину.

Таким образом, одним из условий синтеза архитектур ОУ (рис. 1.7) с малыми значениями второй систематической составляющей напряжения смещения нуля $U_{см} \approx 0$ является такое построение архитектуры и основных подсхем ОДК и БУ (рис. 1.6), при которых во всём диапазоне внешних воздействий (температура, радиация), а также режимных изменений параметров транзисторов и их статических токов при вариации напряжения питания будет обеспечиваться равенство $I_р = I_3 = I_4 + I_{БУ} = 0$. Минимизация данной систематической составляющей $U_{см}$ – это «зона ответственности» схемотехников, разрабатывающих аналоговые микросхемы для устройств автоматики.

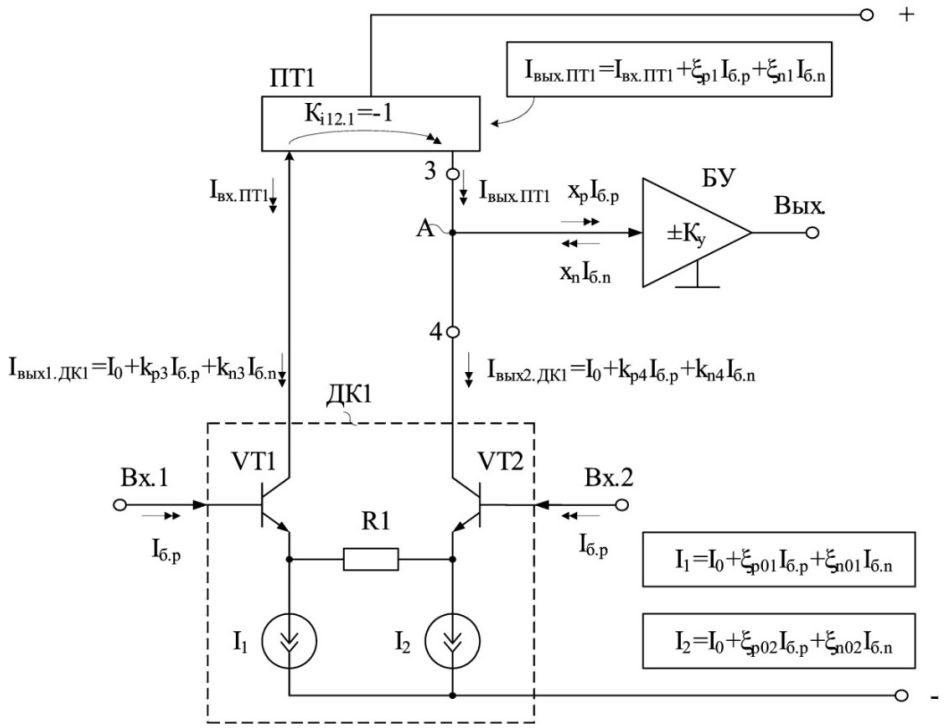


Рис. 1.7. Пример практической реализации ОУ
с высокоимпедансным узлом «А»

В дальнейшем при синтезе практических архитектур ОУ (рис. 1.7) будем считать, что каждая из подсхем ДК1, ПТ1, БУ отличается от идеальной и имеет токовые координаты, несколько смещённые относительно «идеального» (нулевого) уровня:

$$I_{см.1} = k_{p3}I_{б.p} + k_{n3}I_{б.n}, \quad (1.12)$$

$$I_{см.2} = k_{p4}I_{б.p} + k_{n4}I_{б.n}, \quad (1.13)$$

$$I_{см.ПТ1} = \xi_{p1}I_{б.p} + \xi_{n1}I_{б.n}, \quad (1.14)$$

$$I_{БУ} = x_nI_{б.n} + x_pI_{б.p}, \quad (1.15)$$

где k_{p3}, k_{n3}, k_{p4}, k_{n4}, ξ_{p1}, ξ_{n1}, x_p, x_n – масштабные коэффициенты (целые числа) при токах базы p-n-p ($I_{б.n}$) и n-p-n ($I_{б.p}$) транзисторов, характеризующие смещение нулевых уровней подсхем ДК1, ПТ1 и БУ, обусловленные конечной величиной β, их температурными и радиационными изменениями (рис. 1.8).

В зависимости от построения функциональных узлов ДК1, ПТ1, БУ аналоговой микросхемы их смещения нуля могут быть как положительными, так и отрицательными. Поэтому коэффициенты k_{p3}, k_{n3}, k_{p4}, k_{n4}, ξ_{p1}, ξ_{n1}, x_p, x_n, характеризующие $I_{см.i}$, принимают как положительные, так и отрицательные значения. За счёт создания слабой токовой асимметрии в подсхемах ДК1, ПТ1 и БУ можно обеспечить малое результирующее смещение нуля $U_{см}$ в архитектуре ОУ, его температурный и радиационный дрейф.

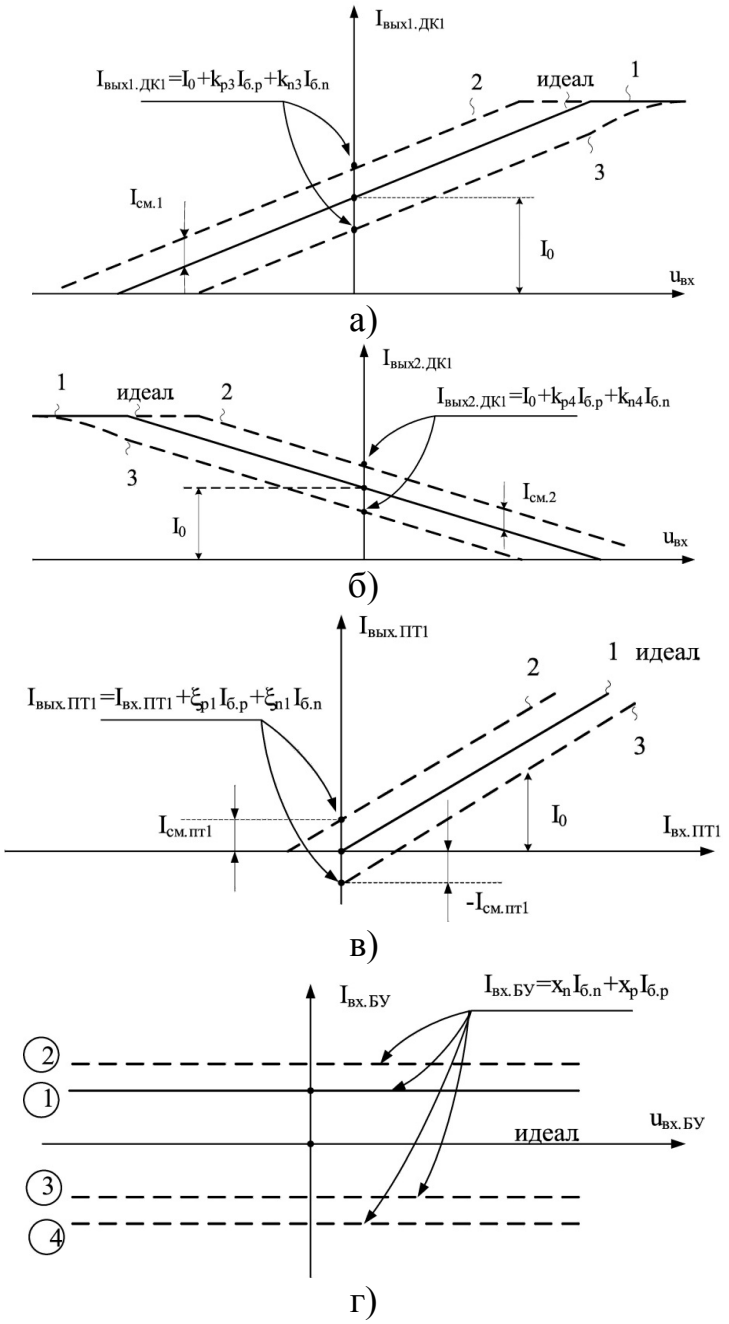


Рис. 1.8. Возможные варианты смещения характеристик подсхем ДК1 (а, б), ПТ1 (в), БУ(г), зависящие от численных значений и знаков масштабных коэффициентов k_{p3}, k_{n3}, k_{p4}, k_{n4}, ξ_{p1}, ξ_{n1}, x_p, x_n

Конкретные примеры совершенствования существующих сегодня микросхем-прототипов ведущих микроэлектронных фирм мира, реализующие предлагаемый метод повышения стабильности нуля ОУ, рассматриваются в главах 2, 3 и 4 настоящей монографии.

В начало к оглавлению

1.4. Способы введения слабой токовой асимметрии в базовых функциональных узлах ОУ

Как показано в разделе 1.3, уменьшение напряжения смещения нуля ($U_{см}$) ОУ с высокоимпедансным узлом «А» связано, прежде всего, с созданием условий, при которых в этом узле при $u_{вх} = 0$ обеспечивается взаимная компенсация всех сходящихся в нём токов I_p=0 [85]. Практически это означает, что функциональные узлы ОУ и образующие его подсхемы (токовые зеркала (ТЗ), источники опорного тока (ИОТ), входные дифференциальные каскады (ДК), буферные усилители (БУ) и т.д.) должны иметь ту или иную, но строго заданную токовую асимметрию. В этой связи в настоящем разделе приводится набор схем возможных функциональных узлов ОУ и их коэффициентов слабой токовой асимметрии. Это позволяет (в зависимости от свойств архитектуры ОУ и уравнений для коэффициентов слабой токовой асимметрии) выбрать ту или иную совокупность конкретных функциональных узлов, включение которых гарантирует малый уровень $U_{см}$.

В начало к оглавлению

1.4.1. Токовые зеркала

Идеальное токовое зеркало (рис. 1.9) обеспечивает точное повторение входного тока $I_{вх}$ в широком диапазоне напряжений питания $E_п^{(+)}$.

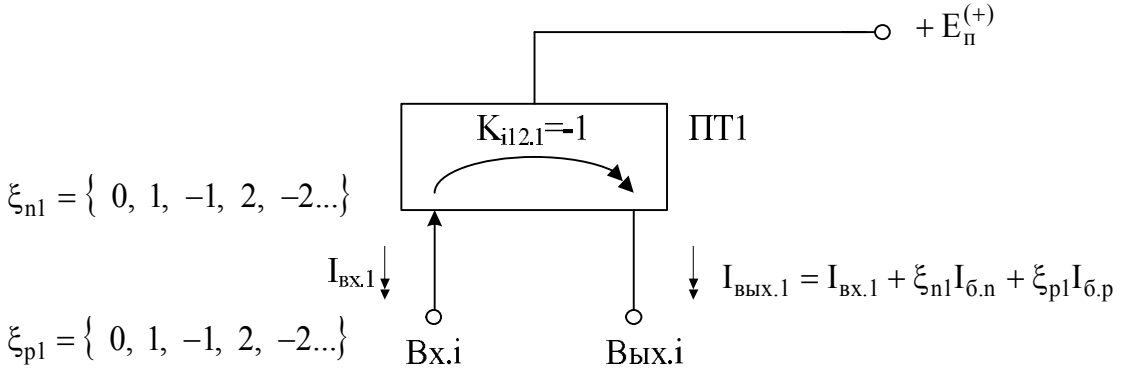


Рис. 1.9. Токовое зеркало со смещением нуля проходной характеристики

Практически, выходной ток $I_{вых.1}$ реального токового зеркала ПТ1 отличается от $I_{вх}$ на $I_{см}$:

$$I_{вых.1} = I_{вх.1} + \xi_{n1} I_{б.n} + \xi_{p1} I_{б.p} = I_{вх.1} + I_{см}, \qquad (1.16)$$

где ξ_{n1}, ξ_{p1} – коэффициенты слабой токовой асимметрии, зависящие от схемотехники ПТ (рис. 1.9); $I_{б.n}$, $I_{б.p}$ – токи базы p-n-p и n-p-n основных

транзисторов токового зеркала ПТ1 при токе эмиттера $I_{эi} = I_0$; $I_{см} = \xi_{n1} I_{б.n} + \xi_{p1} I_{б.p}$ – ток смещения нуля проходной характеристики ПТ1.

Ниже приводится классификация типовых токовых зеркал современной микроэлектроники, использование которых в соответствии с методом позволяет обеспечить построение ОУ с малым смещением нуля:

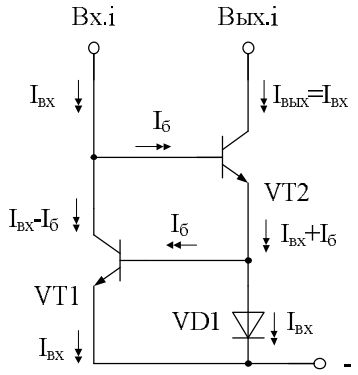
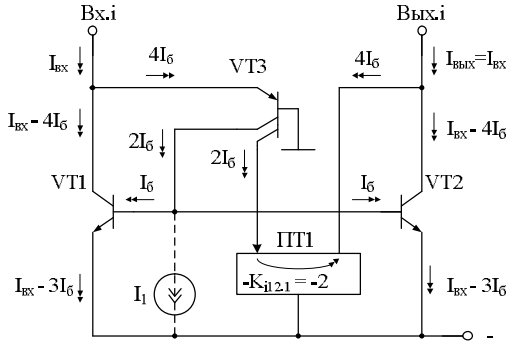
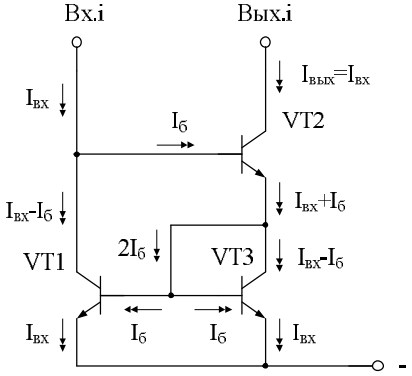
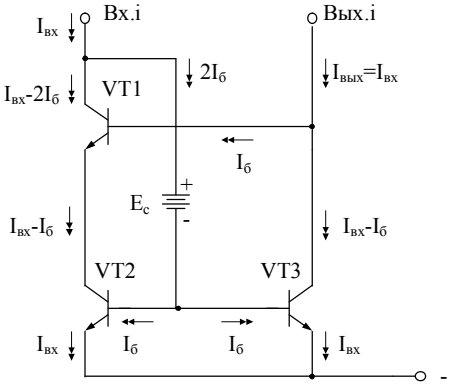
$$ПТ\,N.N^{*}\,\frac{K_i}{\pm\xi_p\;\pm\xi_n}, \qquad (1.17)$$

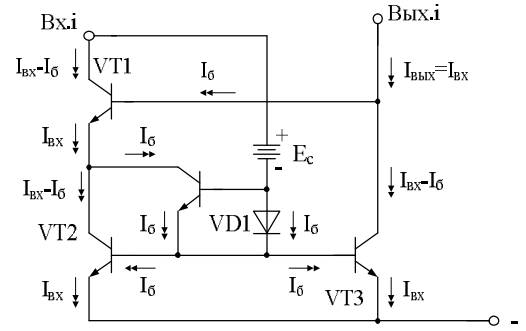
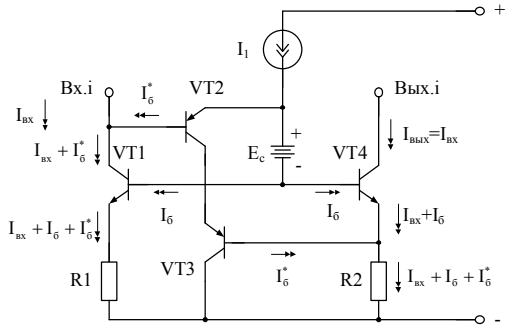
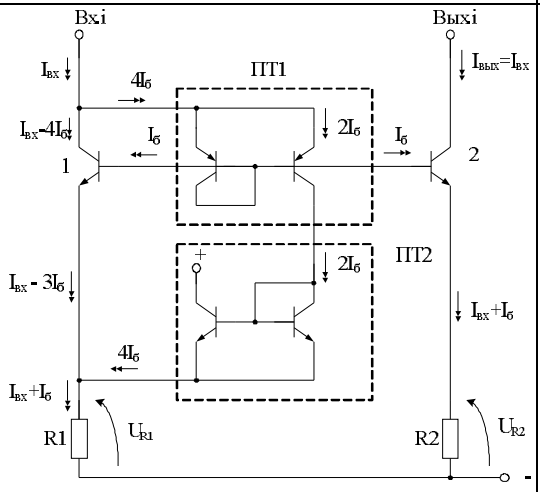
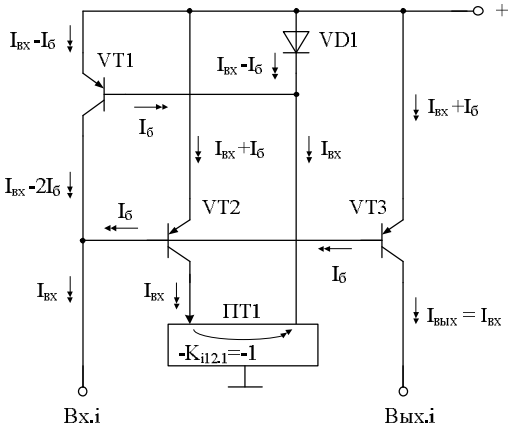
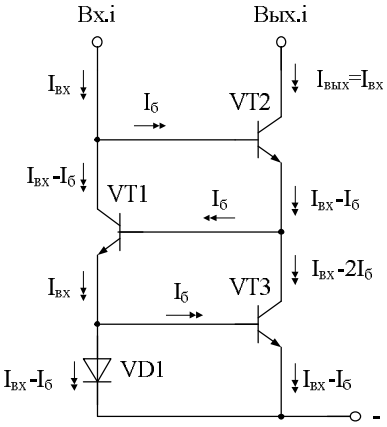
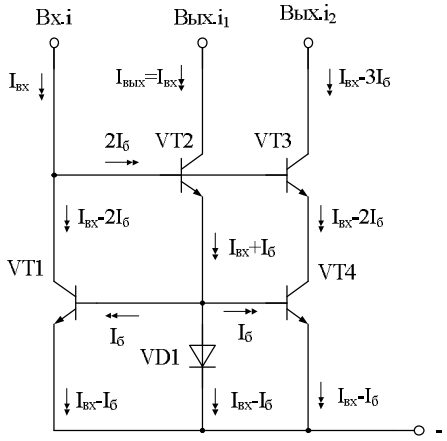
где N – номер группы токового зеркала; N^* – порядковый номер ТЗ в группе N; K_i – коэффициент передачи тока ПТ; $\pm\xi p$, $\pm\xi n$ – коэффициенты пропорциональности, принимающие значения: 0, ±1, ±2, ±3, ±n.

Набор токовых зеркал, представленный в таблицах 1.1–1.11, можно разделить на 11 групп (табл. 1.12).

Таблица 1.1

Токовые зеркала без смещения нуля проходной характеристики ($\xi_{n1} = \xi_{p1} = 0$, $I_{см}=0$)

	Схема токового зеркала	
1	2	
1-2	 П1889	 П1878
3-4	 П1867	 П1870

1	2	
5-6	 П1872	 П1874
7-8	 П1875	 П2727
9-10	 П2708	 П2701

Окончание табл. 1.1

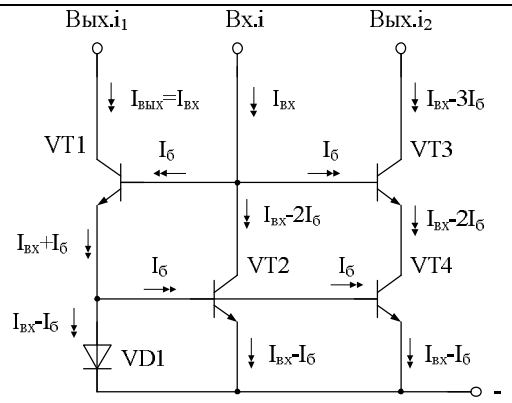
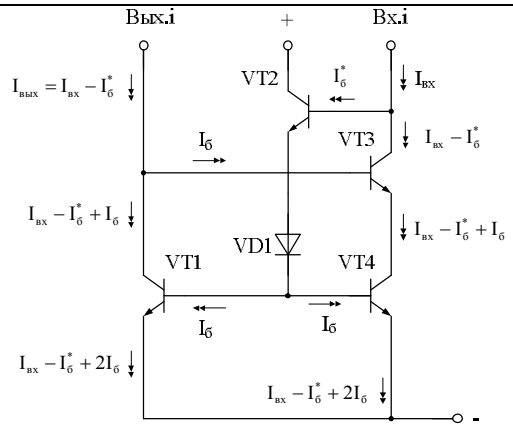
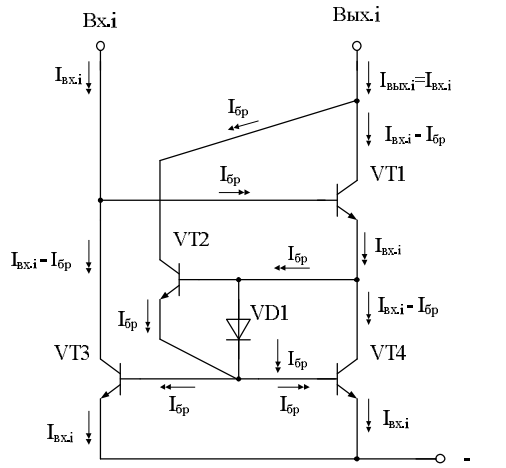
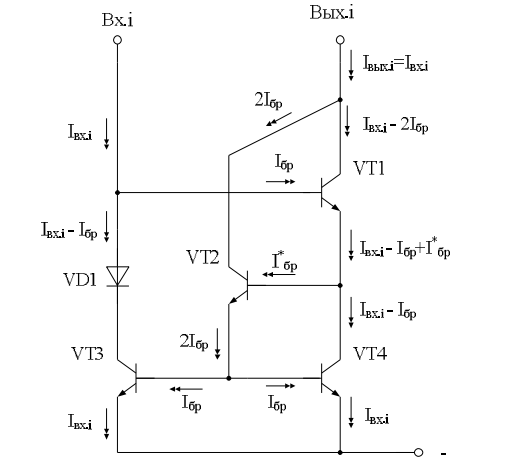
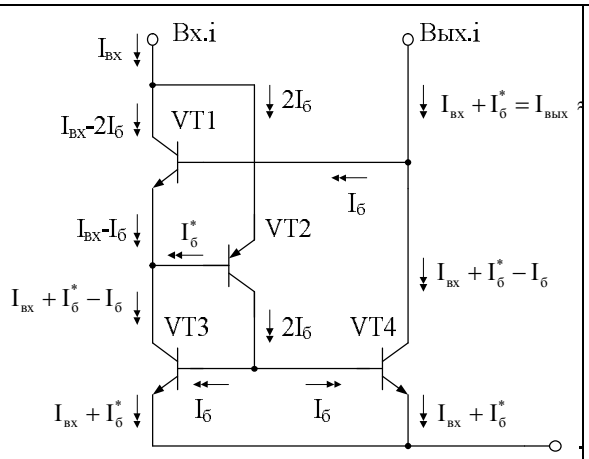
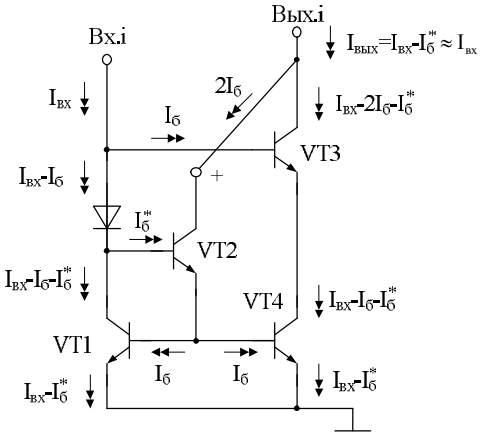
1	2	
11-12	 П2629	 П2704
13-14	 П4140	 П4144

Таблица 1.2

Токовые зеркала с малым смещением нуля проходной характеристики ($\xi_{p1} \approx 0$, $\xi_{n1} \approx 0$, $I_{см} \approx I_б^* << I_б$)

№	Схема токового зеркала	
1	2	
1-2	 П1873	 Чертеж 582

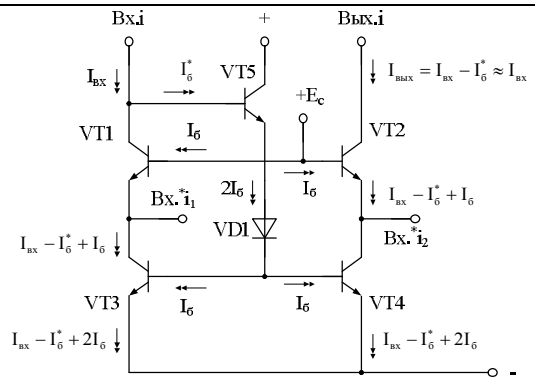
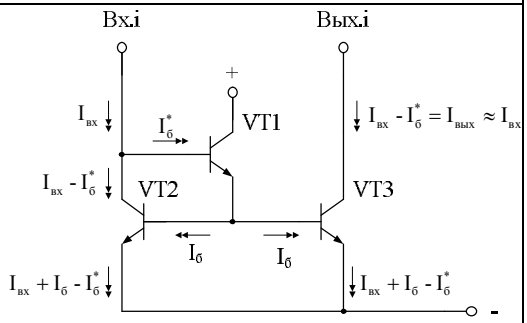
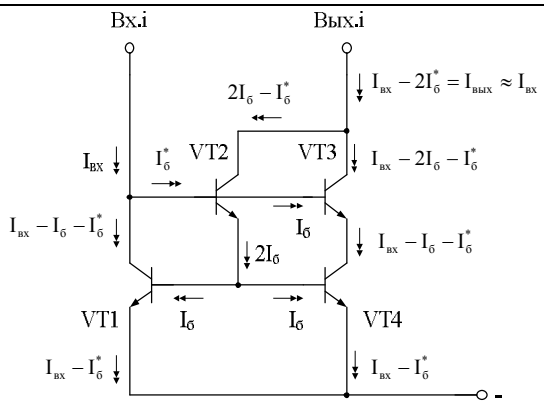
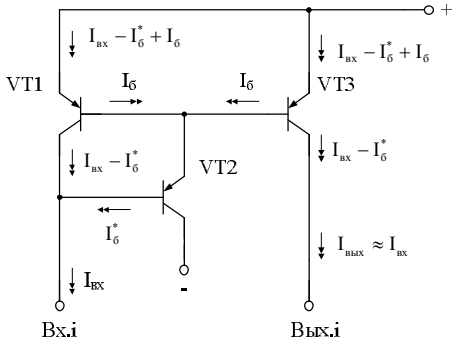
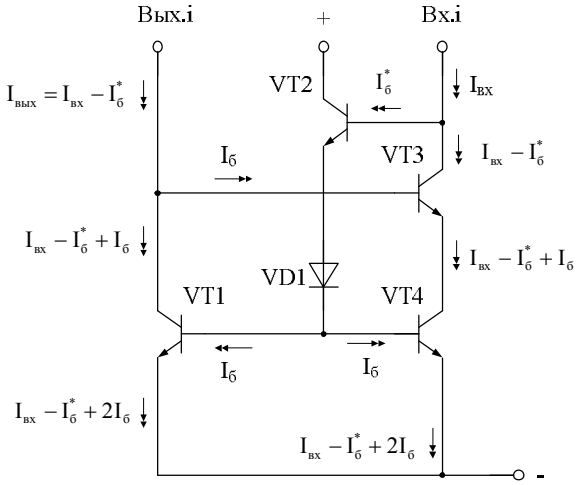
1	2	
3-4	 П2705	 П1868
5-6	 П1880	 П2711
7	 П2704	

Таблица 1.3

Токовые зеркала с положительным смещением нуля проходной характеристики относительно выхода 1: $I_{см} = +I_б$ $(\xi_{n1} = 0, \xi_{p1} = 1)$

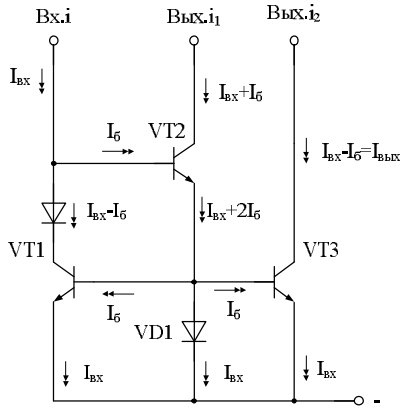
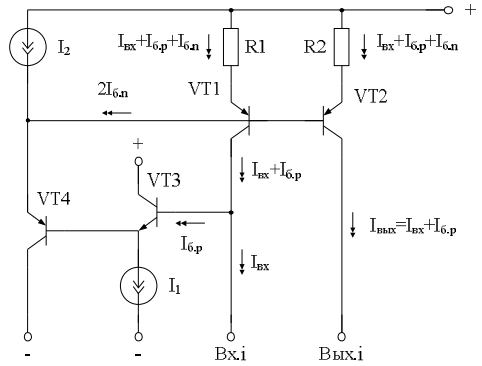
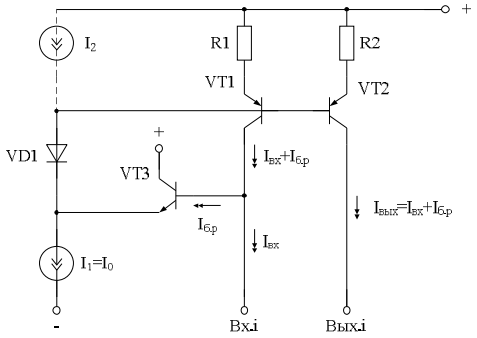
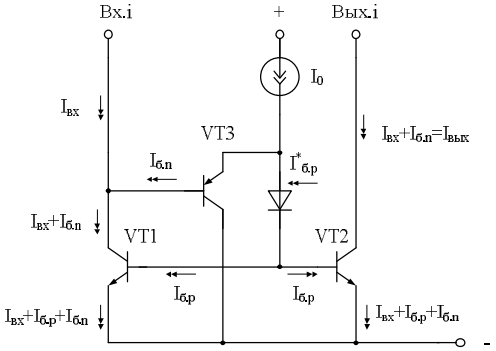
	Схема токового зеркала	
1-2	 П2703	 П3808
3-4	 П3809	 П3067

Таблица 1.4

Токовые зеркала с положительным смещением нуля проходной характеристики: $I_{см} = +2I_б$ $(\xi_{p1} = 2,\ \xi_{n1} = 0)$

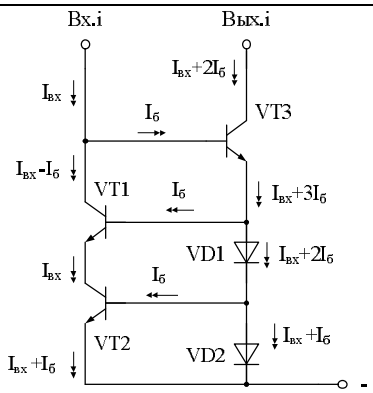
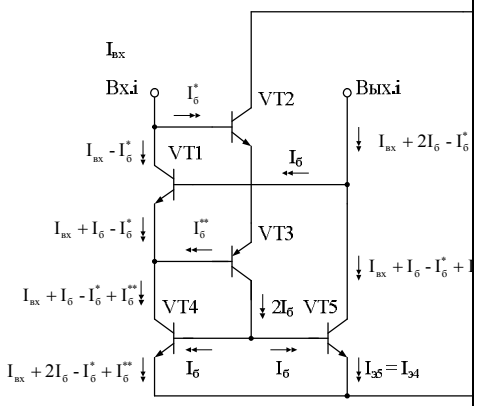
	Схема токового зеркала	
1-2	 П2709	 П1871

Таблица 1.5

Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля проходной характеристики относительно выхода 1: $I_{см} = -I_б\,(\xi_{p1} = -1,\ \xi_{n1} = 0)$

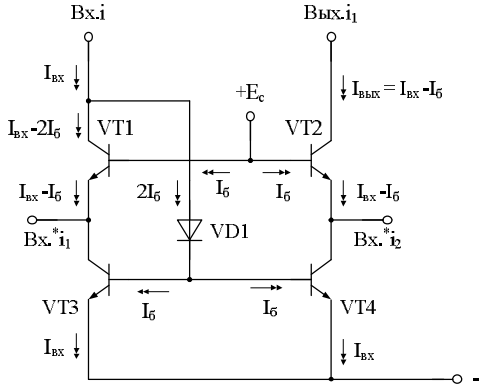
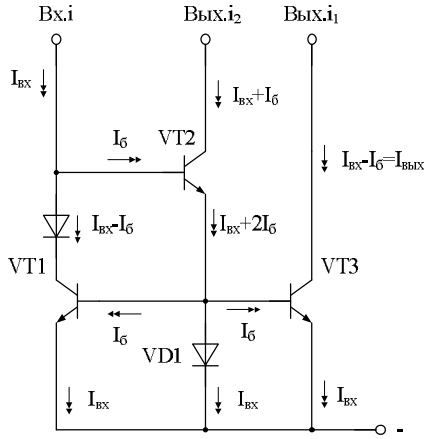
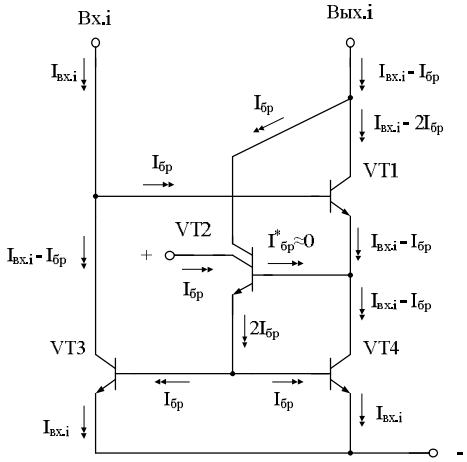
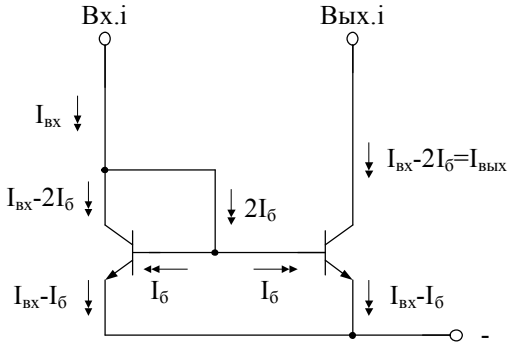
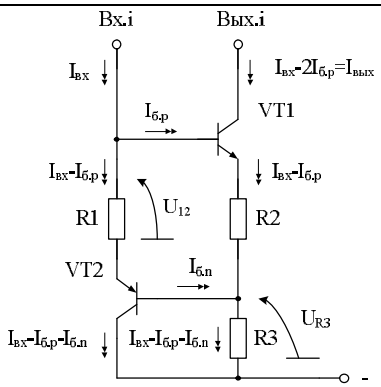
	Схема токового зеркала	
1-2	 П2706	 П2703
3	 П4141	

Таблица 1.6

Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля проходной характеристики: $I_{см} = -2I_б\,(\xi_{n1} = 0,\ \xi_{p1} = -2)$

	Схема токового зеркала	
1	2	
1-2	 П1866	 П2758

Окончание табл. 1.6

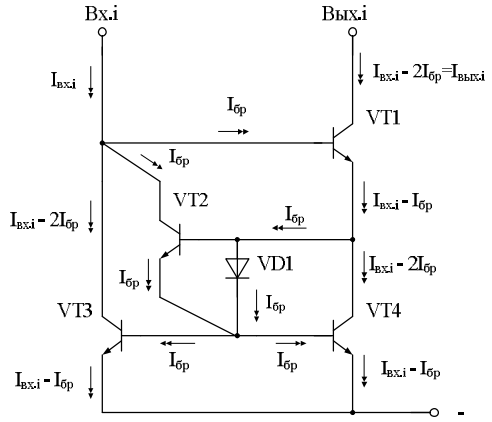
1	2
3	 П4143

Таблица 1.7

Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля проходной характеристики относительно выхода 2: $I_{см} = -3I_б$ $(\xi_{p1} = -3,\ \xi_{n1} = 0)$

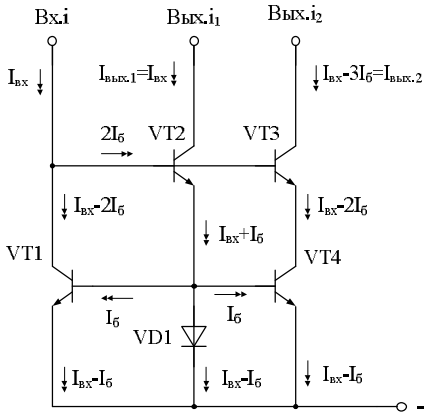
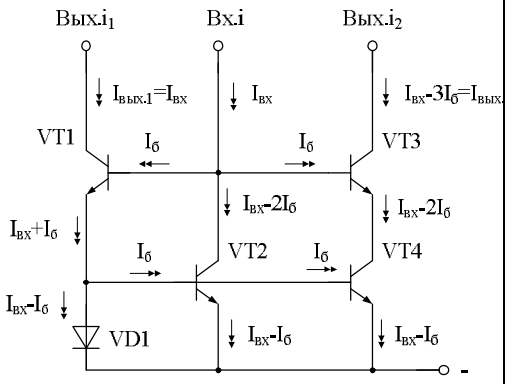
	Схема токового зеркала	
1-2	 П2701	 П2629

Таблица 1.8

Каскодные токовые зеркала с отрицательным смещением нуля проходной характеристики $I_{см} = -4I_б$ $(\xi_{p1} = -4,\ \xi_{n1} = 0)$

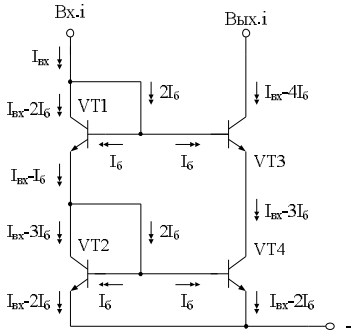
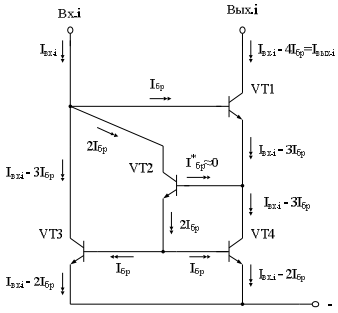
	Схема токового зеркала	
1-2	 П1869	 П4142

Таблица 1.9

Токовые зеркала с разностным смещением нуля проходной характеристики: $I_{см} = I_{б.р} - I_{б.n}$, $I_{см} = I_{б.n} - I_{б.р}$

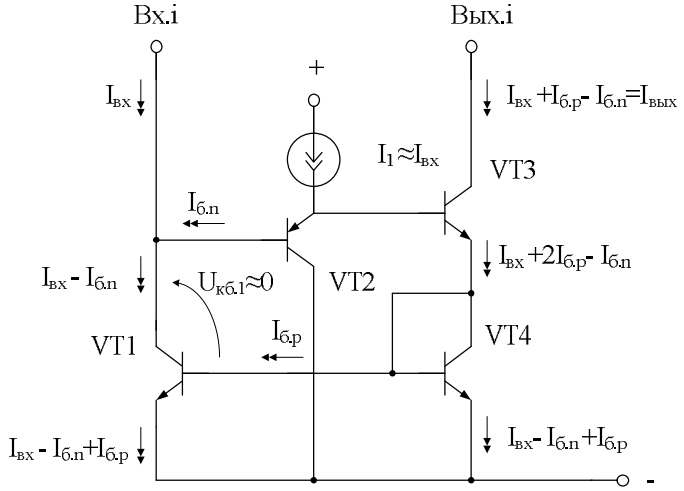
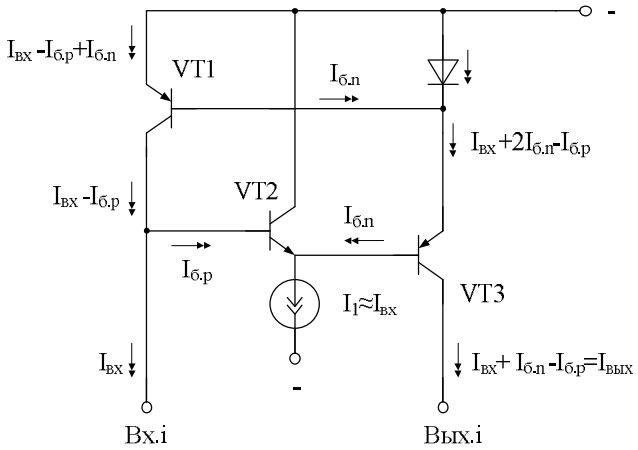
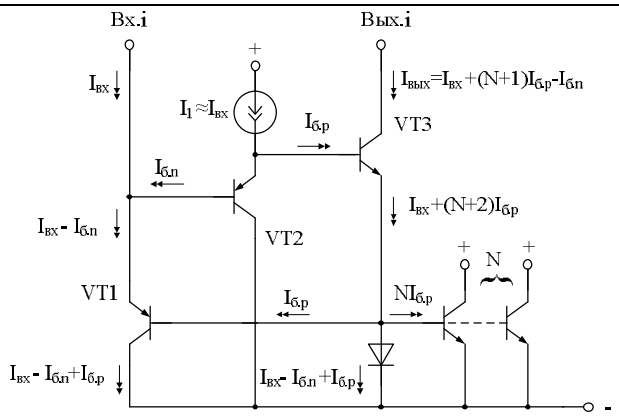
	Схема токового зеркала
1	 $I_{см} = I_{б.р} - I_{б.n}$ $\xi_{p1} = 1,\ \ \xi_{n1} = -1$
2	 $I_{см} = I_{б.n} - I_{б.р}$ $\xi_{p1} = -1,\ \ \xi_{n1} = 1$

Таблица 1.10

Токовые зеркала с заданным положительным смещением проходной характеристики $I_{см} \approx (N + 1)I_б$

	Схема токового зеркала	
1	2	3
1		$\xi_{p1} = N + 1$ $\xi_{n1} = -1$

Окончание табл. 1.10

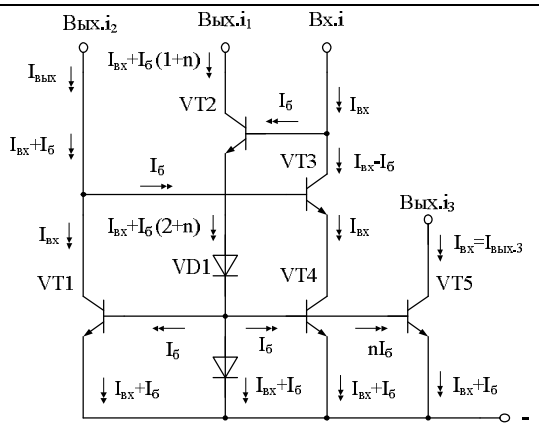
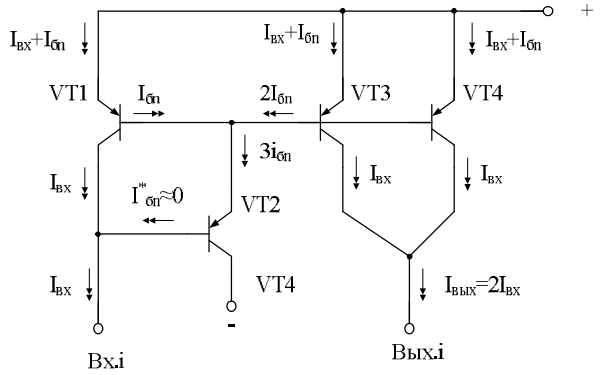
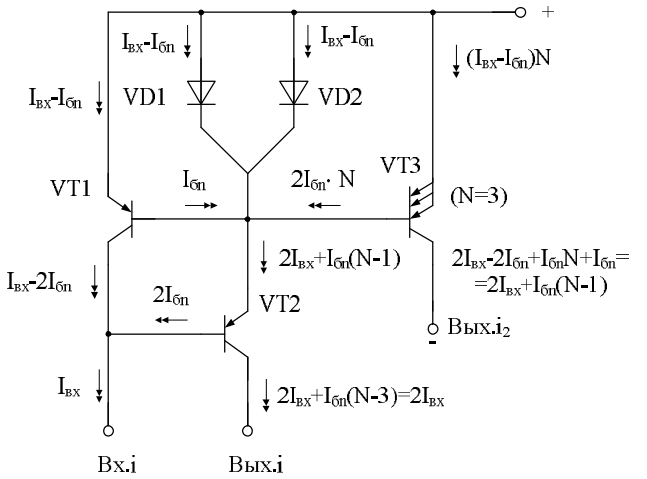
1	2	3
2	 П2707	$\xi_{p1} = 1 + n$ $\xi_{n1} = 0$

Таблица 1.11

Токовые зеркала с удвоенным усилением по току (K_{i12}=-2)

	Схема токового зеркала	
1	2	3
1	 П3872	$\xi_{p1} = \xi_{n1} = 0$
2	 П3873	Вых.i_2 $\xi_{n1} = N1$ $\xi_{p1} = 0$ Вых.i_1 $\xi_{n1} = N - 3$ $\xi_{p1} = 0$

Окончание табл. 1.11

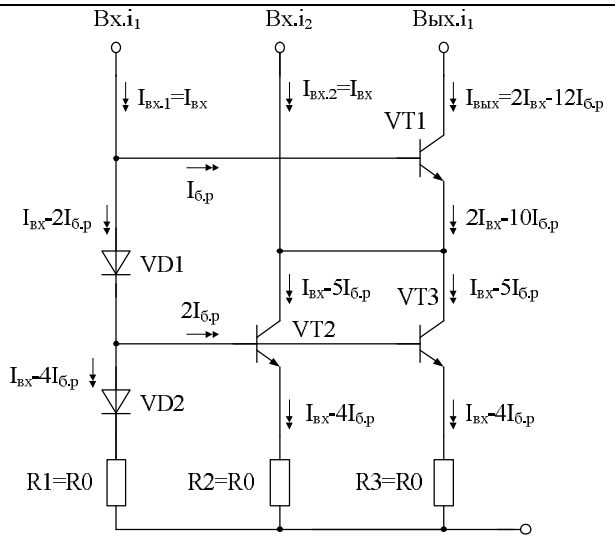
1	2	3
3	 П3464	$\xi_{p1} = -12$ $\xi_{n1} = 0$

Таблица 1.12

Классификация токовых зеркал

№	Описание	Классификация
1	Токовые зеркала без смещения нуля проходной характеристики ($\xi_{n1} = \xi_{p1} = 0$, $I_{см}$=0)	ПТ 1. $N^* \frac{1_i}{0_p\ 0_n}$
2	Токовые зеркала с малым смещением нуля проходной характеристики ($\xi_{p1} \approx 0$, $\xi_{n1} \approx 0$, $I_{см} \approx I_б^* << I_б$)	ПТ 2. $N^* \frac{1_i}{\approx 0_p \approx 0_n}$
3	Токовые зеркала с положительным смещением нуля проходной характеристики относительно выхода 1: $I_{см} = +I_б$ ($\xi_{n1} = 0, \xi_{p1} = 1$)	ПТ 3. $N^* \frac{1_i}{+1_p\ 0_n}$
4	Токовые зеркала с положительным смещением нуля проходной характеристики: $I_{см} = +2I_б$ ($\xi_{p1} = 2$, $\xi_{n1} = 0$)	ПТ 4. $N^* \frac{1_i}{+2_p\ 0_n}$
5	Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля проходной характеристики относительно выхода 1: $I_{см} = -I_б$ ($\xi_{p1} = -1$, $\xi_{n1} = 0$)	ПТ 5. $N^* \frac{1_i}{-1_p\ 0_n}$
6	Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля проходной характеристики: $I_{см} = -2I_б$ ($\xi_{n1} = 0$, $\xi_{p1} = -2$)	ПТ 6. $N^* \frac{1_i}{-2_p\ 0_n}$
7	Токовые зеркала с отрицательным смещением нуля проходной характеристики относительно выхода 2: $I_{см} = -3I_б$ ($\xi_{p1} = -3$, $\xi_{n1} = 0$)	ПТ 7. $N^* \frac{1_i}{-3_p\ 0_n}$
8	Каскодные токовые зеркала с отрицательным смещением нуля проходной характеристики $I_{см} = -4I_б$ ($\xi_{p1} = -4$, $\xi_{n1} = 0$)	ПТ 8. $N^* \frac{1_i}{-4_p\ 0_n}$
9	Токовые зеркала с разностным смещением нуля проходной характеристики: $I_{см} = I_{б.р} - I_{б.n}$, $I_{см} = I_{б.n} - I_{б.р}$	ПТ 9. $N^* \frac{1_i}{+\xi_p\ -\xi_n}$
10	Токовые зеркала с заданным положительным смещением проходной характеристики $I_{см} \approx (N+1)I_б$	ПТ 10. $N^* \frac{1_i}{+\xi_p\ +\xi_n}$
11	Токовые зеркала с удвоенным усилением по току (K_{i12}=-2)	ПТ 11. $N^* \frac{2_i}{\pm\xi_p\ \pm\xi_n}$

На рис. 1.10 приведены примеры классификации конкретных токовых зеркал.

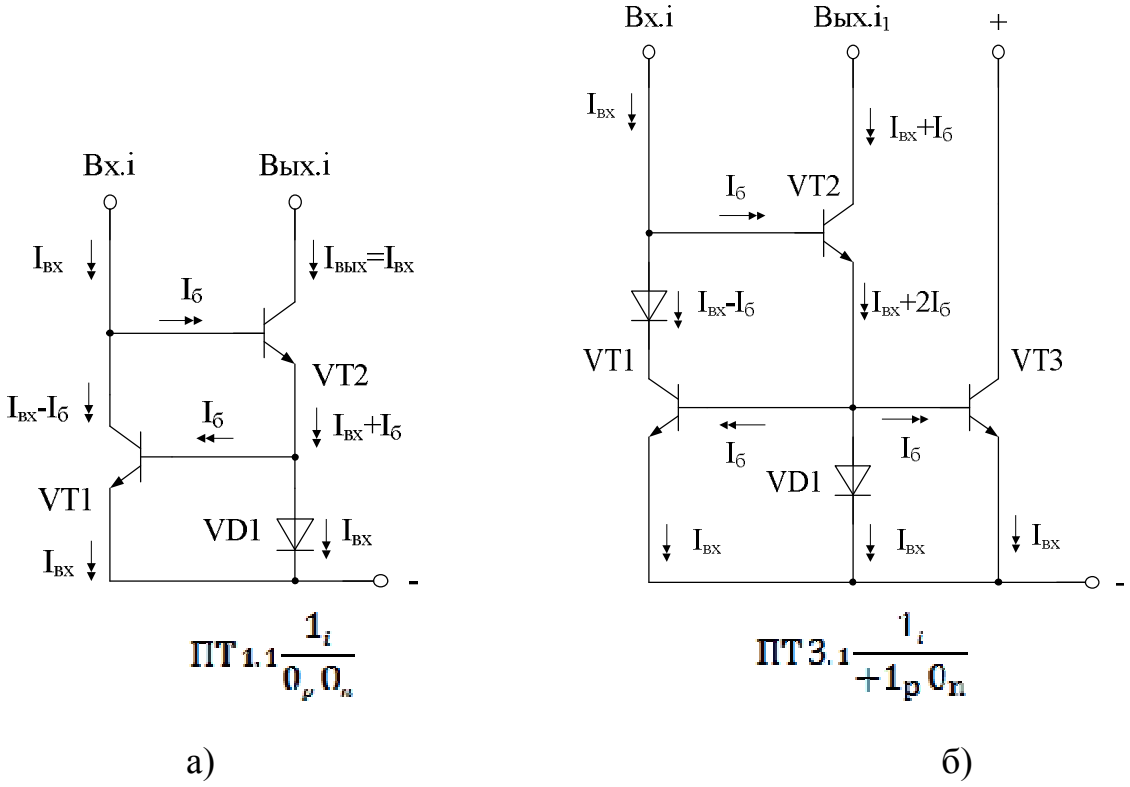


Рис. 1.10. Пример условных обозначений токовых зеркал

Из представленных схем видно, что токовое зеркало (рис. 1.10а) принадлежит к группе 1 и имеет порядковый номер 1, причем её коэффициенты слабой токовой асимметрии $\xi_p=\xi_n=0$, а коэффициент усиления тока $K_i=1$. Токовое зеркало (рис. 1.10б) принадлежит к группе 3 и имеет порядковый номер 1. Её коэффициенты $\xi_p=1$, $\xi_n=0$, а коэффициент усиления тока $K_i=1$.

В начало к оглавлению

1.4.2. Входные дифференциальные каскады

В общем случае асимметрия входного дифференциального каскада учитывается в уравнениях его статических выходных токов (рис. 1.11) коэффициентами $к_{p3}$, $к_{n3}$, $к_{p4}$, $к_{n4}$, ненулевые значения которых указывают на отличие I_3 и I_4 от некоторых идеальных значений I_0.

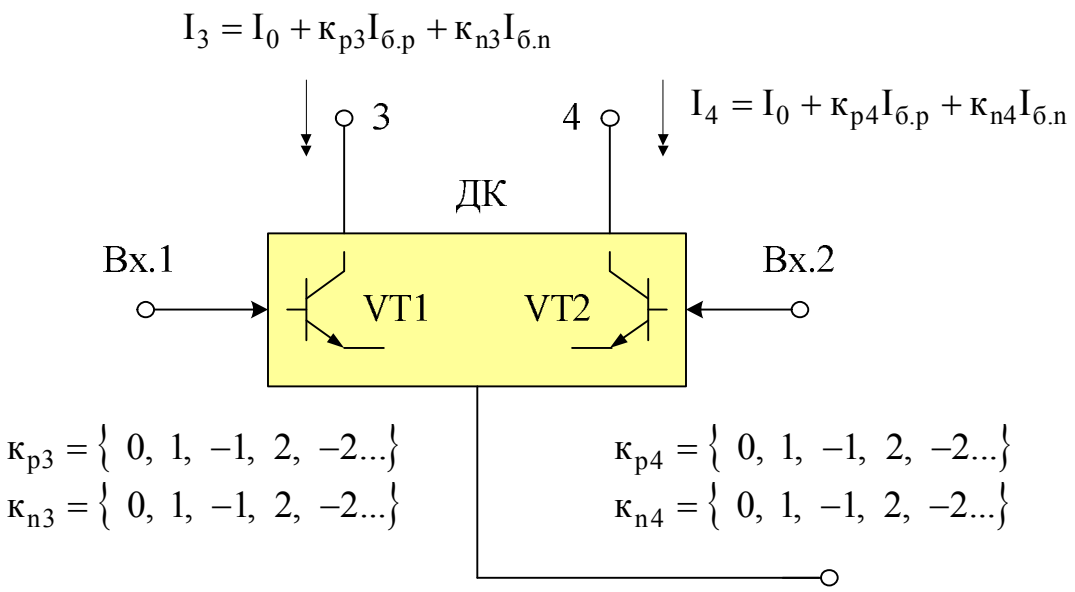
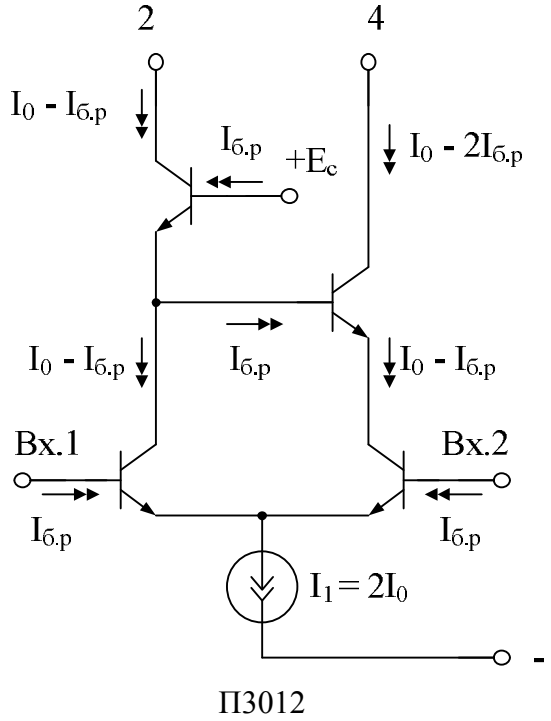


Рис. 1.11. Дифференциальный каскад со слабой токовой асимметрией

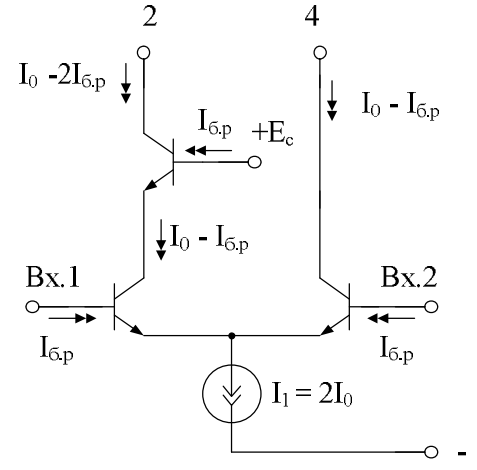
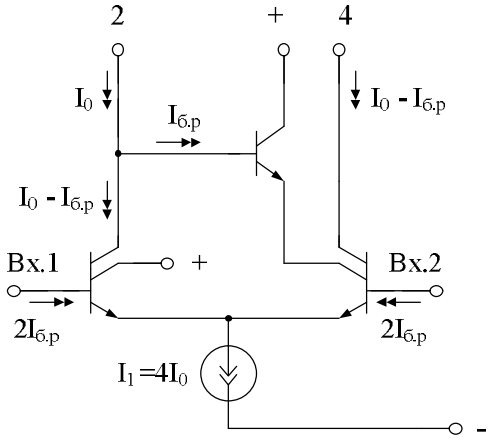
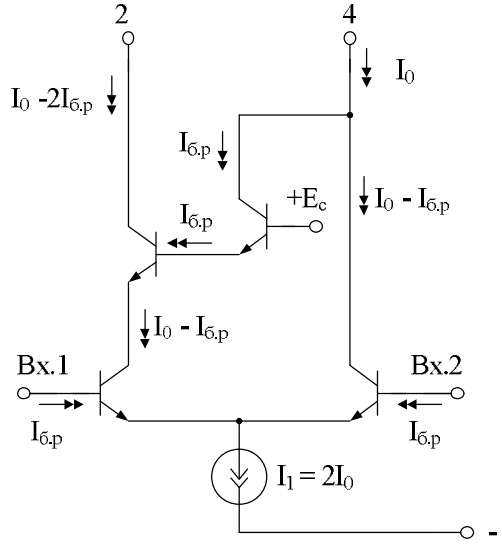
Ниже приводятся схемы ДК (табл. 1.13) и их классификация, включающая как известные, так и новые схемотехнические решения.

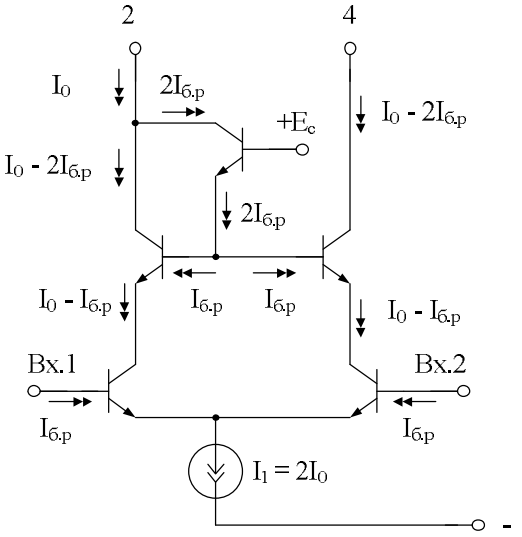
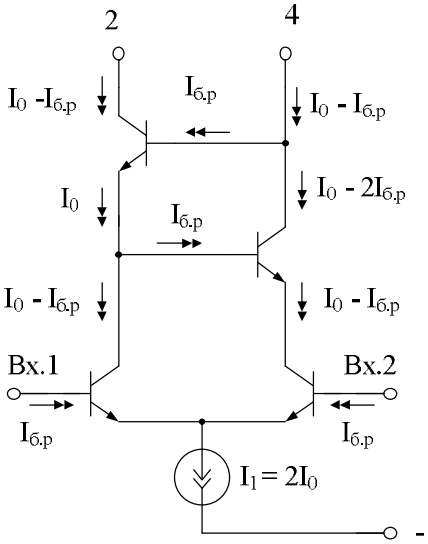
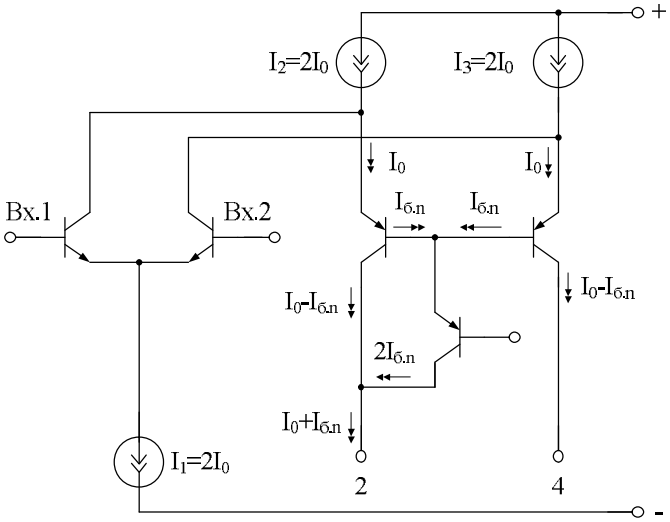
Таблица 1.13

Дифференциальные каскады со слабой токовой асимметрией

	Схема входного ДК	Значения коэффициентов $к_{p3}$, $к_{n3}$, $к_{p4}$, $к_{n4}$
1	2	3
1		$к_{p3} = -1$ $к_{n3} = 0$ $к_{n4} = 0$ $к_{p4} = -2$

Продолжение табл. 1.13

1	2	3
2	 П3012	$к_{р3}$ = -2 $к_{п3}$ = 0 $к_{п4}$ = 0 $к_{р4}$ = -1
3	 П3013	$к_{р3}$ = 0 $к_{п3}$ = 0 $к_{п4}$ = 0 $к_{р4}$ = -1
4	 П3013	$к_{р3}$ = -2 $к_{п3}$ = 0 $к_{п4}$ = 0 $к_{р4}$ = 0

1	2	3
5	 П3014	$к_{р3} = 0$ $к_{n3} = 0$ $к_{n4} = 0$ $к_{р4} = -2$
6	 П3014	$к_{р3} = -1$ $к_{n3} = 0$ $к_{n4} = 0$ $к_{р4} = -1$
7	 П3015	$к_{р3} = 0$ $к_{n3} = 0$ $к_{n4} = -1$ $к_{р4} = 0$

$$ДК\,N\,\frac{\pm k_{p3}\ \pm k_{n3}}{\pm k_{p4}\ \pm k_{n4}}, \qquad (1.18)$$

где $\pm k_{p3}$, $\pm k_{n3}$, $\pm k_{p4}$, $\pm k_{n4}$ – коэффициенты слабой токовой асимметрии ДК, принимающие значения 0, ±1, ±2, ±3, ±n, N - порядковый номер ДК.

На рис. 1.12 приведены конкретные схемы ДК с примерами их классификации.

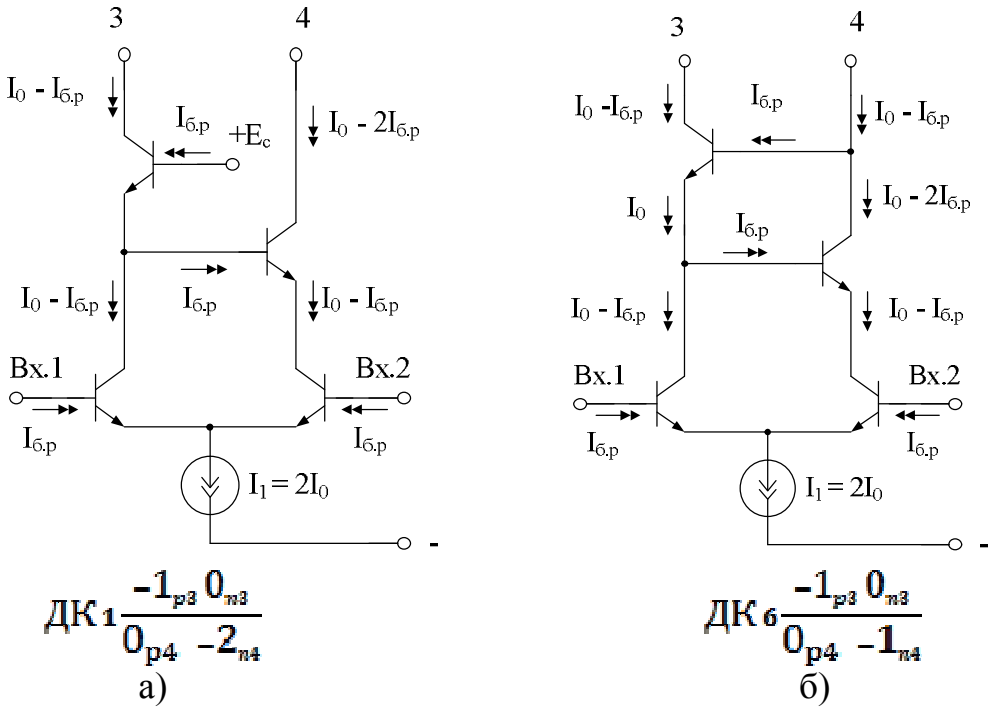


Рис. 1.12. Примеры классификации схем ДК с разной токовой асимметрией

Из приведённых примеров видно, что ДК рис. 1.12а, б имеют порядковые номера 1 и 6. Их коэффициенты k_{p3}=-1, k_{n3}=0, k_{p4}=0, k_{n4}=-2 (рис. 1.12а), причём для схемы рис. 1.12б k_{n4}=-1.

В начало к оглавлению

1.4.3. Буферные усилители

В соответствии с разделом 1.3 входные токовые координаты буферных усилителей (рис. 1.13) влияют на условия минимизации $U_{см}$ операционных усилителей с высокоимпедансным узлом.

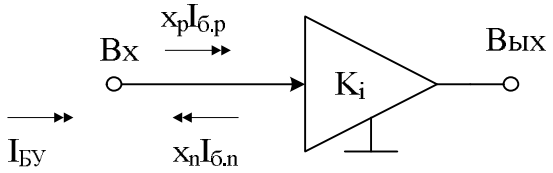


Рис. 1.13. Обобщённый буферный усилитель
с двумя составляющими входных токов

Основное уравнение БУ:

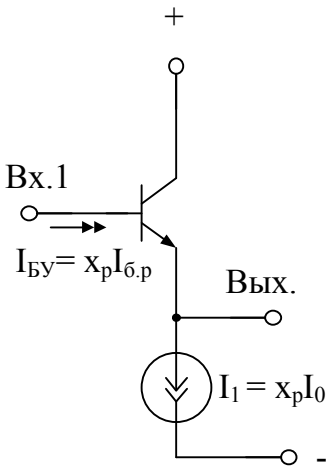
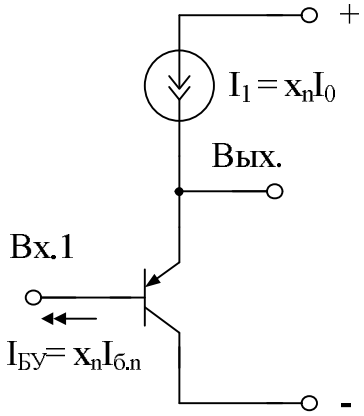
$$I_{БУ} = x_p I_{б.р} - x_n I_{б.n},$$

где $x_p = \{0, 1, 2, 3...\}$, $x_n = \{0, 1, 2, 3...\}$ – коэффициенты токовой асимметрии.

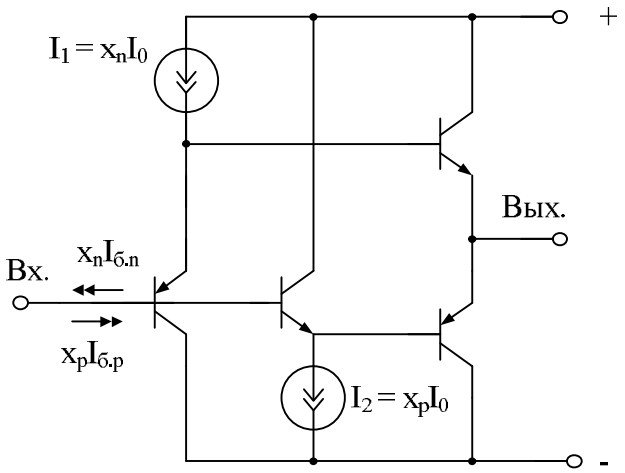
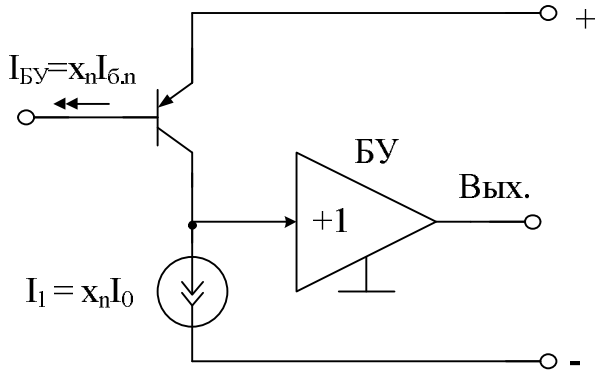
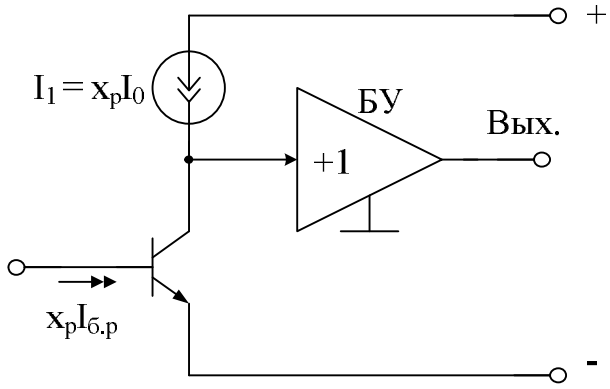
Поэтому при синтезе практических схем ОУ необходимо иметь набор вариантов построения БУ с различными коэффициентами слабой токовой асимметрии x_p, x_n (табл. 1.14).

Таблица 1.14

Буферные усилители на p-n-p и n-p-n транзисторах

	Схема БУ	Значения коэффициентов x_p, x_n
1	2	3
1	 П3016	$x_p \neq 0$ $x_n = 0$
2	 П3016	$x_n \neq 0$ $x_p = 0$

Окончание табл. 1.14

1	2	3
3	 П3017	$x_n \neq 0$ $x_p \neq 0$
4	 П3017	$x_n \neq 0$ $x_p = 0$
5	 П3017	$x_n = 0$ $x_p \neq 0$

Каждому варианту построения известных и новых буферных усилителей можно присвоить определённый шифр:

$$\text{БУ}\,\boxed{N}\,\frac{\boxed{K_u}}{\boxed{\pm X_p}\,\boxed{\pm X_n}}, \qquad (1.19)$$

где N – порядковый номер БУ, $\pm x_p$, $\pm x_n$ – параметры, принимающие значения: 0, 1, 2, 3, n., K_u – коэффициент усиления по напряжению БУ.

На рис. 1.14 приведены примеры обозначений типовых БУ.

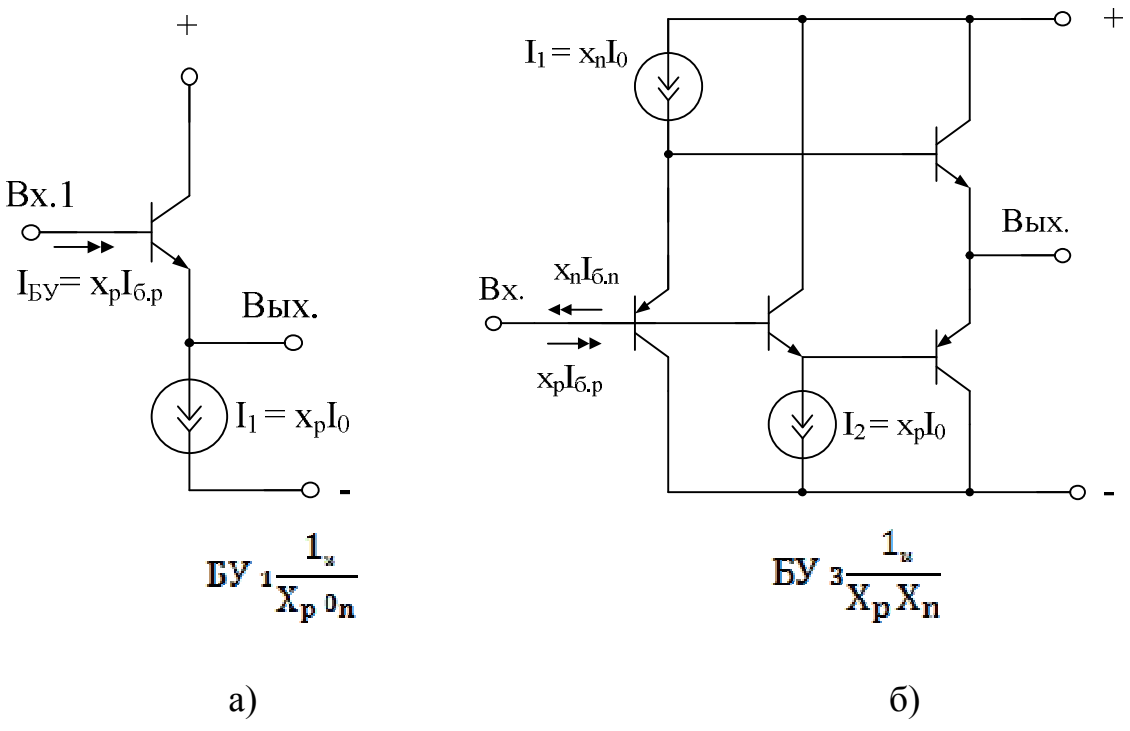


Рис. 1.14. Примеры обозначений буферных усилителей

Из приведённых примеров видно, что БУ (рис. 1.14а) имеет порядковый номер 1, его параметр x_p может принимать любое разумное значение (1, 2, 3, n), которое определяется отношением тока источника I_1 к току I_0. Его параметр x_n=0, а коэффициент усиления $К_у$=1. Аналогично схема БУ рис. 1.14б имеет другой порядковый номер и параметры x_n, x_p, которые также могут принимать любые разумные значения, зависящие от численных значений токов в эмиттерных цепях входных транзисторов.

В начало к оглавлению

1.4.4. Источники опорного тока

Для формирования заданного уровня токовой асимметрии дифференциальных каскадов, токовых зеркал и буферных усилителей в ряде случаев необходимо специальное построение источников опорного тока, задающих их статический режим аналоговых функциональных узлов. В общем случае они могут иметь несколько выходов, а их выходные токи могут отличаться от идеальных значений. На рис. 1.15 этот эффект учитывается коэффициентами слабой токовой асимметрии.

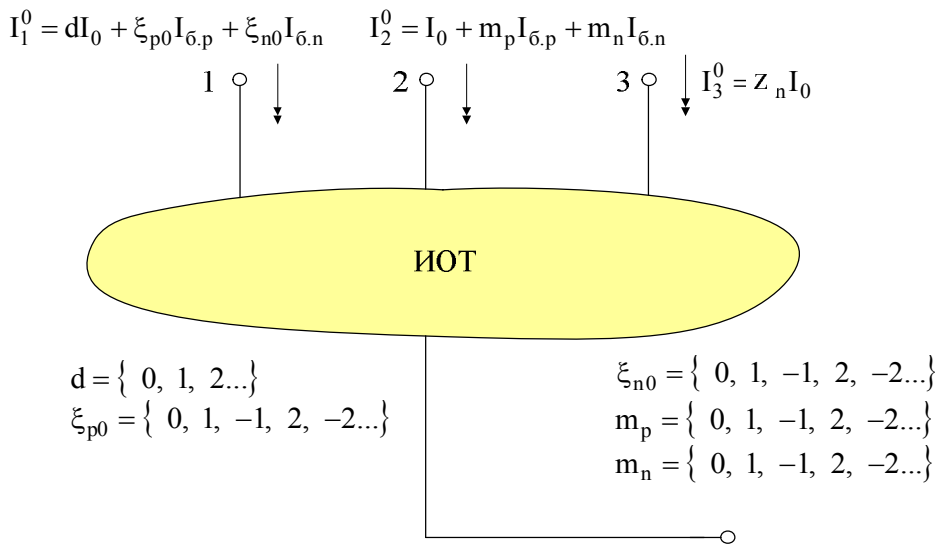


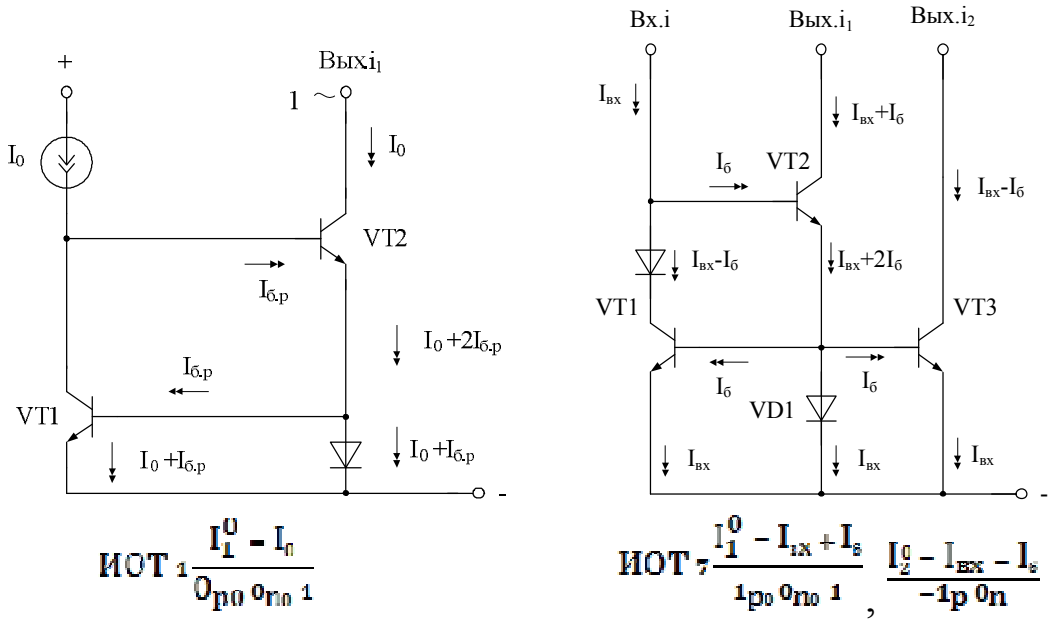
Рис. 1.15. Источник опорных токов со слабой токовой асимметрией

Ниже приводится классификация ИОТ с тремя токовыми выходами (рис. 1.15):

$$\text{ИОТ}\,\boxed{N}\,\frac{I_1^0 = \boxed{I}}{\boxed{\pm\xi}_{p0}\,\boxed{\pm\xi}_{n0}\,\boxed{d}},\ \frac{I_2^0 = \boxed{I}}{\boxed{\pm m}_p\,\boxed{\pm m}_n},\ \frac{I_3^0 = \boxed{I}}{\boxed{\pm z}_n}, \qquad (1.20)$$

где N – порядковый номер ИОТ; i_j^0 – указывает номер выхода j; I – значение тока выхода j; $\pm\xi_{p0}$, $\pm\xi_{n0}$, $\pm m_p$, $\pm m_n$, $\pm z_n$ – коэффициенты слабой токовой асимметрии, принимающие значения 0, ±1, ±2, ±3, ±n; d – коэффициент, принимающий значения 0, 1, 2, 3, n.

На рис. 1.16 приведены примеры классификации ИОТ.



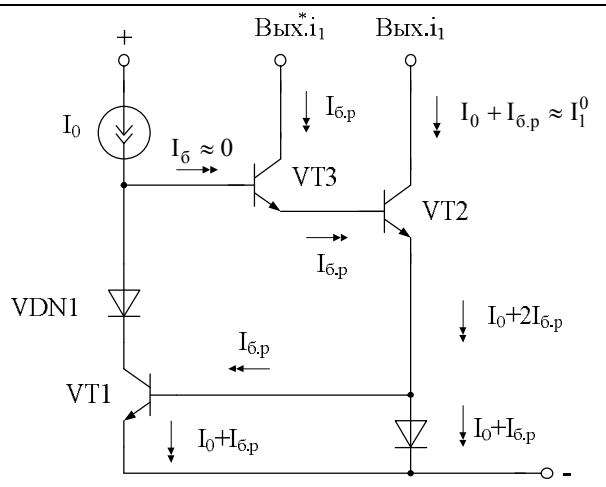
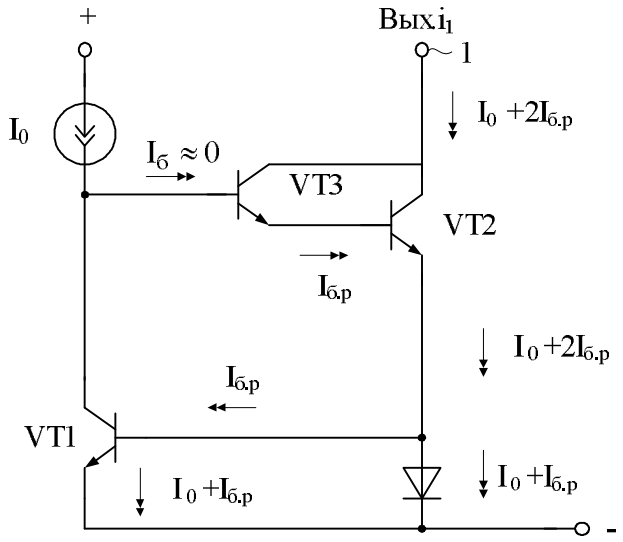
а) б)

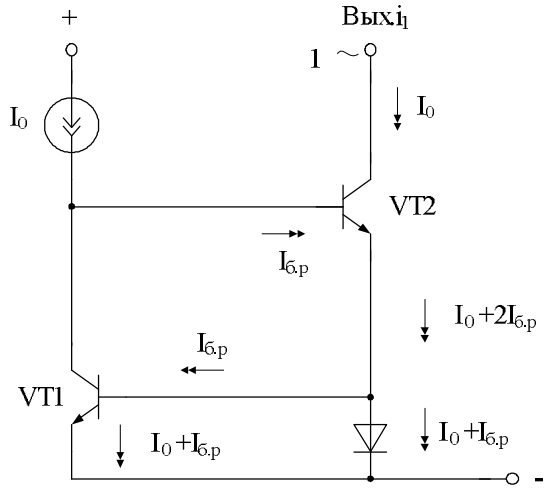
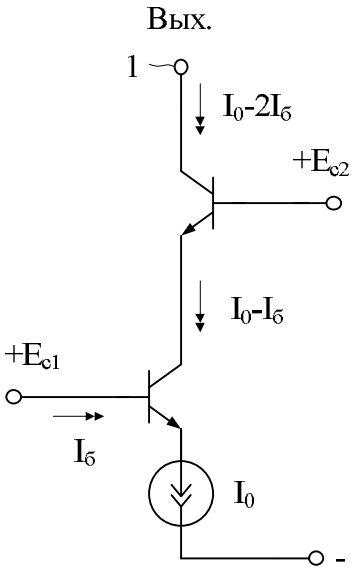
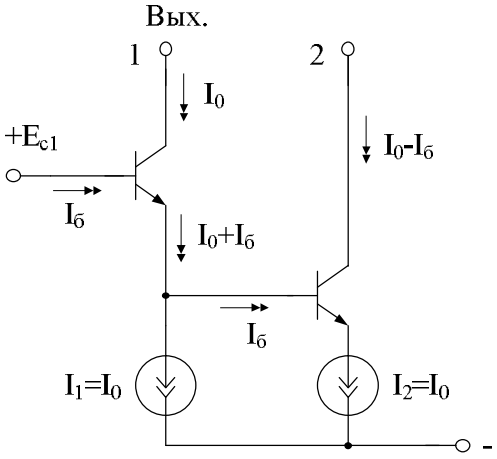
Рис. 1.16. Примеры обозначения схем типовых источников опорного тока

Из приведённых примеров видно, что ИОТ (рис. 1.16а) имеет порядковый номер 1, обладает одним токовым выходом $I_1^0 = I_0$, имеет коэффициенты $\xi_{p0}= \xi_{n0}=0$. Схема ИОТ (рис. 1.16б) имеет порядковый номер 7, обладает двумя токовыми выходами, один из которых $I_1^0 = I_{вх} + I_б$ с коэффициентами $\xi_{p0}=1$, $\xi_{n0}=0$. Второй токовый выход $I_2^0 = I_{вх} - I_б$ с коэффициентами $m_p=-1$, $m_n=0$. Набор типовых источников опорного тока представлен ниже.

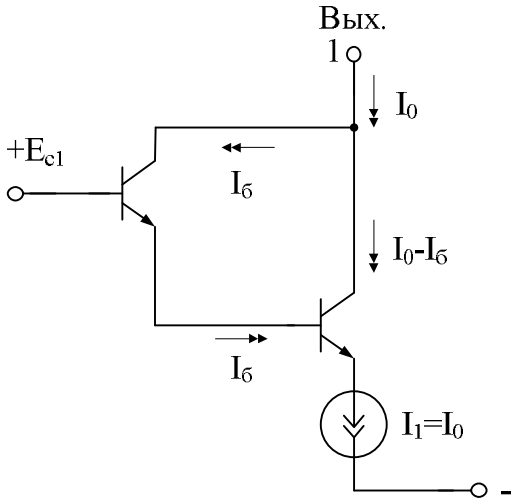
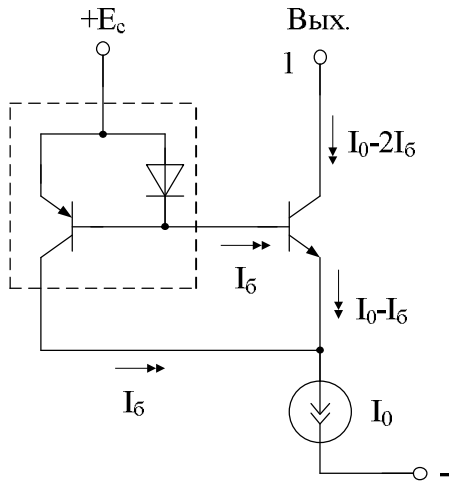
Таблица 1.15

Базовые схемы источников опорного тока

	Схема БУ	Значения коэффициентов ξ_{p0}, ξ_{n0}
1	2	3
1	 Чертёж739	Варианты: $I_1^0 = I_0 + I_{б.р}$ $\begin{cases} \xi_{p0} = 1 \\ \xi_{n0} = 0 \\ d = 1 \end{cases}$
2		Варианты: $I_1^0 = I_0 + 2I_{б.р}$ $\begin{cases} \xi_{p0} = 2 \\ \xi_{n0} = 0 \\ d = 1 \end{cases}$

1	2	3
3		Варианты: $I_1^0 = I_0$ $\begin{cases} \xi_{p0} = 0 \\ \xi_{n0} = 0 \\ d = 1 \end{cases}$
4	 П4116	Варианты: $I_1^0 = I_0 - 2I_б$ $\begin{cases} \xi_{p0} = -2 \\ \xi_{n0} = 0 \\ d = 1 \end{cases}$
5	 П4116	Варианты: $I_1^0 = I_0$ $\begin{cases} \xi_{p0} = 0 \\ \xi_{n0} = 0 \\ d = 1 \end{cases}$ $I_2^0 = I_0 - I_б$ $\begin{cases} m_p = -1 \\ m_n = 0 \end{cases}$

Окончание табл. 1.15

1	2	3
6	 П4117	Варианты: $I_1^0 = I_0$ $\begin{cases} \xi_{p0} = 0 \\ \xi_{n0} = 0 \\ d = 1 \end{cases}$
7	 П4117	Варианты: $I_1^0 = I_0 - 2I_б$ $\begin{cases} \xi_{p0} = -2 \\ \xi_{n0} = 0 \\ d = 1 \end{cases}$

В начало к оглавлению

1.5. Архитектура прецизионных ОУ с СКМ^р корректирующим многополюсником

Рассмотренные методы минимизации напряжения смещения нуля ($U_{см}$) операционных усилителей с высокоимпедансным узлом базируются, как правило, на вмешательстве разработчика в структуру входного каскада либо связаны со специальным построением буферного усилителя. Однако в ряде практических задач нецелесообразно вносить какие-либо корректировки в исходную структуру входного дифференциального каскада с целью обеспечения необходимых значений коэффициентов слабой токовой асимметрии функциональных узлов ОУ, а существующий набор буферных усилителей не всегда позволяет обеспечить взаимную компенсацию всех токовых составляющих в высокоимпедансном узле [96].

Если выходящие токи I_3, I_4 узлов 3 и 4 обобщённой схемы ДК рис. 1.17 на основе классических токовых зеркал при нулевом входном дифференциальном сигнале не одинаковы и их невозможно сделать идентичными из-за запрета на корректировку исходной структуры ДК, то для минимизации $U_{см}$ в диапазоне температурных и радиационных воздействий можно потребовать введения между узлами 3 и 4 специального корректирующего многополюсника р-типа (СКМ^р). Его назначение – обеспечить согласование коэффициентов слабой токовой асимметрии ДК по выходам 3, 4 и кроме этого выполнить функцию буферного каскада ОУ с малым выходным сопротивлением. Функции такого СКМ^р реализуются в предлагаемой ниже схеме, показанной на рис. 1.17б [96].

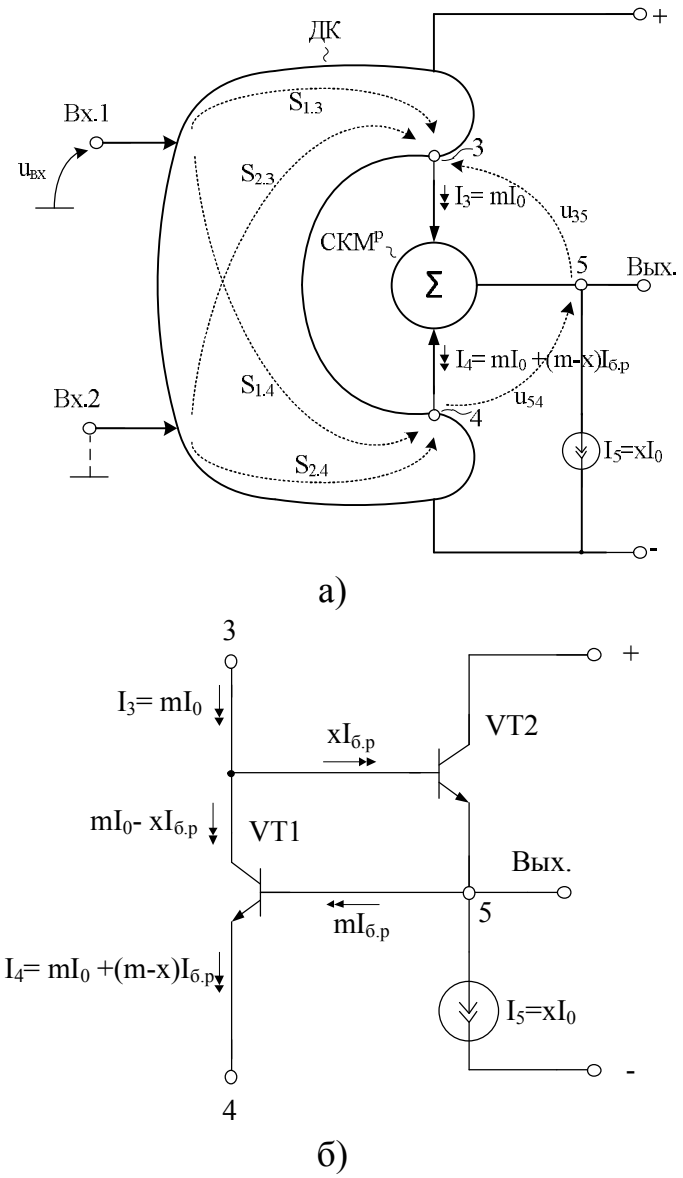


Рис. 1.17. Метод СКМ^р компенсации слабой токовой асимметрии вида $(m\text{-}x)I_{б.р}$ по выходам 3 и 4 ДК (а) и устройство для его осуществления (б)

Действительно в общем случае выходные токи узлов 3 и 4 ДК (рис. 1.17а) могут быть не одинаковы. Для корректирующего многополюсника СКМ^{р} типа на n-p-n транзисторах рис. 1.17б допустимая асимметрия токов I_3 и I_4 ДК рис. 1.17а может достигать значений $(m\text{-}x)I_{б.р}$:

$$\begin{cases} I_3 = mI_0 \\ I_4 = mI_0 + (m - x)I_{б.р} \end{cases}, \qquad (1.21)$$

где m – коэффициент пропорциональности (m = 1, 2, 3, 4, …), характеризующий статические токи выходов 3 и 4 ДК при коэффициенте усиления токов базы всех n-p-n транзисторов $\beta_р = \infty$, x – коэффициент пропорциональности, устанавливающий численные значения тока двухполюсника I_5 (x = 1, 2, 3, 4, ..), кратные току I_0.

В формуле (1.21) под I_0 понимается некоторый квант тока, например 1мА или 100мкА, к которому «привязывается» статический режим всех транзисторов схемы. Для наиболее часто встречающихся вариантов построения операционных усилителей в формуле (1.16), следует положить m=1. В этом случае допустимая асимметрия токов I_3 и I_4 в схеме (рис. 1.17а) определяется уравнением:

$$\Delta I_{43} = I_4 - I_3 = (1 - x)I_{б.р}. \qquad (1.22)$$

За счёт изменения параметра «x», характеризующего источник опорного тока I_5, можно скомпенсировать влияние на $U_{см}$ неидентичности токов I_3 и I_4 вида $(1\text{-}x)I_{б.р}$ в соответствии с табл. 1.16.

Таблица 1.16

Влияние параметра «x» СКМ^{р} -многополюсника на компенсацию асимметрии токов I_3, I_4 вида $(1 - x)I_{б.р}$ в обобщённом дифференциальном каскаде с классическими токовыми зеркалами при m=1

Параметр «x» источника опорного тока I_5=xI_0	Допустимые значения токов I_3, I_4	Компенсируемая асимметрия токов I_3, I_4
x=1	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$=0
x=2	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 - I_{б.р} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$= -$I_{б.р}$
x=3	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 - 2I_{б.р} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$= -2$I_{б.р}$
x=4	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 - 3I_{б.р} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$= -3$I_{б.р}$
x=5	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 - 4I_{б.р} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$= -4$I_{б.р}$

Если в формуле (1.21) принять m=2, то в этом случае цепь СКМ^{р} – р-типа компенсирует как положительную, так и отрицательную разницу между токами I_3 и I_4 (табл. 1.17).

Таблица 1.17

Влияние параметра «x» многополюсника СКМ^p – p-типа на компенсацию асимметрии токов I_3, I_4 вида (2 - x)$I_{б.p}$ в обобщённом дифференциальном каскаде при m=2

Параметр «x» источника опорного тока I_5=xI_0	Допустимые значения токов I_3, I_4	Компенсируемая асимметрия токов I_3, I_4
x=1	$\begin{cases} I_3 = 2I_0 \\ I_4 = 2I_0 + I_{б.p} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$= +$I_{б.p}$
x=2	$\begin{cases} I_3 = 2I_0 \\ I_4 = 2I_0 \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$= 0
x=3	$\begin{cases} I_3 = 2I_0 \\ I_4 = 2I_0 - I_{б.p} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$= -$I_{б.p}$
x=4	$\begin{cases} I_3 = 2I_0 \\ I_4 = 2I_0 - 2I_{б.p} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$= -2$I_{б.p}$
x=5	$\begin{cases} I_3 = 2I_0 \\ I_4 = 2I_0 - 3I_{б.p} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}$= -3$I_{б.p}$

Таким образом, за счёт выбора параметра «x» в цепях СКМ^p (p-типа) можно уменьшить влияния на $U_{см}$ разницы между выходными токами ДК I_3, I_4, достигающей значений (m-x)$I_{б.p}$ (табл. 1.16, 1.17).

В этом случае подсхема СКМ^p согласует токовые асимметрии по выходам 3 и 4 ДК, структура которого (по условиям технического задания) не может изменяться для получения равенства I_3 = I_4.

В начало к оглавлению

1.6. Прецизионные ОУ на основе СКМ^n корректирующего многополюсника

Аналогично СКМ^p компенсации, с помощью СКМ^n – многополюсника (рис. 1.18а) можно согласовать асимметрию выходных токов I_3 и I_4, достигающую значений (1 - x)$I_{б.n}$. Функции такого корректирующего элемента СКМ реализуются в схеме, показанной на рис.1.18б.

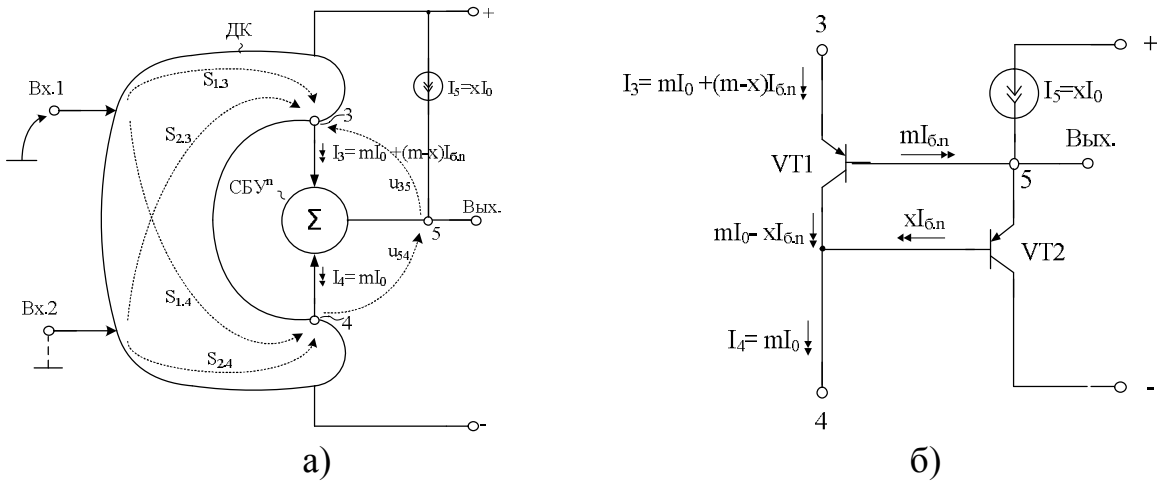


Рис. 1.18. Метод СКМ^n – компенсации слабой токовой асимметрии вида (m-x)$I_{б.n}$ по выходам 3 и 4 ДК (а) и устройство для его осуществления (б)

В общем случае для СКМ^n – многополюсника на p-n-p транзисторах допустимая асимметрия токов I_3 и I_4 ДК (рис. 1.18) может достигать значений $(m\text{-}x)I_{б.n}$:

$$\begin{cases} I_3 = mI_0 \\ I_4 = mI_0 + (m - x)I_{б.n} \end{cases}, \qquad (1.23)$$

где m – коэффициент пропорциональности (m = 1, 2, 3, 4, …), характеризующий статические токи выходов 3 и 4 при $\beta_n = \infty$, x – коэффициент пропорциональности, устанавливающий численные значения тока двухполюсника I_5 (x = 1, 2, 3, 4, ...).

Если m=1, то допустимая асимметрия токов I_3 и I_4 определяется уравнением:

$$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 + (1 - x)I_{б.n} \end{cases}. \qquad (1.24)$$

За счёт изменения параметра «x», характеризующего источник опорного тока I_5, можно уменьшить $U_{см}$ при неидентичности токов I_3 и I_4 в соответствии с табл. 1.18.

Таблица 1.18

Влияние параметра «x» СКМ^n – многополюсника на компенсацию асимметрии токов I_3, I_4 вида $(1 - x)I_{б.n}$ в обобщённом дифференциальном каскаде при m=1

Параметр «x» источника опорного тока $I_5=xI_0$	Допустимые значения токов I_3, I_4	Компенсируемая асимметрия токов I_3, I_4
x=1	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}=0$
x=2	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 - I_{б.n} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}= -I_{б.n}$
x=3	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 - 2I_{б.n} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}= -2I_{б.n}$
x=4	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 - 3I_{б.n} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}= -3I_{б.n}$
x=5	$\begin{cases} I_3 = I_0 \\ I_4 = I_0 - 4I_{б.n} \end{cases}$	$\Delta I_{3.4}= -4I_{б.n}$

На рис. 1.19 представлен пример введения СКМ^p – многополюсника в ОУ для компенсации неидентичности выходных токов узлов 3 и 4.

Результаты компьютерного моделирования в среде PSpice показывают, что применение предлагаемого метода компенсации неидентичности выходных токов узлов 3 и 4 позволяет снизить напряжение смещение нуля до единиц микровольт.

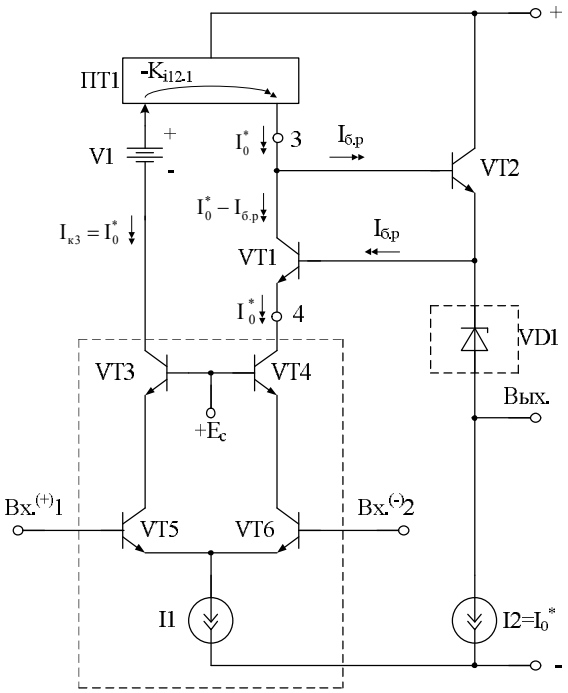


Рис. 1.19. Пример построения ОУ с СКМ^{р} – многополюсником

Таким образом, рассмотренный схемотехнический приём рекомендуется использовать в том случае, когда структура входного каскада ОУ не подлежит модернизации для изменения её коэффициентов слабой токовой асимметрии. При этом введение СКМ^{р} или СКМ^{n} корректирующих многополюсников позволяет по другому решить задачу минимизации $U_{см}$ при $I_3 \neq I_4$.

В начало к оглавлению

1.7. Алгоритм синтеза ОУ с повышенной стабильностью нулевого уровня

Практическое применение рассмотренных выше методов минимизации напряжения смещения нуля ($U_{см}$) операционных усилителей с высокоимпедансным узлом, состоящих из дифференциального каскада (ДК), токового зеркала (ТЗ) и буферного усилителя (БУ), можно формализовать с помощью следующего алгоритма (рис. 1.20).

Суть алгоритма (рис. 1.20) заключается в выборе функциональных узлов ОУ (ДК, ПТ, БУ, ИОТ) по известным значениям их коэффициентов токовой асимметрии, при которых реализуется взаимная компенсация в узле «А» абсолютных значений токов и их приращений, обусловленных влиянием дестабилизирующих факторов.

В связи с большим многообразием вариантов построения функциональных узлов, одновременно удовлетворяющих условиям взаимной компенсации токов в высокоимпедансном узле, можно синтезировать большое число практических схем с низким $U_{см}$.

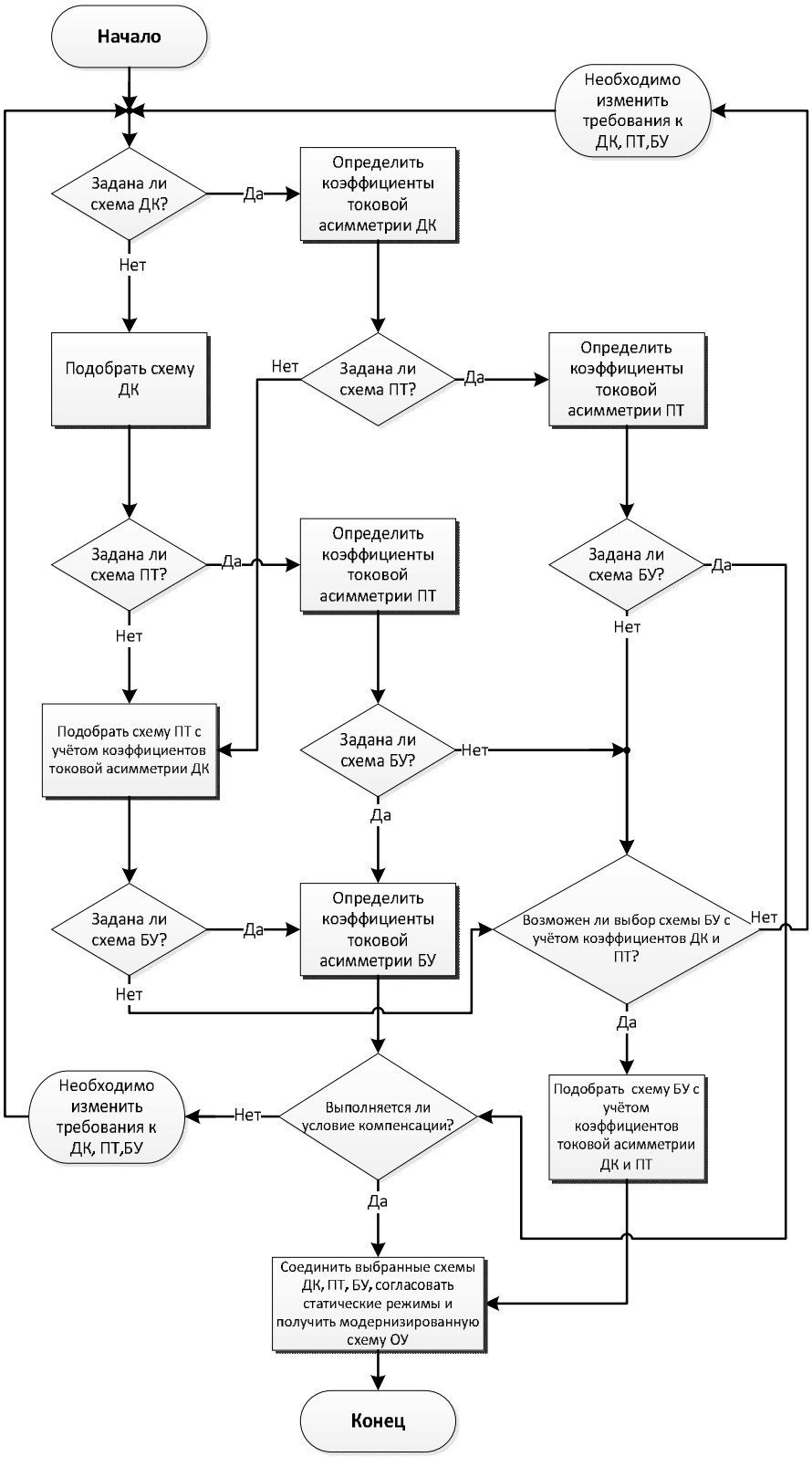


Рис. 1.20. Алгоритм проектирования операционного усилителя с малым уровнем напряжения смещения нуля ($U_{см}$)

В начало к оглавлению

1.8. Альтернативные архитектуры температурно-компенсированных усилителей постоянного тока

Широкое применение классического параллельно-балансного дифференциального каскада в аналоговой микросхемотехнике обусловлено, прежде всего, замечательным свойством его структуры – взаимной компенсацией температурных эффектов, связанных с дрейфом характеристик применяемых транзисторов. При идентичных транзисторах напряжение смещения нуля ДУ ($E_{см}$) и температурный дрейф $e_{см}$ получаются небольшими [5].

Схемы несимметричных ДК, в которых может быть использована предлагаемая в разделе 1.3 идея построения прецизионных ОУ, как правило, не обеспечивают эффективную температурную компенсацию $e_{см}$. Если несимметричный дифференциальный усилитель (НДУ) имеет повышенную, но детерминированную (не случайную) температурную нестабильность $e_{см}$, то устранить этот недостаток можно структурными методами.

Ниже приведены функциональные схемы балансных усилителей с непосредственной связью каскадов [49, 58], имеющих взаимную температурную компенсацию двух идентичных, но нестабильных НДУ. Один из них – НДУ1 – обеспечивает усиление сигнала, второй – НДУ2 – совместно с повторителями тока ПТ1 (ПТ2) создаёт цепь параметрической компенсации температурных эффектов. Если НДУ1 и НДУ2 совершенно идентичны, а повторители тока ПТ1 (ПТ2) имеют единичные коэффициенты усиления тока, то, несмотря на высокую нестабильность статического режима НДУ1, результирующие параметры по дрейфу усилительных структур (рис. 1.21–1.28) могут быть не хуже, чем у классического параллельно-балансного каскада.

В качестве НДУ2 должны использоваться дифференциальные усилители, допускающие непосредственное соединение входов Вх.1 и Вх.2 без существенного нарушения статического режима. В общем случае НДУ1 (НДУ2) имеют основной и вспомогательный выходы, характеризующиеся высокими значениями выходных сопротивлений.

Входы вспомогательного НДУ2 могут также использоваться как дополнительные входные узлы в мультивходовых ОУ, а также для включения цепей регулировки $E_{см}$ и его температурного дрейфа, введения корректирующих сигналов и т.п. Это значительно расширяет области применения балансных усилителей рассматриваемого класса.

Замечательной особенностью балансных усилителей (рис. 1.21–1.28) является их способность к самоустановлению нулевых значений регулярной составляющей $e_{см}$ без каких-либо дополнительных настроек и балансировок. Это весьма важный факт особенно для несимметричных ДУ.

Рассмотрим условия минимизации дрейфа напряжения смещения нуля в усилителях (рис. 1.21–1.28), полагая, что НДУ1 и НДУ2 имеют некоторые значения автономных параметров $e_{см1}$ и $e_{см2}$.

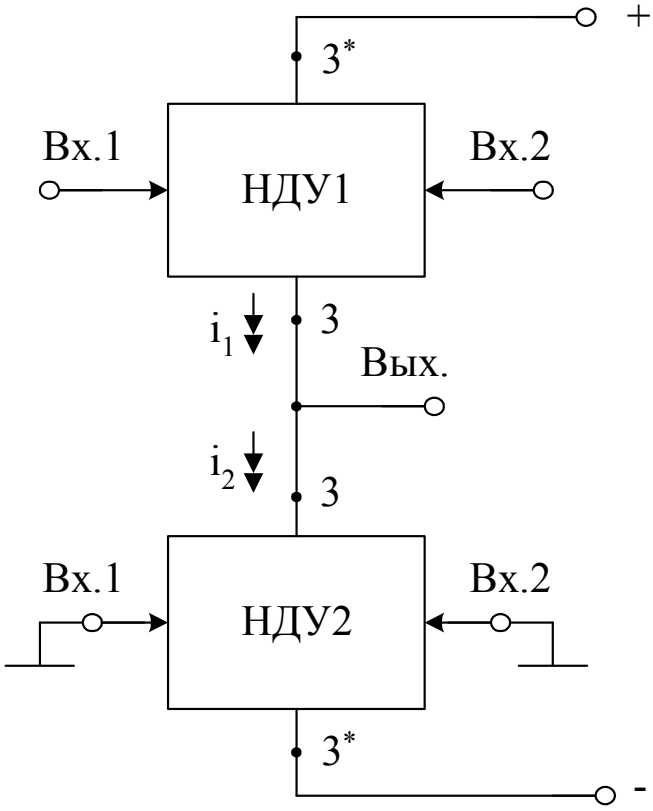


Рис. 1.21. Последовательно-балансный ДУ

Практическая реализация структуры (рис. 1.21) на биполярных транзисторах затруднена. Применение полевых транзисторов с управляющим p-n переходом в каскадах НДУ1 и НДУ2 позволяет легко выполнить условия получения минимального дрейфа напряжения смещения нуля [49]:

$$e_{см.\Sigma} = e_{см.1} - \frac{y_{21.2}}{y_{21.1}} \cdot e_{см.2}, \qquad (1.25)$$

где $y_{21.1}$ ($y_{21.2}$) – крутизна преобразования входного дифференциального напряжения НДУ1 (НДУ2) в его выходной ток.

При одинаковых значениях $e_{см.1}=e_{см.2}$ и $y_{21.1}=y_{21.2}$ в схеме (рис. 1.21) обеспечивается полная компенсация температурной нестабильности $e_{см}$ несимметричных НДУ1 и НДУ2.

Для варианта схемы рис. 1.22 уравнение для дрейфа напряжения смещения нуля:

$$e_{см.\Sigma} = e_{см.1} - \frac{y_{21.2}}{y_{21.1} \cdot K_{i.1}} \cdot e_{см.2}, \qquad (1.26)$$

где $K_{i.1} \approx 1$ – коэффициент усиления тока повторителя ПТ1.

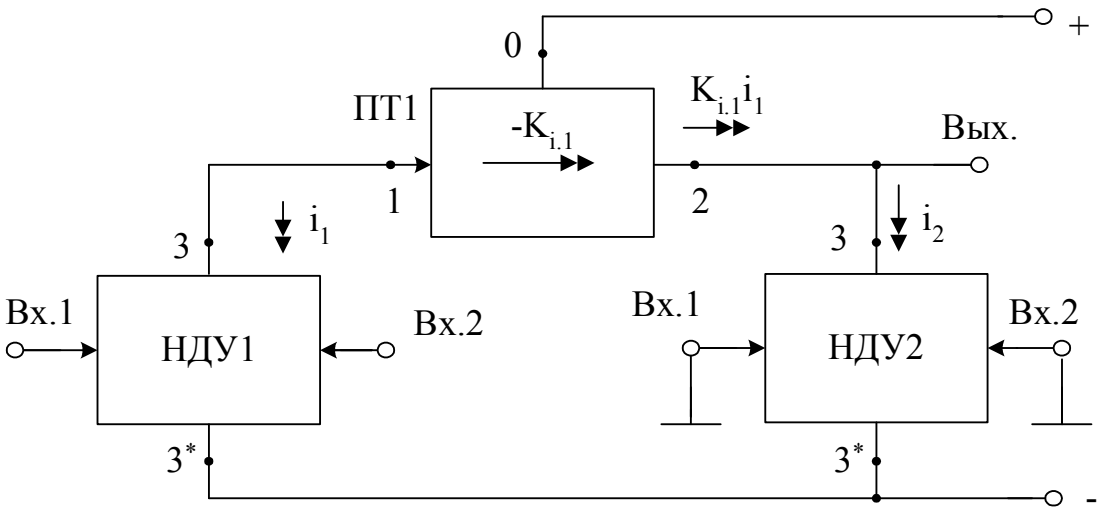


Рис. 1.22. Балансный ДУ на основе ПТ1 в выходной цепи НДУ1

Условие полной компенсации дрейфа:

$$y_{21.2} = y_{21.1}K_{i.1}. \qquad (1.27)$$

Вариант схемы (рис. 1.23) по свойствам на постоянном токе близок к схеме (рис. 1.22). Уравнение для дрейфа напряжение смещения нуля:

$$e_{см.\Sigma} = \frac{y_{21.2}}{y_{21.1}} \cdot K_{i.1}e_{см.2} - e_{см.1}. \qquad (1.28)$$

Полная компенсация нестабильности статического режима возможна, если:

$$y_{21.2}K_{i.1} = y_{21.1}. \qquad (1.29)$$

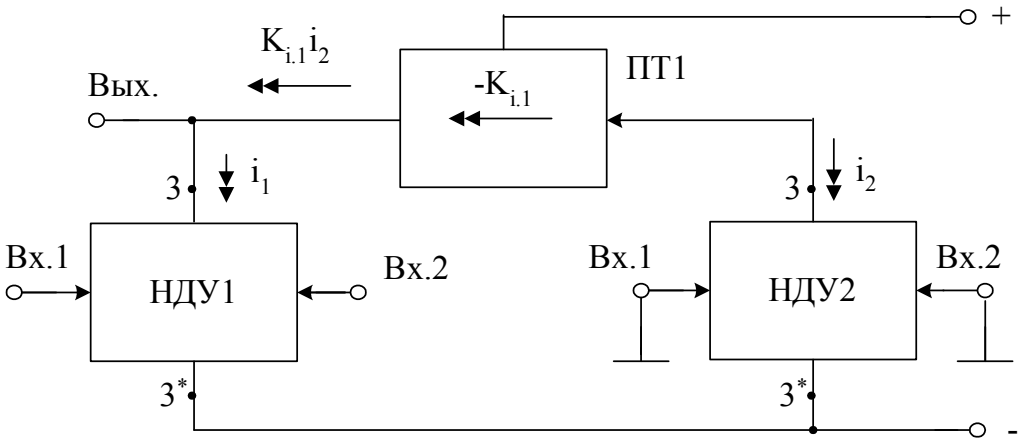


Рис. 1.23. Балансный усилитель на основе ПТ в выходной цепи НДУ2

Основной особенностью схемы (рис. 1.24) [49] – наличие двух повторителей тока ПТ1-ПТ2, а также более высокая степень симметрии на переменном токе.

$$e_{см.\Sigma} = \frac{K_{i.2} y_{21.2}}{K_{i.1} y_{21.1}} \cdot e_{см.2} - e_{см.1}. \qquad (1.30)$$

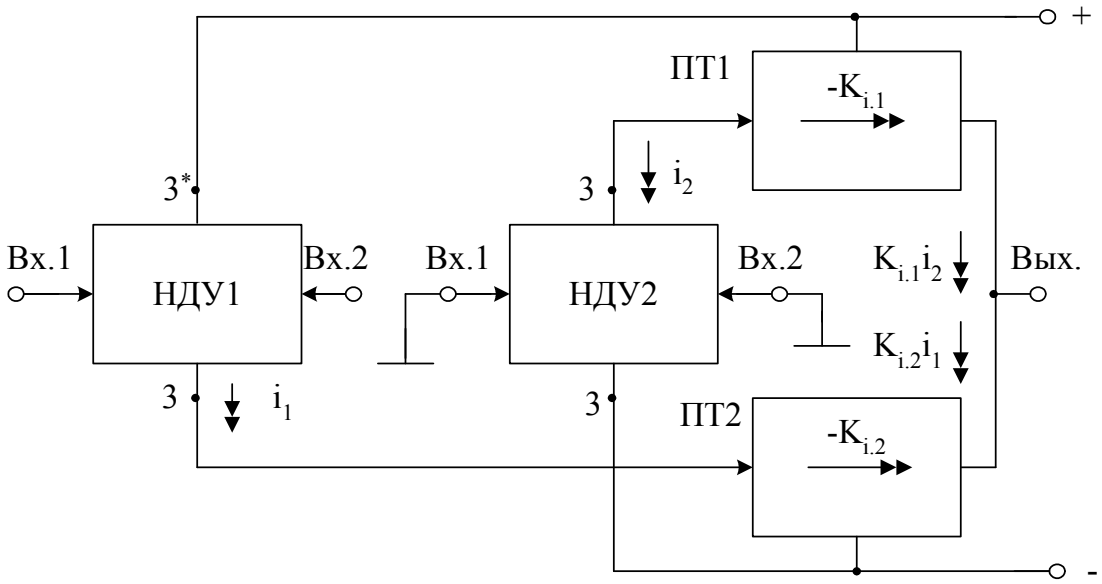


Рис. 1.24. Балансный усилитель на основе инвертирующих повторителей тока ПТ1-ПТ2

Схема рис. 1.25 является модификацией структурной схемы (рис. 1.23) [49]. Отличие состоит в том, что эффект компенсации здесь достигается использованием неинвертирующего повторителя тока ПТ1.

$$e_{см.\Sigma} = e_{см.1} - K_{i.1} \frac{y_{21.2}}{y_{21.1}} e_{см.2} - \frac{j_1}{y_{21.1}}, \qquad (1.31)$$

где j_1 – температурная нестабильность источника опорного тока I_1.

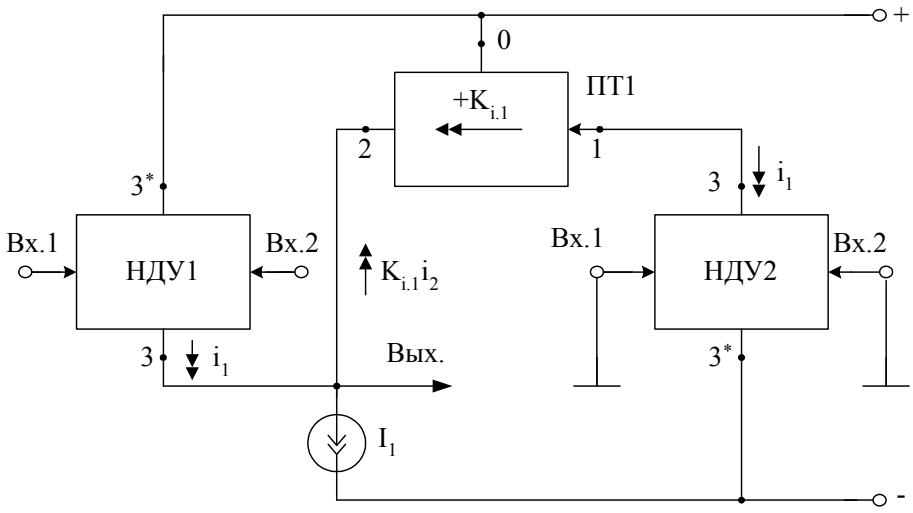


Рис. 1.25. Балансный усилитель на основе неинвертирующего повторителя тока ПТ1

При высокой стабильности I_1 минимальный температурный дрейф будет получен при:

$$y_{21.1} = K_{i.1} y_{21.2}. \qquad (1.32)$$

В схеме (рис. 1.26) используется более сложный двухвходовой повторитель тока ПТ1. Температурный дрейф напряжения смещения нуля:

$$e_{см.\Sigma} = \frac{K_{i.2}}{K_{i.1}} \cdot \frac{y_{21.2}}{y_{21.1}} e_{см.2} - e_{см.1} - \frac{j_1}{y_{21.1} K_{i.1}}. \qquad (1.33)$$

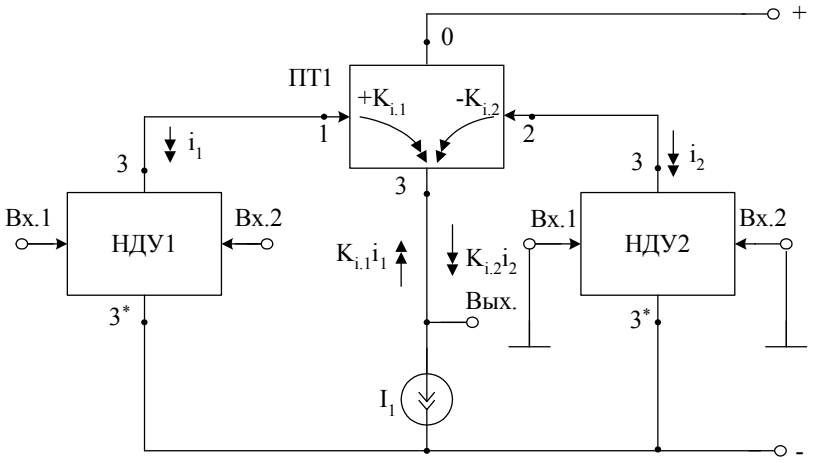


Рис. 1.26. Балансный усилитель на основе двухвходового ПТ1

В варианте схемы (рис. 1.27) применяются неинвертирующие повторители тока ПТ1, ПТ2 [49]. Она обладает более высокой, чем на рис. 1.21, 1.22, 1.24, симметрией на переменном токе, Напряжение смещения нуля:

$$e_{см.\Sigma} = \frac{K_{i.2}}{K_{i.1}} \cdot \frac{y_{21.2}}{y_{21.1}} e_{см.2} - e_{см.1}. \qquad (1.34)$$

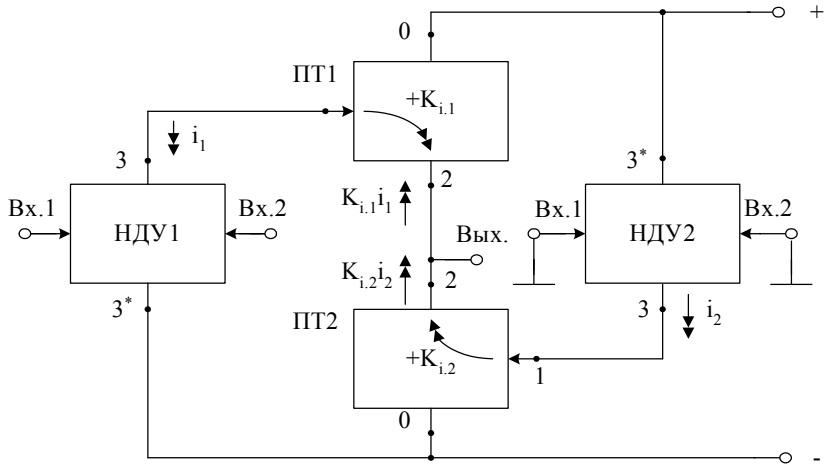
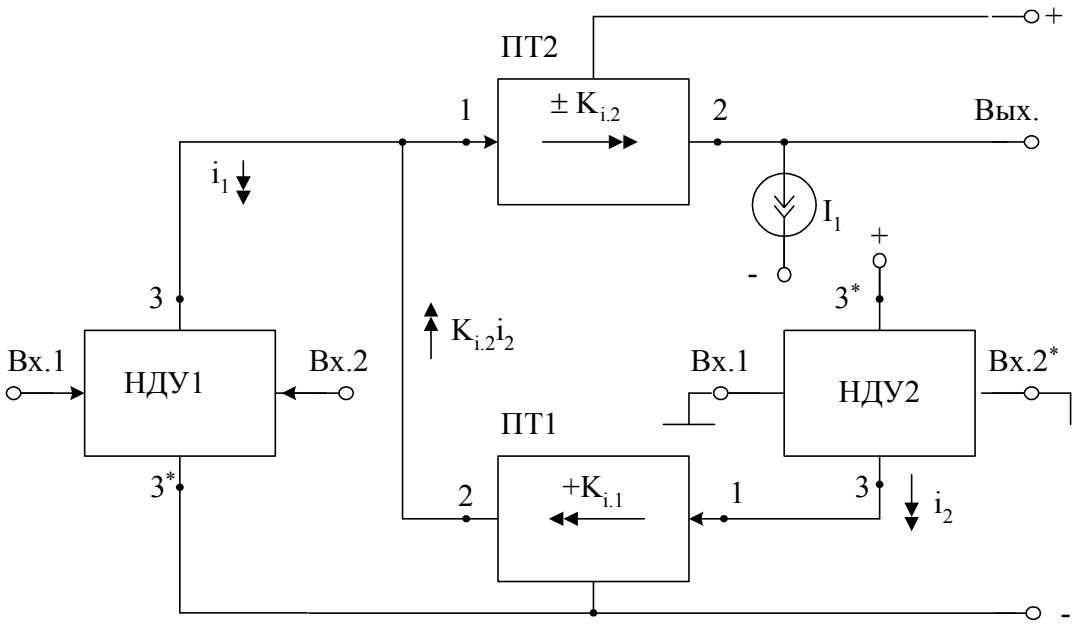


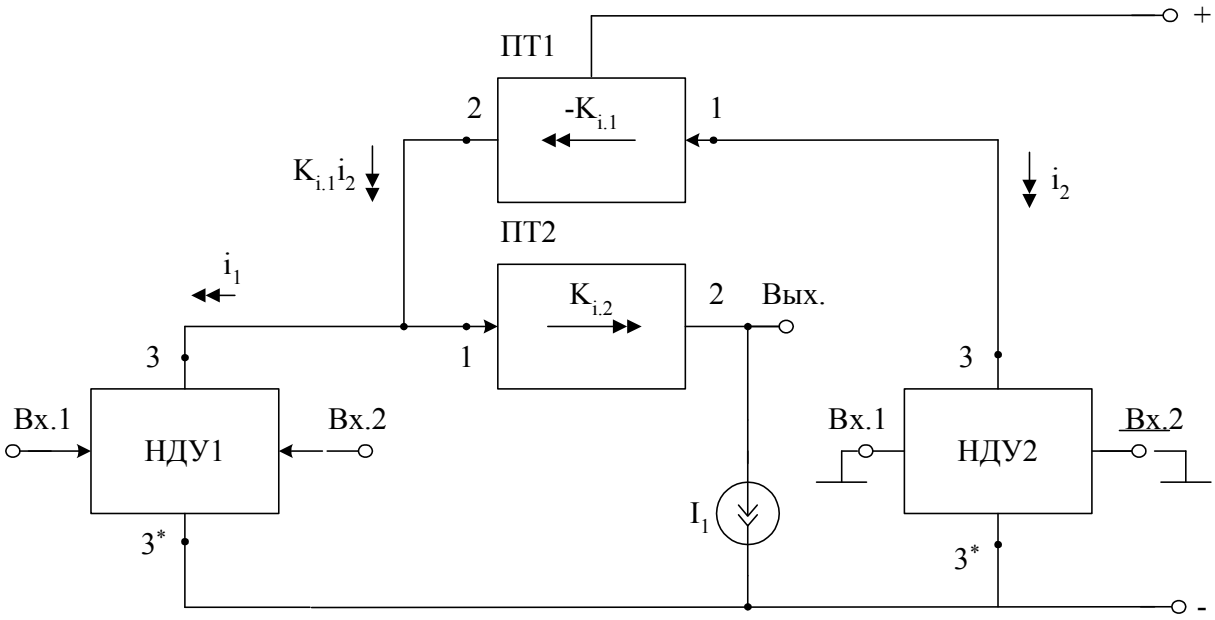
Рис. 1.27. Балансный усилитель на основе неинвертирующих повторителей тока ПТ1-ПТ2

Если обеспечить $K_{i.2}y_{21.2}= K_{i.1}y_{21.1}$, то детерминированная температурная нестабильность напряжения смещения нуля будет иметь минимальное значение.

Схемы, представленные на рис. 1.28, реализованы на основе схем (рис. 1.23–1.25) соответственно [49] и, по существу, являются их модификациями.



(а)



(б)

Рис. 1.28. Модификации балансного усилителя

Поэтому для усилителя (рис. 1.28а) справедливы соотношения:

$$e_{см.\Sigma} = \frac{K_{i.1}}{y_{21.1}} \cdot y_{21.2} e_{см.2} - e_{см.1} - \frac{j_{ПТ1}}{y_{21.1}} - \frac{j_1 + j_{ПТ2}}{K_{i.2} y_{21.1}}. \qquad (1.35)$$

В схеме (рис. 1.28б) дрейф напряжение смещения нуля:

$$e_{см.\Sigma} = e_{см.1} - e_{см.2} \frac{y_{21.2} K_{i.1}}{y_{21.1}} - \frac{j_{ПТ1}}{y_{21.1}} - \frac{j_1 + j_{ПТ2}}{y_{21.1} K_{i.2}}. \qquad (1.36)$$

При оценке дрейфовых параметров балансных усилителей (рис. 1.21–1.28) ранее не учитывались автономные [55] (дрейфовые) параметры повторителей тока ПТ1 – ПТ2: $e_{п1}$, $j_{пт1}$, $e_{пт2}$, $j_{пт2}$. Анализ показывает, что влиянием $e_{пi}$, характеризующего смещение входной характеристики ПТ, можно практически всегда пренебречь. Что касается влияния $j_{пт}$, то более точные выражения, дополняющие полученные выше формулы для $e_{см.\sum}$, приведены в таблице 1.19.

Таблица 1.19

Влияние повторителей тока на напряжение смещения нуля балансных усилителей

№ схемы	Уточнённые формулы для $e_{см.\sum}$
Рис. 1.21	$e_{см.1} - \frac{y_{21.2}}{y_{21.1}} e_{см.2}$
Рис. 1.22	$e_{см.1} - \frac{y_{21.2}}{y_{21.1} K_{i.1}} \cdot e_{см.2} - \frac{j_{ПТ1}}{y_{21.1} K_{i.1}}$
Рис. 1.23	$\frac{y_{21.2}}{y_{21.1}} \cdot K_{i.1} \cdot e_{см.2} - e_{см.1} - \frac{j_{ПТ1}}{y_{21.1}}$
Рис. 1.24	$\frac{K_{i.2} y_{21.2}}{K_{i.1} y_{21.1}} e_{см.2} - e_{см.1} - \frac{j_{ПТ1}}{y_{21.1} K_{i.1}} - \frac{j_{ПТ2}}{y_{21.1} K_{i.1}}$
Рис. 1.25	$e_{см.1} - K_{i.1} \frac{y_{21.2}}{y_{21.1}} e_{см.2} - \frac{j_1}{y_{21.1}} - \frac{j_{ПТ1}}{y_{21.1}}$
Рис. 1.26	$\frac{K_{i.2} y_{21.2}}{K_{i.1} y_{21.1}} e_{см.2} - e_{см.1} - \frac{j_1}{y_{21.1} K_{i.1}} - \frac{j_{ПТ1}}{y_{21.1} K_{i.1}}$
Рис. 1.27	$\frac{K_{i.2} y_{21.2}}{K_{i.1} y_{21.1}} e_{см.2} - e_{см.1} - \frac{j_{ПТ1}}{K_{i.1} y_{21.1}} - \frac{j_{ПТ2}}{y_{21.1} K_{i.1}}$
Рис. 1.28а	$e_{см.\Sigma} = \frac{K_{i.1}}{y_{21.1}} \cdot y_{21.2} e_{см.2} - e_{см.1} - \frac{j_{ПТ1}}{y_{21.1}} - \frac{j_1 + j_{ПТ2}}{K_{i.2} y_{21.1}}.$
Рис. 1.28б	$e_{см.\Sigma} = e_{см.1} - e_{см.2} \frac{y_{21.2} K_{i.1}}{y_{21.1}} - \frac{j_{ПТ1}}{y_{21.1}} - \frac{j_1 + j_{ПТ2}}{y_{21.1} K_{i.2}}.$

Для высококачественных типовых повторителей тока на биполярных транзисторах [5]:

$$j_{пт} \approx 2j_{п} = \frac{2K_{\alpha}}{\beta T}\Delta T + 2\Delta I_{кб.0}, \qquad (1.37)$$

где K_{α}=1,5÷3 – поправочный коэффициент; β – коэффициент усиления тока базы выходного транзистора ПТ; T – температура в градусах Кельвина и её приращение (ΔT); $\Delta I_{кб.0}$ – температурное приращение обратного тока коллекторного p-n перехода выходного транзистора ПТ.

Исследованные архитектуры транзисторных каскадов, которые, также как и классический параллельно-балансный усилитель, характеризуются наличием эффекта взаимной компенсации влияния автономных параметров применяемых активных элементов на статический режим, значительно расширяет представления разработчиков РЭА о методах построения аналоговых устройств с высокой стабильностью нулевого уровня при температурных и радиационных воздействиях.

В начало к оглавлению

ГЛАВА 2

СХЕМОТЕХНИКА ПЕРСПЕКТИВНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ НУЛЕВОГО УРОВНЯ

В настоящей главе рассматривается решение задачи синтеза практических схем ОУ на основе наиболее популярных в современной микросхемотехнике структур дифференциальных каскадов, в которых за счёт специального построения основных функциональных узлов (введения слабой токовой асимметрии) напряжение смещения нуля и его температурный (радиационный) дрейф уменьшаются в несколько раз [6, 7, 23–26, 28–34, 36–38, 40–42, 45, 50, 57, 61–65, 72–76, 78, 79, 98, 125, 81–83, 86–90, 93, 95, 96, 101, 102, 104, 114, 123, 124, 126].

В начало к оглавлению

2.1. Прецизионный дифференциальный усилитель на основе классического токового зеркала с минимальной структурной избыточностью

Операционный усилитель с простейшей архитектурой, содержащий небольшое число элементов, находит широкое применение в электронных устройствах автоматики и приборостроения. Так, например, схема (рис. 2.1) стала основой большого числа аналоговых устройств и микросхем [94].

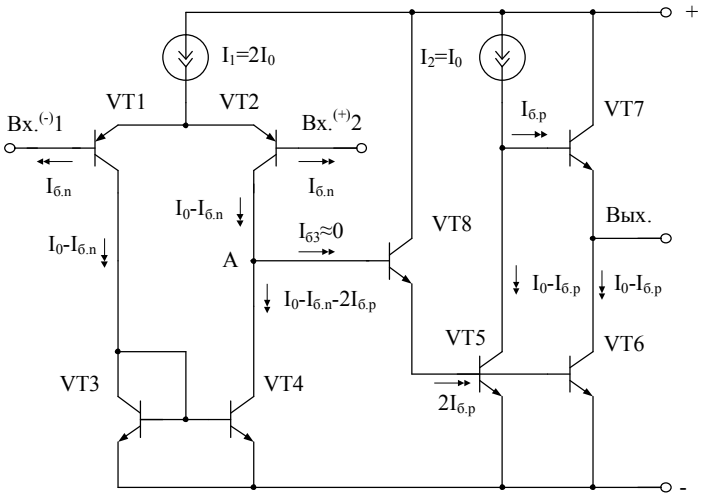


Рис. 2.1. Классическая схема ДУ с токовым зеркалом VT3, VT4

Можно показать [94], что напряжение смещения нуля в ОУ (рис. 2.1) определяется формулой:

$$U_{см} = \frac{4\varphi_т}{\beta_4}, \qquad (2.1)$$

где $\beta_4 = 30 \div 50$ – коэффициент усиления по току базы транзистора VT4, $\varphi_т$ – температурный потенциал.

В модифицированной схеме (рис. 2.2) [94]:

$$U_{см} = I_р(r_{э1} + r_{э2}) \approx 0, \qquad (2.2)$$

где $r_э = \frac{2\varphi_т}{I_0}$.

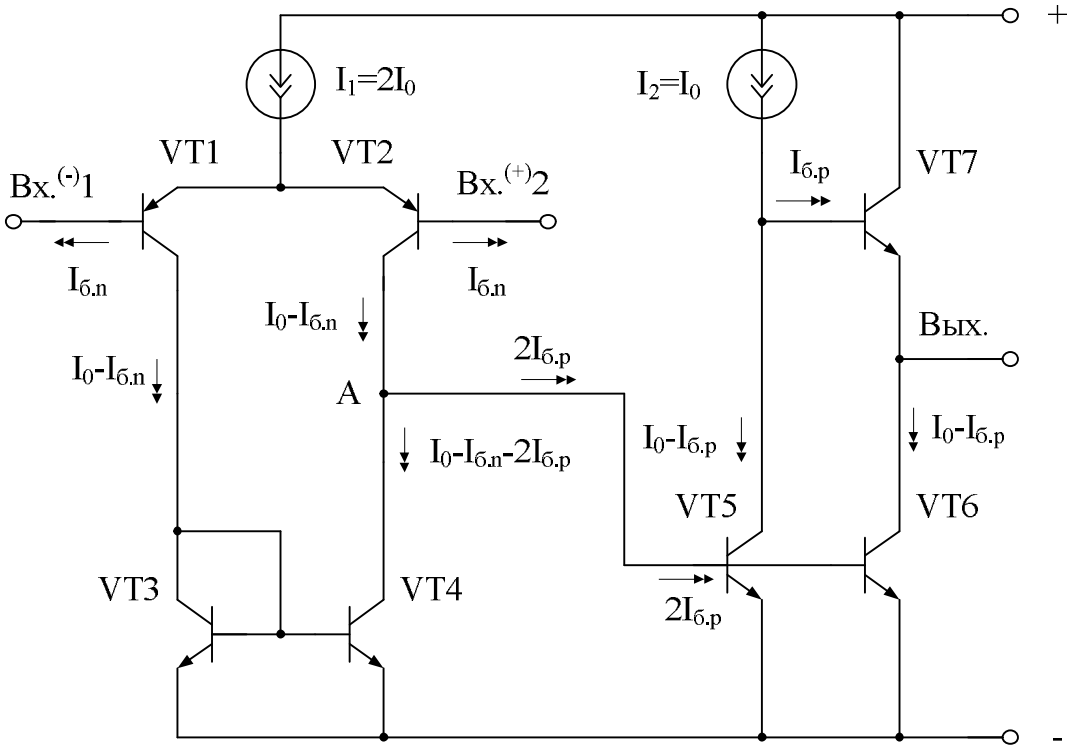


Рис. 2.2. Модифицированная схема классического ОУ

Поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается почти на порядок меньше ($U_{см} = -44$ мкВ), чем в классической архитектуре ($U_{см} = -372$ мкВ) (рис. 2.3). Анализ Монте-Карло подтверждает работоспособность представленного в главе 1 метода при разбросе β транзисторов в диапазоне 5 % (рис. 2.4).

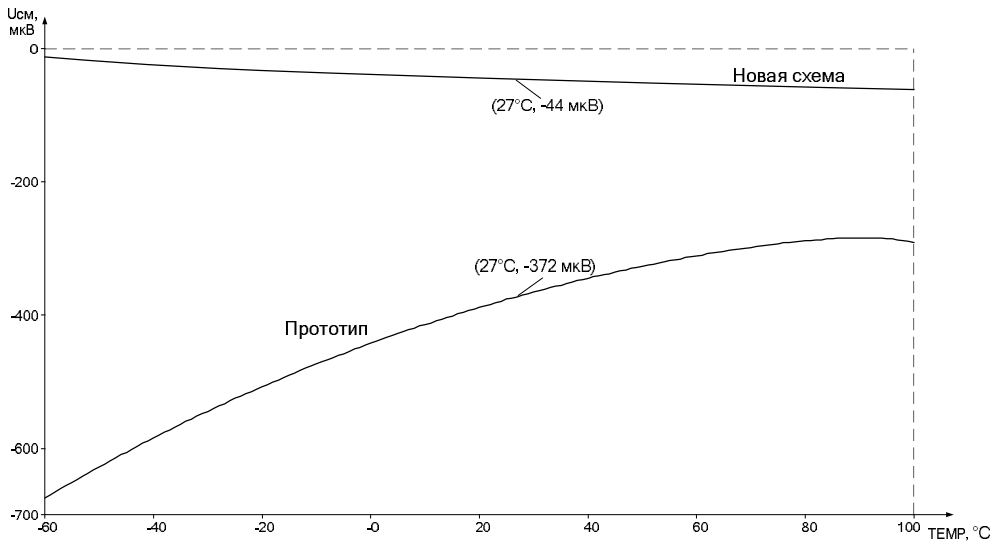


Рис. 2.3. Температурная зависимость $U_{см}$ сравниваемых схем

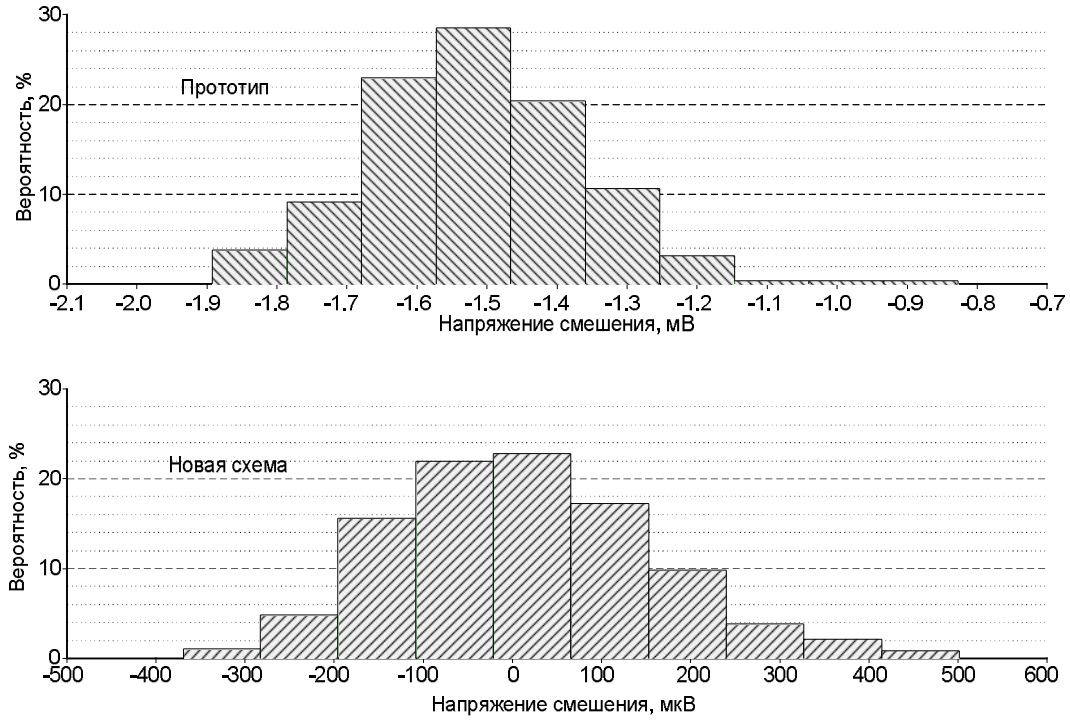


Рис. 2.4. Анализ Монте-Карло для новой и классической схемы ОУ

Дальнейшее снижение $U_{см}$ обеспечивается в схеме (рис. 2.5), в которой минимизируется влияние напряжения коллектор-база транзисторов VT5 и VT6 на величину их коэффициента усиления по току базы β.

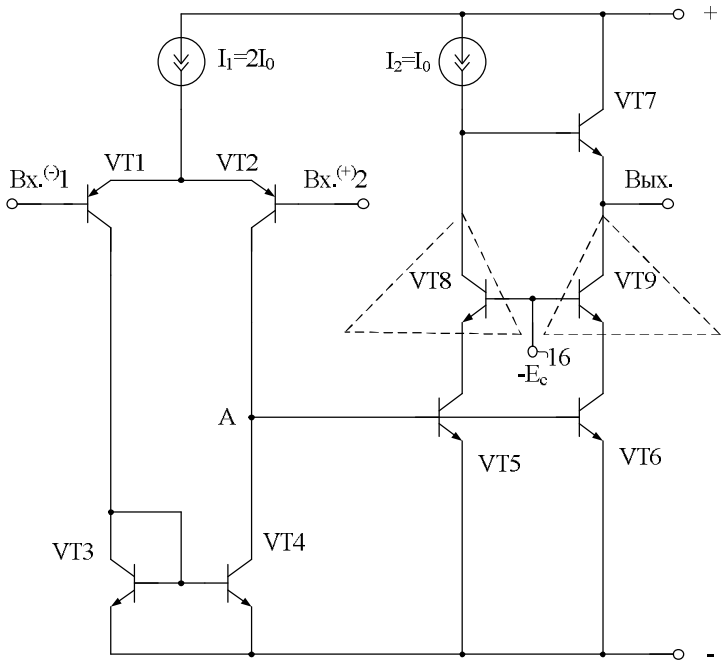


Рис. 2.5. Модифицированный ОУ с малым $U_{см}$

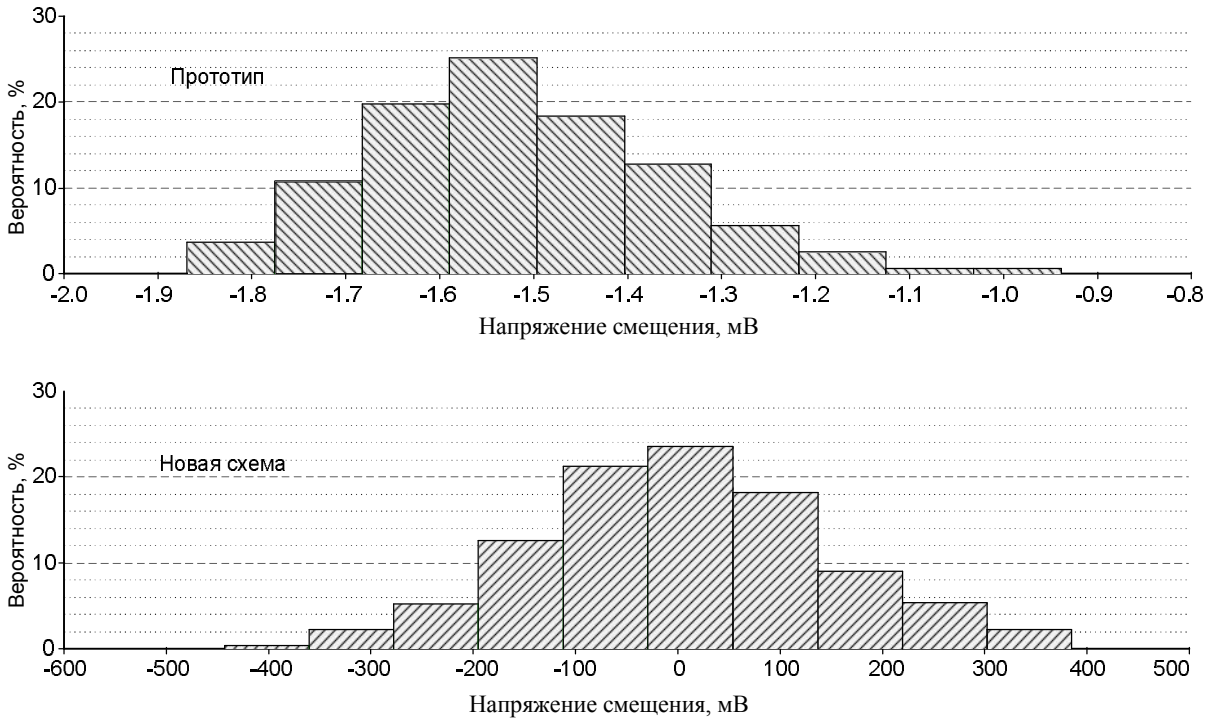


Рис. 2.6. Анализ Монте-Карло для схемы ОУ (рис. 2.5)
при изменении β транзисторов в диапазоне 5 %

В начало к оглавлению

2.2. Дифференциальные усилители с цепью компенсации $U_{см}$ на базе двухканального источника опорного тока

Существенный недостаток классических двухкаскадных ОУ [94] состоит в том, что они имеют повышенное значение систематической составляющей напряжения смещения нуля ($U_{см}$), связанное с влиянием тока базы буферного усилителя. Используя предложенные в главе 1 методы синтеза прецизионных ОУ, можно получить перспективную схему (рис. 2.7) [33].

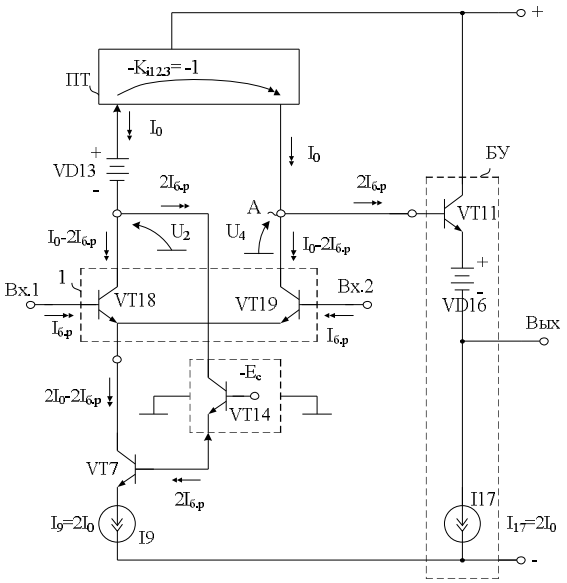


Рис. 2.7. Компенсации $U_{см}$ в двухкаскадном ОУ

Если ток двухполюсника I_9 равен величине $2I_0$, то ток общей эмиттерной цепи 8 (I_8) и входной ток неинвертирующего усилителя 12 ($I_{вх.12}$):

$$I_8 = 2I_0 - 2I_{б.р}, \quad I_{вх.12} = 2I_{б.р}, \tag{2.3}$$

где $I_{б.р} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n транзистора VT7 при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы n-p-n транзистора.

Поэтому выходные токи, а также входной ($I_{вх.3}$) и выходной ($I_{вых.3}$) токи токового зеркала:

$$I_2 = I_0 - 2I_{б.р}, \quad I_4 = I_0 - 2I_{б.р}, \quad I_{вх.3} = I_2 + I_{к14} = I_0, \; I_{вых.3} = I_0. \tag{2.4}$$

В данной схеме разностный ток в высокоимпедансном узле:

$$I_р = I_0 - I_{БУ} - I_4 = I_0 - 2I_{б.р} - I_0 + 2I_{б.р} = 0, \tag{2.5}$$

где $I_{БУ} = 2I_{б.р}$ – ток базы n-p-n транзистора VT11 буферного усилителя.

Поэтому для рассматриваемой схемы ОУ:

$$U_{см.1} \approx I_р (r_{э18} + r_{э19}) \approx 2\frac{I_р}{I_0}\varphi_т, \tag{2.6}$$

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

Компьютерное моделирование показывает [33], что в предлагаемой схеме двухкаскадного ОУ более чем на порядок (до $-0{,}12$ мВ) уменьшается систематическая составляющая $U_{см.1}$, обусловленная конечной величиной β транзисторов и его радиационной (или температурной) зависимостью.

Дальнейшая минимизация $U_{см}$, предлагаемая в работе [33], обеспечивается за счёт дополнительных мер, уменьшающих влияния внутренней обратной связи в транзисторах ДК и взаимной компенсации температурной зависимости токов на подложку.

В начало к оглавлению

2.3. Дифференциальные каскады с местной отрицательной обратной связью в прецизионных ОУ

Данная архитектура ОУ относится к числу наиболее известных и исследованных [94, 46]. Она широко применяется в большом числе микросхем ведущих микроэлектронных фирм. Существенный недостаток ОУ данного класса, который обусловлен наличием местной отрицательной обратной связи во входном каскаде [94, 46] и нерациональным построением, состоит в том, что они имеют повышенное значение составляющей напряжения смещения нуля ($U_{см}$).

Применяя рекомендации по улучшению данного параметра, можно получить перспективную схему ОУ (рис. 2.8) [94, 46].

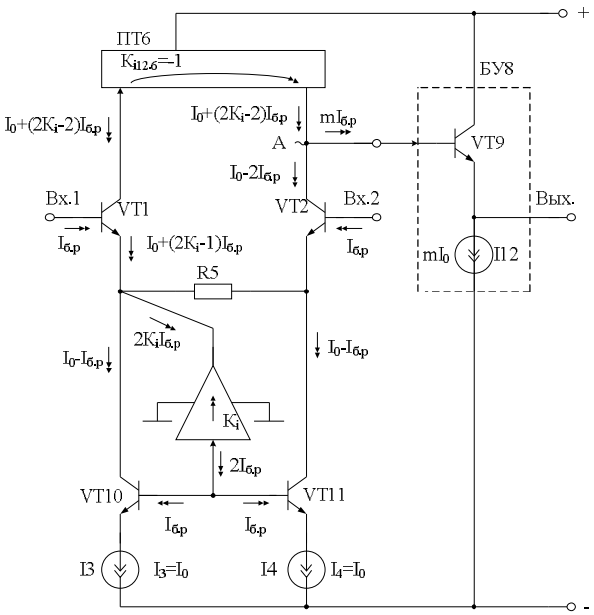


Рис. 2.8. Минимизация $U_{см}$ ОУ с местной отрицательной обратной связью во входном каскаде

Если токи двухполюсников 3 и 4 равны величине I_0, то токи коллекторов транзисторов 10 и 11:

$$I_{к10} = I_0 - I_{б.р}, \quad I_{к11} = I_0 - I_{б.р}, \tag{2.7}$$

где $I_{б.р} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n транзисторов 1, 2, 10, 11, 9 при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы n-p-n транзисторов.

Входной $I_{вх.13}$ и выходной $I_{вых.13}$ токи неинвертирующего усилителя 13:

$$I_{вх.13} = 2I_{б.р}, \quad I_{вых.13} = 2K_i I_{б.р}, \tag{2.8}$$

где K_i – коэффициент передачи по току усилителя 13.

Следовательно, эмиттерные и коллекторные токи транзисторов 1 и 2, а также выходной ток ($I_{вых.6}$) токового зеркала 6:

$$I_{э1} = I_0 + (2K_i - 1)I_{б.р}, \; I_{э2} = I_0 - I_{б.р}, \; I_{к1} = I_0 + (2K_i - 2)I_{б.р},$$
$$I_{к2} = I_0 - 2I_{б.р}, \; I_{вых.6} = I_0 + (2K_i - 2)I_{б.р}. \tag{2.9}$$

Если ток двухполюсника 12 выразить через токи двухполюсников 3 и 4

$$I_{12} = mI_0, \tag{2.10}$$

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

$$I_р = I_0 + (2K_i - 2)I_{б.р} - mI_{б.р} - I_0 + 2I_{б.р} = I_{б.р}(2K_i - m), \tag{2.11}$$

где $I_{вх.8} = mI_{б.р}$ – ток базы n-p-n транзистора эмиттерного повторителя; m – масштабный коэффициент.

Для получения нулевого значения разностного тока $I_р$ необходимо, чтобы выполнялось условие $2K_i = m$. Например, если $m = 2$, то $K_i = 1$. При $m = 1$ коэффициент усиления по току должен иметь значение $K_i = 0{,}5$. Поэтому:

$$U_{см} \approx I_р(r_{э1} + r_{э2} + R_5) = I_р\left(\frac{2\varphi_т}{I_0} + R_5\right) \approx I_р R_5, \tag{2.12}$$

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

В известном ОУ ток $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается на порядок больше ($U_{см} = 5{,}2$ мВ), чем в предлагаемом ОУ ($U_{см} =$ 383,4 мкВ) [1].

Для минимизации $U_{см}$ при повышенных температурах ($t° > 80°C$) в схеме возможно введение (в соответствии с [94, 46]) специального транзистора термокомпенсации, который компенсирует ток на подложку транзисторов схемы (рис. 2.10). Это уменьшает производную $dU_{см}/dT$ при $t° > 80°C$ для транзисторов с широкими pn-переходами на подлодку (ОАО «Пульсар» г. Москва).

В схеме ОУ (рис. 2.9) [28], в соответствии с методическими рекомендациями главы 1, вводится токовая асимметрия в источник опорного тока входного ДК.

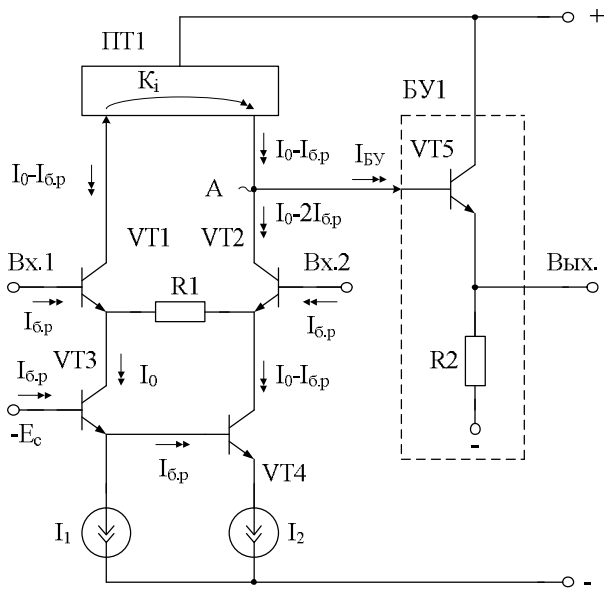


Рис. 2.9. Схема предлагаемого ОУ

На рис. 2.10 приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля классической и предлагаемой схем [28].

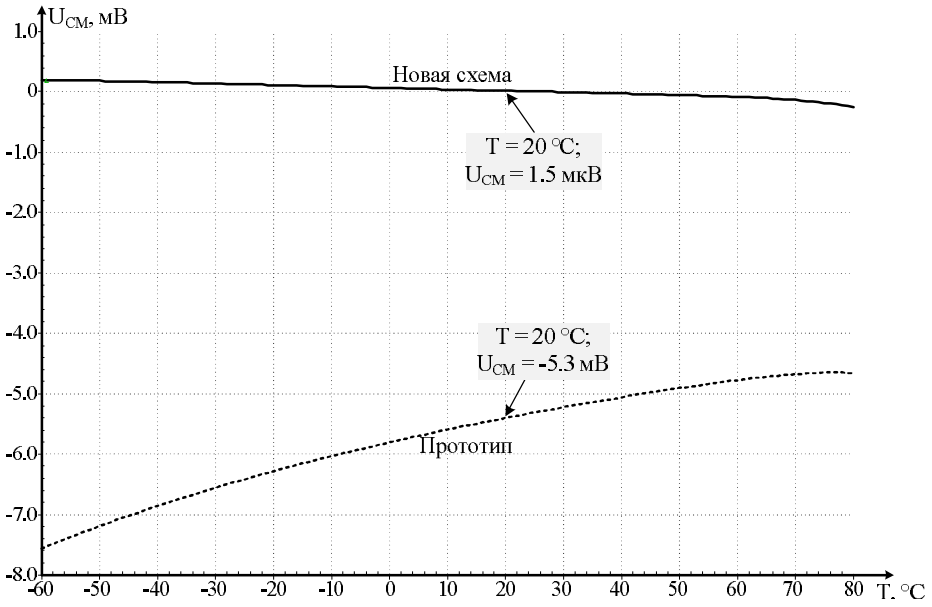


Рис. 2.10. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем ОУ при β =50

В начало к оглавлению

2.4. Дифференциальный усилитель с входными транзисторами Дарлингтона

Операционные усилители с простейшей двухкаскадной архитектурой [31], содержащие входные составные транзисторы Дарлингтона, занимают особое место в микроэлектронике благодаря высокому входному сопротивлению.

Решение уравнений для коэффициентов слабой токовой асимметрии основных функциональных узлов ОУ данного класса (глава 1) позволяют синтезировать схему (рис. 2.11) [31], для которой разностный ток в высокоимпедансном узле определяется уравнением:

$$I_р = I_0 + I_{б.р} - I_{БУ} - I_0 + I_{б.р} \approx 0, \qquad (2.13)$$

где $I_{БУ} = 2I_{б.р}$ – ток базы транзистора VT5 буферного усилителя БУ. Поэтому для данной схемы:

$$U_{см.1} \approx I_р(r_{э3} + r_{э4}) \approx 2\frac{I_р}{I_0}\varphi_т \approx 0, \qquad (2.14)$$

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

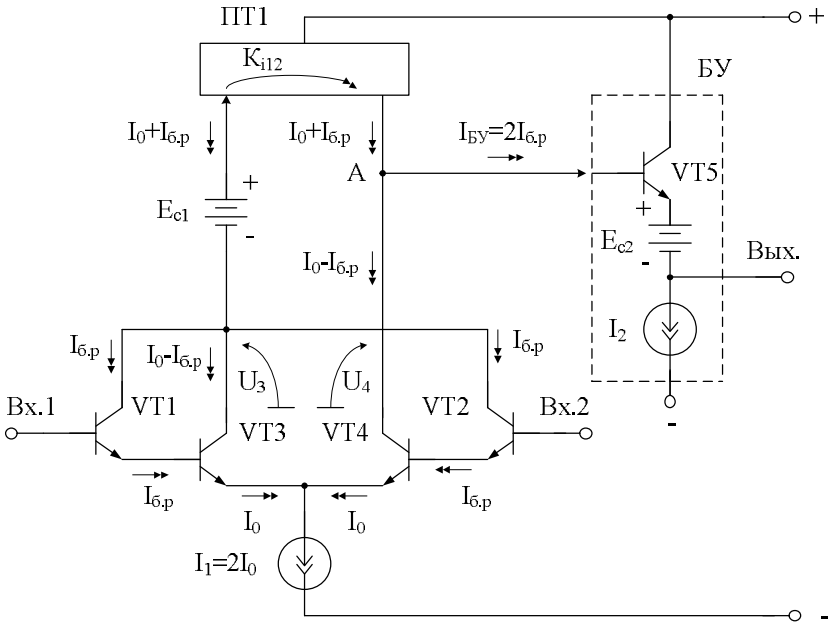


Рис. 2.11. Схема ОУ на основе составных транзисторов Дарлингтона

В классическом ДУ ток $I_р = I_{БУ} = 2I_{б.р}$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см.1}$ получается на два порядка больше ($U_{см.1} = 2{,}4$ мВ), чем в предлагаемой схеме ($U_{см.1} = 14$ мкВ) [31].

В начало к оглавлению

2.5. Общий случай взаимной компенсации паразитных токовых координат высокоимпедансного узла в трёхкаскадном ОУ

Рассмотрим факторы, определяющие систематическую составляющую напряжения смещения нуля $U_{см}$ на примере перспективной архитектуры ОУ с управляемой активной нагрузкой ПТ1 (рис. 2.12) [45].

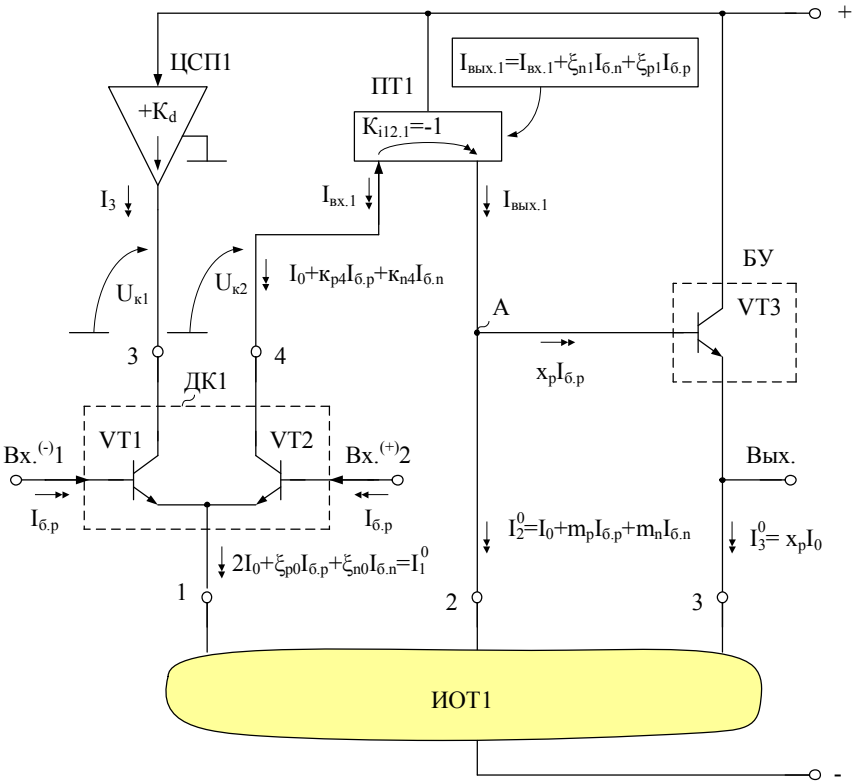


Рис. 2.12. Архитектура прецизионного ОУ
с несимметричным включением входного ДК

Для узла «А» схемы (рис. 2.12) [45] можно найти разностный ток и выразить его через коэффициенты токовой асимметрии функциональных узлов (2.15):

$$I_р = I_{вых.1} - I_2^0 - x_р I_{б.р}. \qquad (2.15)$$

После преобразований:

$$I_р = (к_{р4} - m_р + \xi_{р1} - x_р)I_{б.р} + (к_{п4} + \xi_{п1} - m_п)I_{б.п}. \qquad (2.16)$$

Если учесть, что $к_{р4} = 0{,}5\xi_{р0} - 1$, $к_{п4} = 0{,}5\xi_{п0}$, то условие минимизации смещения нуля ОУ можно представить в виде:

$$\begin{cases} 0{,}5\xi_{р0} + \xi_{р1} = m_р + x_р + 1 \\ 0{,}5\xi_{п0} + \xi_{п1} = m_п \end{cases}. \qquad (2.17)$$

Данная система уравнений является основой проектирования прецизионного ОУ (рис. 2.12).

На рис. 2.13–2.15 показаны результаты PSpice компьютерного моделирования схемы (рис. 2.13) на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов НПО «Интеграл».

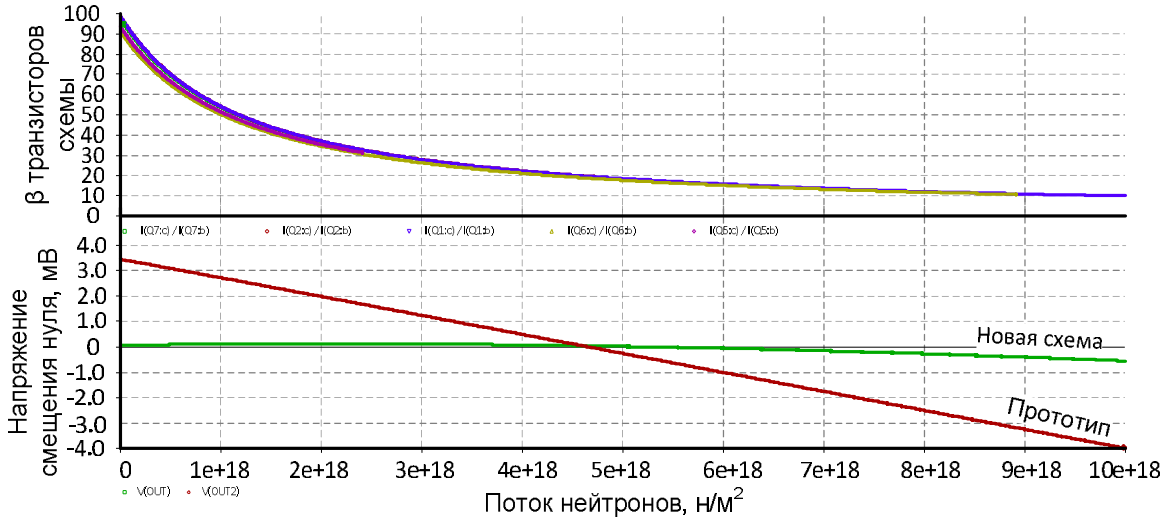


Рис. 2.13. Зависимость напряжения смещения нуля $U_{см}$ (нижний график), и β транзисторов схемы (верхний график) от потока нейтронов ОУ

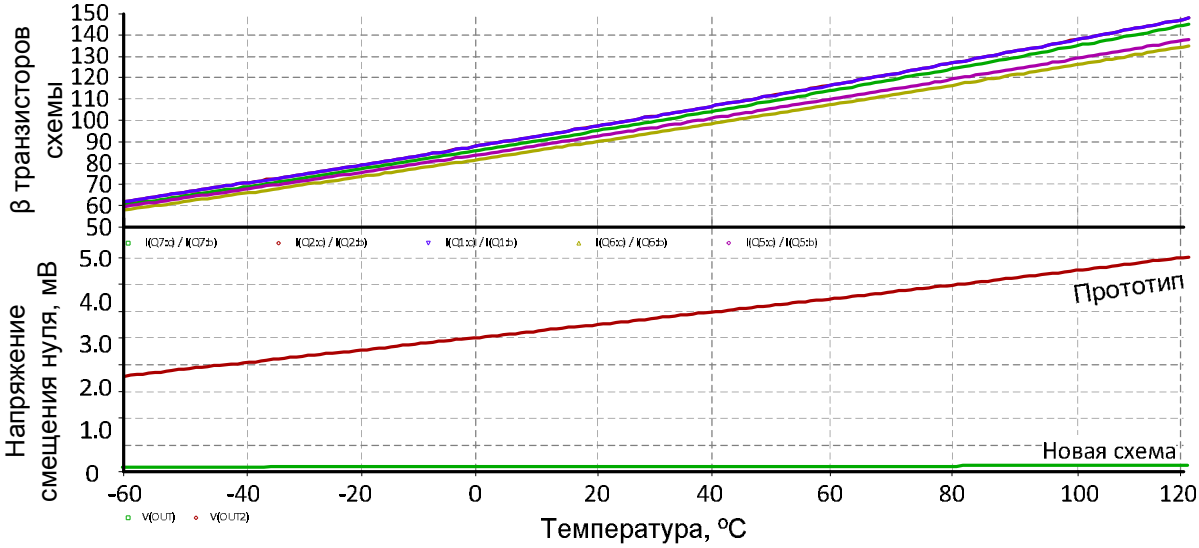


Рис. 2.14. Зависимость напряжения смещения $U_{см}$ (нижний график), и β транзисторов схемы (верхний график) от температуры

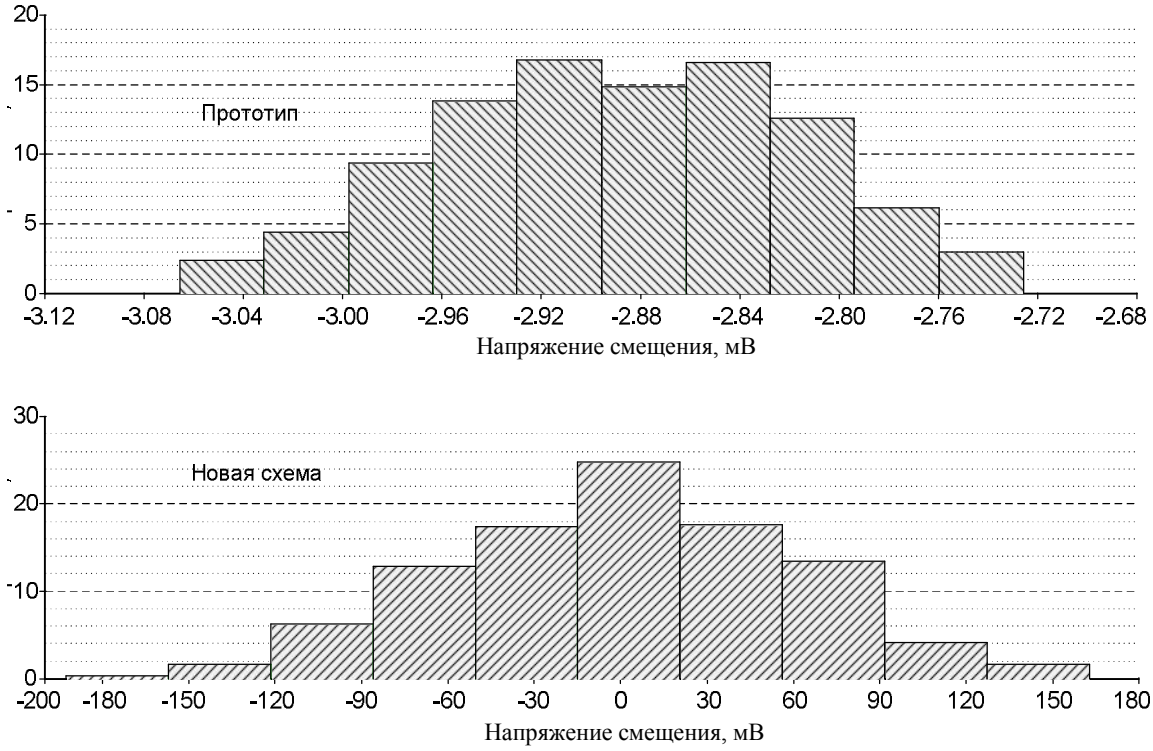


Рис. 2.15. Анализ Монте-Карло для классической и новой схемы ОУ при изменении β транзисторов в диапазоне 5 %.

Графики рисунков 2.13–2.15 показывают, что, несмотря на существенные изменения β транзисторов вследствие радиационных и температурных воздействий, рассмотренный ОУ имеет малое напряжение смещения нуля.

В начало к оглавлению

2.6. Архитектура ОУ «Классический входной ДК – неуправляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»

Рассмотрим перспективную схему ОУ [25] с неуправляемым токовым зеркалом (рис. 2.16) на основе дифференциального каскада (ДК1) с местной отрицательной обратной связью, которая обеспечивается резистором R1. Такие ДК используются в быстродействующих операционных усилителях и характеризуются расширенным диапазоном линейной работы.

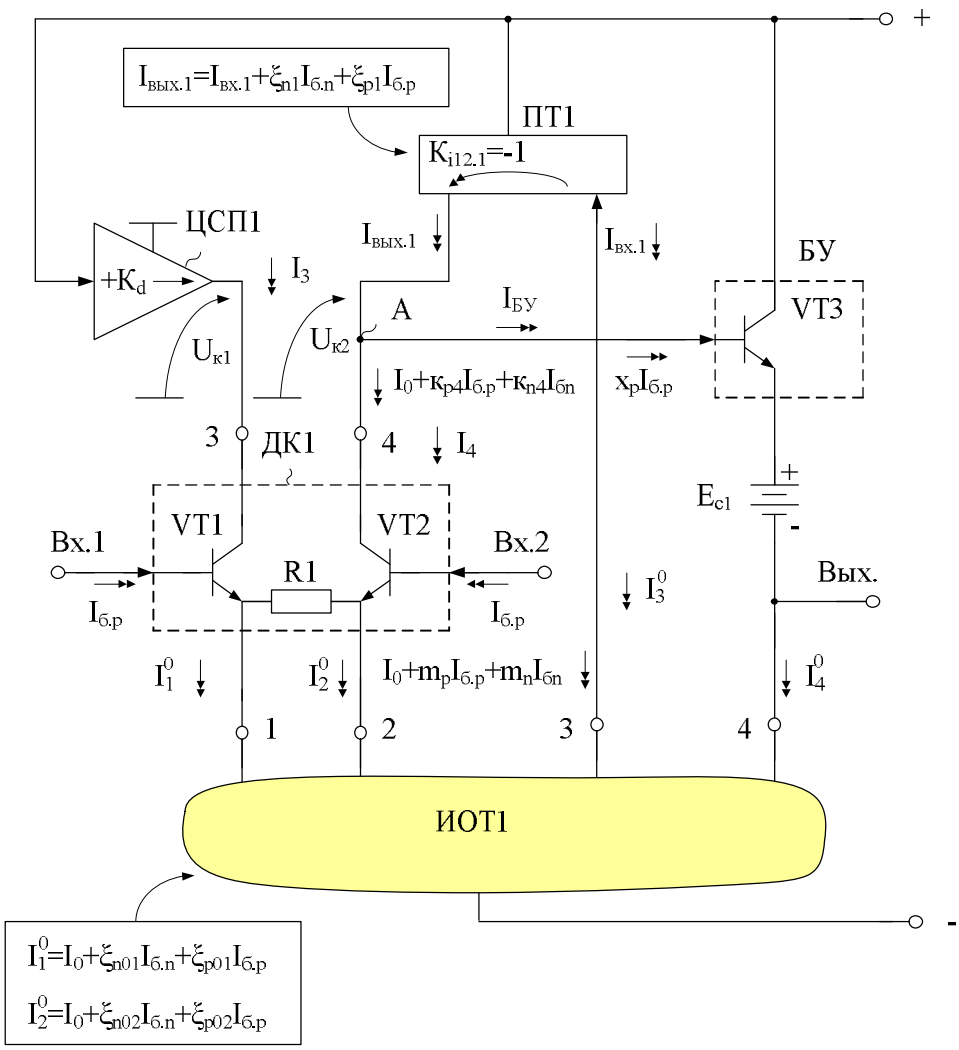


Рис. 2.16. Архитектура прецизионного ОУ
с несимметричным включением токового зеркала ПТ1

Схема рис. 2.16 [25] содержит входной ДК1 и выходной буферный усилитель на n-p-n транзисторе. Статический режим элементов ОУ устанавливается мультивыходным источником опорного тока ИОТ1, формирующим четыре токовые координаты по выходам 1, 2, 3, 4, смещённые относительно опорного значения I_0:

$$I_1^0 = I_0 + \xi_{n01} I_{б.n} + \xi_{p01} I_{б.p}, \quad (2.18)$$

$$I_2^0 = I_0 + \xi_{n02} I_{б.n} + \xi_{p02} I_{б.p}, \quad (2.19)$$

$$I_3^0 = I_0 + m_p I_{б.p} + m_n I_{б.n}, \quad (2.20)$$

$$I_4^0 = x_p I_0, \quad (2.21)$$

где $\xi_{nij}, \xi_{pij}, m_p, m_n, x_p$ – коэффициенты пропорциональности, принимающие целые численные или нулевые значения (0, +1, -1, +2, -2, …); $I_{б.p}$, $I_{б.n}$ – токи базы применяемых n-p-n и p-n-p транзисторов при токе эмиттера $I_{эi} = I_0$.

Поэтому для узла «А» рис. 2.16:

$$I_0 + I_{б.p}m_p + I_{б.n}m_n + \xi_{p1}I_{б.p} + \xi_{n1}I_{б.n} = I_0 + k_{p4}I_{б.p} + \\ + k_{n4}I_{б.n} + x_pI_{б.p} + x_nI_{б.n}. \quad (2.22)$$

Последнее уравнение можно представить в виде:

$$I_{б.n}\,(k_{n4} + \xi_{n1} + x_n - m_n - \xi_{n1}) = I_{б.p}(x_p - k_{p4} - m_p + \xi_{p1}), \quad (2.23)$$

$$I_{б.p}\,(m_p + \xi_{p1} - k_{p4} - x_p) = I_{б.n}(x_n + k_{n4} - m_n - \xi_{n1}). \quad (2.24)$$

Таким образом, для минимизации составляющей $U_{см}$ необходимо синтезировать подсхемы ДК1, ПТ1, БУ, ИОТ1, масштабные коэффициенты которых k_i, ξ_i, x_i, m_i при известных значениях токов базы $I_{б.p}$ и $I_{б.n}$, применяемых n-p-n и p-n-p транзисторов, удовлетворяют условию (2.23, 2.24). Равенство (2.22) выполняется при $I_{б.p} \neq I_{б.n}$, если:

$$m_p + \xi_{p1} = k_{p4} + x_p, \quad m_n + \xi_{n1} = k_{n4} + x_n. \quad (2.25)$$

На рис. 2.17 и 2.18 приведены температурные и радиационные зависимости напряжения смещения нуля классической и предлагаемой схем [25] в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП «Пульсар», а также на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов НПО «Интеграл».

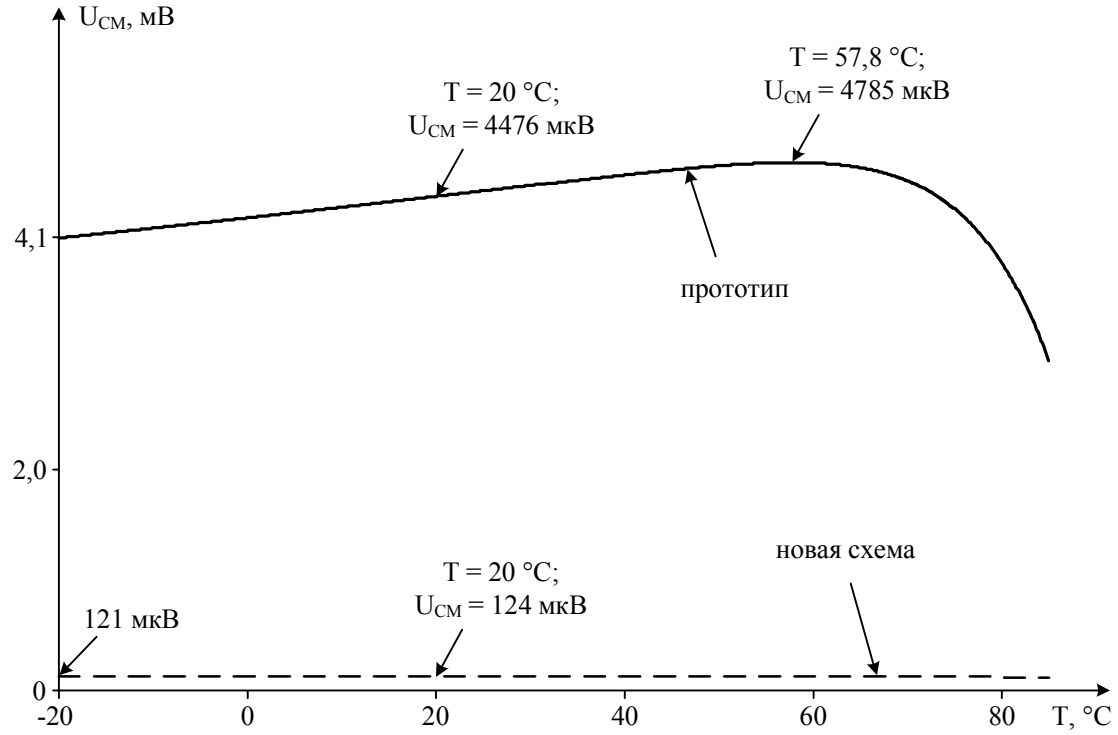


Рис. 2.17. Температурная зависимость $U_{см}$ сравниваемых ОУ

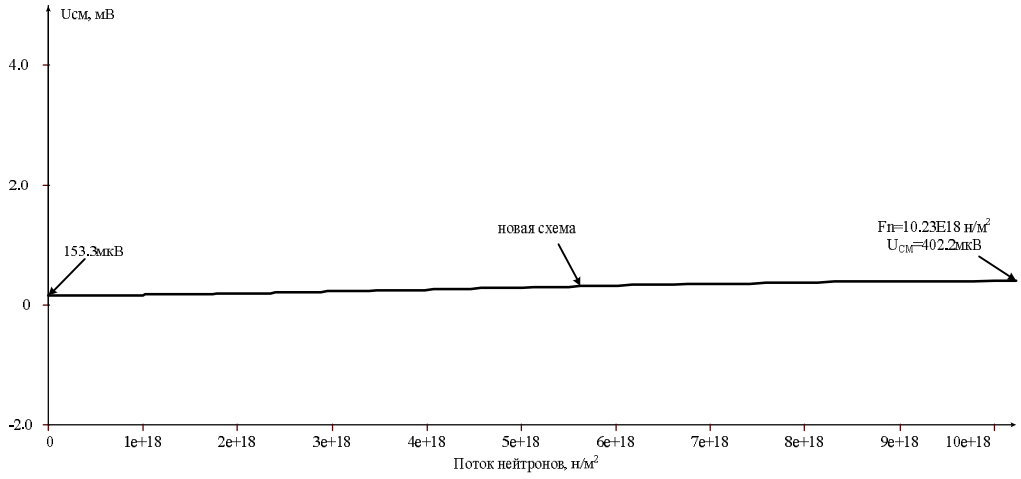


Рис. 2.18. Радиационная зависимость $U_{см}$ сравниваемых ОУ

Из графиков следует, что в широком диапазоне температур напряжение смещения нуля в схеме (рис. 2.16) более чем на порядок меньше, чем в классическом ОУ [120].

В начало к оглавлению

2.7. Архитектура ОУ «Несимметричный классический входной ДК – управляемое токовое зеркало – выходной эмиттерный повторитель»

На основе рекомендаций главы 1 по выбору коэффициентов токовой асимметрии функциональных узлов ОУ данного класса можно синтезировать перспективную схему (рис. 2.19) [94, 23].

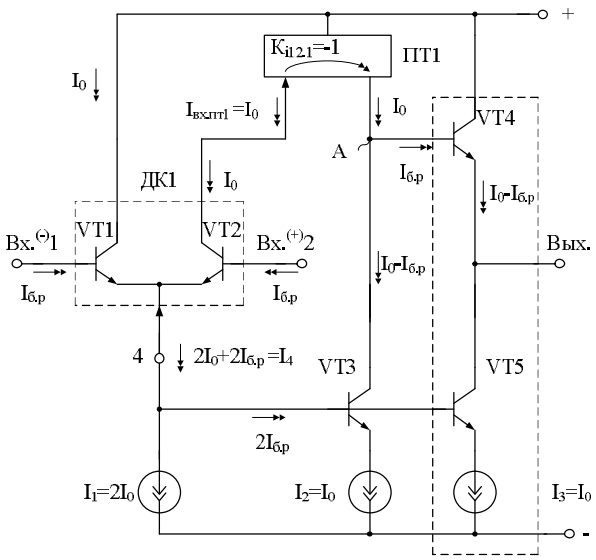


Рис. 2.19. Схема прецизионного трёхкаскадного ОУ

Если ток источника тока I_1 схемы (рис. 2.19) [23] равен величине $2I_0$, а I_2 и I_3 – величине I_0, то токи эмиттеров и коллекторов транзисторов схемы:

$$I_4 = 2I_0 + 2I_{б.р} = I_{э1} + I_{э2}, \quad I_{к3} = I_{к5} = I_0 - I_{б.р},$$

$$I_{к2} = I_0 = I_{к1}, \quad I_{вх.пт1} = I_0 = I_{вых.пт1},$$

где $I_{б.i} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n ($I_{б.р}$) или p-n-p ($I_{б.n}$) 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 схемы.

Разностный ток в высокоимпедансном узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную шину:

$$I_р = I_{вых.ПТ1} - I_{б.4} - I_{к3} = 0, \tag{2.26}$$

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

Как следствие, напряжение смещения нуля:

$$U_{см} \approx I_р(r_{э1} + r_{э2}) = I_р\left(\frac{2\varphi_т}{I_0}\right) \approx 0, \tag{2.27}$$

где $\varphi_т = 26$ мВ – температурный потенциал; $r_{э1} = r_{э2}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

В классическом ОУ разностный ток $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается, как минимум, на порядок больше, чем в предлагаемой схеме (рис. 2.19–2.21) [23].

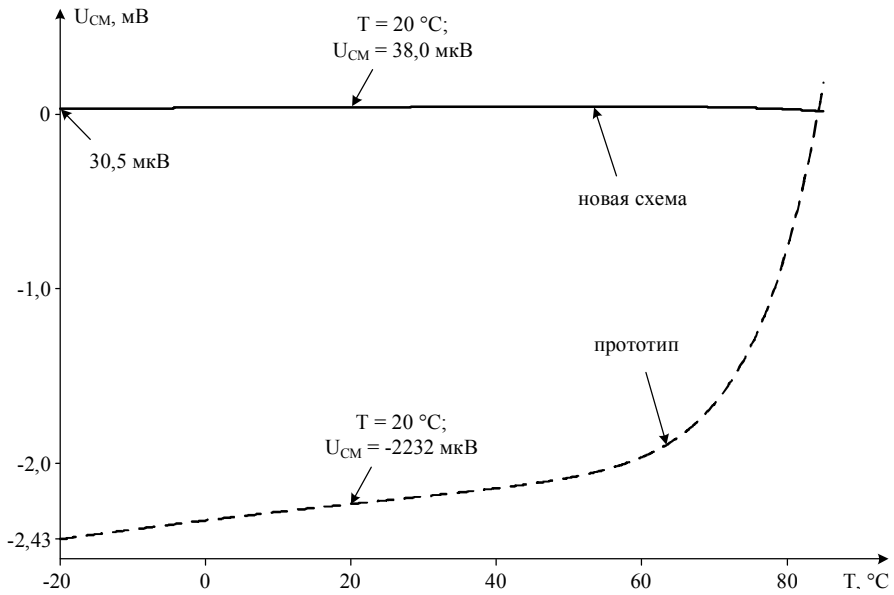


Рис. 2.20. Температурные зависимости напряжения смещения нуля

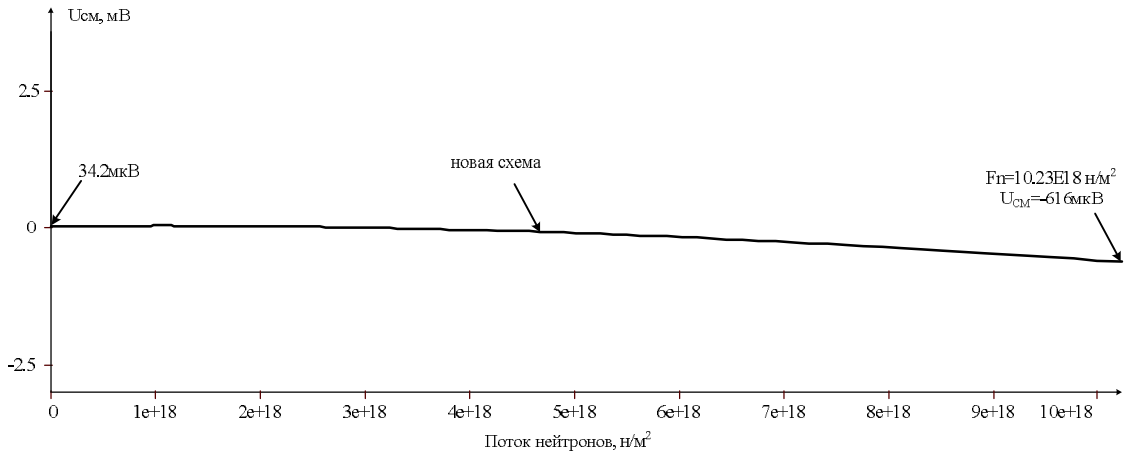


Рис. 2.21. Радиационная зависимости напряжения смещения нуля

Рассмотренный ОУ [23] имеет двухтактную архитектуру и более широкий частотный диапазон.

В начало к оглавлению

2.8. Прецизионный ОУ с управляемым токовым зеркалом

Решение уравнений для коэффициентов слабой токовой асимметрии функциональных узлов ОУ данного класса и использование набора их схемотехнических решений, рассмотренных ранее, позволяют синтезировать перспективную схему ОУ с малым напряжением смещения нуля (рис. 2.22) [94, 27].

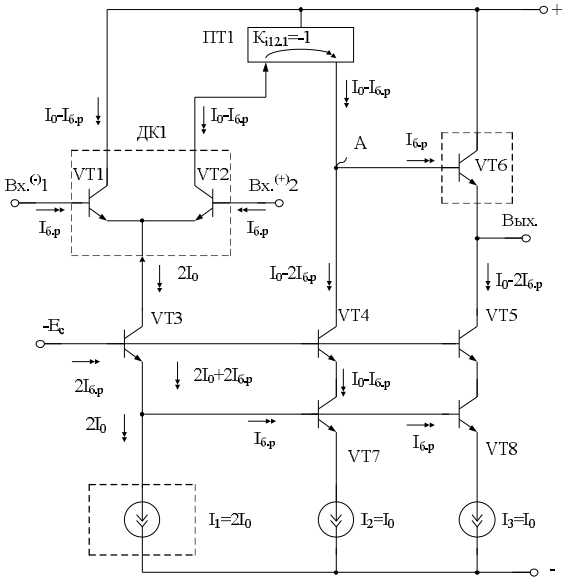


Рис. 2.22. Архитектура прецизионного трёхкаскадного ОУ с управляемым токовым зеркалом

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:

$$I_{э3} = 2I_0 + 2I_{б.р}, \quad I_{к3} = 2I_0, \quad I_{к1} = I_{к2} = I_0 - I_{б.р},$$

$$I_{э7} = I_{э8} = I_0, \quad I_{к7} = I_{к8} = I_0 - I_{б.р}, \quad I_{к4} = I_0 - 2I_{б.р} = I_{к5},$$

$$I_{вх.пт1} = I_{вых.пт1} = I_0 - I_{б.р}, \tag{2.28}$$

где $I_{б.i} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n ($I_{б.р}$) или p-n-p ($I_{б.n}$) 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 шину:

$$I_р = I_{вых.пт1} - I_{б.6} - I_{к4} = 0, \tag{2.29}$$

где $I_{б.6} = I_{б.р}$ – ток базы транзистора VT6.

Таким образом, в рассмотренном ОУ [94, 27] при выполнении условий компенсации в высокоимпедансном узле «А» уменьшается систематическая составляющая $U_{см}$, обусловленная конечной величиной β транзисторов и его радиационной (или температурной) зависимостью (рис. 2.23).

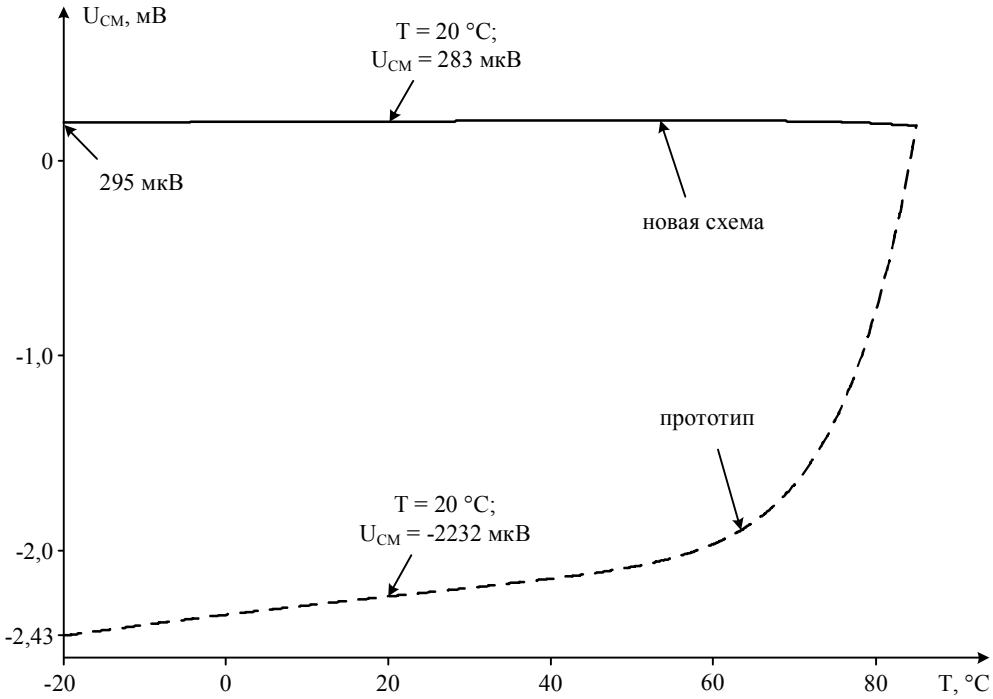


Рис 2.23. Температурные зависимости $U_{см}$ ОУ [27]

В начало к оглавлению

2.9. Операционные усилители с неуправляемым токовым зеркалом

Операционные усилители данного класса, которые ранее не использовались в прецизионных аналоговых устройствах из-за повышенных значений $U_{см}$, относится к числу наиболее простых [97]. В этой связи перспективна модификация данной схемы (рис. 2.24), в котором предусмотрены меры по уменьшению $U_{см}$ [97].

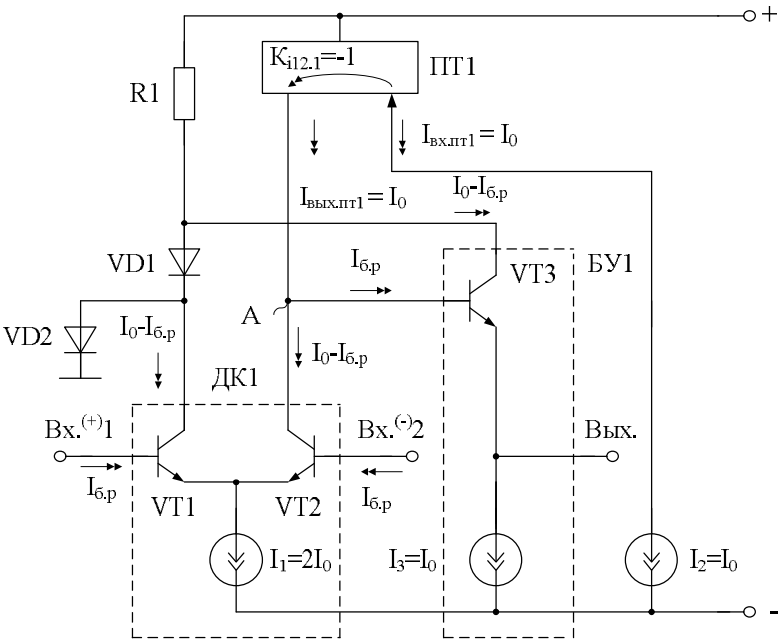


Рис. 2.24. Схема прецизионного трёхкаскадного ОУ с неуправляемым токовым зеркалом

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

$$I_{к1} = I_{к2} = I_0 - I_{б.р}, \qquad I_{э3} = I_0, \qquad I_{к3} = I_0 - I_{б.р},$$

$$I_{вх.пт1} = I_2 = I_0, \qquad I_{вых.пт1} = I_0,$$

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

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

$$I_р = I_{вых.пт1} - I_{к2} - I_{БУ} \approx 0,$$

где $I_{БУ} = I_{б.р}$ – ток базы входного n-p-n транзистора VT3 буферного усилителя БУ1. Поэтому:

$$U_{см} \approx I_р (r_{э1} + r_{э2}) \approx 2\frac{I_р}{I_0}\varphi_т \approx 0,$$

где $\varphi_т = 26$ мВ – температурный потенциал; $r_{э1} = r_{э2}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

Ниже показаны результаты компьютерного моделирования рассмотренной схемы в среде PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП «Пульсар», а также её анализ Монте-Карло.

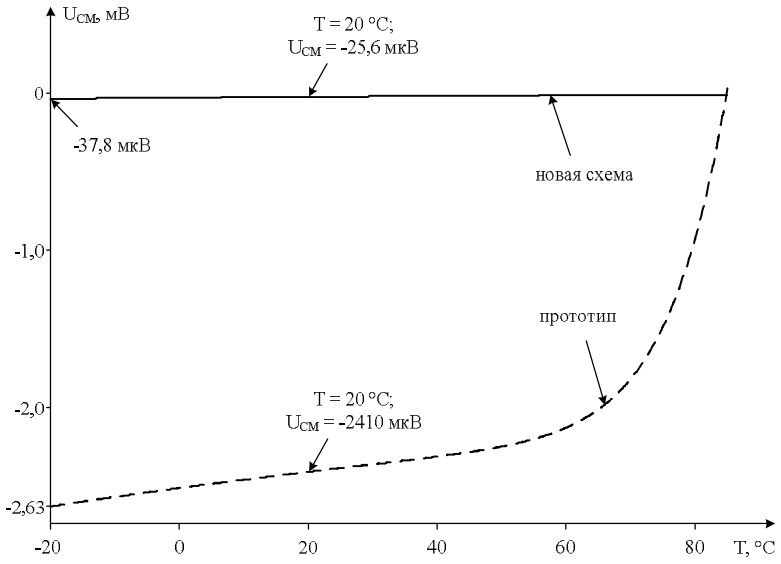


Рис. 2.25. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ от температуры

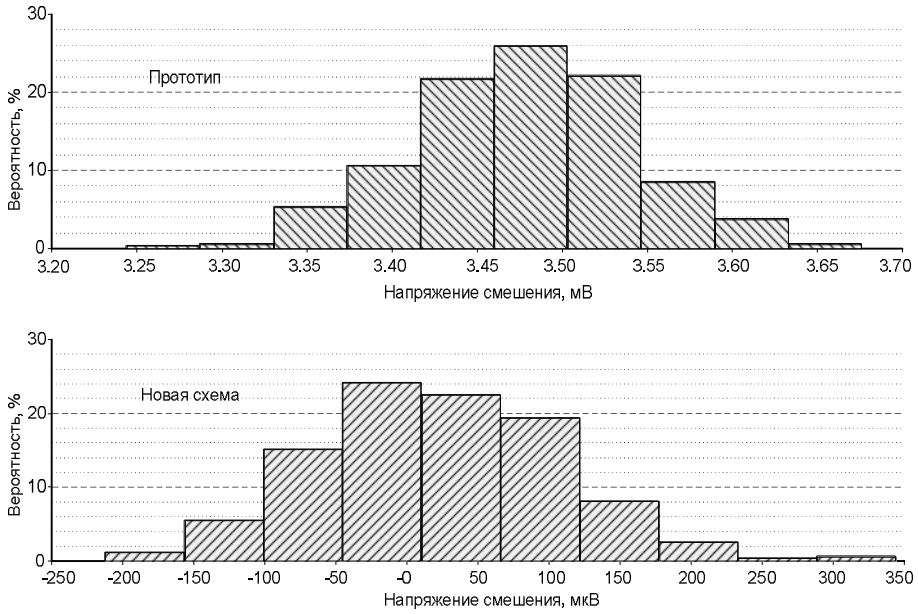


Рис. 2.26. Анализ Монте-Карло для классической и новой схемы ОУ прототипа при изменении β транзисторов в диапазоне 5 %

В начало к оглавлению

2.10. Прецизионный ОУ с несимметричным включением входного дифференциального каскада и цепью компенсации $U_{см}$ на основе корректирующего многополюсника

Введение в соответствии с главой 1 специального корректирующего многополюсника р-типа позволяет уменьшить $U_{см}$ в ОУ с несимметричным включением входного дифференциального каскада (рис. 2.27) [21].

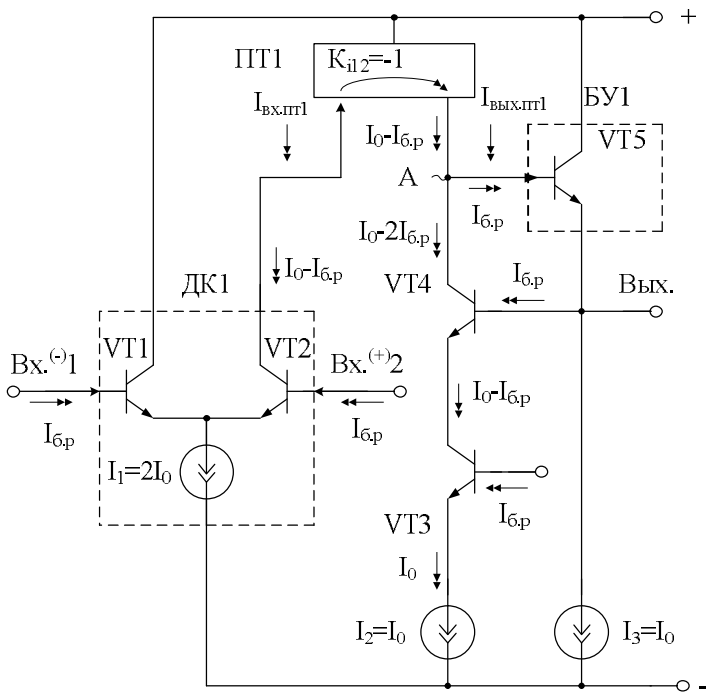


Рис. 2.27. Архитектура прецизионного трёхкаскадного ОУ с корректирующем СКМ^{р}-многополюсником

Если ток I_1 равен величине $2I_0$, а I_2 и I_3 – величине I_0 ($I_2 = I_3 = I_0$), то токи коллекторов транзисторов схемы (рис. 2.27):

$$I_{к2} = I_0 - I_{б.р} = I_{к1},\ I_{э3} = I_0,\qquad I_{к3} = I_0 - I_{б.р} = I_{э4},$$

$$I_{э5} = I_0 + I_{б.р} \approx I_0,\ I_{к4} = I_0 - 2I_{б.р},\qquad I_{вх.пт1} = I_0 - I_{б.р} = I_{вых.пт1},$$

где $I_{б.р} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n ($I_{б.р}$) транзисторов при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы n-p-n транзисторов; $I_{вх.пт1} = I_{вых.пт1}$ – входной и выходной токи токового зеркала ПТ1.

С учётом последних формул можно найти разность токов в узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину:

$$I_р = I_{вых.пт1} - I_{б.5} - I_{к4} = 0, \qquad (2.30)$$

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

Поэтому:

$$U_{см} \approx I_р(r_{э1} + r_{э2}) = I_р\left(\frac{2\varphi_т}{I_0}\right) \approx 0, \qquad (2.31)$$

где $\varphi_т = 26$ мВ – температурный потенциал; $r_{э1} = r_{э2}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

В классическом ОУ ток $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается, как минимум, на порядок больше, чем в предлагаемой схеме (рис. 2.28) [21].

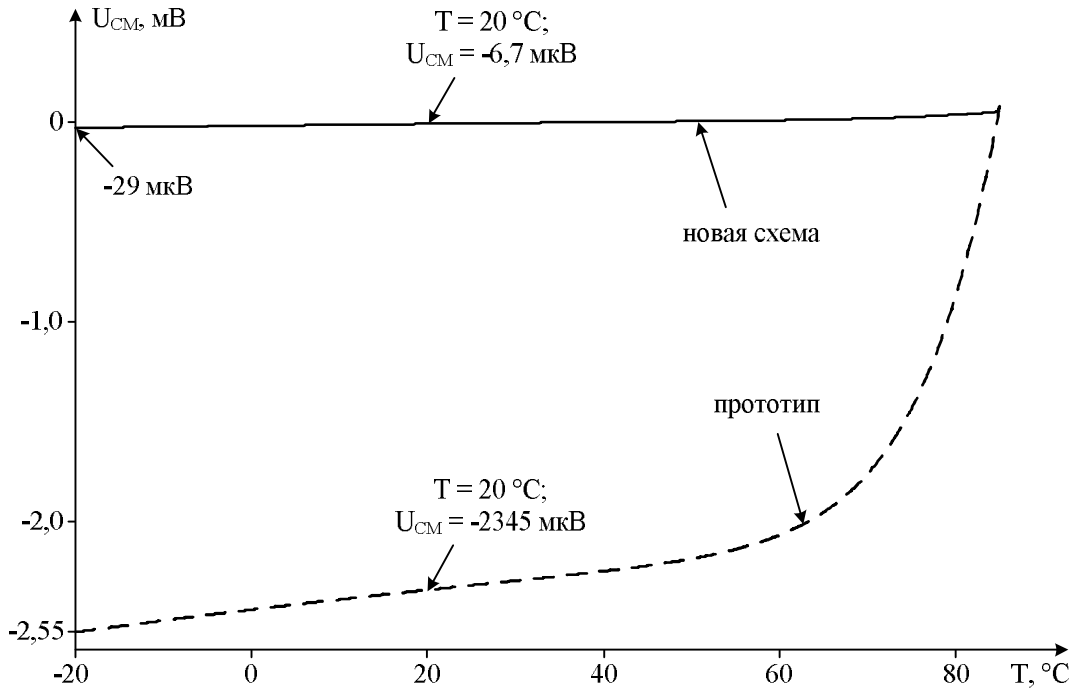


Рис. 2.28. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых ОУ

В начало к оглавлению

2.11. Модифицированный ОУ с несимметричным включением входного дифференциального каскада

Применяя общие рекомендации главы 1 по созданию условий взаимной компенсации токов в высокоимпедансном узле ОУ данного класса, можно синтезировать схему рис. 2.29 [13].

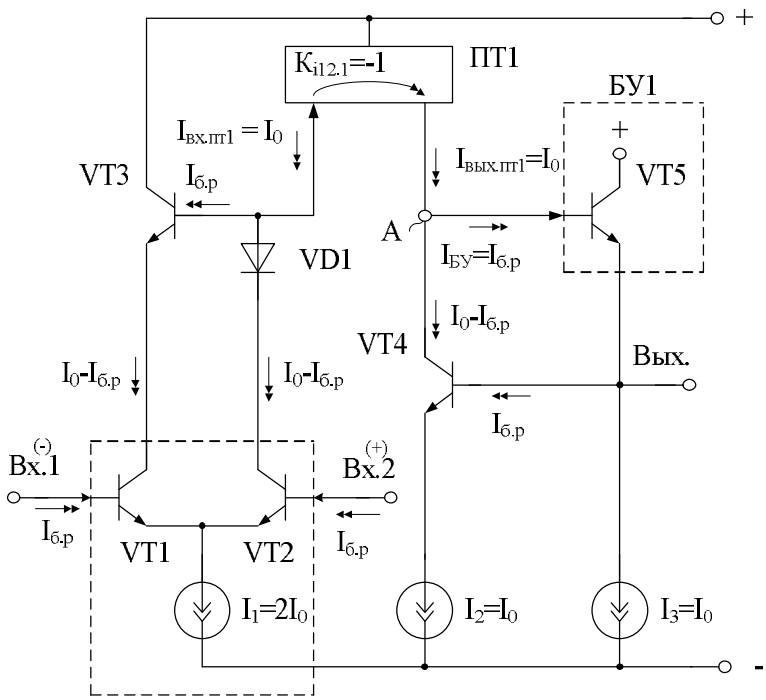


Рис. 2.29. Архитектура прецизионного трёхкаскадного ОУ

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:

$$I_{к1} = I_0 - I_{б.р} = I_{к1}, \qquad I_{э5} = I_0 + I_{б.р}, \qquad I_{к4} = I_0 - I_{б.р},$$

$$I_{вх.пт1} = I_{к2} + I_{б.р}, \quad I_{вых.пт1} = I_{вх.пт1} = I_0,$$

где $I_{б.р} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n 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.

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

$$I_р = I_{вых.gn1} - I_{к4} - I_{БУ} = 0, \tag{2.32}$$

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

$$U_{см} \approx I_р \left(\frac{2\varphi_т}{I_0} \right) \approx 0, \tag{2.33}$$

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

На рис. 2.30 и 2.31 приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП «Пульсар», а также на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов НПО «Интеграл».

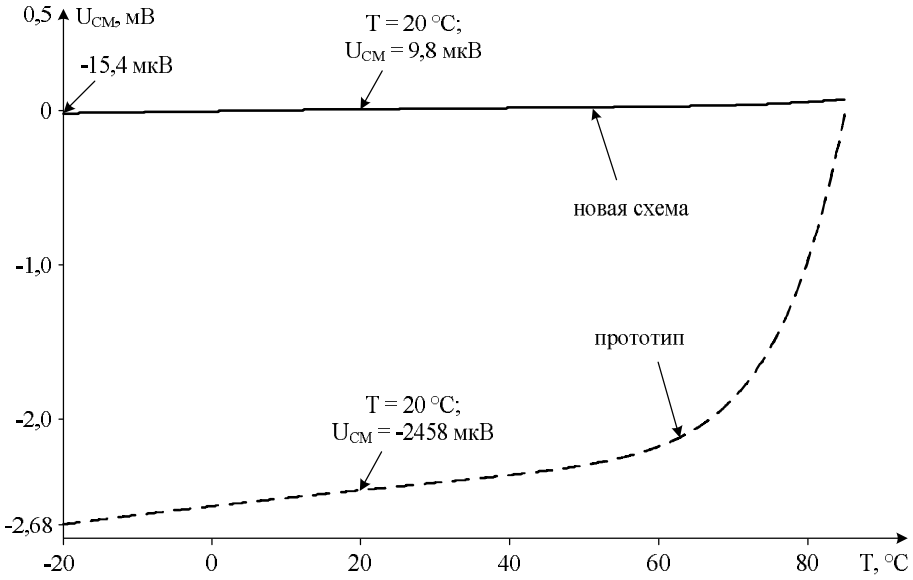


Рис. 2.30. Температурные зависимости напряжения смещения нуля ОУ

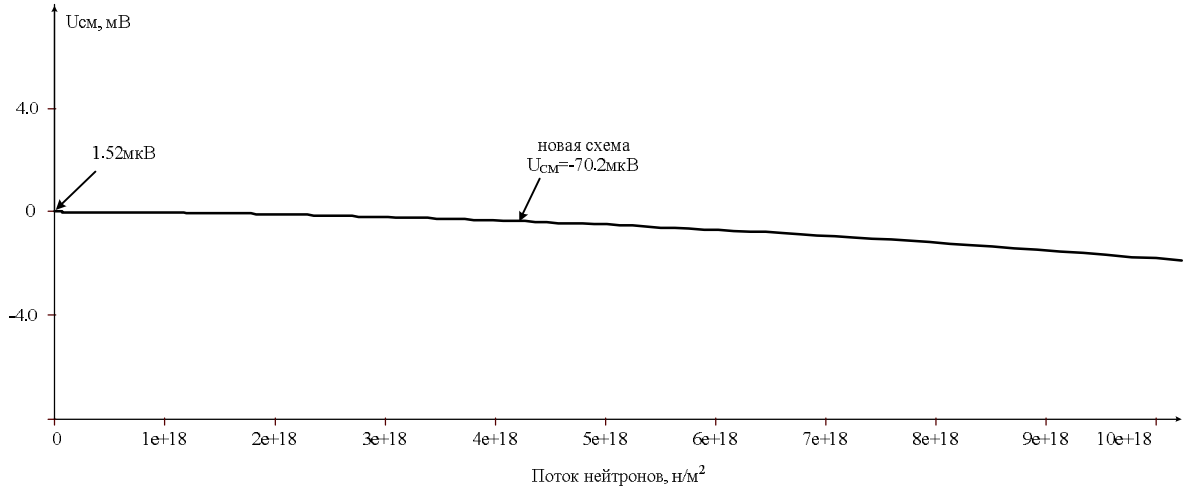


Рис. 2.31. Радиационная зависимость напряжения смещения нуля ОУ

В начало к оглавлению

2.12. Операционный усилитель с выходным каскадом на составных транзисторах Дарлингтона

Предлагаемая ниже схема (рис. 2.32) [20] имеет малое $U_{см}$ за счёт рационального выбора функциональных узлов (их коэффициентов слабой токовой асимметрии) в соответствии с рекомендациями главы 1.

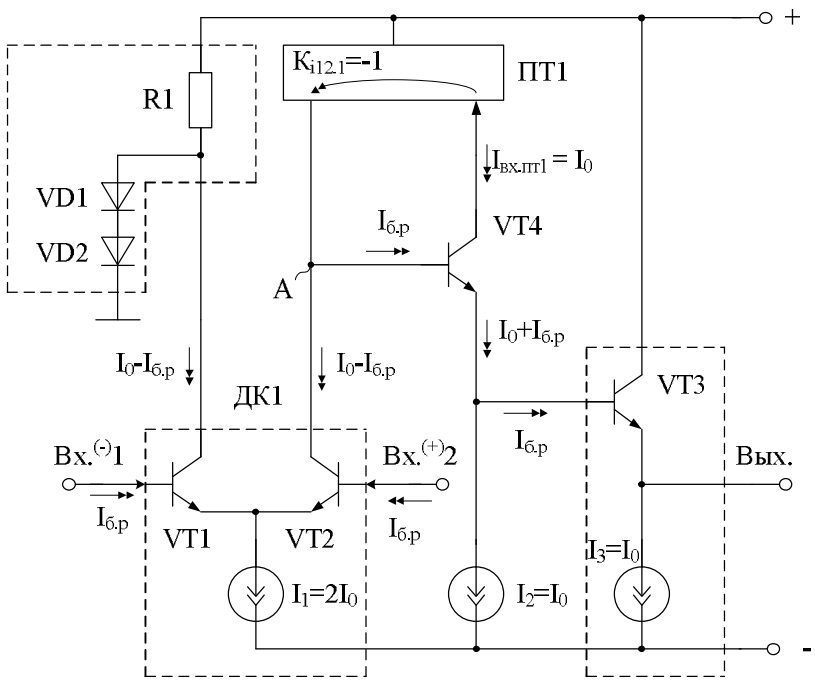


Рис. 2.32. Архитектура ОУ с выходным каскадом
на составных транзисторах Дарлингтона

На рис. 2.33 и 2.34 приведены результаты компьютерного моделирования температурных и радиационных зависимостей напряжения смещения нуля ОУ рассматриваемого подкласса [20].

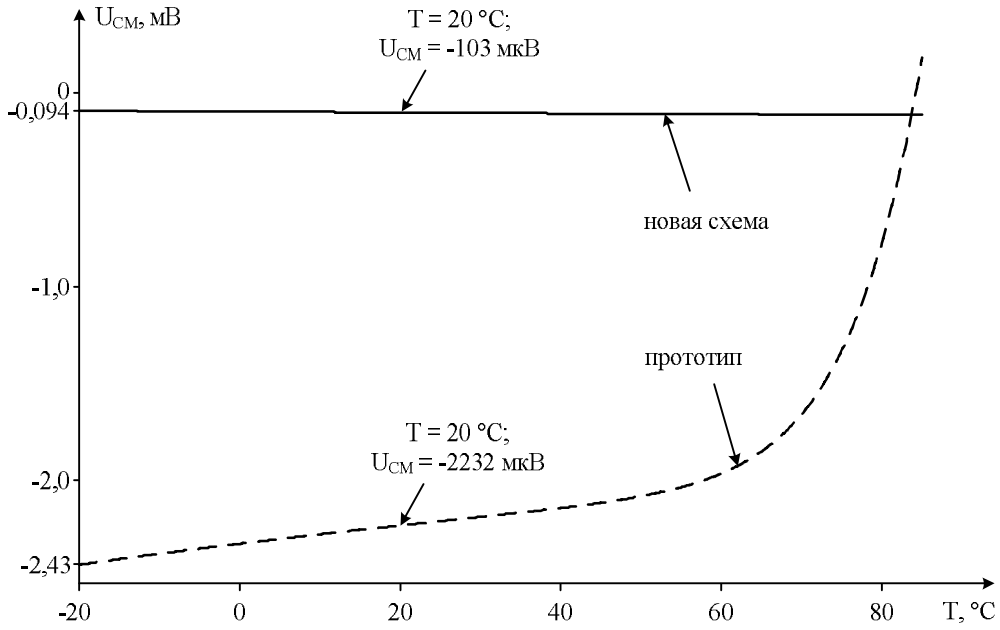


Рис. 2.33.Температурные зависимости напряжения смещения нуля

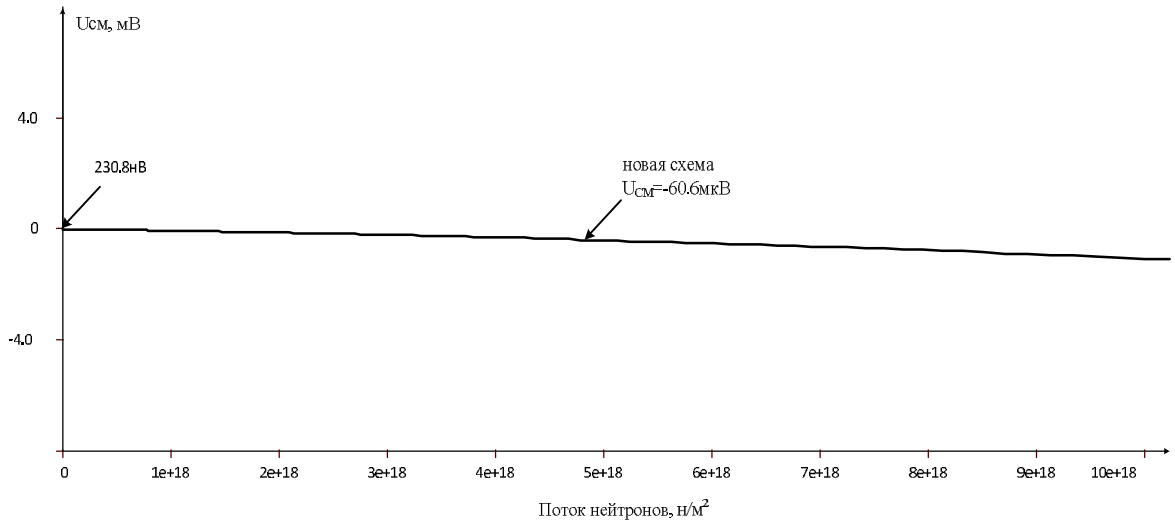


Рис. 2.34. Радиационная зависимость напряжения смещения нуля

Данные графики показывают, что, несмотря на существенное изменение β транзисторов вследствие радиационных воздействий, предлагаемый ОУ [20] имеет и в этом случае малое напряжение смещения нуля.

В начало к оглавлению

2.13. Двухкаскадный ОУ с архитектурой «Входной ДК с несимметричным выходом и местной обратной связью – обобщённый буфер»

В современной микроэлектронике широко применяются двухкаскадные дифференциальные операционные усилители с несимметричным включением активной нагрузки во входном каскаде, при котором нагрузкой 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 ОУ на основе классических управляемых токовых зеркал.

Однако существенный недостаток таких ОУ – повышенный уровень систематической составляющей напряжения смещения нуля ($U_{см}$) из-за несимметрии архитектуры (рис. 2.35) [107].

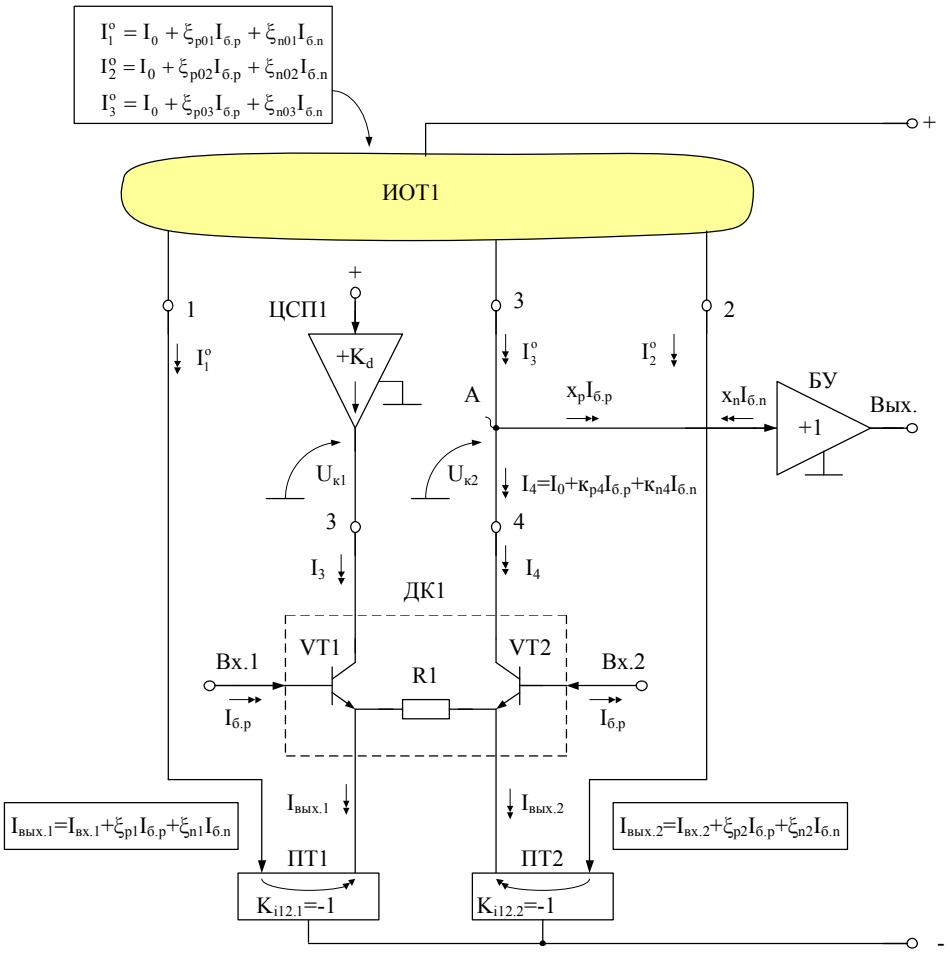


Рис. 2.35. Архитектура прецизионного ОУ с несимметричным включением входного каскада ДК1

Для узла «А» схемы (рис. 2.35) можно составить уравнение разностного тока:

$$I_p = I_3^0 - x_p I_{б.p} + x_n I_{б.n} - I_4, \tag{2.34}$$

$$I_p = (\xi_{p03} - x_p + к_{p4})I_{б.p} + (\xi_{n03} + x_n + к_{n4})I_{б.n}. \tag{2.35}$$

Тогда с учётом зависимости коэффициентов $к_{p4}$, $к_{n4}$ от параметров ПТ2 условие компенсации $U_{см}$ принимает вид:

$$\begin{cases} \xi_{p03} + \xi_{p02} + \xi_{p2} = x_p + 1 \\ \xi_{n03} + \xi_{n02} + \xi_{n2} + x_n = 0 \end{cases}. \tag{2.36}$$

Таким образом, в рассматриваемом ОУ параметры ИОТ1 должны удовлетворять условию (2.36).

На рис. 2.36 и 2.37 [107] приведены температурные и радиационные зависимости напряжения смещения нуля $U_{см}$ ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП «Пульсар», а также на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов НПО «Интеграл».

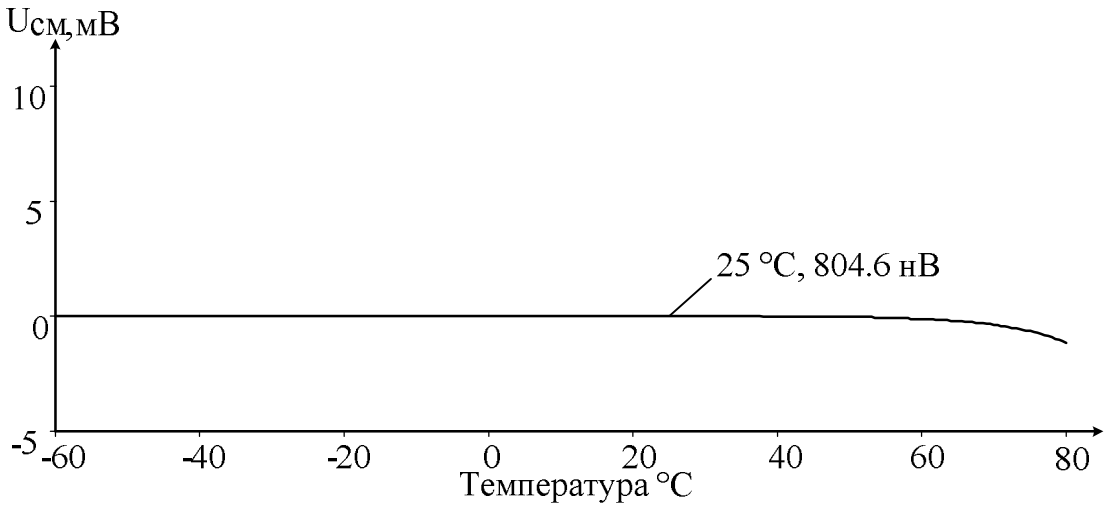


Рис. 2.36. Температурные зависимости напряжения смещения нуля $U_{см}$ ОУ

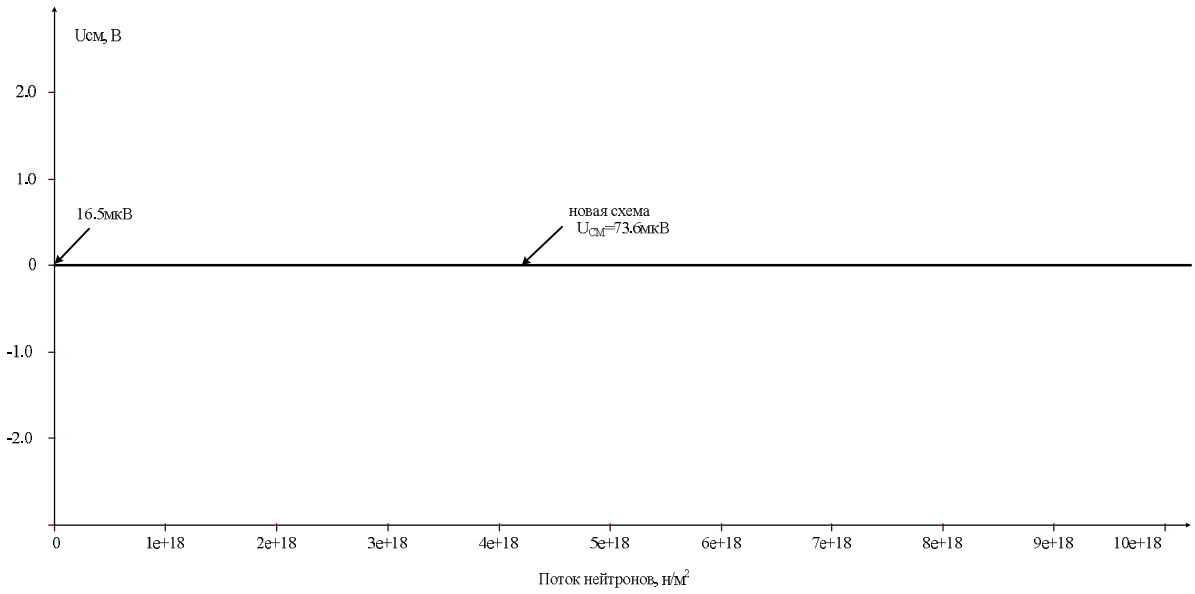


Рис. 2.37. Радиационные зависимости напряжения смещения нуля $U_{см}$ ОУ

Из графиков следует, что напряжение смещения нуля ниже в сравнении с классическом ОУ [107].

В начало к оглавлению

2.14. Компьютерное моделирование методом Монте-Карло операционного усилителя с архитектурой «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. 2.38 [94, 110]. Введение здесь токовой асимметрии в основные функциональные узлы позволяют уменьшить с 4.4 мВ до 124 мкВ абсолютное значение $U_{см}$, а также его температурный и радиационный дрейф.

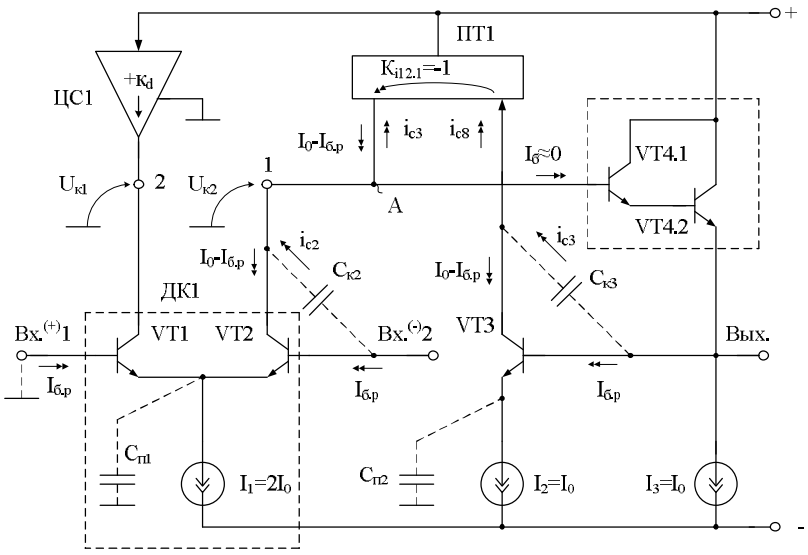


Рис. 2.38. Архитектура прецизионного двухкаскадного ОУ

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

$$I_{к3} = I_0 - I_{б.р}, \quad I_{к2} = I_{к1} = I_0 - I_{б.р}, \quad I_{б.4} \approx 0, \quad I_{вх.пт1} = I_{вых.пт1} = I_0 - I_{б.р},$$

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:

$$I_р = I_{вых.gn1} - I_{б.4} - I_{к2} = 0, \tag{2.37}$$

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

$$U_{см} \approx I_р(r_{э2} + r_{э1}) = I_р\left(\frac{2\varphi_т}{I_0}\right) \approx 0, \tag{2.38}$$

где $\varphi_т = 26$ мВ – температурный потенциал; где $r_{э2} = r_{э1}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

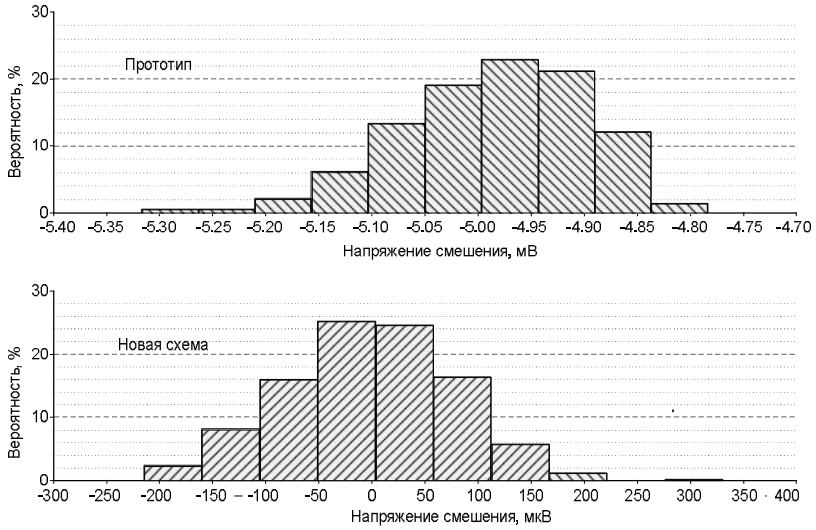


Рис. 2.39. Анализ Монте-Карло для классической и новой схемы ОУ при изменении β транзисторов в диапазоне 5 %

В начало к оглавлению

2.15. Архитектура двухкаскадного ОУ «Входной каскад с несимметричным выходом – выходной эмиттерный повторитель»

На рис. 2.40 представлен частный случай двухкаскадного ОУ рассматриваемого класса [105].

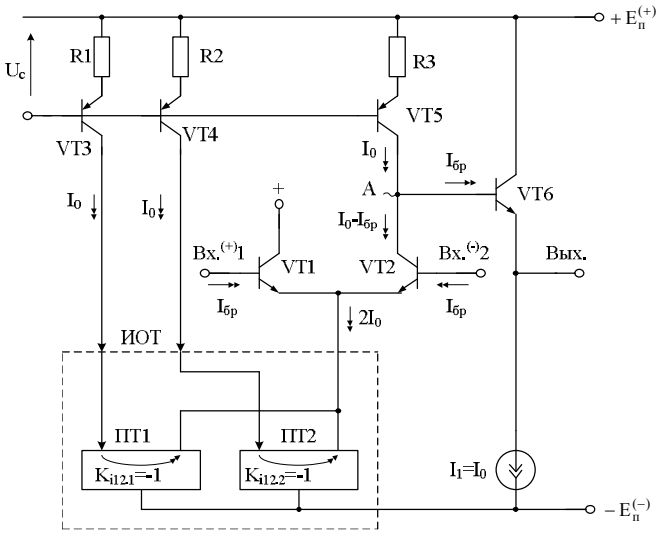


Рис. 2.40. Схема прецизионного операционного усилителя

Статический режим ОУ (рис. 2.40) устанавливается напряжением источника питания 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 ($K_{i12} = -1$), а также предельными значениями выходного сопротивления ($R_{вых}$), близкого к сопротивлению закрытого коллекторного перехода применяемых транзисторов. Простейшие токовые зеркала имеют либо низкое выходное сопротивление $R_{вых} = 20 \div 30$ кОм, либо большую погрешность передачи входного тока на его выход, либо первый и второй недостаток 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. 2.40) принимают следующие значения:

$$I_{к3} = I_{к4} = I_{к5} = I_0, I_{э1} + I_{э2} = 2I_0, \ I_{к2} = I_{к1} = I_0 - I_{бр},$$

$$I_{э6} = I_1 = I_0, \ I_{б1} = I_{б2} = I_{б6} = I_{бр} = \frac{I_0}{\beta},$$

где $I_{бi}$ – ток базы i-го транзистора; β – коэффициент усиления по току базы n-p-n транзисторов схемы при $I_э = I_0$.

Как следствие, в данном ОУ происходит полная взаимная компенсация всех токов, сходящихся в высокоимпедансном узле «А»:

$$I_0 = I_{к5} - I_{б6} - I_{к2} = I_0 - I_{бр} - I_0 + I_{бр} \approx 0. \qquad (2.39)$$

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

При изменении напряжения питания $E_п^{(+)}$ токи коллекторов транзисторов VT5, VT4, VT3, VT2 изменяются одинаково на величину $i_п$ и, следовательно, в узле «А» происходит взаимная компенсация равных приращений $i_{к5} = i_п$ и $i_{к2} = i_п$. Это является необходимым условием повышения коэффициента ослабления помехи по питанию ОУ. Увеличение коэффициента ослабления входных синфазных напряжений ОУ обеспечивается применением токовых зеркал, которые имеют повышенное выходное сопротивление.

На рис. 2.41 [105] приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля $U_{см}$ ОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП «Пульсар», которые показывают эффективность предлагаемого схемотехнического решения.

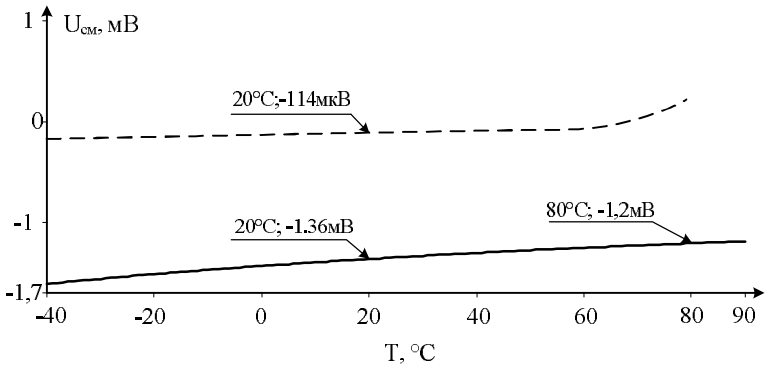


Рис. 2.41. Температурные зависимости напряжения смещения нуля $U_{см}$ предлагаемого (пунктир) и классического (сплошная линия) ОУ

В начало к оглавлению

2.16. Взаимная компенсация погрешностей токовых зеркал в ОУ с комплементарным буфером

Представленная на рис. 2.42 функциональная схема операционного усилителя на трёх токовых зеркалах относится к числу наиболее популярных [108–110, 113]. В качестве буферного усилителя наиболее часто применяются комплементарные каскады на основе так называемых «бриллиантовых» транзисторов, имеющих две разнополярных составляющих входного тока:

$$I_{вх.1} = x_p I_{бр}\ ,\ I_{вх.2} = x_n I_{бп}\ , \qquad (2.40)$$

где $I_{бр}$, $I_{бп}$ – токи базы входных n-p-n и p-n-p транзисторов БУ при $I_э=I_0$; x_p, x_n – масштабные коэффициенты.

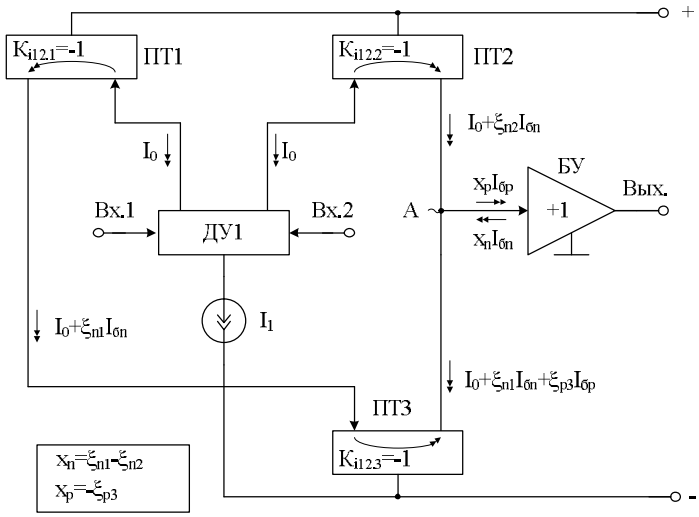


Рис. 2.42. Условия минимизации напряжения смещения нуля в классическом ОУ с комплементарным буфером

Если считать, что токовые зеркала ПТ1 и ПТ2 имеют одинаковые смещения проходной характеристики ($\xi_{n1}I_{бп}$, $\xi_{n2}I_{бп}$), то условия взаимной компенсации токов, сходящихся в высокоимпедансном узле «А», можно представить в следующем виде:

$$x_n = \xi_{n1} - \xi_{n2}, \tag{2.41}$$

$$x_p = -\xi_{p3}, \tag{2.42}$$

где $\xi_{n1}, \xi_{n2}, \xi_{p3}$ – коэффициенты токовой асимметрии подсхем ПТ1, ПТ2, ПТ3 [108–110, 113].

Таким образом, при масштабных коэффициентах x_p и x_n буферного усилителя, удовлетворяющих условию (2.41–2.42), в схеме (рис. 2.42) минимизируется влияние β транзисторов на одну из наиболее существенных составляющих напряжения смещения нуля.

Особенность схемы (рис. 2.43) [108–110, 113] в том, что каскодные токовые зеркала ПТ2 и ПТ3 идентичны, а в качестве ПТ1 применяется токовое зеркало Вильсона.

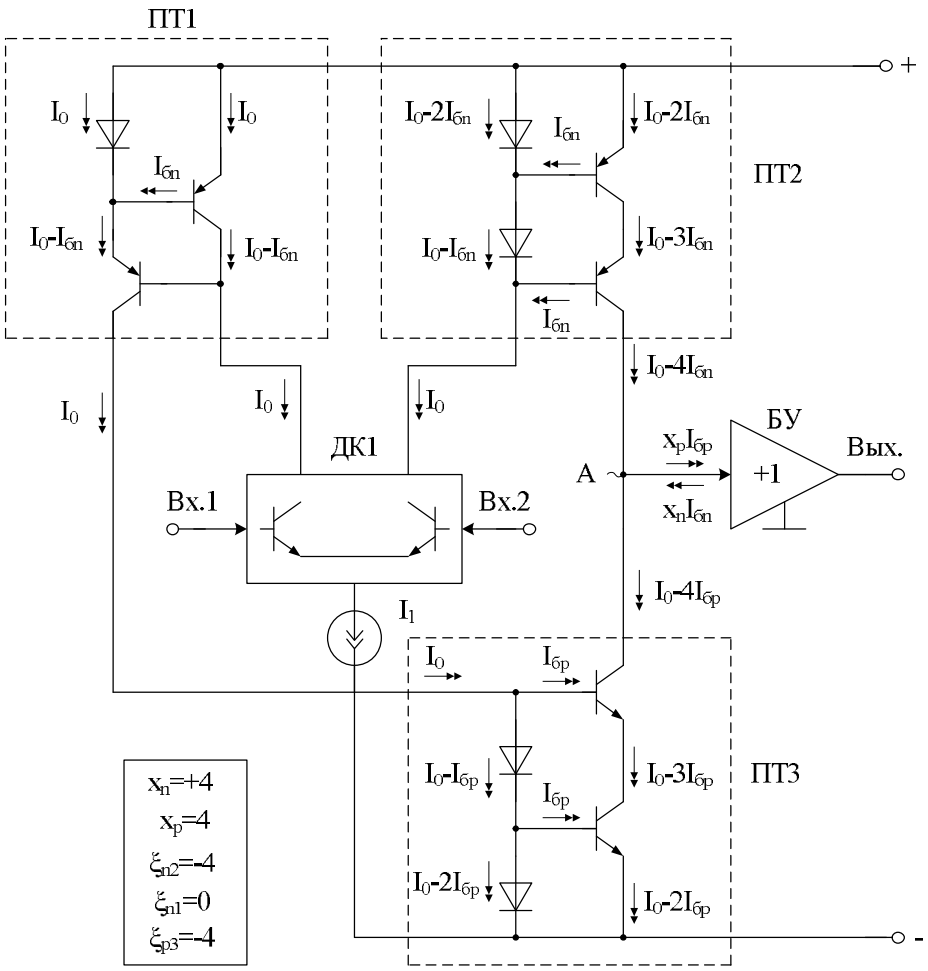


Рис. 2.43. Архитектура прецизионного ОУ
с неидентичными токовыми зеркалами ПТ1, ПТ2

Таким образом, в высокоимпедансном узле «А» обеспечивается полная взаимная компенсация токов $I_{вых.пт2}$ и $I_{к3}$. Поэтому систематическая составляющая напряжения смещения нуля в предлагаемой схеме близка к нулю ($U_{см} \approx 0$) (рис. 2.44 и 2.45) [108–110, 113].

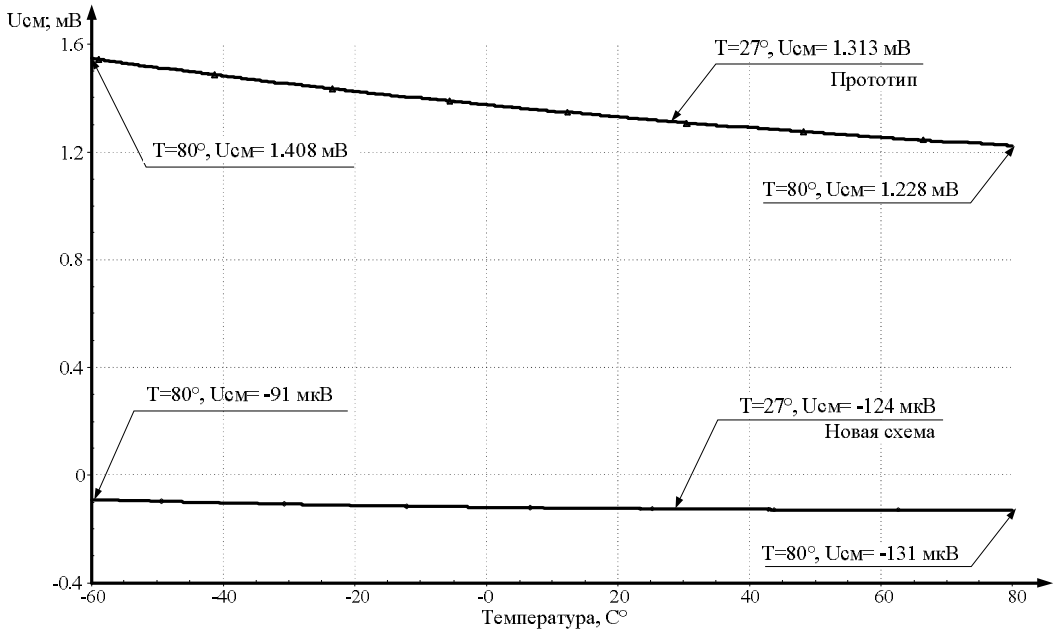


Рис. 2.44. Температурные зависимости напряжения смещения нуля ОУ

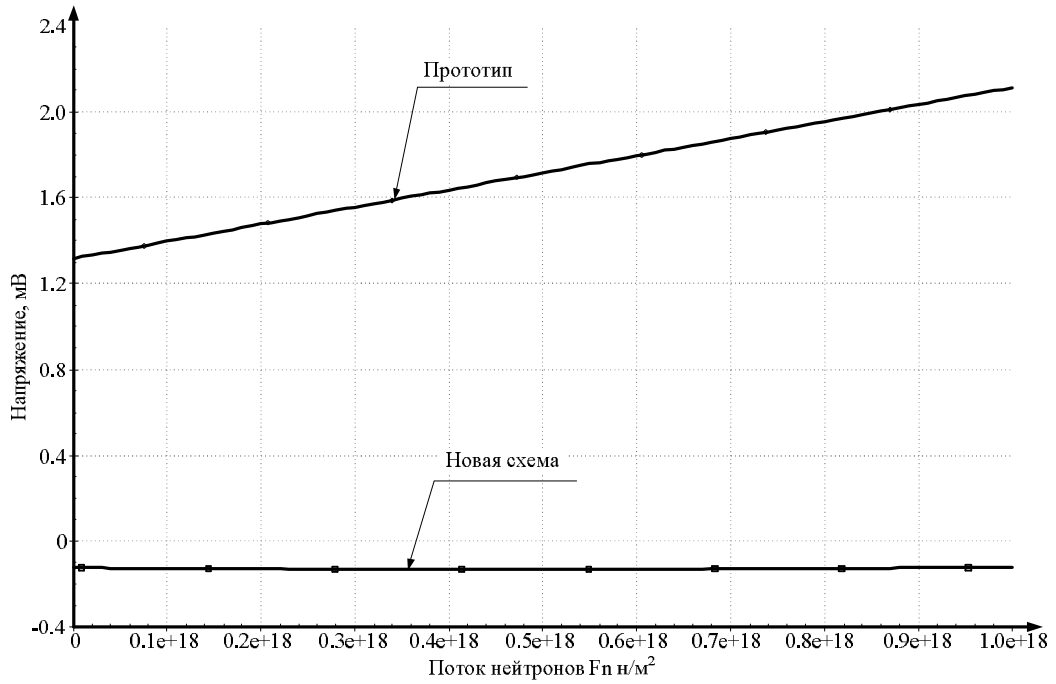


Рис. 2.45. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ
от потока нейтронов

Результаты компьютерного моделирования классической и предлагаемой схем ОУ показывают, что новая схема имеет более чем на порядок меньшее значение $U_{см}$, его температурный, а также радиационный дрейф.

В начало к оглавлению

2.17. Модернизация классических операционных усилителей на основе трёх токовых зеркал

Схемы двухкаскадных операционных усилителей на основе трёх токовых зеркал и выходного эмиттерного повторителя стали основой многих серийных микросхем (КР1427УД1, NE5517, CA3078, MA2700, LM13600 и др.). Однако они характеризуются сравнительно большими уровнями напряжения смещения нуля ($U_{см}$). Так, для микросхемы КР1427УД1 в соответствии с её паспортными данными $U_{см} \approx 5$ мВ. Во многих случаях это неприемлемо и поэтому в практические схемы на основе таких ОУ включается внешняя регулировка $U_{см}$ или лазерная подгонка резисторов для минимизации $U_{см}$ при одной (T_0) или нескольких температурах.

На рис. 2.46 представлена схема предлагаемого ОУ [23].

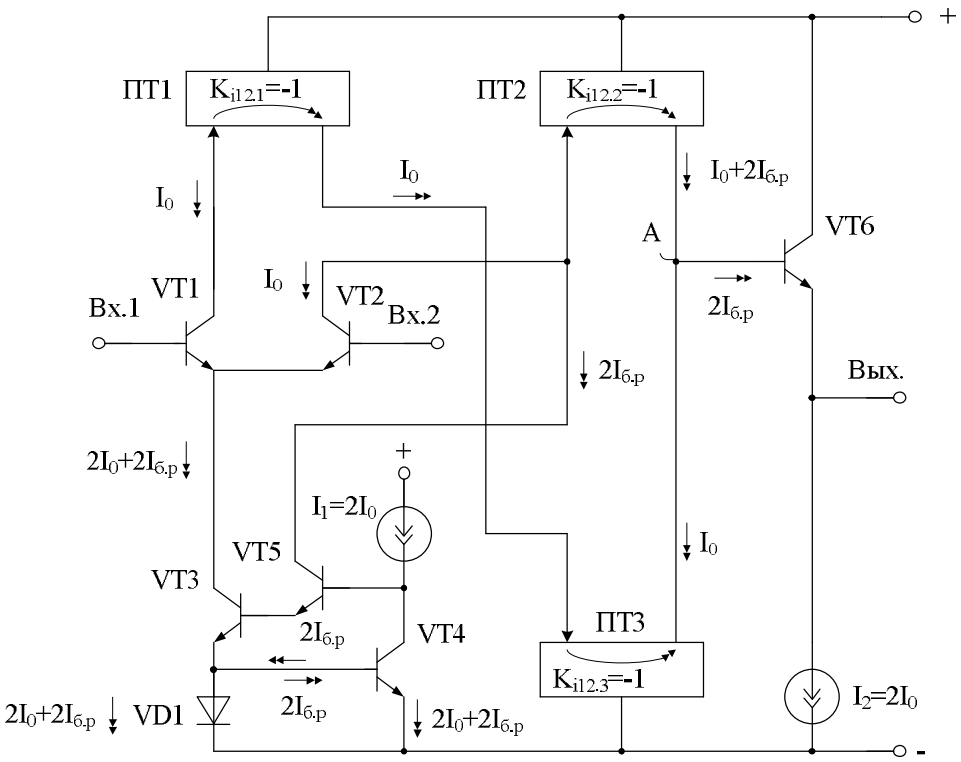


Рис. 2.46. Схема предлагаемого ОУ

Если ток I_1 равен величине $2I_0$, то токи эмиттеров и коллекторов транзисторов VT4, VT3, VT5, VT1, VT2, VT6:

$$I_{э4} = 2I_0 + 2I_{б.р},\ I_{э3} = 2I_0 + 4I_{б.р},\ I_{к3} = 2I_0 + 2I_{б.р}, \quad (2.43)$$

$$I_{к1} = I_0 = I_{к2},\ I_{к5} = 2I_{б.р},\ I_{э6} = 2I_0,$$

$$I_{вх.пт1} = I_{вых.пт1} = I_0,\ I_{вх.пт2} = I_0 + 2I_{б.р} = I_{вых.пт2},\ I_{вх.пт3} = I_0 = I_{вых.пт3}, \quad (2.44)$$

где $I_{б.р} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n транзисторов VT1, VT2, VT3, VT4, VT6 при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы n-p-n транзисторов.

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

$$I_р = I_{вых.2} - I_{вых.пт3} - I_{б.6} \approx 0, \quad (2.45)$$

где $I_{б.6} = 2I_{б.р}$ – ток базы n-p-n транзистора VT6.

Малые значения $I_р$ минимизируют влияние β транзисторов на $U_{см}$ [23]. В классическом ОУ ток $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается на порядок больше ($U_{см} = 1119$ мкВ), чем в предлагаемой схеме ($U_{см}$ = 34,8 мкВ) [23].

В начало к оглавлению

2.18. Прецизионный ОУ с несимметричным включением каскодного токового зеркала

В современной микроэлектронике широко используется архитектура операционных усилителей (ОУ) на основе каскодных токовых зеркал (ТЗ) с их несимметричным включением. Такие ОУ имеют следующие достоинства: высокий коэффициент усиления по напряжению, что обусловлено повышенным выходным сопротивлением каскодного ТЗ; большой диапазон изменения выходного напряжения (опция rail-to-rail); хорошие частотные характеристики благодаря каскодному токовому зеркалу. Данные преимущества реализованы в ряде серийных ОУ (154УД1, HA2700, 154УД4 и др.). Однако ОУ данного подкласса имеют сравнительно большой уровень напряжения смещения нуля ($U_{см}$) и его температурный дрейф.

На рис. 2.47 представлена схема предлагаемого ОУ с малым $U_{см}$ [61].

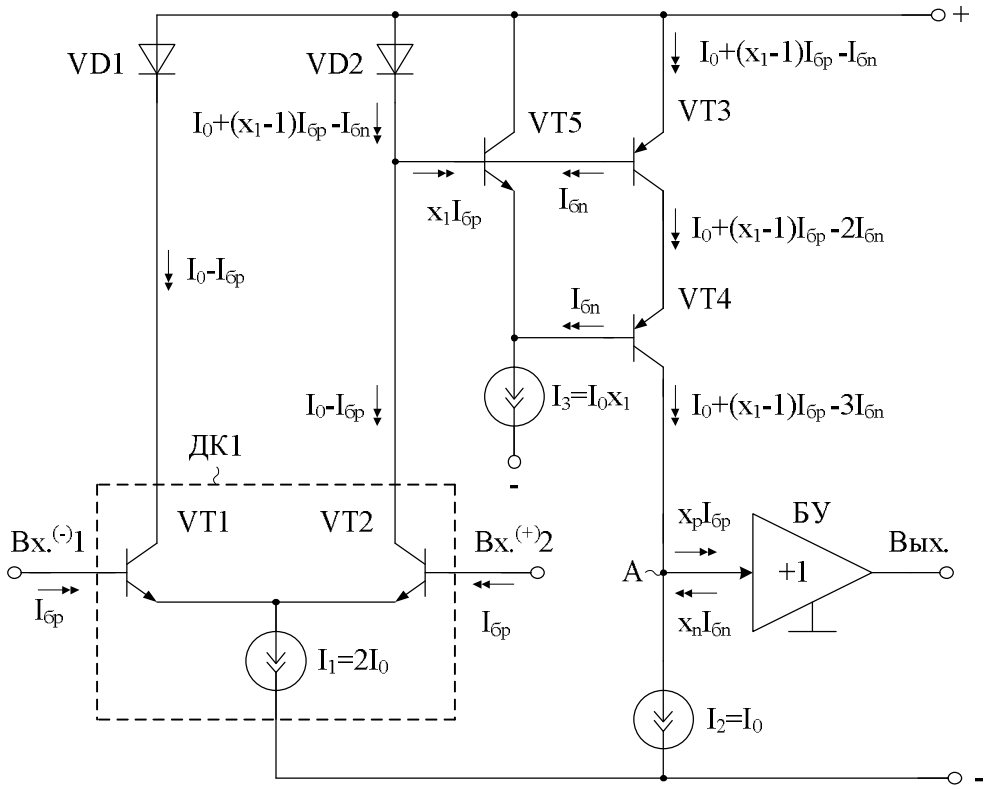


Рис. 2.47. Схема предлагаемого ОУ с несимметричным включением токового зеркала [61]

Если ток $I_1=2I_0$, $I_3=x_1I_0$, двухполюсника $I_2= I_0$, то токи эмиттеров ($I_{эi}$) и коллекторов ($I_{кi}$) транзисторов схемы, а также токи p-n переходов VD1 (I_{VD1}) и VD2 (I_{VD2}):

$$I_{к1} = I_{к2} = I_0 - I_{бр} = I_{VD1}, \qquad I_{VD2} = I_0(x_1 - 1)I_{бр} - I_{бп},$$

$$I_{э3} = I_0 + (x_1 - 1)I_{бр} - I_{бп}, I_{э4} = I_0 + (x_1 - 1)I_{бр} - 2I_{бп},$$

$$I_{к4} = I_0 + (x_1 - 1)I_{бр} - 3I_{бп},$$

где $I_{бi} = I_{эi}/\beta_i$ – ток базы n-p-n ($I_{бр}$) или p-n-p ($I_{бп}$) транзисторов при эмиттерном токе $I_{эi} = I_0$; β_i – коэффициента усиления по току базы i-го транзистора; x_1 – масштабный коэффициент источника тока I_3.

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

$$I_р = I_{к4} - I_2 - I_{БУ},$$

где $I_{БУ} = x_р I_{бр} - x_п I_{бп}$; $x_р$, $x_п$ – масштабные коэффициенты противоположно направленных составляющих ($I_{бр}$, $I_{бп}$) входного тока $I_{БУ}$ буферного усилителя БУ, в качестве которого целесообразно использовать классические комплементарные эмиттерные повторители.

Компьютерное моделирование схем подтверждает данные теоретические выводы. Несмотря на изменение β транзисторов вследствие внешних воздействий, предлагаемый ОУ более чем в 50 раз имеет меньшее напряжение смещения нуля, чем классический ОУ [61]. Аналогичными свойствами обладает и схема, представленная ниже, в которой в качестве дополнительного источника опорного тока I_3 используется первый токовый выход входного дифференциального каскада ДК1 [61].

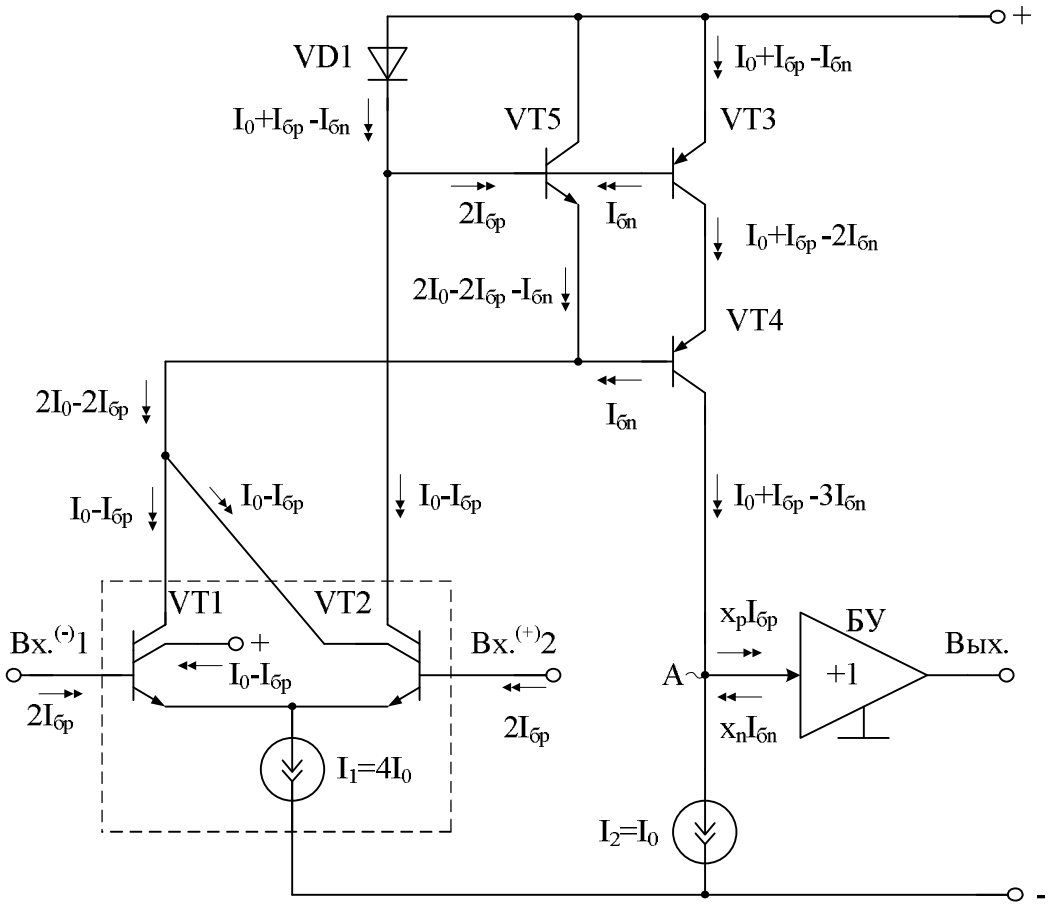


Рис. 2.48. Модифицированная схема ОУ с малым $U_{см}$

В начало к оглавлению

2.19. Компенсации напряжения смещения нуля в двухкаскадном ОУ с мультивходовым буферным усилителем

На рис. 2.49 представлена архитектура предлагаемого ОУ [62], в котором малое $U_{см}$ реализуется благодаря применению буферного усилителя с симметричным дифференциальным входом.

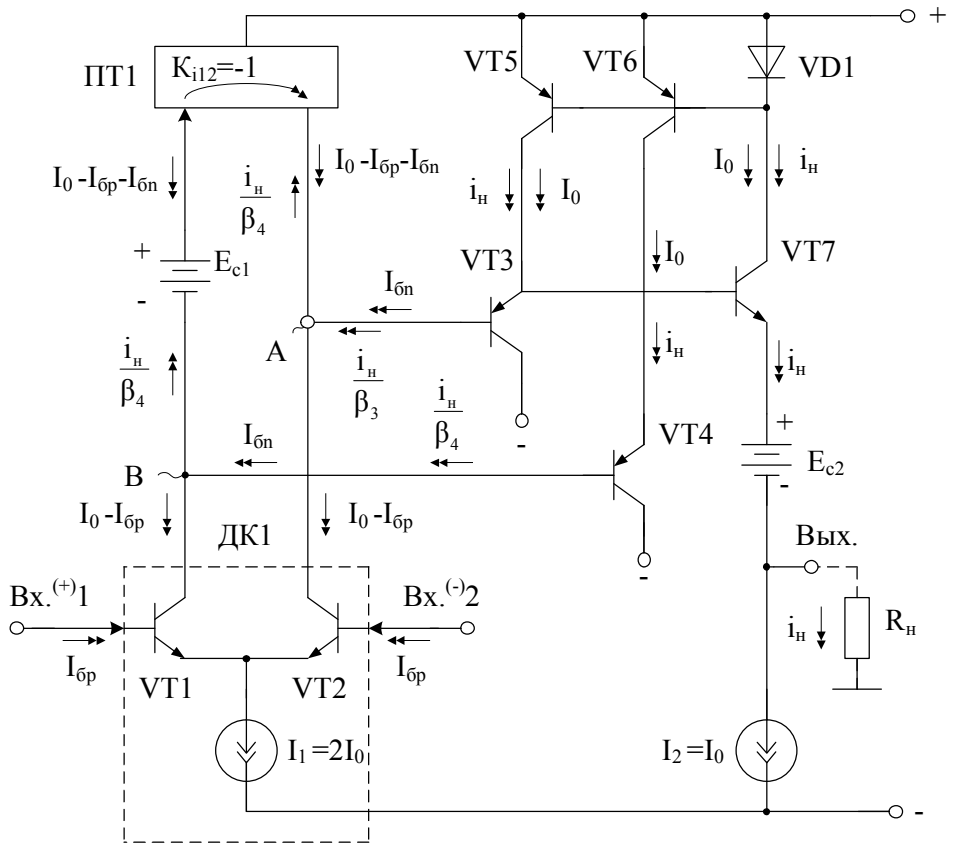


Рис. 2.49. Архитектура ОУ с мультивходовым буферным усилителем [62]

Если выбрать $I_1=2I_0$, $I_2=I_0$, то токи выходов «А» и «В» и токи эмиттеров (коллекторов и баз) транзисторов VT3 и VT4, VT5 и VT6, VT7:

$$I_A = I_0 - I_{бр} = I_B, \quad I_{э3} \approx I_0, \quad I_{э4} \approx I_0, \quad I_{э7} \approx I_0,$$

$$I_{к5} = I_{к6} = I_0. \quad I_{б3} = I_{бп}, \quad I_{б4} = I_{бп}, \quad I_{вх.пт1} = I_0 - I_{бр} - I_{бп},$$

$$I_{вых.пт1} = I_0 - I_{бр} - I_{бп},$$

где $I_{бр}$ – ток базы n-p-n транзисторов при токе эмиттера $I_{эi}=I_0$; I_0 – заданное значение опорного тока, например, I_0=1 мА; $I_{бп} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы p-n-p транзисторов VT3, VT4 при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы p-n-p транзисторов VT3, VT4; $I_{б3}$ – ток базы p-n-p транзистора VT3; I_A – ток выходного узла «А» ($I_A = I_0 - I_{бр}$).

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

$$I_р = I_{вых.пт1} + I_{б3} - I_A, \tag{2.46}$$

Это уменьшает напряжение смещения нуля ОУ.

В классическом ОУ [62] ток $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается на порядок больше ($U_{см} = -380$ мкВ), чем в предлагаемой схеме ($U_{см} = 41{,}3$ мкВ) [62].

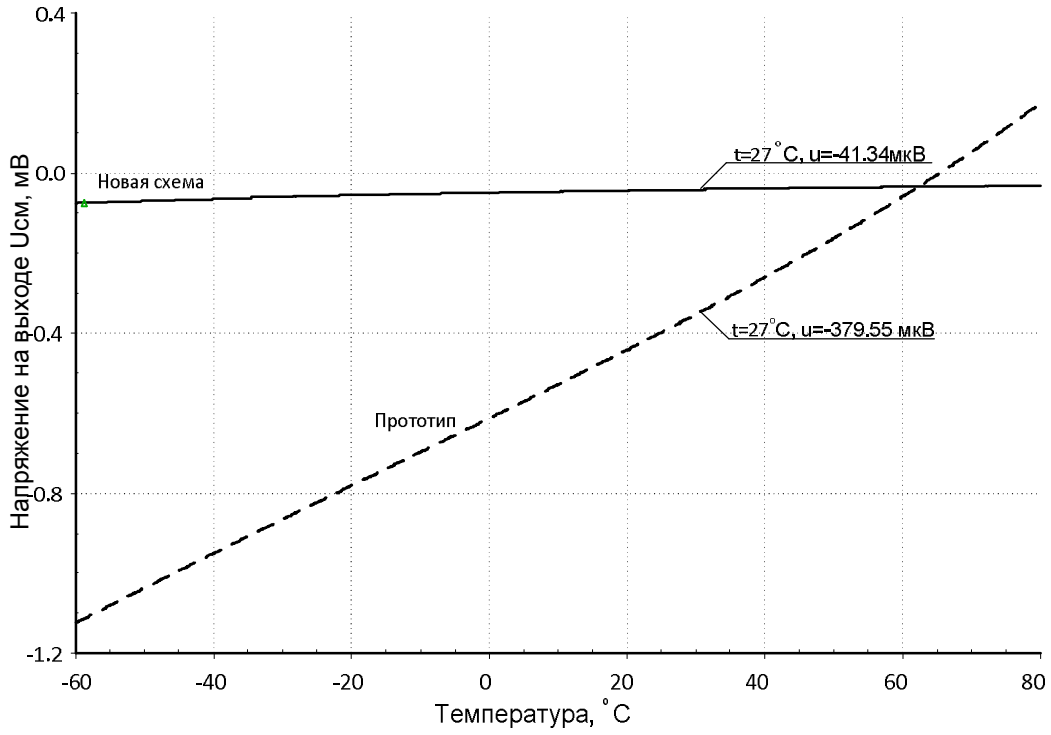


Рис. 2.50. Температурная зависимость напряжения смещения нуля сравниваемых схем ОУ

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

В начало к оглавлению

2.20. Операционный усилитель на основе классического токового зеркала и эмиттерного повторителя с цепью компенсации $U_{см}$

В предлагаемой ниже схеме ОУ (рис. 2.51) [111], которая построена на основе чрезвычайно распространённой схемы токового зеркала, предприняты дополнительные меры по компенсации составляющих токов в высокоимпедансном узле за счёт формирования специального уровня статического тока транзистора VT4 в выходном эмиттерном повторителе (рис. 2.51).

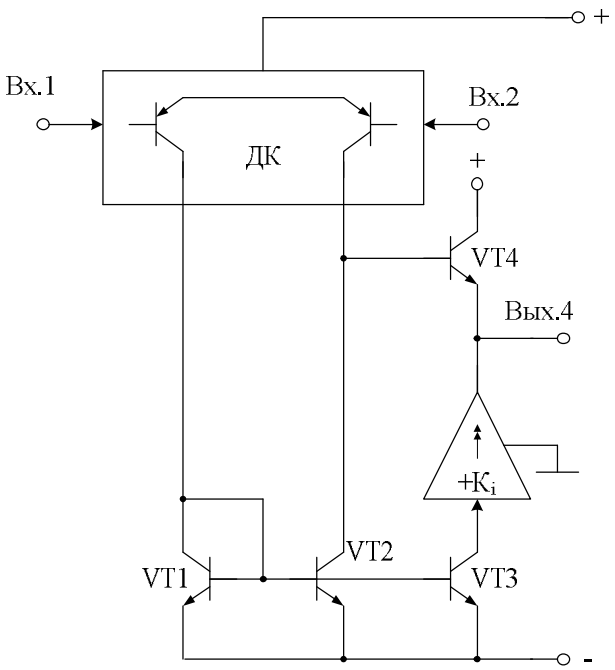
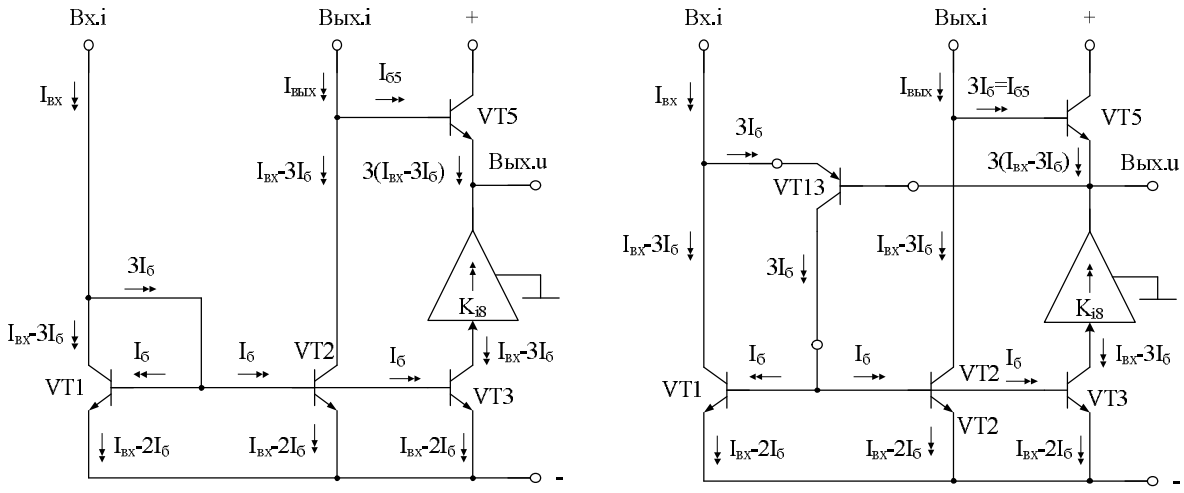


Рис. 2.51. Архитектура ОУ со специальной цепью установления статического режима выходного транзистора [111]



а) б)

Рис. 2.52. Условия компенсация статических токов в высокоимпедансном узле предлагаемого ОУ [111]

Как показано в [111], предлагаемые схемотехнические решения обеспечивают уменьшение $U_{см}$ до 84 мкВ.

В начало к оглавлению

ГЛАВА 3

МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С МАЛЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ СМЕЩЕНИЯ НУЛЯ

Одним из векторов развития классических ОУ стал мультидифференциальный операционный усилитель (МОУ), имеющий ряд уникальных свойств [78, 116, 127, 51, 133, 129, 131, 118, 52, 58, 69, 80]. Достаточно перспективно использование радиационностойких МОУ для работы с датчиками мостового типа. Синтез современных устройств частотной селекции в ряде случаев существенно упрощается при наличии МОУ. Большой практический интерес представляют звенья активных фильтров на нескольких МОУ, так как такие схемы оказываются более высокочастотными при идентичном энергопотреблении [78].

Точностные характеристики большинства архитектур МОУ (в частности, напряжение смещения нуля $U_{см}$, приведённое ко входу) несколько хуже, чем у обычного ОУ [78]. Действительно, расширение диапазона активной работы входных каскадов МОУ (увеличение $U_{гр}$ [69, 80, 92]) связано с ухудшением коэффициента усиления по напряжению этих каскадов. В свою очередь, уменьшение $K_у$ увеличивает приведённый ко входу дрейф напряжения смещения нуля, обусловленный влиянием второго каскада, повышает требования к стабильности источников опорного тока, устанавливающих статический режим транзисторов входных дифференциальных каскадов.

Для уменьшения дрейфа нуля МОУ могут использоваться рассмотренные в главе 1 идеи компенсации в высокоимпедансном узле МОУ всех токовых составляющих основных функциональных узлов. За счёт введения слабой токовой асимметрии [72, 78, 67] в токовое зеркало ПТ1, выходной буферный усилитель БУ, входные ДК с местной отрицательной обратной связью, можно обеспечить компенсацию влияния β транзисторов схемы МОУ на напряжение смещения нуля $U_{см}$, обусловленное разностным током $I_р$ в высокоимпедансном узле (автономным параметром).

В начало к оглавлению

3.1. Нулевой уровень в мультидифференциальных операционных усилителях и их основные схемы включения

Существенные отличия МОУ от классических ОУ, теория нулевого уровня которых хорошо разработана [78, 58, 69, 80], – наличие нескольких входов. Эти входы могут быть связаны с разными источниками входных сигналов, что зависит от схемы включения МОУ в конкретных аналоговых

устройствах. В этом случае МОУ можно описывать несколькими напряжениями смещения нуля, приведёнными ко входам одного или нескольких источников сигналов, которые будут характеризовать статическую погрешность разных схем включения (рис. 3.1).

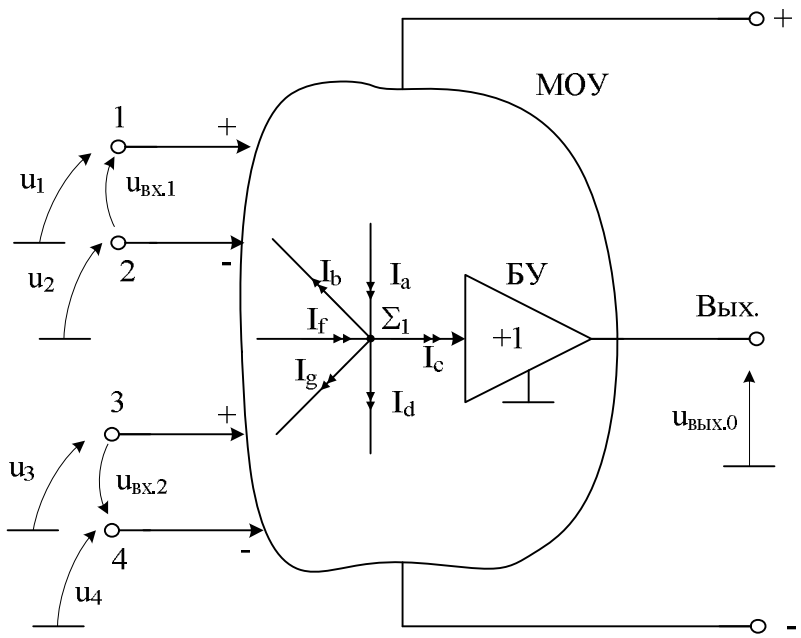


Рис. 3.1. МОУ с двумя парами дифференциальных входов

Если все входы МОУ соединить с общей шиной, то на выходе появится статическое напряжение ошибки $U_{вых.0}$, обусловленное неидентичностью характеристик транзисторов (их автономными параметрами) и неидеальностью источников опорного тока, а также влиянием β транзисторов схемы. Данное напряжение, в соответствии с определением (3.1), можно привести ко входам МОУ, которых в рассматриваемом случае может быть шесть:

$$U_{см.ij} = \frac{U_{вых.0}}{K_{у.ij}}, \qquad (3.1)$$

где $K_{у.ij}$ – коэффициент передачи по напряжению от ij-входов МОУ до его выхода.

Таким образом, при традиционном подходе к расчёту нулевого уровня, в зависимости от схемы включения МОУ в конкретных устройствах (в зависимости от выбранных входных узлов – 1, 2, 3, 4, 1-2, 3-4, на которые подаются входные сигналы), МОУ нужно характеризовать численными значениями 6 напряжений смещения нуля, приведёнными к определённому источнику сигнала. Это существенно усложняет расчёт практических схем.

В начало к оглавлению

3.1.1. Метод расчёта нулевого уровня МОУ с высокоимпедансным узлом

В связи с множеством вариантов включения МОУ, расчёт его нулевого уровня целесообразно осуществлять в соответствии с эквивалентной схемой (рис. 3.2), где под источником тока (автономным параметром) I_p понимается разностный ток в высокоимпедансном узле Σ_1 на эквипотенциальный узел Σ_1^* с $u_{\Sigma^*} = u_\Sigma$ при подключении всех входов входных дифференциальных каскадов МОУ к общей шине.

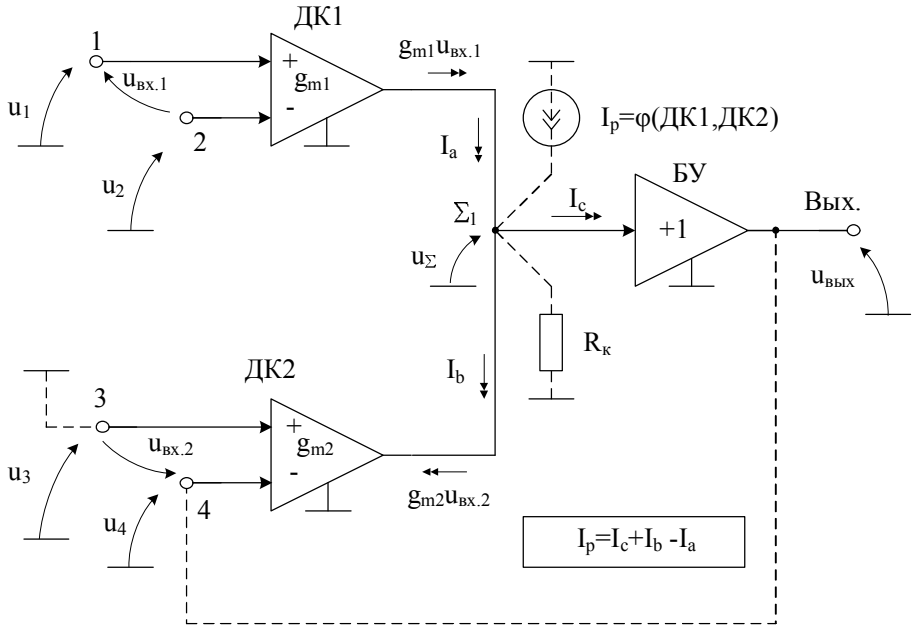


Рис. 3.2. К расчёту $U_{см}$ МОУ с автономным параметром I_p

Таким образом, статическую погрешность МОУ в любых схемах включения можно определить, используя автономный параметр I_p, который, в зависимости от схемы включения МОУ, «приводится» к тем или иным её источникам сигнала через параметры крутизны.

Для схемы (рис. 3.2) можно найти, что в общем случае при произвольных значениях проводимостей передачи $g_{m1} \neq g_{m2}$.

$$u_{вых} = \frac{R_к K_{БУ} g_{m1}}{1 + R_к K_{БУ} g_{m2}}(u_1 - u_2) + \frac{K_{БУ} R_к g_{m1}}{1 + R_к K_{БУ} g_{m2}} \frac{I_p}{g_{m1}}, \qquad (3.2)$$

где $K_{БУ}$ – коэффициент передачи по напряжению буферного усилителя; $R_к$ – эквивалентное сопротивление в высокоимпедансном узле Σ_1.

В частном случае при $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ и $T = K_{БУ} R_к g_m$:

$$u_{вых} = \frac{T}{1+T}(u_1 - u_2) + \frac{T}{1+T}\frac{I_p}{g_{m1}}. \qquad (3.3)$$

Из (3.3) следует, что при $T >> 1$

$$u_{вых} = u_1 - u_2 + \frac{I_p}{g_{m1}}. \qquad (3.4)$$

Если источник сигнала – дифференциальный (т.е. используются входы 1 и 2 МОУ), то приведённое к этому дифференциальному входу МОУ дифференциально напряжению смещения нуля:

$$U_{см.1\text{-}2} = -\frac{I_p}{g_{m1}}. \qquad (3.5)$$

В схемах инвертирующих усилителей на основе МОУ ($K_p = -1$, $u_1 = 0$) напряжение смещения нуля, приведенное к инвертирующему входу 2:

$$U_{см.2} = \frac{I_p}{g_{m1}}. \qquad (3.6)$$

В тех случаях, когда $g_{m1} \neq g_{m2}$:

$$U_{см.12} = -\frac{I_p}{g_{m1}}. \qquad (3.7)$$

Для неинвертирующего включения МОУ ($u_2 = 0, K_p = +1$):

$$U_{см.1} = \frac{I_p}{g_{m1}}. \qquad (3.8)$$

Если входной сигнал подаётся на третий вход МОУ ($u_1 = 0, u_2 = 0$) в данной схеме включения, то

$$u_{вых} = \frac{K_{БУ} R_к g_{m2}}{1 + R_к K_{БУ} g_{m2}} u_3 + \frac{R_к K_{БУ} g_{m2}}{1 + R_к K_{БУ} g_{m2}} \frac{I_p}{g_{m2}}, \qquad (3.9)$$

а приведённое к этому входу напряжение смещения нуля (при $T >> 1$):

$$U_{см.3} = -\frac{I_p}{g_{m2}}. \qquad (3.10)$$

Таким образом, метод аналитического расчёта нулевого уровня схем с МОУ состоит в следующем:

1. Определяется автономный параметр МОУ I_p. При этом учитывается влияние на I_p токов базы транзисторов и предполагается, что напряжение Эрли всех транзисторов велико.

2. Выбирается входной узел МОУ, для которого необходимо выполнить расчёт приведённого к данному входу напряжения смещения нуля ($U_{см.i}$).

3. Одним из методов анализа электронных схем осуществляется расчёт выходного напряжения электронной схемы $U_{вых.0}$ как функции интегральных автономных параметров $U_{см.ij}$, I_p и параметров элементов схемы, образующих дифференциальные каскады ДК1, ДК2.

В начало к оглавлению

3.1.2. Эквивалентная схема МОУ с учётом входных токов

В общем случае, при наличии резисторов в цепях обратной связи и ненулевых сопротивлениях источников сигнала, нулевой уровень разных схем включения МОУ зависит не только от автономного параметра $I_р$, влияющего на $U_{см}$, но и входных токов дифференциальных каскадов $I_{вх.1}$, $I_{вх.2}$, $I_{вх.3}$, $I_{вх.4}$, которые также являются автономными параметрами МОУ. В этой связи полная схема МОУ для определения нулевого уровня аналоговых устройств соответствует рис. 3.3.

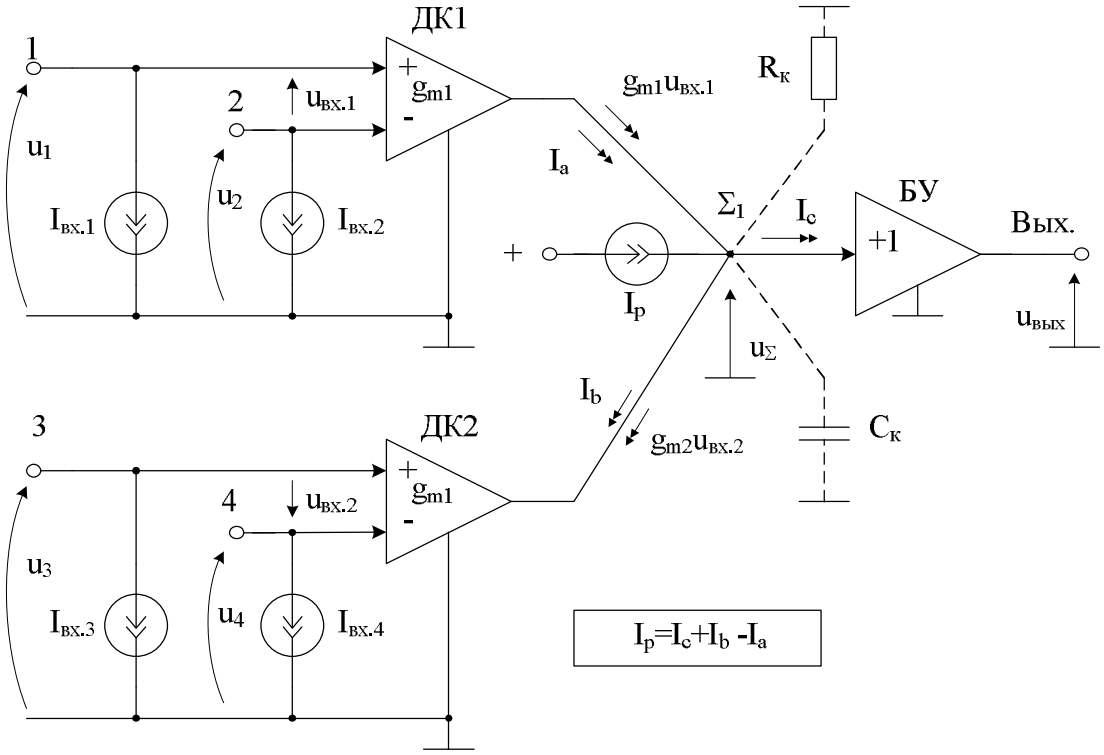


Рис. 3.3. Эквивалентная схема МОУ для расчёта нулевого уровня аналоговых устройств на его основе

В частных случаях, например, в схемах включения МОУ без резисторов обратной связи, она может быть упрощена.

Таким образом, рассмотренная ранее эквивалентная схема добавляется с учётом влияния входных токов на выходное напряжение схем с МОУ, и дальнейшим приведением $U_{вых.0}$ к тому или иному входному узлу аналогового устройства. В приложении приведены схемы входных каскадов МОУ, которые защищены как объекты интеллектуальной собственности, в которых минимизируются входные токи и создаются условия для ослабления их радиационной и температурной зависимости.

В начало к оглавлению

3.2. МОУ с комплементарными «перегнутыми» каскодами

На основе двойных «перегнутых» каскодов возможно построение МОУ как на биполярных, так и на полевых транзисторах. Особенность рассматриваемой ниже архитектуры МОУ, которая создана на основе схемы [106, 47] (рис. 3.4) состоит в том, что она имеет две пары дифференциальных входов и малое значение $U_{см}$.

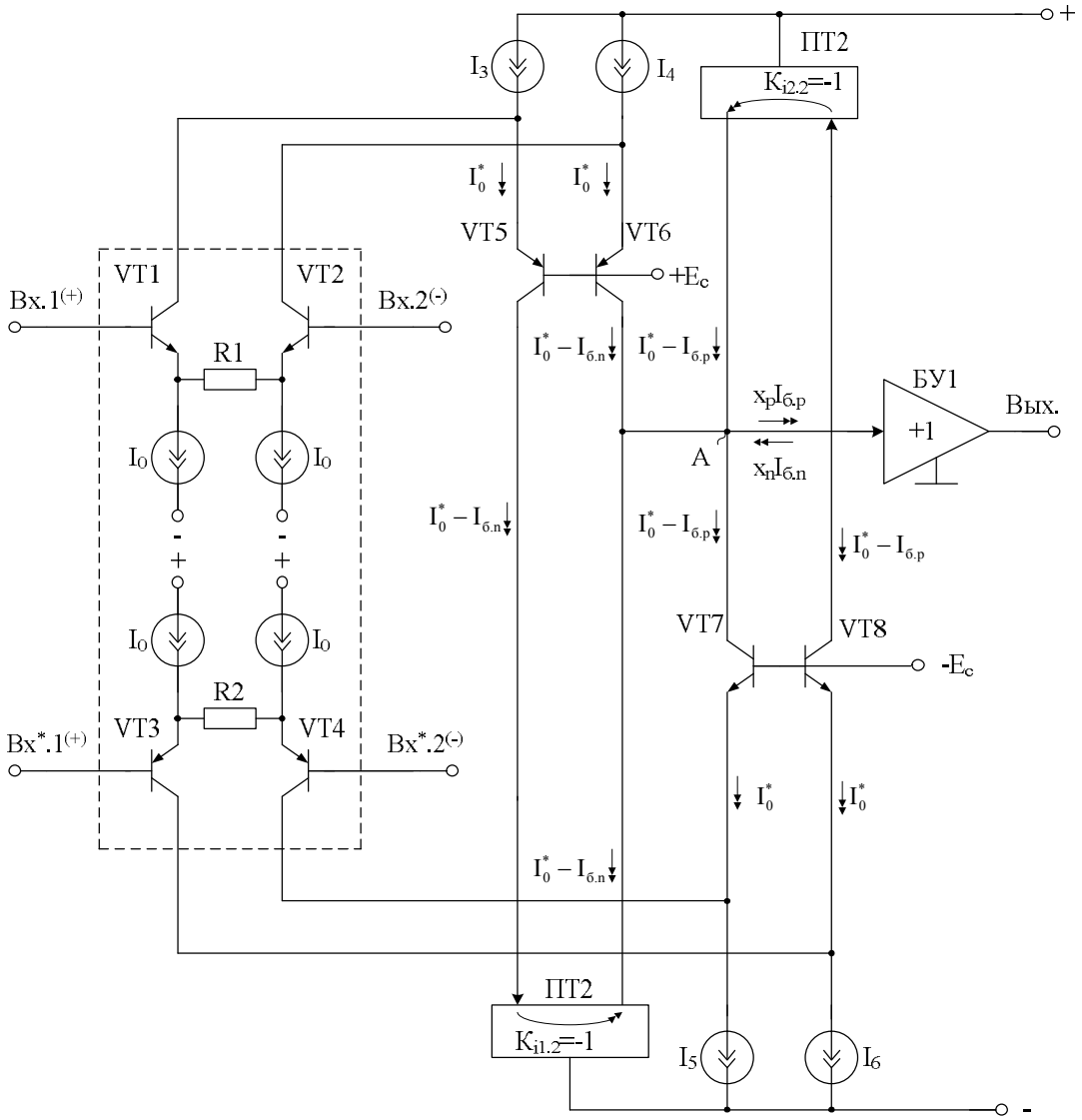


Рис. 3.4. Базовая архитектура МОУ
на основе двойного перегнутого каскода

Рассмотрим факторы, определяющие систематическую составляющую напряжения смещения нуля $U_{см}$ ОУ (рис. 3.4).

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:

$$I_{э5} = I_{э6} = I_{э7} = I_{э8} \approx I_0^* \approx I_0, \quad I_{к5} = I_{к6} = I_0^* - I_{б.n}, \quad I_{к7} = I_{к8} = I_0 - I_{б.p},$$

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

$$I_{вх.пт1} = I_0^* - 2I_{б.p} - I_{б.n}, \quad I_{вых.пт1} = I_{вх.пт1} = I_0^* - 2I_{б.p} - I_{б.n},$$

$$I_{вх.пт2} = I_0^* - I_{б.p} - 2I_{б.n}, I_{вых.пт2} = I_{вх.пт2} = I_0^* - I_{б.p} - 2I_{б.n}.$$

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

$$I_р = I_{вых.пт2} + I_{к6} + I_{БУ} - I_{к7} - I_{вых.пт1},$$

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

Подставляя полученные выше формулы в уравнение для разностного тока (автономного параметра), находим, что

$$\begin{aligned} I_р &= I_0^* - I_{б.p} - 2I_{б.n} + I_0^* - I_{б.n} + 2I_{б.n} - \\ &- 2I_{б.p} - I_0^* + I_{б.n} + 2I_{б.p} - I^* + I_{б.p} = 0 \end{aligned}.$$

Поэтому:

$$U_{см} \approx I_р(r_{э1} + r_{э2} + R_э) \approx \frac{I_р}{I_0}\varphi_т + I_р R_э \approx I_р R_э,$$

где $\varphi_т = 26$ мВ – температурный потенциал; $r_{э1} = r_{э2} = r_{э3} = r_{э4}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1, VT2 и VT3, VT4 дифференциальных каскадов ДК, Rэ=R1=R2 – сопротивление резисторов местной отрицательной обратной связи.

В классическом ОУ автономный параметр $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается, как минимум, на порядок больше ($U_{см} = 160$ мкВ), чем в предлагаемой схеме ($U_{см} = -7{,}4$ мкВ) [106, 47].

Ниже показана модифицированная схема МОУ [106, 47] с выполнением транзисторов VT5 и VT6, VT7 и VT8 по схеме с перекрёстными связями, которые способствуют стабилизации общего статического режима схемы при больших амплитудах входного сигнала.

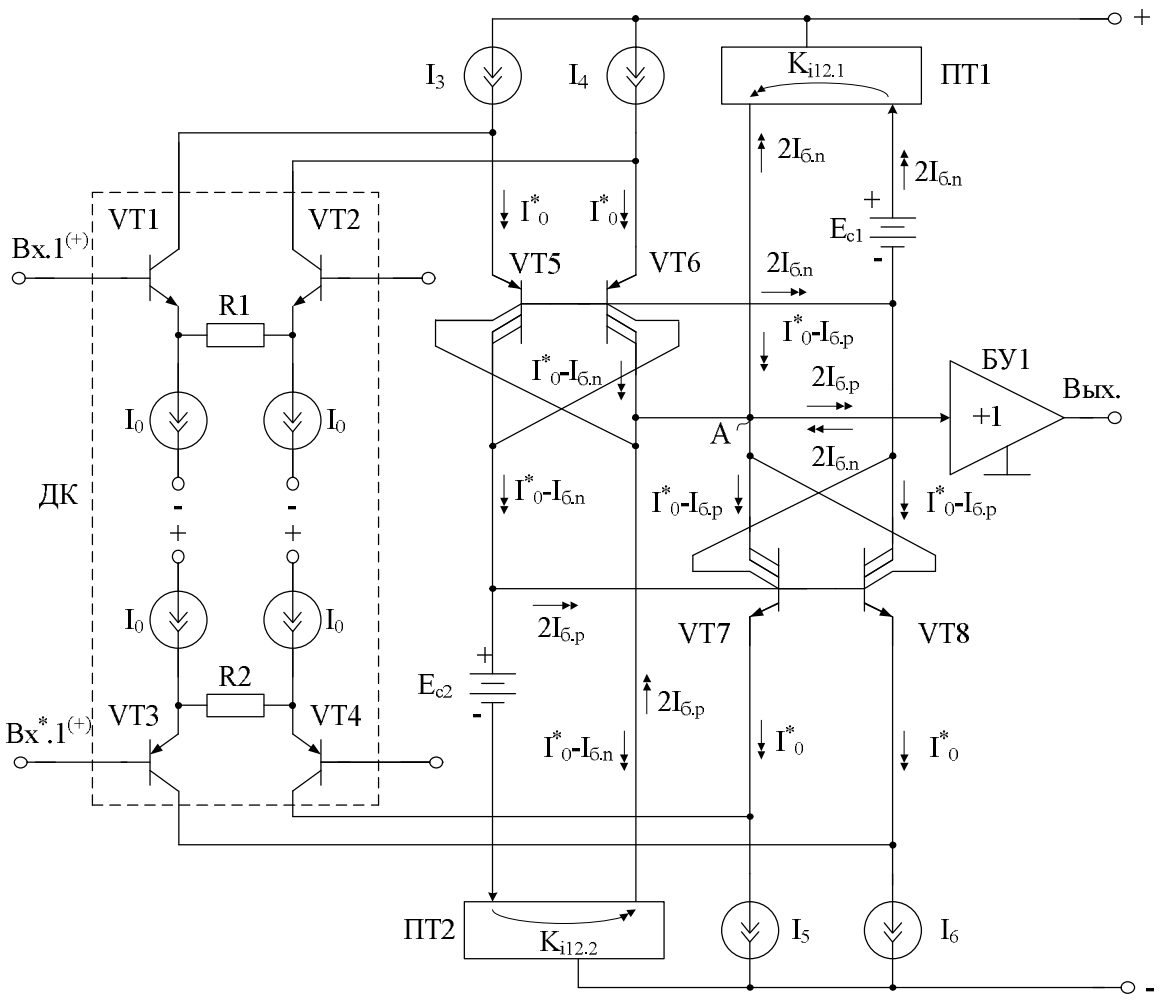


Рис. 3.5. Схема прецизионного МОУ
со стабилизацией статического режима при большом входном сигнале

В начало к оглавлению

3.3. Мультидифференциальный операционный усилитель с асимметричными источниками опорного тока

На рис. 3.6 представлена практическая схема МОУ [78] с двумя дифференциальными каскадами, в которых, в соответствии с рекомендациями главы 1, целенаправленно вводится токовая асимметрия статического режима входных транзисторов.

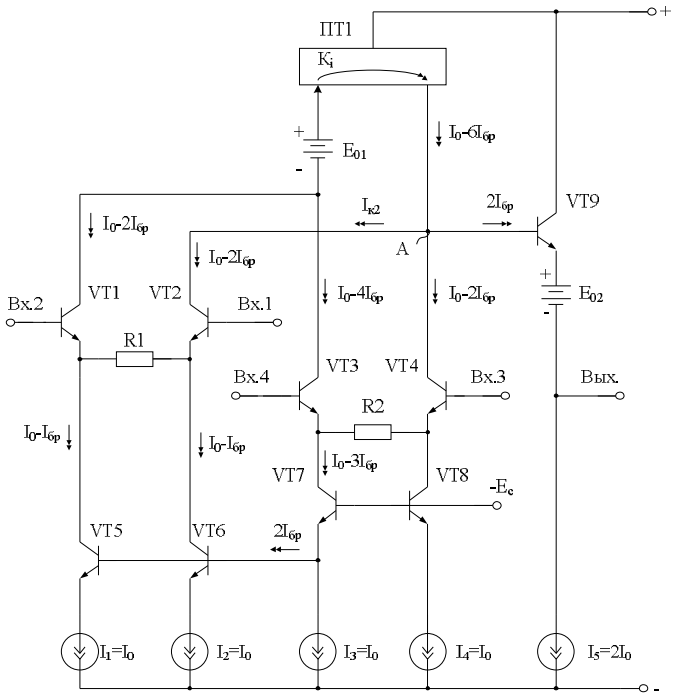


Рис. 3.6. Компенсация систематической составляющей напряжения смещения нуля в МОУ [78]

На рис. 3.7 приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля данного МОУ в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов ОАО «МНИПИ», МНТЦ АБМК_1_3.

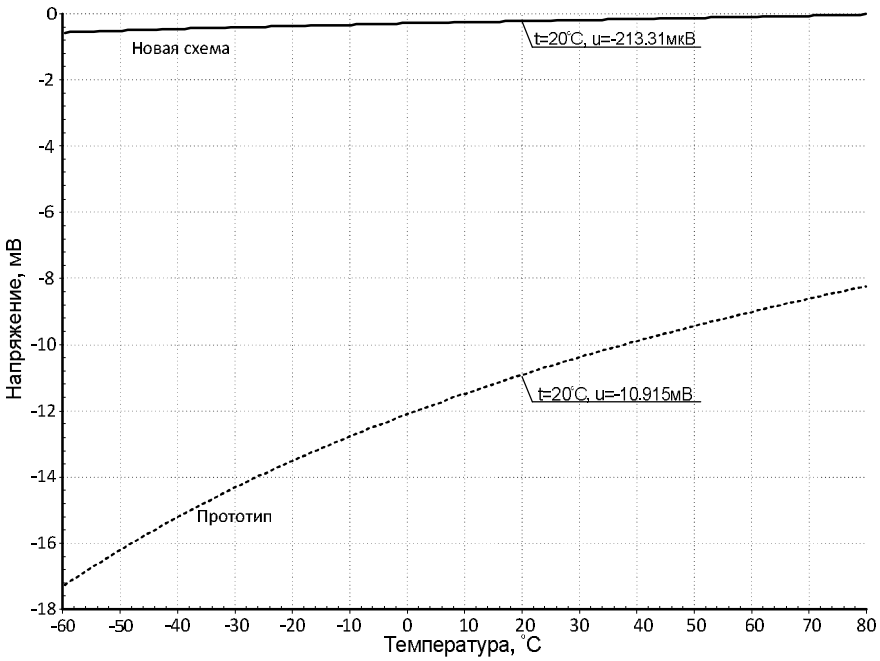


Рис. 3.7. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ от температуры

Из графиков рис. 3.7 следует, что в широком диапазоне температур напряжение смещения нуля МОУ (рис. 3.6) более чем на порядок меньше, чем в классическом МОУ [78].

В начало к оглавлению

3.4. Схемотехника мультидифференциальных операционных усилителей с управляемым токовым зеркалом

Во многих случаях практическая реализация входных цепей МОУ сводится к параллельному включению нескольких классических дифференциальных каскадов, например, с местной отрицательной обратной связью, которая формируется резисторами. Использование такой структуры в архитектурах можно получить широкий диапазон активной работы.

Рассматриваемый МОУ данного класса показан на рис. 3.8 [109]. Решаемая им задача – уменьшение абсолютного значения $U_{см}$ и его температурного и радиационного дрейфа.

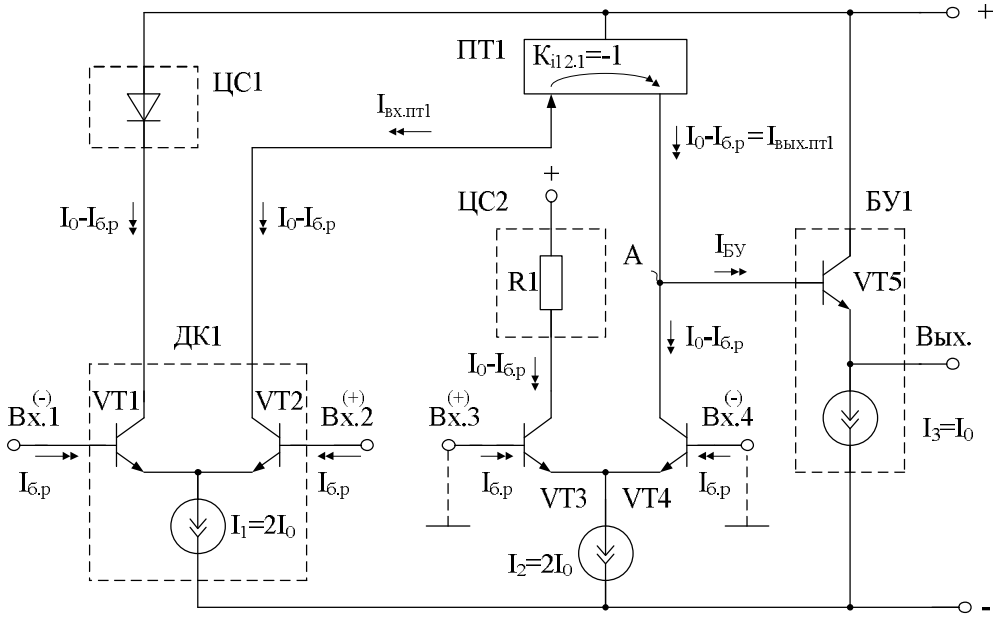


Рис. 3.8. Первая архитектура прецизионного МОУ

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:

$$I_{к1} = I_{к2} = I_{к3} = I_{к4} = I_0 - I_{б.р}, \quad I_{э5} = I_0, \quad I_{вх.пт1} = I_{вых.пт1} = I_0 - I_{б.р},$$

где $I_{б.р} = I_{э.i}/\beta_i$ – ток базы n-p-n транзисторов при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы транзисторов.

Поэтому автономный параметр (разность токов в узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину):

$$I_р = I_{вых.пт1} - I_{БУ} - I_{к4} = -I_{БУ},$$

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

Особенность схемы ОУ состоит в том, что здесь не должен использоваться в качестве входного транзистора VT5 буферного усилителя БУ1 составной транзистор Дарлингтона (рис. 3.9).

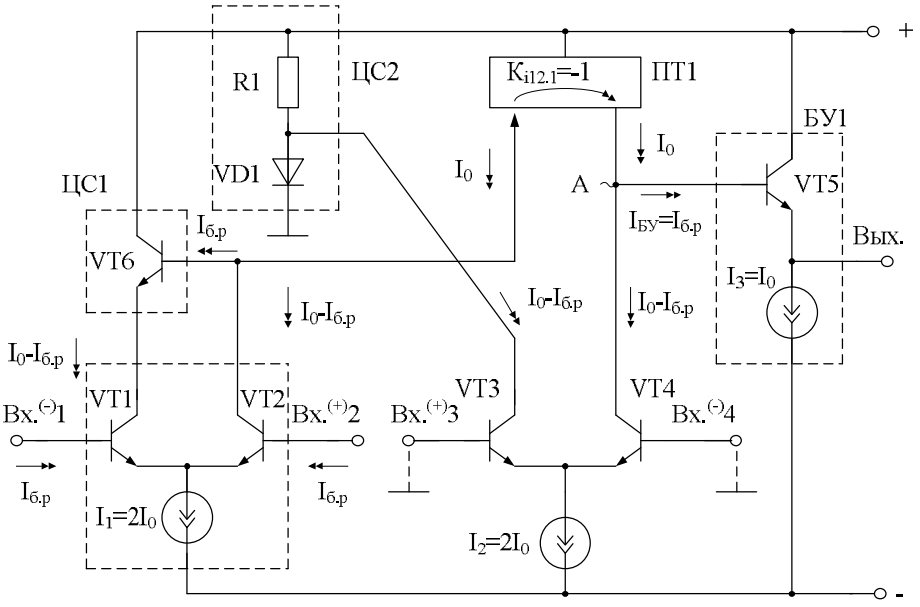


Рис. 3.9. Второй вариант построения МОУ [109]

Температурные зависимости напряжения смещения нуля рассматриваемых схем МОУ в среде компьютерного моделирования на моделях интегральных транзисторов ОАО «НПП «Пульсар» представлены на рис. 3.10 [109].

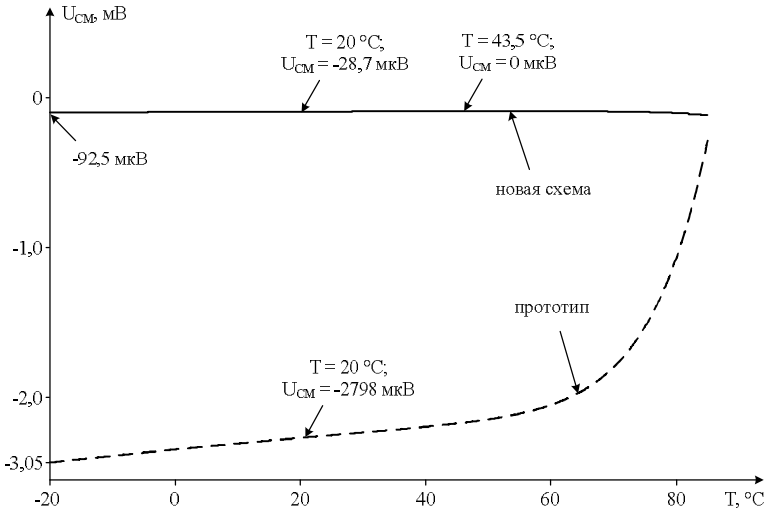


Рис. 3.10. Температурные зависимости напряжения смещения нуля

В начало к оглавлению

3.5. Трёхкаскадный МОУ с инвертирующим промежуточным каскадом

Предлагаемый ниже МОУ с инвертирующим промежуточным каскадом показан на рис. 3.11 [21]. Решаемая им задача – уменьшение абсолютного значения $U_{см}$ и его температурного дрейфа.

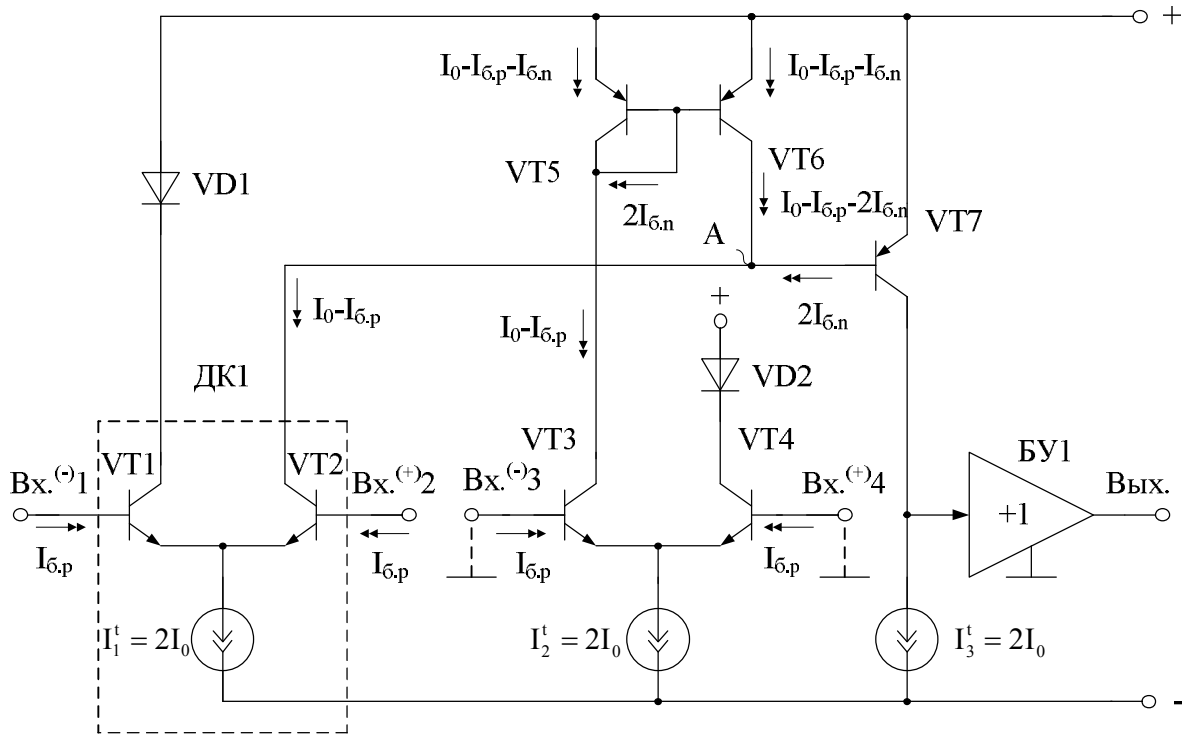


Рис. 3.11. Предлагаемая схема трёхкаскадного мультидифференциального ОУ

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

$$I_{к1} = I_{к2} = I_{к3} = I_{к4} = I_0 - I_{б.p}, \quad I_{э5} = I_{э6} = I_0 - I_{б.n} - I_{б.p},$$

$$I_{к6} = I_0 - I_{б.p} - 2I_{б.n}, \qquad I_{э7} \approx I_{к7} = 2I_0,$$

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:

$$I_p = I_{к6} + I_{б.7} - I_{к2} = 0,$$

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

Поэтому приведённое ко входу первого каскада напряжение смещения нуля:

$$U_{см} \approx I_р(r_{э1} + r_{э2}) = I_р\left(\frac{2\varphi_т}{I_0}\right) \approx 0,$$

где $\varphi_т = 26$ мВ – температурный потенциал; где $r_{э1} = r_{э2}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT1 и VT2 входного дифференциального каскада ДК1.

На рис. 3.12 приведены температурные зависимости напряжения смещения нуля МОУ в среде PSpice на моделях ОАО «НПП «Пульсар».

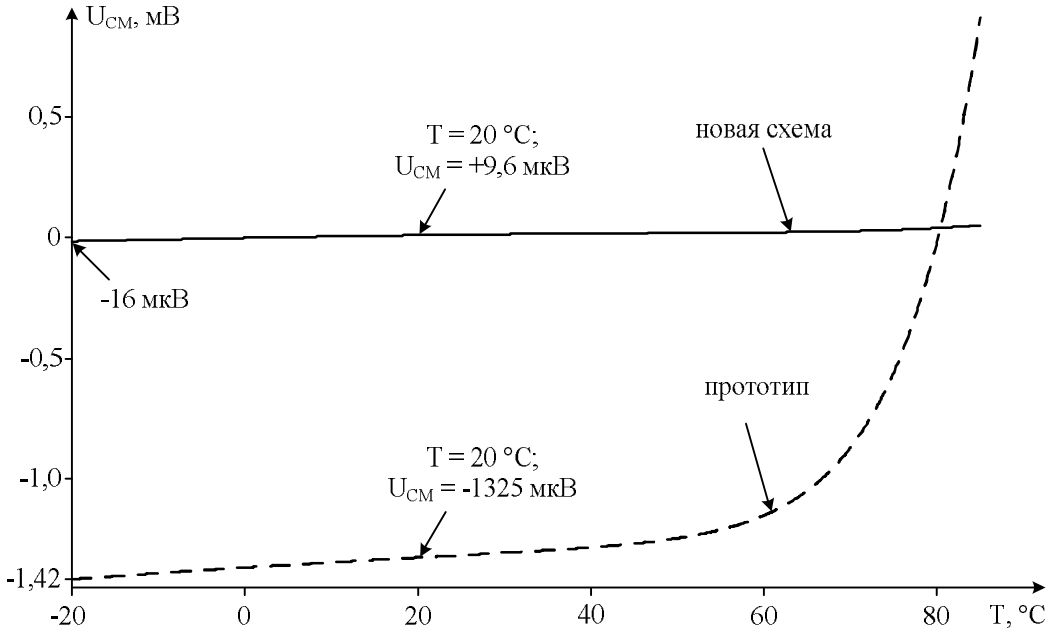


Рис. 3.12. Температурные зависимости напряжения смещения нуля

Компьютерное моделирование подтверждает полученные выше теоретические выводы. Несмотря на существенное уменьшение β транзисторов вследствие радиационных воздействий, рассмотренный МОУ и в этих условиях имеет меньшее напряжение смещения нуля, чем классический ОУ. Аналогичные свойства ОУ имеет и по входам Вх.3 и Вх.4.

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

В начало к оглавлению

ГЛАВА 4

СИНТЕЗ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ И КАСКОДНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДОВ С МАЛЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ СМЕЩЕНИЯ НУЛЯ

4.1. Схемы ОУ с комплементарными входными каскадами

В современной аналоговой микроэлектронике широко используются схемы дифференциальных усилителей, реализованных на основе входных комплементарных дифференциальных каскадов (КДУ) (двух параллельно-включённых дифференциальных усилителей с токостабилизирующими двухполюсниками в эмиттерных цепях входных транзисторов – так называемых «dual input stage») и промежуточных каскадов, выполненных на токовых зеркалах. ОУ с такой архитектурой стали основой построения многих современных аналоговых микросхем ведущих микроэлектронных фирм мира [63].

Существенный недостаток известных архитектур ОУ данного класса [94, 46] состоит в том, что в связи с нерациональным построением их основных функциональных узлов они имеют повышенное значение систематической составляющей напряжения смещения нуля ($U_{см}$).

На рис. 4.1 представлена архитектура предлагаемого ОУ [63], в котором за счёт специального построения схемы на основе рекомендаций главы 1 уменьшается абсолютное значение $U_{см}$ и его температурный и радиационный дрейф.

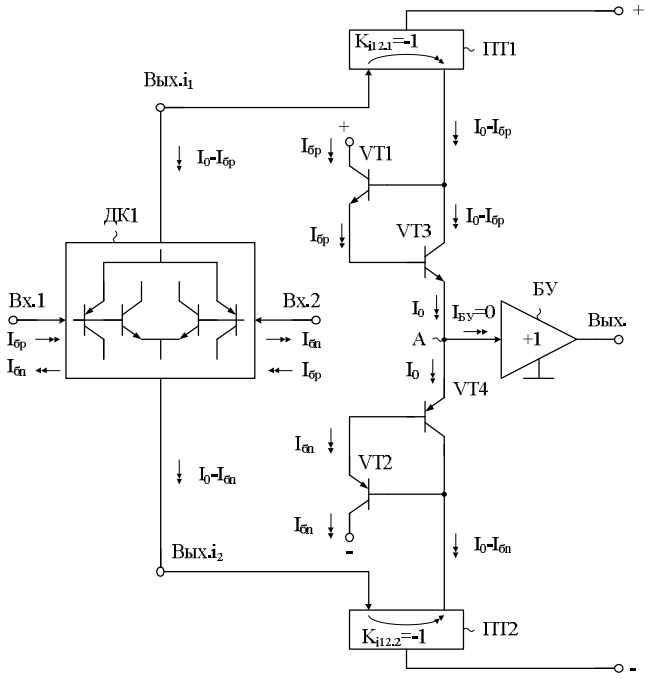


Рис. 4.1. Первая архитектура предлагаемого ОУ с идеальным буфером

Если учесть, что выходные токи входного комплементарного дифференциального каскада ДК1 удовлетворяют условиям:

$$I_{вых.i1} = I_0 - I_{бр}, \quad I_{вых.i2} = I_0 - I_{бп},$$

то можно найти выходные токи токовых зеркал ПТ1 и ПТ2, в качестве которых рекомендуется использовать классические токовые зеркала Вильсона с $K_{i12} = -1$:

$$I_{пт1} = I_0 - I_{бр}, \quad I_{пт2} = I_0 - I_{бп},$$

где $I_{б.i} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n ($I_{бр}$) или p-n-p ($I_{бп}$) транзисторов схемы ОУ при их эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы i-го транзистора.

Учитывая, что токи базы транзисторов VT1 и VT2 малы, можно найти эмиттерные токи транзисторов VT3 и VT4 при малом входном токе буферного усилителя БУ $I_{БУ} << I_{бп}$, $I_{БУ} << I_{бр}$:

$$I_{э3} = I_0 = I_{э4}.$$

Таким образом, в предлагаемой схеме в высокоимпедансном узле «А» обеспечивается взаимная компенсация токов, обусловленных ошибкой установления статического режима входного комплементарного каскада ДК1, связанной с неидентичностью β применяемых p-n-p и n-p-n транзисторов. Поэтому систематическая составляющая напряжения смещения нуля в предлагаемой схеме близка к нулю ($U_{см} \approx 0$) (рис. 4.2).

Результаты компьютерного моделирования классической и предлагаемой схем ОУ показывают, что предлагаемая схема имеет значительно меньшее значение $U_{см}$ и его температурный дрейф.

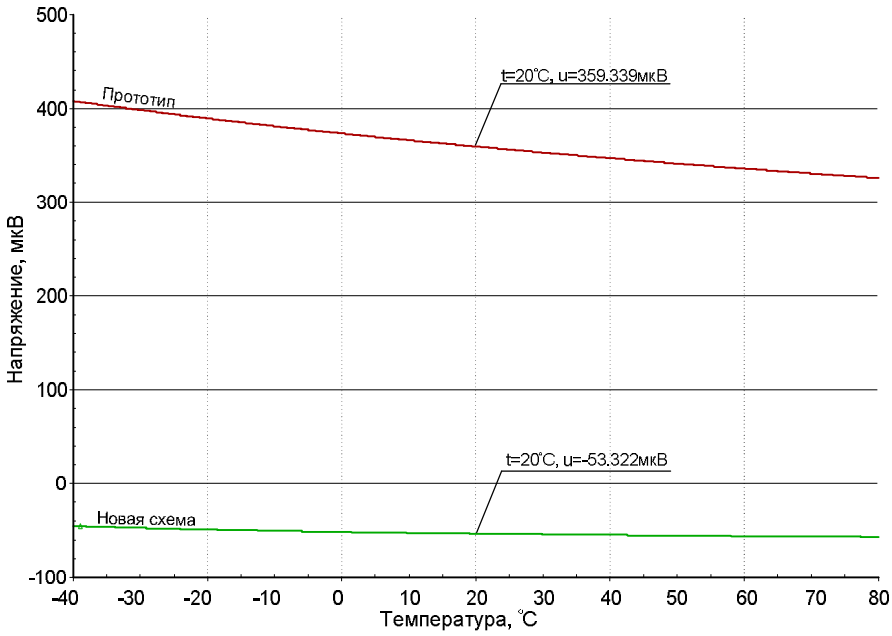


Рис. 4.2. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых ОУ с идеальным буферным каскадом

На рис. 4.3 представлена вторая архитектура ОУ рассматриваемого класса, в которой буферный усилитель БУ имеет две противоположно направленные составляющие входного тока $I_{бр}$ и $I_{бn}$, приблизительно равные токам базы n-p-n и p-n-p выходных транзисторов VT3 и VT4. Комплементарные буферные каскады широко применяются в ОУ рассматриваемого класса.

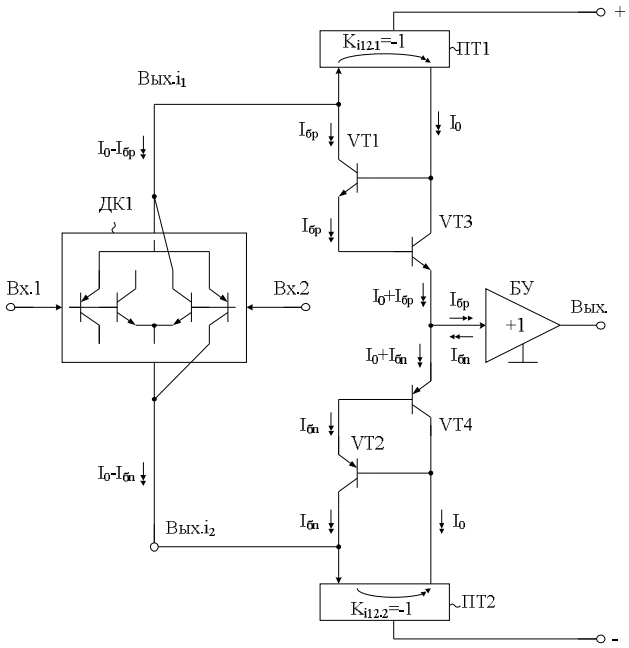


Рис. 4.3. Вторая модификация ОУ с комплементарными входным и буферным каскадами

Ниже показаны температурные зависимости напряжения смещения нуля предлагаемых ОУ (рис. 4.4) [63].

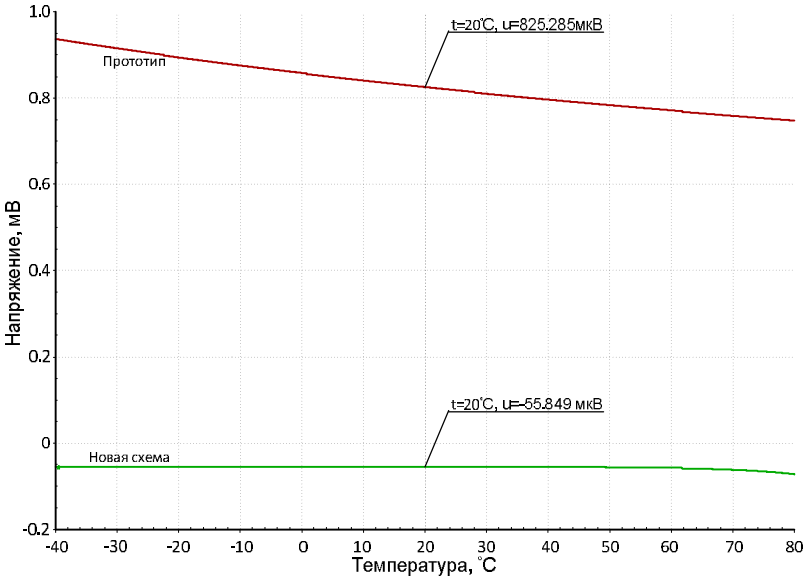


Рис. 4.4. Температурные зависимости напряжения смещения нуля ОУ

В начало к оглавлению

4.2. Компенсация $U_{см}$ в ОУ на основе комплементарных каскодов

Дифференциальные операционные усилители на n-p-n и p-n-p транзисторах с так называемой «архитектурой входного каскада ОУ μA741» или комплементарные каскодные дифференциальные усилители (ККДУ) стали основным усилительным элементом многих аналоговых интерфейсов ведущих микроэлектронных фирм мира. Для уменьшения напряжения смещения нуля ОУ с такой архитектурой необходимо выбрать коэффициенты слабой токовой асимметрии основных функциональных узлов ККДУ в соответствии с рекомендациями главы 1. Предлагаемая архитектура КДУ [30] показана на рис. 4.5.

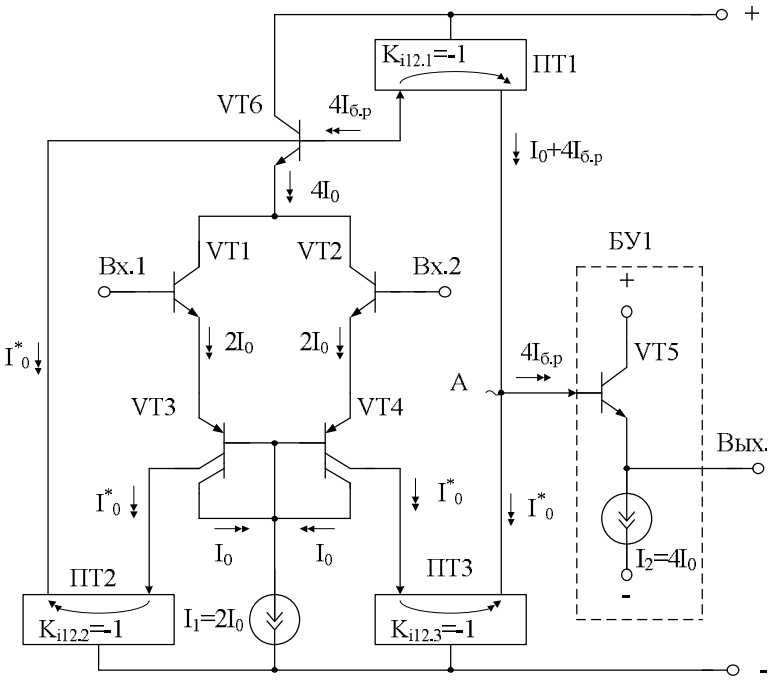


Рис. 4.5. Архитектура ОУ с комплементарным входным каскодом

В статическом режиме устанавливаются следующие токи эмиттера ($I_э$), коллектора ($I_к$) и базы ($I_б$) транзисторов:

$$I_{э1} = I_{э2} \approx 2I_0,\ I_{э6} \approx 4I_0,\quad I_{вх.пт2} = I_{вх.пт3} = I_{вых.пт1} = I_{вых.пт3} = I_0,$$

$$I_{вх.пт1} = I_0^* + 4I_{б.р},\quad I_{э5} = 4I_0, I_{б5} = 4I_{б.р},$$

где $I_б$ – ток базы транзисторов VT5 и VT6 при токе эмиттера $I_э = I_0$; $I_{эi}$, $I_{кi}$ – ток эмиттера (коллектора) транзисторов схемы.

Если выбрать токи I_1 и I_2 так, что $I_1 = 2I_0$, $I_2 = 4I_0$, то во входной цепи буфера БУ1 (узел «А») обеспечивается полная взаимная компенсация статических токов, что является необходимым условием уменьшения $U_{см}$:

$$I_{вых.пт1} - I_{б5} - I_{вых.пт3} = 0.$$

В схеме известного ККДУ последнее равенство не выполняется. Это существенно ухудшает $U_{см}$ и его температурный дрейф (рис. 4.6) [30].

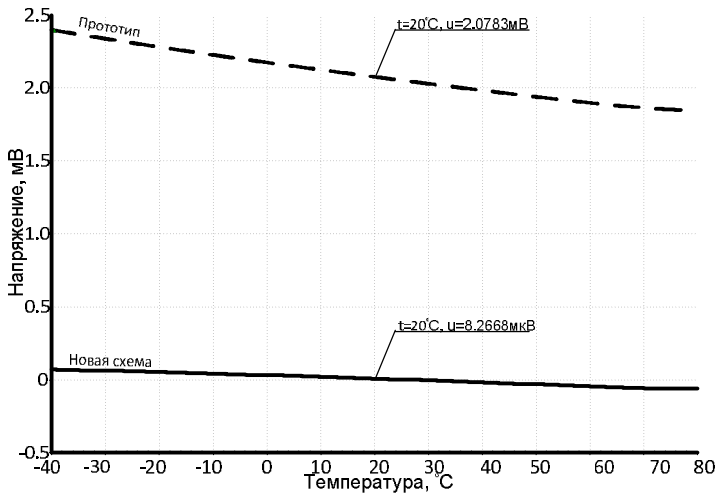


Рис. 4.6. Температурные зависимости напряжения смещения нуля

В современной микросхемотехнике используются и другие базовые архитектуры комплементарных каскодов [48], в которых также возможно уменьшение $U_{см}$ за счёт предлагаемых в главе 1 рекомендаций (рис. 4.7).

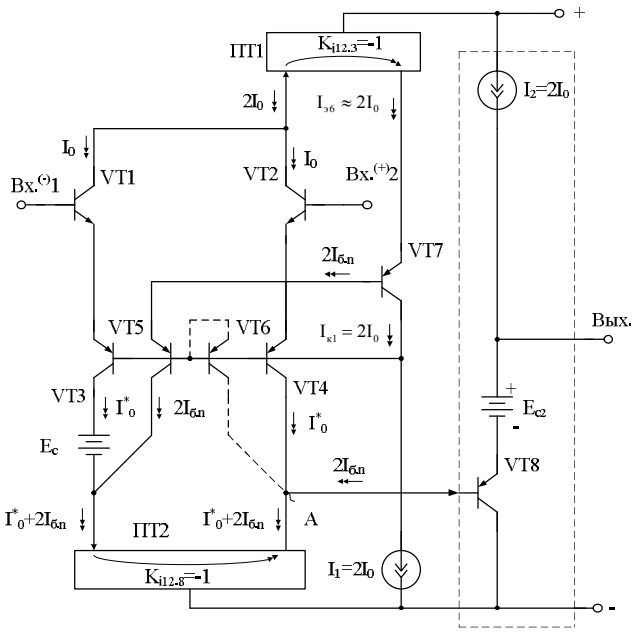


Рис. 4.7. ОУ на основе комплементарного каскода

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:

$$I_{к1} \approx I_{к2} \approx I_{к3} \approx I_{к4} \approx I_0 \approx I_0^*, \quad I_{б.7} = 2I_{б.п}, \quad I_{к.7} \approx 2I_0,$$

$$I_{к.5} = 2I_{б.n}, \; I_{б.8} = 2I_{б.n}, \; I_{вх.пт2} = I_{к.3} + I_{к.5} = I_0^* + 2I_{б.n},$$
$$I_{вых.пт2} = K_i I_{вхпт2} = I_0^* + 2I_{б.n},$$

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; $K_i = 1$ – модуль коэффициента передачи по току второго токового зеркала ПТ2; $I_{б.8} = 2I_{б.n}$ – ток базы p-n-p транзистора VT8 выходного эмиттерного повторителя.

Как следствие, разность токов в узле «А» $I_p = I_{к4} - I_{вых.пт2} + I_{б.8}$, а также $U_{см}$ близки к нулю. В классическом ДУ ток $I_p \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается на два-три порядка больше ($U_{см} = 2{,}0$ мВ), чем в предлагаемой схеме ($U_{см} =$ -1 мкВ) [48].

В начало к оглавлению

4.3. Согласования классических дифференциальных каскадов и комплементарного буферного усилителя

Одним из классических вариантов построения операционных усилителей являются схемы, содержащие входной дифференциальный каскад и выходной буфер на базе так называемых «бриллиантовых» транзисторов [25]. На рис. 4.8 приведена обобщённая схема такого ОУ [25], в котором предусмотрены дополнительные меры, рекомендуемые в главе 1, по компенсации токовых составляющих основных функциональных узлов ОУ в высокоимпедансном узле.

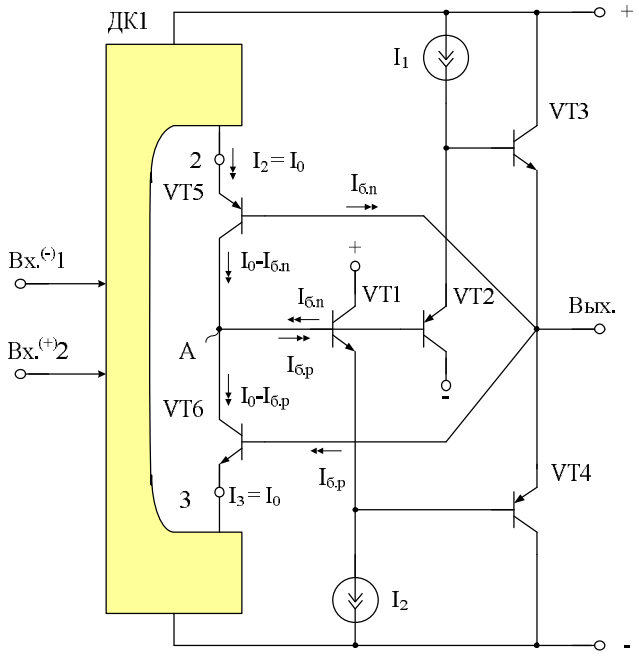


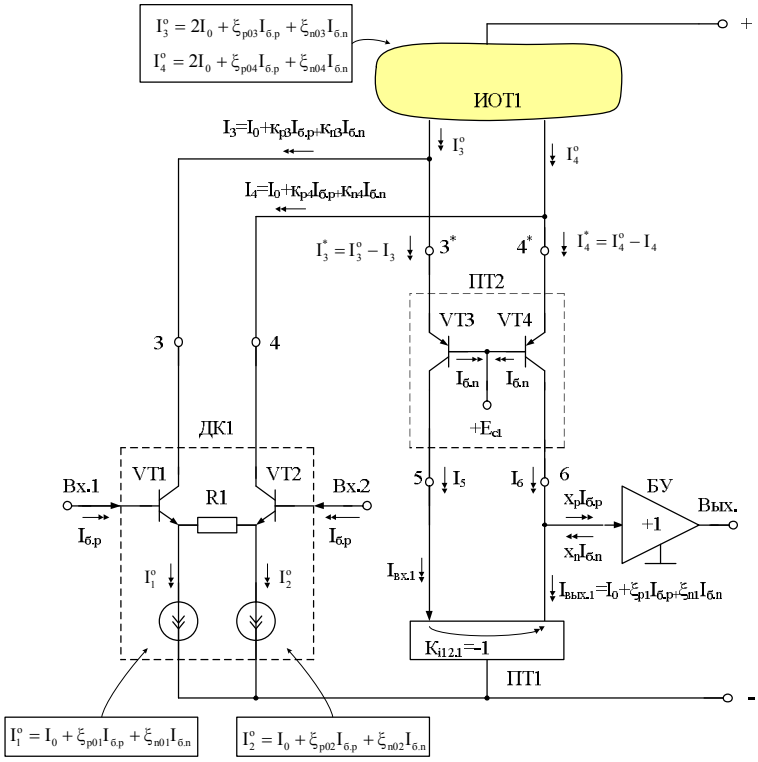
Рис. 4.8. Согласование классических дифференциальных каскадов и комплементарного буферного усилителя [25]

При воздействии радиации или температуры усиление по току базы (β) n-p-n и p-n-p транзисторов схемы существенно деградирует. Однако результаты компьютерного моделирования показывают [25], что предлагаемая схема ОУ имеет более чем в 10 раз меньшие значения напряжения смещения нуля (26,4 мкВ).

В начало к оглавлению

4.4. Прецизионные ОУ на основе классического «перегнутого» каскода

В электронных устройствах автоматики широко применяются операционные усилители на основе классических и «перегнутых» каскодов, которые стали основой более чем 20 серийных микросхем, выпускаемых как зарубежными (HA2520, HA5190, AD797, AD8631, AD8632, OP90 и др.), так и российскими (154УД3 и др.) микроэлектронными фирмами. Однако они имеют сравнительно большое значение напряжения смещения нуля [79].



$$I_p\Big|_{u_{вх}=0} = I_3(\beta_{i.n},\beta_{j.p},I_{ij}) - I_4(\beta_{k.n},\beta_{m.p},I_{k.m}) - I_{БУ}(\beta_{s.n},\beta_{f.p},I_{sf}), \quad (4.1)$$

где I_{ij}, I_{km}, I_{sf} – координаты источников тока, устанавливающих статический режим транзисторов схемы; $\beta_{i.n}$, $\beta_{k.n}$, $\beta_{s.n}$; $\beta_{i.p}$, $\beta_{m.p}$, $\beta_{f.p}$ – коэффициенты усиления по току базы p-n-p и n-p-n транзисторов ОУ,

влияющих на токи узлов 3, 4 и входной ток ($I_{БУ}$) буферного усилителя; $I_р$ – разностный ток, который определяет напряжение смещения нуля ОУ $U_{см} = I_р / S_\Sigma$, где $S_\Sigma = \Delta I_A / \Delta U_{вх}$ – крутизна преобразования $u_{вх}$ в выходной ток узла «А».

Одно из условий минимизации составляющей напряжения смещения нуля $U_{см.2}$ в аналоговых микросхемах рассматриваемого подкласса является минимизация разностного тока $I_р \approx 0$. Практически это можно осуществить за счёт специального построения основных функциональных узлов ОУ и целенаправленного выбора статических режимов всех её транзисторов, кратных току I_0 (например, $I_{эi} = I_0$, $I_{эi} = 2I_0$, $I_{эi} = 3I_0$, …, $I_{эi} = NI_0$), где I_0 – базовое значение координаты источников опорного тока. Например, в частных случаях $I_{эi} = I_0 = 1$ мА или $I_{эi} = I_0 = 0{,}2$ мА. Выбор других значений эмиттерного тока возможен, однако это несколько усложняет условия настройки схемы на минимум $U_{см}$ и практическую реализацию её функциональных узлов.

На основе обобщённой схемы (рис. 4.9) можно синтезировать более 30 частных структурных схем ОУ.

Для получения малых значений систематической составляющей $U_{см.2}$ в схеме (рис. 4.9) необходимо, чтобы её основные функциональные узлы ДК1, ИОТ1, ПТ1, БУ1, выбранные из базы данных, представленной ранее, имели строго определённые коэффициенты токовой асимметрии (см. главу 1). Так, для схемы (рис. 4.10) [79, 110] должно быть:

$$\begin{cases} \xi_{p04} + к_{p3} = \xi_{p03} + к_{p4} + x_p \\ \xi_{n03} + к_{n4} = \xi_{n04} + к_{n3} + x_n \end{cases}, \qquad (4.2)$$

где $\xi, к, x$ – коэффициенты токовой асимметрии основных функциональных узлов АМ.

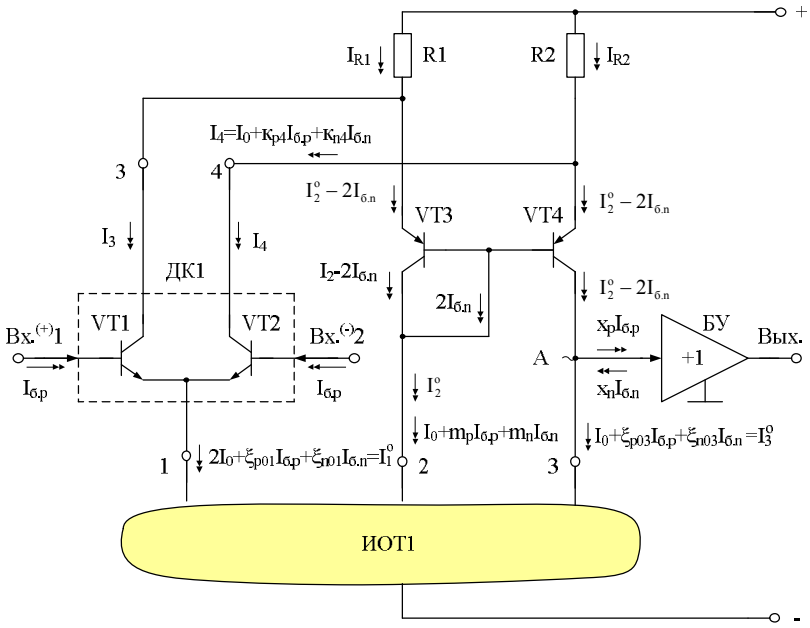


Рис. 4.9. Первая модификация АМ на базе «перегнутого» каскода

На рис. 4.10 показан пример введения токовой асимметрии в ОУ на «перегнутых» каскодах, который также даёт существенное уменьшение напряжения смещения нуля (до 17 мкВ) и его температурного дрейфа [1].

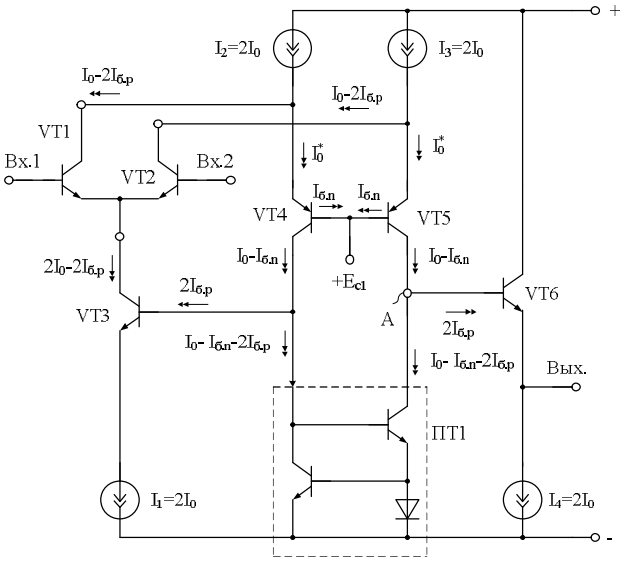


Рис. 4.10. Вторая модификация ОУ со слабой токовой асимметрией [85]

Аналогично могут быть построены десятки других модификаций прецизионных АМ на основе классических «перегнутых» каскодов.

В схеме трёхкаскадного ОУ с архитектурой «Входной ДУ– промежуточный “перегнутый” каскод на основе неуправляемого токового зеркала – буферный усилитель» с учётом рекомендаций главы 1 созданы условия для компенсации $U_{см}$ (рис. 4.11).

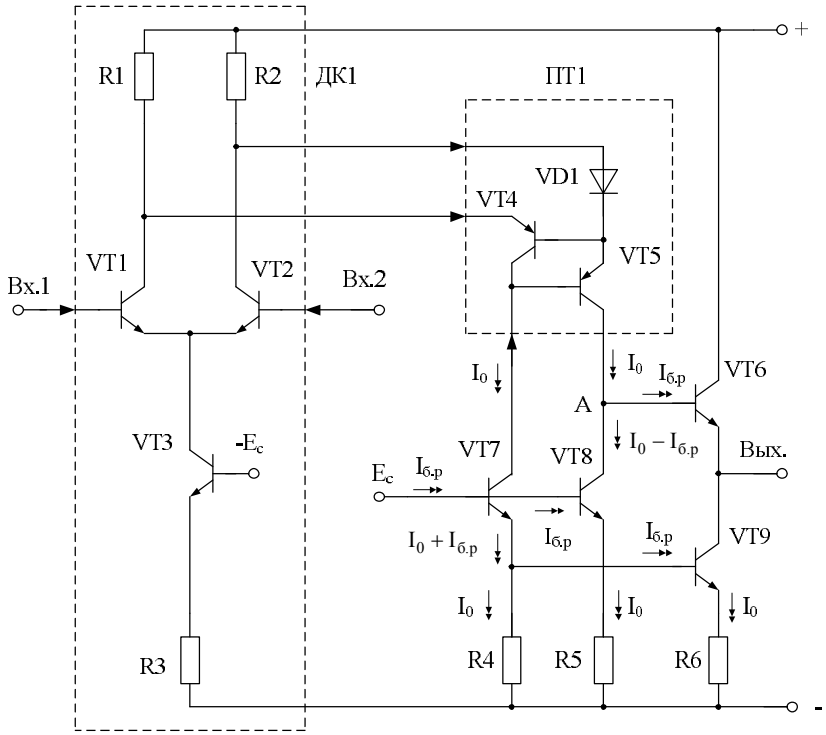


Рис. 4.11. Третья модификация ОУ [79, 58]

Статический режим транзисторов VT1, VT2, VT7, VT8 и VT9, а также элементов токового зеркала ПТ1 устанавливается резисторами R3, R4, R5, R6 и зависит от значения напряжения источника смещения E_c. Будем считать, что за счёт выбора номиналов этих элементов токи через них одинаковы:

$$I_{R4} = I_{R5} = I_{R6} = \frac{E_c - 0{,}7В}{R_0},$$

где $R_0 = R_4 = R_5 = R_6$.

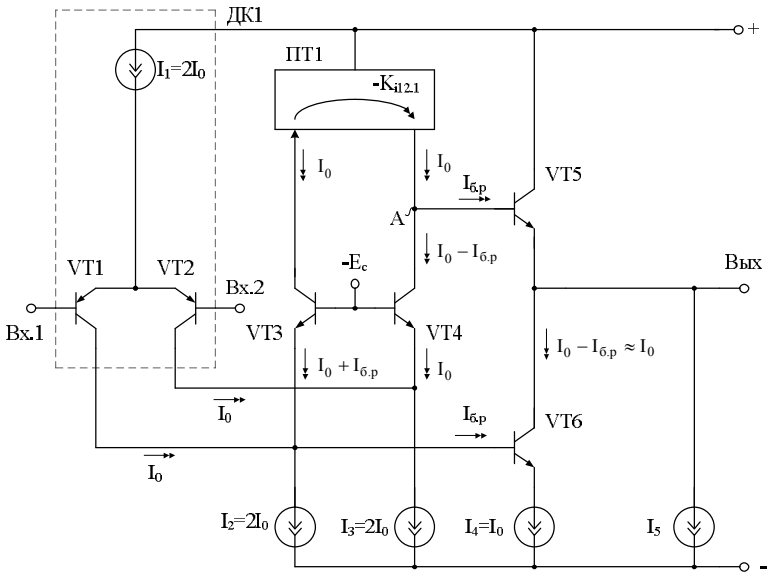
Тогда эмиттерный $I_{э.0}$ и коллекторный $I_к$ токи транзисторов VT7 и VT8:

$$I_{э.7} = I_0 + I_{б.р}, \quad I_{к.7} = I_0, \quad I_{э.8} = I_0, \quad I_{к.8} = I_0 - I_{б.р}.$$

$$I_{вых.\ Т3} = I_{вх.\ Т3} = I_{к.7} = I_0.$$

В результате в цепи базы транзистора VT6 происходит взаимная компенсация трёх токов $I_{вых..Т3} = I_{б.6} + I_{к..8}$, что является необходимым условием для уменьшения напряжения смещения нуля ДУ с 603,8 до 4,3 мкВ [58, 79].

На рис. 4.12 представлена четвёртая модификация ОУ с повышенной стабильностью нулевого уровня [34]. Здесь слабая токовая асимметрия вводится в выходную цепь входного ДК1 с помощью транзистора VT6, что позволяет уменьшить $U_{см}$ (рис. 4.13).



	T , °C	$U_{см}$, мВ	$K_у$, дБ	$f_в$, кГц	f_1, ГГц	$I_{потр}$, мА
Прототип	27	1,5	87	227,3	1,4	13,1
Новая схема	27	0,005	82	339,2	1,2	13,12
Примечание: Ку – коэффициент усиления по напряжению; $f_в$ – верхняя граничная частота по уровню -3дБ; f_1 – частота единичного усиления; $I_{потр}$ – общий ток потребления схемы						

Рис. 4.12. Четвёртая модификация прецизионного ОУ и результаты моделирования сравниваемых схем [34]

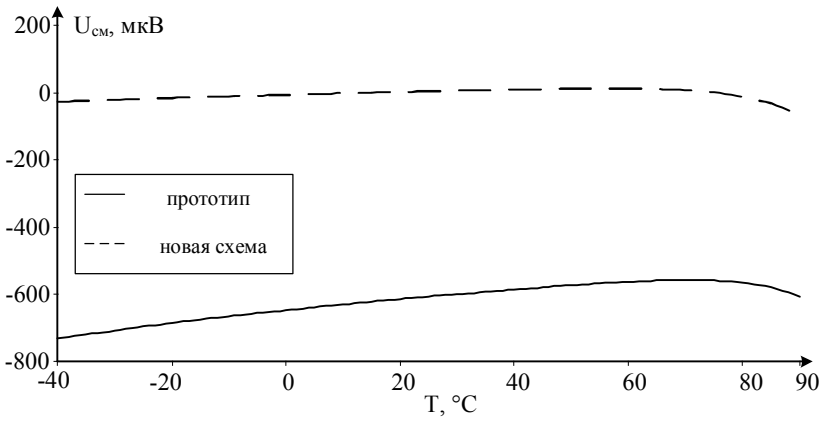


Рис. 4.13. Зависимость напряжения смещения нуля $U_{см}$ от температуры

Рассмотрим работу пятой модификации ОУ данного класса (рис. 4.14) [64]

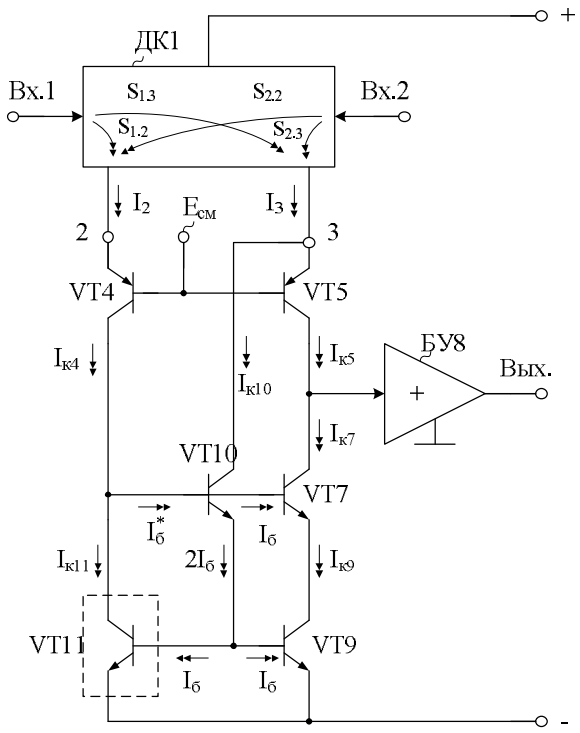


Рис. 4.14. Компенсации $U_{см}$ в ОУ на основе «перегнутого» каскода [64]

Взаимосвязь $I_{к5}$ и $I_{к7}$ можно установить с учётом следующих токовых соотношений в схеме фиг. 2, вытекающих из первого закона Кирхгофа:

$$I_{к4} = \alpha_4 I_2;\ I_{к5} = (I_3 - I_{к10})\alpha_5;\ I_{к11} = I_{к4} - I_б - I_б^* = I_{э11} - I_б;$$

$$I_{э11} = I_{к4} - I_б^*;\ \ I_{э9} = I_{э11} = I_{к4} - I_б^*;\ I_{к9} = I_{э9} - I_б = I_{к4} - I_б - I_б^* = I_{э7};$$

$$I_{к7} = I_{э7} - I_б = I_{к4} - 2I_б - I_б^*;\ I_{э10} = 2I_б;\ I_{к10} = 2I_б - I_б^*;$$

$$I_{к5} = \alpha_5 I_3 - \alpha_5 2I_б + \alpha_5 I_б^*;\ I_{к7} = \alpha_4 I_2 - 2I_б + I_б^*,$$

где α_4, $\alpha_5 \approx 1$ – коэффициент усиления по току эмиттера; $I_б^*$ – ток базы транзистора 10.

Из двух последних формул следует, что разностный ток $I_р$ в высокоимпедансном узле

$$I_р = I_{к5} - I_{к7} = I(\alpha_5 - \alpha_4) + 2I_б(1 - \alpha_5) + 2I_б^*,$$

$$I_р = 2I_б(1 - \alpha_5) + 2\frac{I_б}{\beta_{10}} = 2I_б\left[(1 - \alpha_5) + \beta_{10}^{-1}\right],$$

где $I = I_2 = I_3$; $\beta_{10} >> 1$ – коэффициент передачи по току базы транзистора 10.

Таким образом, по сравнению с базовой схемой [64], в предлагаемом устройстве напряжение смещения нуля уменьшается в N_c-раз, где

$$N_c = \frac{2}{\frac{1}{\beta_5} + \frac{1}{\beta_{10}}} >> 1.$$

В практической схеме (рис. 4.15) [64] $U_{см}$ уменьшается с 6,2 до 0,2 мВ.

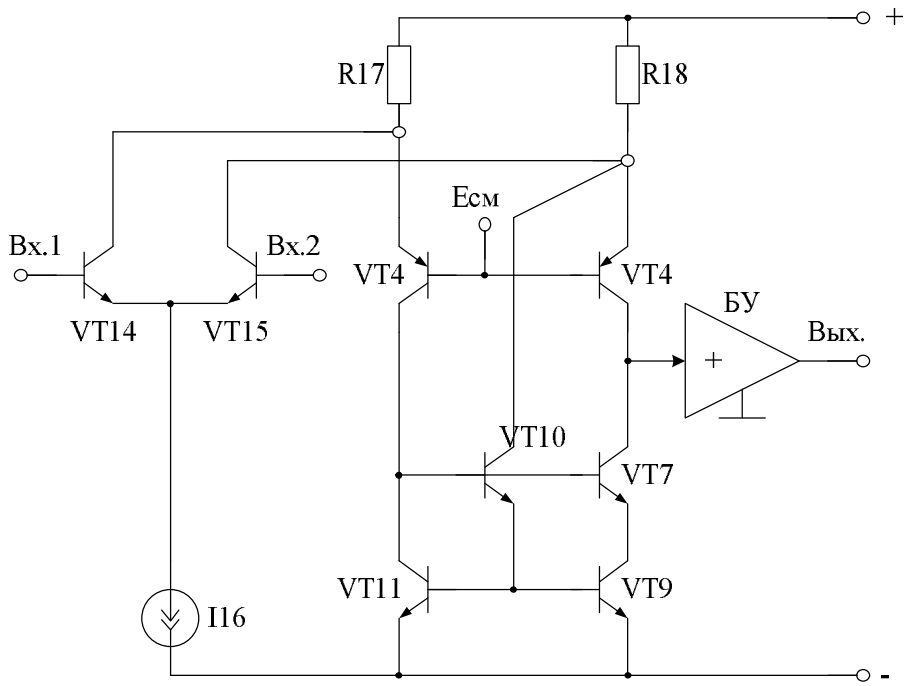


Рис. 4.15. Практическая схема ОУ Amplifier 5.1

На схеме (рис. 4.16) представлена шестая модификация ОУ на основе перегнутого каскода [79, 39, 64]. Решаемая им задача – уменьшение напряжения смещения нуля ($U_{см}$) при одновременном повышении коэффициента усиления по напряжению разомкнутого ДУ ($K_у$).

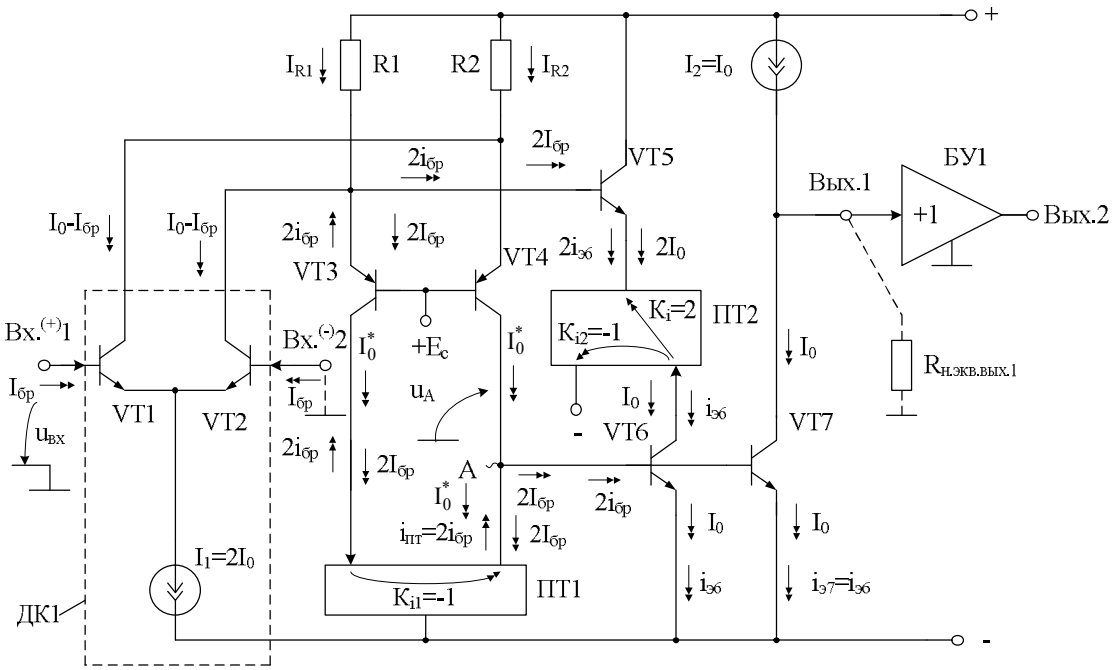


Рис. 4.16. Шестая модификация ОУ на основе «перегнутого» каскода

Статический режим по току предлагаемого ОУ [42] устанавливается источником опорного тока $I_1=2I_0$ в эмиттерной цепи входного дифференциального каскада ДК1 и токостабилизирующими двухполюсниками R1, R2 и I_2. При этом токи в элементах схемы:

$$I^*_{к3} = I^*_{к4} = I^*_0, \quad I_{к3} = I^*_0 - 2I_{бр.}, \; I_{к4} = I^*_0 = I_{вх.пт.1},$$

$$I_{вых.пт.1} = I^*_0 - 2I_{бр.}, \; I_{б6} = I_{б7} = I_{бр}, \; I_{э5} = 2I_{к6} = 2I_0, \; I_{э6} = I_{э7} \approx I_0,$$

где I^*_0 – коллекторный ток транзисторов VT3 и VT4 в классической схеме ДУ; $I_{эij}$, $I_{кij}$ – эмиттерные и коллекторные токи транзисторов предлагаемой схемы; I_{R1}, I_{R2} – статические токи резисторов R1 и R2; $I_1 = 2I_0$ – статический ток общей эмиттерной цепи входного дифференциального каскада ДК1; $\beta_р$ – статический коэффициент передачи по току базы n-p-n транзисторов предлагаемой схемы; $I_{вх.пт.1}$, $I_{вых.пт.1}$ – входной и выходной токи токового зеркала ПТ1; $I_{бр} = I_0/\beta_р$ – ток базы p-n-p транзисторов схемы при $I_э=I_0$.

Сумма статических токов в узле А, определяющая напряжение смещения нуля:

$$I_р = I^*_0 - I_{вых.пт.1} - I_{б6} - I_{б5}. \qquad (4.3)$$

Таким образом, в предлагаемом ОУ разностный ток $I_р=0$, что уменьшает $U_{см}$ более чем на порядок.

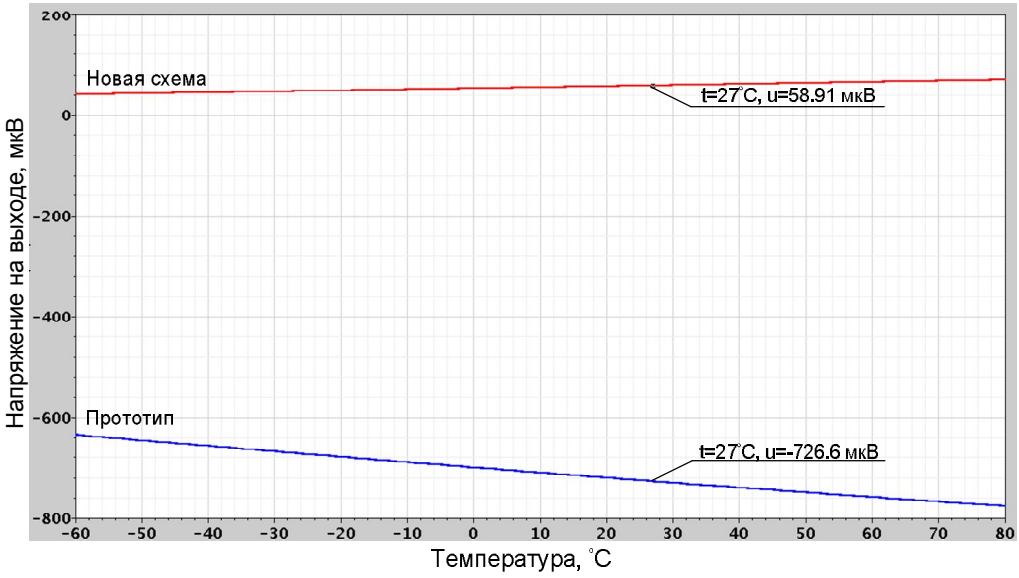


Рис. 4.17. Температурная зависимость напряжения смещения нуля ($U_{см}$)

Действительно, компьютерное моделирование показывает, что в классической схеме ДУ систематическая составляющая напряжения смещения нуля принимает достаточно большое значение: $U_{см.п} = 0{,}726$ мВ. В предлагаемом ОУ численные значения $U_{см}$ = 58,9 мкВ. Следовательно, в схеме созданы условия, при которых устраняется систематическая ошибка усиления сигналов постоянного тока, обусловленная структурными особенностями ОУ. Это позволяет рекомендовать схему для применения в составе прецизионных интерфейсов.

На рис. 4.18 приведена седьмая модификация схемы ОУ на основе «перегнутого» каскода, в которой минимизируется $U_{см}$ [40].

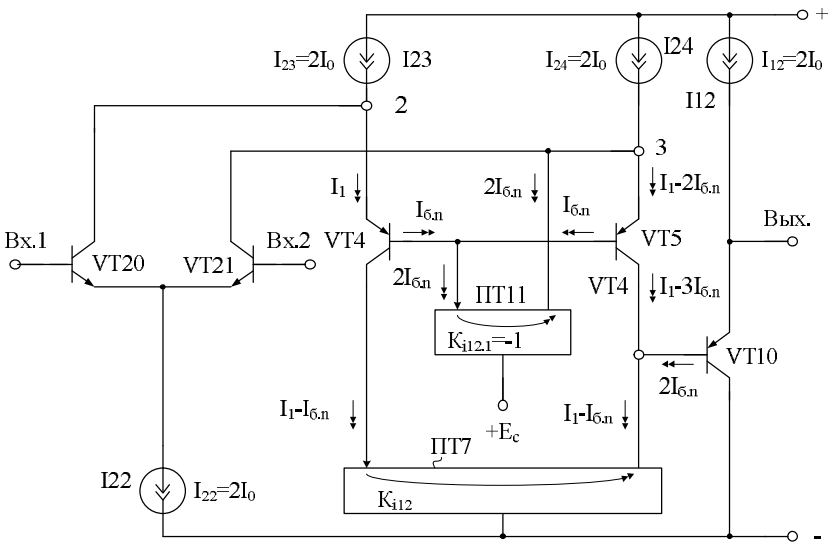


Рис. 4.18. Минимизация $U_{см}$ в ДУ на основе «перегнутого» каскода

На рис. 4.19 показана восьмая модификация схемы ОУ на базе «перегнутого» каскода с малым $U_{см}$ [31].

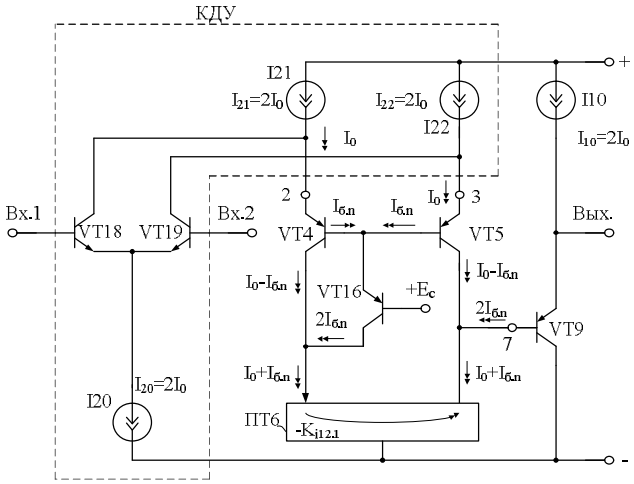


Рис. 4.19. Частный случай построения КДУ [31]

В начало к оглавлению

4.5. Классические «каскоды» в прецизионных ОУ

Особое место в современной электронике занимают классические каскодные ОУ с простейшей двухкаскадной архитектурой, содержащие небольшое число элементов и характеризующиеся повышенным частотным диапазоном. На их основе выполняются, например, различные классы селективных цепей, где число маломощных усилителей может измеряться десятками единиц. Предлагаемый ОУ (рис. 4.20), в котором минимизируется $U_{см}$, относится к данному типу микросхем.

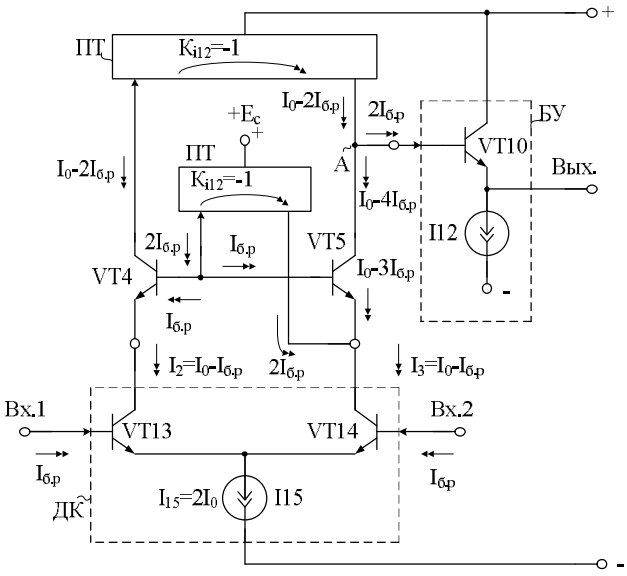


Рис. 4.20. Первый способ минимизации $U_{см}$ в каскодном ДУ

Разностный ток в высокоимпедансном узле «А» при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину:

$$I_р = I_{вых.7} - I_{БУ} - I_{к5}, \qquad (4.4)$$

где $I_{БУ} = 2I_{б.р}$ – ток базы n-p-n транзистора VT10 буферного усилителя 9, $I_{б.р} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n транзисторов VT4, VT5, VT13, VT14, VT10 при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы n-p-n транзистора.

Из последних формул можно найти, что разностный ток, определяющий $U_{см}$:

$$I_р = I_0 - 2I_{б.р} - I_0 + 4I_{б.р} - 2I_{б.р} = 0. \qquad (4.5)$$

Поэтому:

$$U_{см} \approx I_р (r_{э13} + r_{э14}) \approx 2\frac{I_р}{I_0}\varphi_т \approx 0, \qquad (4.6)$$

где $\varphi_т = 26$ мВ – температурный потенциал; $r_{э14} = r_{э13}$ – сопротивления эмиттерных переходов входных транзисторов VT14 и VT13 дифференциального каскада 1.

В предлагаемой схеме $U_{см.1} = 43$ мкВ. В классическом ОУ ток $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см.1}$ получается на порядок больше ($U_{см.1} = -1{,}17$ мВ) [40].

В современных ОУ широко применяются классические дифференциальные усилители (КДУ) со следящим питанием, обеспечивающие повышенный коэффициент ослабления входных синфазных сигналов и работу входных транзисторов при малом напряжении коллектор-база в статическом режиме.

Ниже представлена предлагаемая схема ОУ на основе КДУ [65].

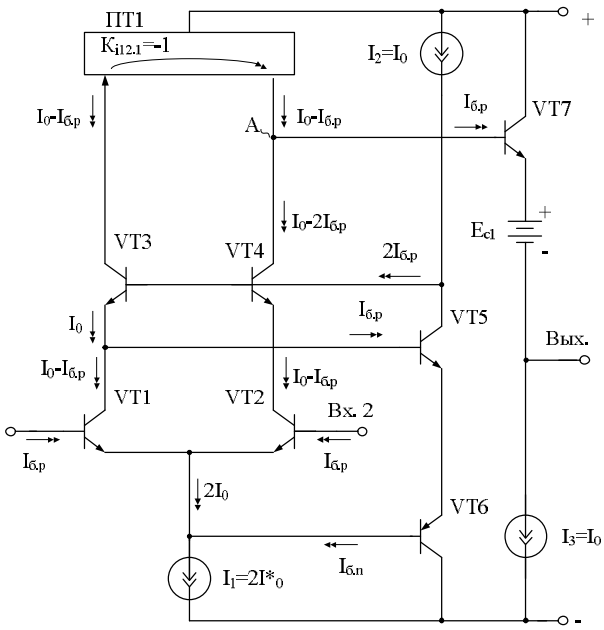


Рис. 4.21. Прецизионный ОУ на основе входного каскада со следящим питанием [65]

Если ток общей эмиттерной цепи КДУ равен величине $2I_0$, то токи коллекторов транзисторов VT1 и VT2, токи эмиттеров транзисторов VT3 и VT4, а также входной ($I_{вх.пт1}$) и выходной ($I_{вых.пт1}$) токи подсхемы ПТ1 находятся по формулам:

$$I_{к1} = I_{к2} = I_0 - I_{б.р}, \quad I_{э3} = I_{к1} + I_{б.5} = I_0 - I_{б.р} + I_{б.р} = I_0, \quad I_{э4} = I_0 - I_{б.р},$$

$$I_{вх.пт1} = I_0 - I_{б.3} = I_0 - I_{б.р}, \quad I_{вых.пт1} = I_0 - I_{б.р},$$

где $I_{б.р} = I_{б.i} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n транзисторов при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы n-p-n транзисторов.

Как следствие, разность токов в узле «А» близка к нулю, что уменьшает $U_{см}$.

В классическом КДУ ток $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается более чем на порядок больше ($U_{см.1} = 1{,}2$ мВ), чем в предлагаемой схеме ($U_{см} = 21{,}7$ мкВ).

Другая модификация предлагаемого каскодного ОУ с малым напряжением смещения нуля [41] приведена на рис. 4.22.

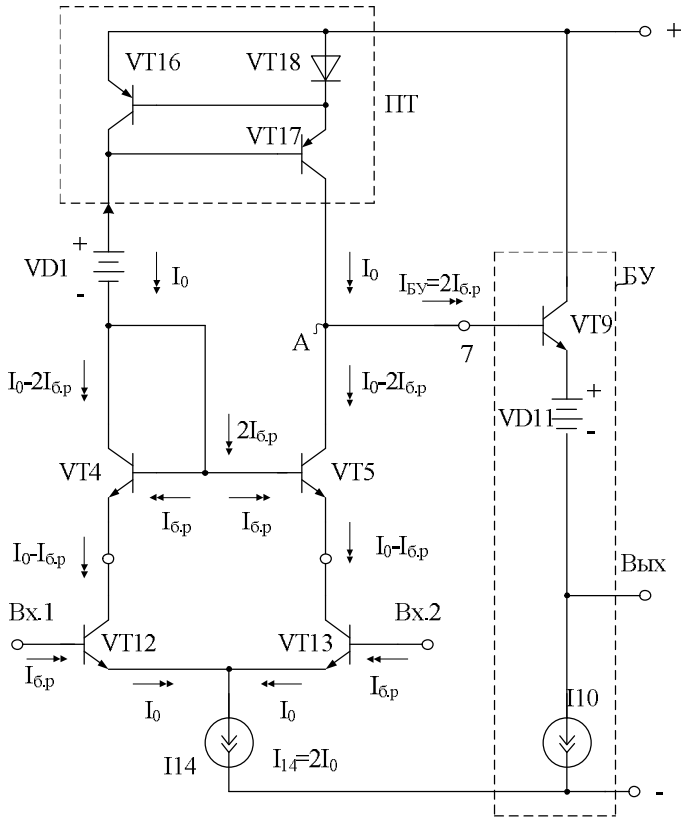


Рис. 4.22. Вариант построения каскодного ОУ [41]

Если ток двухполюсника 14 равен величине $2I_0$ (например, 2мА), то токи эмиттеров и коллекторов транзисторов 4 и 5:

$$I_{э4} = I_0 - I_{б.р}, \quad I_{э5} = I_0 - I_{б.р}, \quad I_{к4} = I_0 - 2I_{б.р}, \quad I_{к5} = I_0 - 2I_{б.р},$$

где $I_{б.р} = I_{э.i} / \beta_i$ – ток базы n-p-n транзисторов при эмиттерном токе $I_{э.i} = I_0$; β_i – коэффициент усиления по току базы n-p-n транзистора.

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

$$I_р = I_0 - I_{БУ} - I_4 \approx 0, \tag{4.7}$$

где $I_{БУ} = 2I_{б.р}$ – ток базы n-p-n транзистора 9 буферного усилителя 8.

Поэтому для схемы (рис. 4.2):

$$U_{см} \approx 2\frac{I_р}{I_0}\varphi_т \approx 0, \tag{4.8}$$

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

В известном ОУ ток $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается на порядок больше, чем в предлагаемой схеме.

Особенность схемы (рис. 4.23) – введение неинвертирующего повторителя токов 16. При этом отпадает необходимость включения цепи смещения потенциалов.

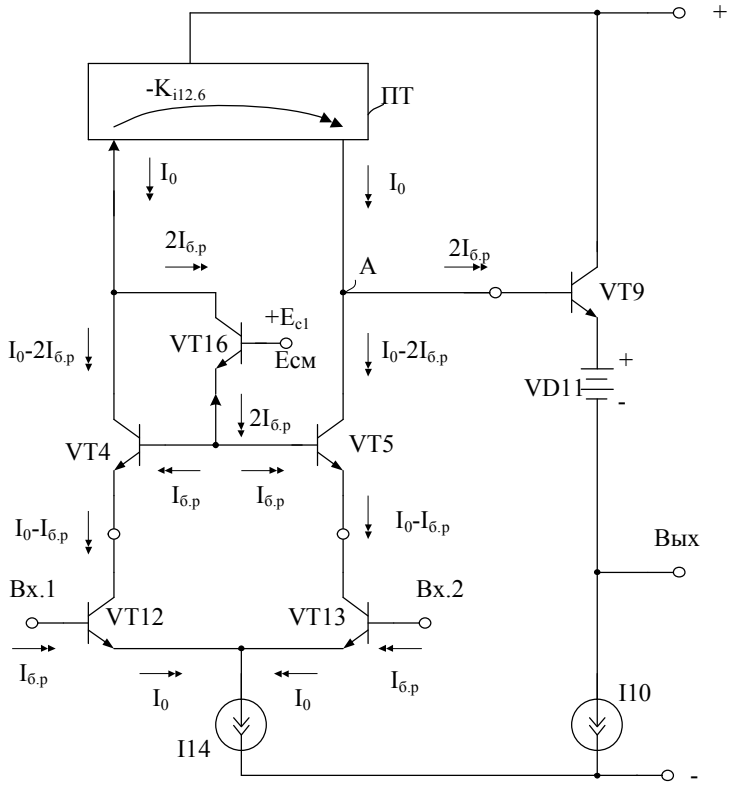


Рис. 4.23. Частный случай построения КДУ

На рис. 4.24 показаны температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых КДУ.

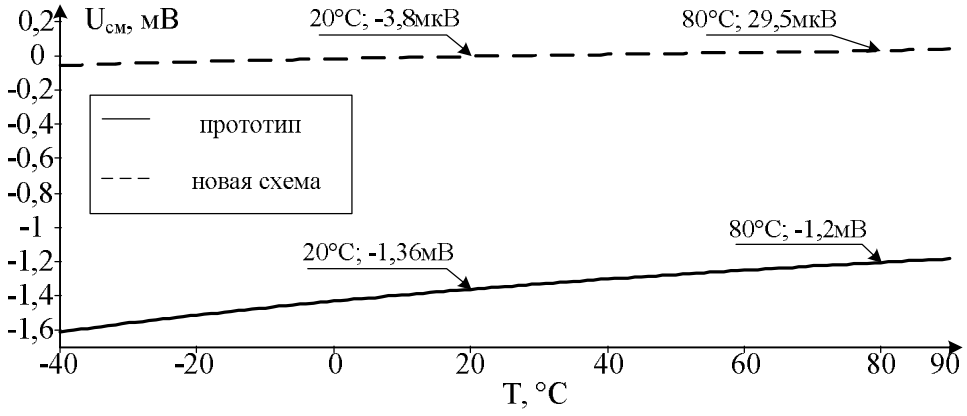


Рис. 4.24. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых КДУ

Токовая асимметрия в ОУ на основе классических каскодов может реализовываться за счёт нетрадиционного построения выходной подсхемы каскода [44].

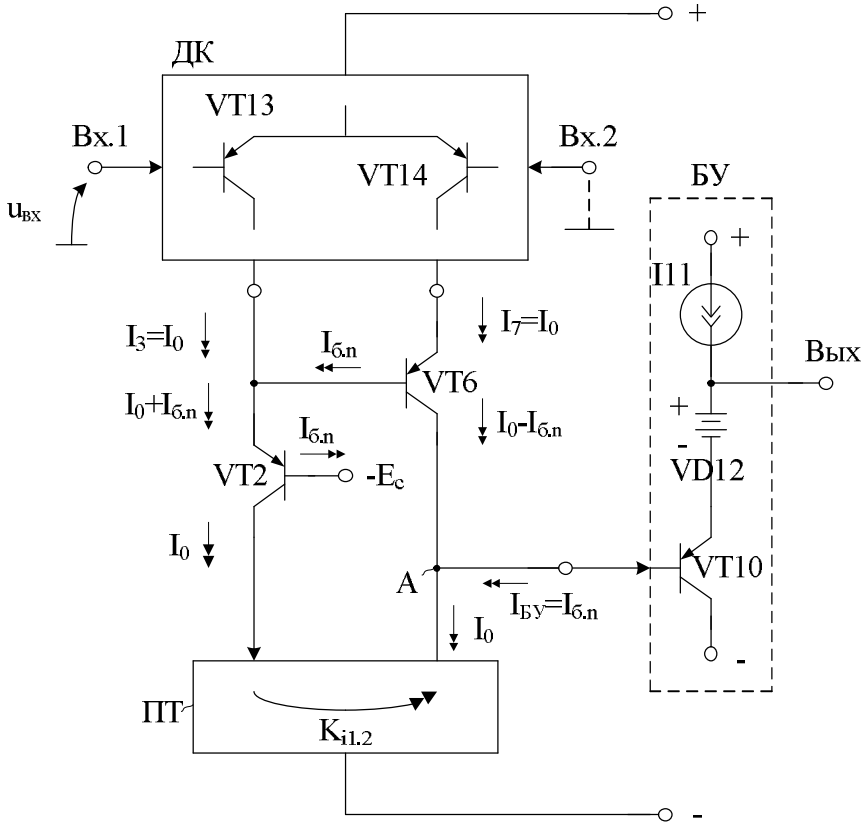


Рис. 4.25. Схема КДУ, реализованная на p-n-p транзисторах [44]

Как следствие, $U_{см}$ в данной схеме уменьшается более чем на порядок.

В начало к оглавлению

4.6. Прецизионный ОУ с цепью компенсации $U_{см}$, формируемой многоканальным источником опорного тока

Каскодная архитектура операционных усилителей (ОУ) относится к числу наиболее широкополосных и поэтому часто используется в микроэлектронных устройствах [24]. Для компенсации $U_{см}$ ОУ данного класса в схеме (рис. 4.26) предлагается использовать суммарные токи базы трёхканального источника опорного тока [24].

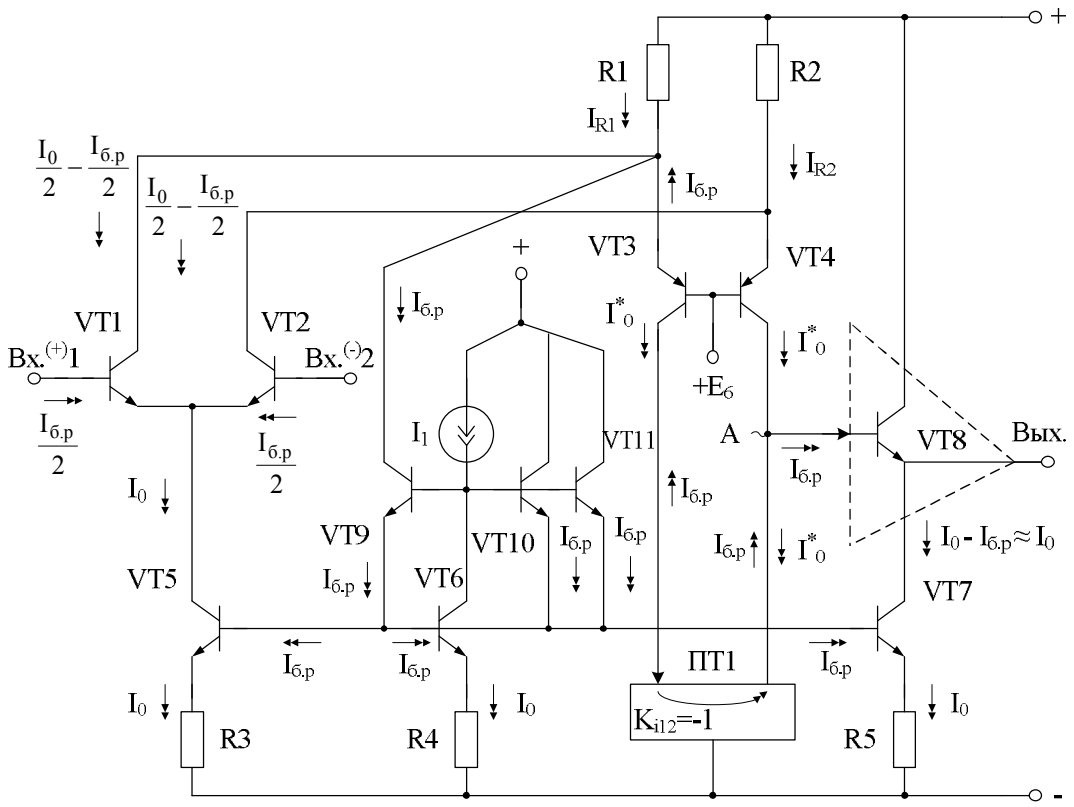


Рис. 4.26. Схема предлагаемого ДУ

Статический режим вспомогательных транзисторов VT5, VT6 и VT7 устанавливается токостабилизирующим двухполюсником I_1, а также резисторами R3, R4 и R5. Если сопротивления одинаковы, то эмиттерные токи транзисторов VT5, VT6 и VT7 равны некоторой величине I_0, а токи баз этих транзисторов одинаковы и соответствуют значению $I_{б.р}$, где $I_{б.р} = I_0 / \beta_р$ ($\beta_р$ – коэффициент усиления по току базы транзисторов VT5, VT6 и VT7. Как следствие, токи в элементах схемы

$$I_{к9} = I_{к10} = I_{к2} = I_{б.р}, \qquad I_{к4} = I^*_0, \qquad I_{к3} = I^*_0 - I_{б.р},$$

где I^*_0 – коллекторные токи транзисторов VT3 и VT4 в схеме классического ОУ.

Таким образом, разностный ток $I_р$ для высокоимпедансного узла «А» схемы при его замыкании на эквипотенциальную общую шину:

$$I_р = I_{к4} - I_{вых.пт1} - I_{б.8} = 0,$$

где $I_{вых.пт1} = K_{i12} I_{вх.пт1} = I_0^* - I_{б.р}$ – выходной ток токового зеркала ПТ1; $I_{б.8} = I_{б.р} = I_0 / \beta_р$ – ток базы транзистора VT8; K_{i12} =1 – коэффициент усиления по току токового зеркала ПТ1.

В классическом ОУ ток $I_р \neq 0$, поэтому здесь систематическая составляющая $U_{см}$ получается на несколько порядков больше ($U_{см}$ = -712 мкВ), чем в предлагаемой схеме ($U_{см}$ = -15,2 нВ) [24].

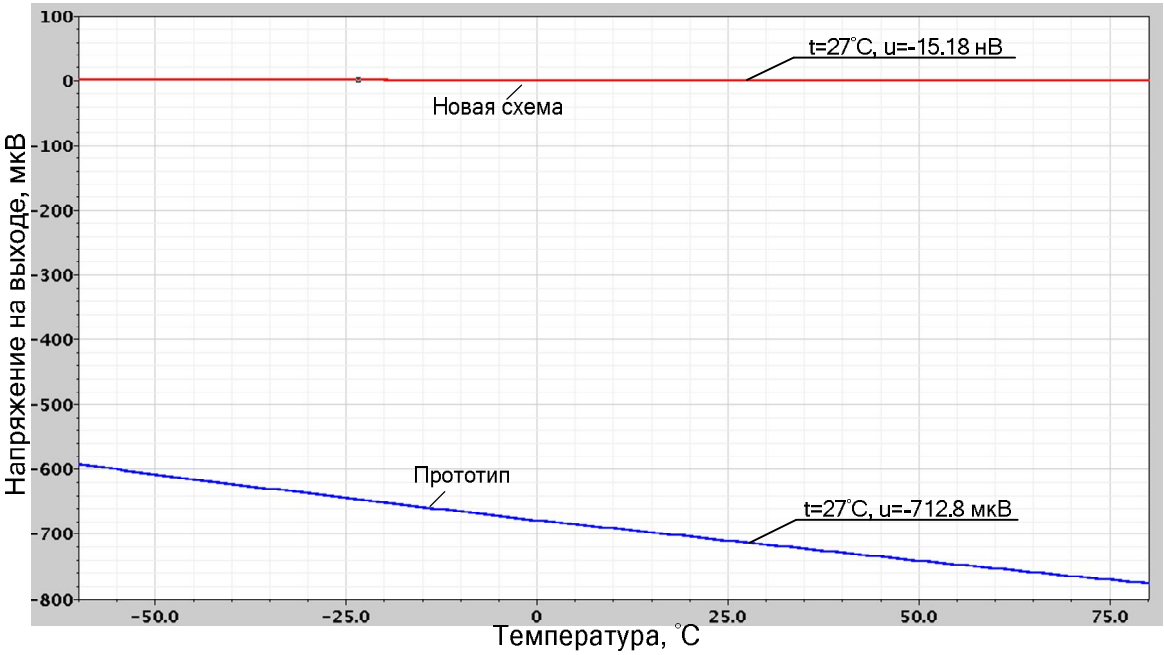


Рис. 4.27. Температурные зависимости напряжения смещения нуля сравниваемых схем

В начало к оглавлению

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан метод минимизации доминирующей составляющей напряжения смещения нуля ОУ, обусловленного радиационной деградацией коэффициента усиления по току базы (β) биполярных транзисторов и его температурными изменениями для широко распространенного подкласса ОУ – схем с высокоимпедансным узлом. Он заключается в формировании системы требований к коэффициентам слабой токовой асимметрии базовых функциональных узлов, образующих структуру ОУ (ДК, ПТ, БУ, ИОТ). Показано, что минимальное $U_{см}$ реализуется только в том случае, если ОУ «собирается» из функциональных узлов со строго определенными коэффициентами слабой токовой асимметрии.

Разработаны методы описания и формирования заданных коэффициентов слабой токовой асимметрии типовых функциональных узлов операционных усилителей (токовых зеркал, входных дифференциальных каскадов, буферных усилителей, источников опорного тока). Это позволяет упростить синтез практических схем прецизионных ОУ по предлагаемому алгоритму.

Предлагается алгоритм синтеза схемотехнических решений операционных усилителей с регулярной архитектурой, обеспечивающий практическую реализацию ОУ с малым напряжением смещения нуля при воздействии температуры и радиации.

Получены аналитические оценки численных значений автономных параметров транзисторов радиационностойкого базового матричного кристалла АБМК_1_3 и их режимные зависимости с учетом влияния температуры и радиации. Это упрощает оценочные расчеты конкретных схем ОУ.

Созданный в монографии комплекс архитектурных и схемотехнических решений способствует расширению знаний специалистов о методах оптимального построения ОУ общего применения на базе схем-прототипов при высоких требованиях к их нулевому уровню в условиях изменения температуры и радиации.

Полученные результаты позволяют с новых позиций рассматривать проблему проектирования широкого класса аналоговых функциональных узлов для автоматики и систем управления с малыми значениями статических погрешностей.

Развитие общей теории собственной и взаимной компенсации применительно к ОУ основных классов позволяет пересмотреть сложившиеся представления разработчиков электронных устройств автоматики о методах построения прецизионных ОУ общего применения.

Разработанные схемотехнические приемы компенсации влияния β транзисторов на статические погрешности могут быть использованы и в других классах аналоговых и аналогово-цифровых устройств, например - непрерывных стабилизаторах напряжения, входных аналоговых секциях сверхбыстродействующих параллельных АЦП [124, 126, 99, 100] и многих других измерительных преобразователях и устройств автоматики и вычислительной техники.

Представленные в монографии разработки радиационностойких ОУ для интерфейсных устройств автоматики являются основой для организации выпуска достаточно широкого класса импортозамещающих изделий.

В начало к оглавлению

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Агаханян Т.М., Аствацатурьян Е.Р., Скоробогатов П.К. Радиационные эффекты в интегральных микросхемах. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 256 с.

2. Агаханян Т.М. Проектирование электронных устройств на интегральных операционных усилителях: учеб. пособие. – М.: МИФИ, 2008. – 856 с.

3. Алексанин А.А., Корнеев С.В., Ксенофонтов Д.Л., Виноградов Р.Н. Лазерная подстройка тонкоплёочных резисторов в составе полупроводниковых приборов // Твердотельная электроника, сложные функциональные блоки РЭА: материалы VIII Всерос. науч.-техн. конф. – М.: ФГУП «НПП «Пульсар», 2011. – С. 113–114.

4. Анисимов В.И. Топологический расчёт электронных схем. – Л., 1977. – 240 с.

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

6. Будяков П.С., Серебряков А.И. Способ уменьшения нулевого уровня в операционных усилителях с несимметричным включением активной нагрузки // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Изд-во РТИСТ ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 420 с. – С. 390–393.

7. Будяков П.С., Серебряков А.И. Схемотехника радиационностойких двухкаскадных операционных усилителей с несимметричным включением токового зеркала // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: VII междунар. науч.-практ. семинар. В 2 ч. Ч.1 / гл. ред. Н.Н. Прокопенко; редкол.: В.Г. Немудров [и др.]. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2009. – С. 7–11.

8. Вологдин Э.Н., Дюканов П.А., Синкевич В.Ф., Смирнов Д.С., Сурков Г.П. Учёт воздействия нейтронного облучения на биполярные ИМС ОУ при их схемотехническом моделировании. Основные свойства, параметры и базовые схемы включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2014. – Т. 2, № 233. – С. 42–45.

9. Вологдин Э.Н., Дюканов П.А., Смирнов Д.С., Сурков Г.П. Учёт воздействия нейтронного облучения на биполярные ИМС ОУ при их схемотехническом моделировании // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА. Материалы науч.-техн. конф. – М.: МНТОРЭС им. А.С. Попова, ФГУП «НПП «Пульсар». – 24–25 октября, 2013. – С. 243–246.

10. Дворников О.В. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2008: сб. тр. / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2008. – С. 283–288.

11. Радиационно-стойкие аналоговые микросхемы для датчиков / О.В. Дворников, В.Л. Дятлов, В.А. Чеховский [и др.] // Приборы и методы измерений. – 2011. – № 2, Ч. 3. – С. 41–50.

12. Двухкаскадный дифференциальный усилитель с малым напряжением питания: пат. 2416154 Рос. Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34. / 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. (235).

13. Двухтактный буферный усилитель: пат. 2390909 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/26, H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Сергеенко А.И., Серебряков А.И.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009105093/09; заявл. 13.02.2009; опубл. 27.05.2010, Бюл. № 15. – 10 с.: ил. (166).

14. Дифференциальный операционный усилитель: пат. 2412537 Рос. Федерация, МПК8 Н 03 F 3/45 / 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. – 12с.: ил. (241).

15. Дифференциальный операционный усилитель: пат. 2400925 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / 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. 05.11.2009; опубл. 27.09.2010, Бюл. № 27. – 10 с.: ил. (252).

16. Дифференциальный операционный усилитель с пассивным параллельным каналом: пат. 2517699 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Серебряков А.И.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2012156222/08; заявл. 24.12.2012; опубл. 27.05.2014, Бюл. № 15. – 9 с.: ил. (505).

17. Дифференциальный операционный усилитель: пат. 2412540 Рос. Федерация, МПК H03F 3/45 / 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 – 8 с.: ил.

18. Дифференциальный усилитель с повышенным входным сопротивлением: пат. 2368067 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Серебряков А.И.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2008105512/09; заявл. 12.02.2008; опубл. 20.09.2009, Бюл. № 26. – 12 с.: ил. (111).

19. Дифференциальный операционный усилитель: пат. 2446555 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / 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. (294).

20. Дифференциальный операционный усилитель: пат. 2412534 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (239).

21. Дифференциальный операционный усилитель: пат. 2416155 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45, 3/34. / 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. – 8с.: ил. (236).

22. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2416149 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (255б).

23. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2414807 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/34 / 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. (286).

24. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2421884 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (288).

25. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2411643 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45, 3/26 Ч / 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. (201).

26. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2420863 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (254).

27. Дифференциальный операционный усилитель: пат. 2412539 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (242).

28. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2411641 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (205а).

29. Дифференциальный усилитель: пат. 2411635 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45. / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Цыбин М.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. университет экономики и сервиса». – № 2009129669/09; заявл. 03.08.2009; опубл. 10.02.2011, Бюл. № 4. – 11 с.: ил. (205В).

30. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля : пат. 2421889 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45, 3/34 / 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. (302).

31. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2411634 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (199).

32. Дифференциальный усилитель с малым напряжением питания: пат. 2384934 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Серебряков А.И.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2008109506/09; заявл. 12.03.2008; опубл. 20.03.2010, Бюл. № 8. – 12 с.: ил. (116).

33. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля : пат. 2401507 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45. / 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. (183F).

34. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2401508 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45. / 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. (210).

35. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2401508 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / 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. (210).

36. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2402153 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2009119818/09; заявл. 25.05.2009; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 12 с.: ил. (197).

37. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2402154 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / 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. (188).

38. Каскодный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2402870 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / 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. (194).

39. Каскодный дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля и повышенным коэффициентом усиления: заявка на патент Российской Федерации; МПК8 H 03 F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. – № 2010116764/09; заявл. 27.04.2010 (295).

40. Каскодный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2402152 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. университет экономики и сервиса». – № 2009119631/09; заявл. 25.05.2009; опубл. 20.10.2010, Бюл. № 29. – 12 с.: ил. (195).

41. Каскодный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2402871 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / 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. (151).

42. Каскодный дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля и повышенным коэффициентом усиления: пат. 2426221 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010116764/09; заявл. 27.04.2010; опубл. 10.08.2011, Бюл. № 22. – 10 с.: ил. (295).

43. Каскодный дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля и повышенным коэффициентом усиления: пат. 2426221 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2010116764/09; заявл. 27.04.2010; опубл. 10.08.2011, Бюл. № 22. – 10 с.: ил. (295).

44. Каскодный дифференциальный усилитель : пат. 2402151 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / 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. (152).

45. Каскодный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2402157 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / 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. (186в).

46. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / редкол.: Н.Н. Прокопенко, С.Г. Крутчинский, Е.И. Старченко [и др.]; под ред. Н.Н. Прокопенко. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 479 с.

47. Комплементарный дифференциальный усилитель: пат. 2412530 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (233).

48. Комплементарный дифференциальный усилитель: пат. 2411640 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (217).

49. Прецизионные аналоговые интерфейсы на базе двух мультидифференциальных операционных усилителей / С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов, А.И. Серебряков [и др.] // Электронный научный журнал «Инженерный вестник Дона» СКНЦ ВШ ЮФУ. 2013. – № 3. – URL: http://ivdon.ru/magazine/archive/n3y2013/1802, свободный.

50. Крутчинский С.Г., Титов А.Е., Серебряков А.И. Компьютерное моделирование основных динамических параметров и статических характеристик транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК_1_4 в условиях температурных и радиационных воздействий // X Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1-2 окт. 2013 г.: материалы. В 2 ч. – Изд. ИСОиП (филиал) ДГТУ. – Шахты, 2013. – Ч. 1. – С. 114.

51. Прецизионные аналоговые интерфейсы на базе двух мультидифференциальных операционных усилителей / Крутчинский С.Г. [и др.] // Электрон. науч. журн. «Инженерный вестник Дона». – 2013. – № 3. – URL: http://ivdon.ru/magazine/archive/n3y2013/1802.

52. Крутчинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника // Электроника и связь / под ред. Ю.И. Якименко. 2004. Т. 9. – № 21. – С. 101–107.

53. Лебедев А.А., Комлева В.А., Яковлева Н.М.. Архитектурные и схемотехнические методы улучшения радиационно-чувствительных характеристик операционного усилителя класса LM124 для использования в космической аппаратуре // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2014. – Т. 2, № 233. – С. 27–32.

54. Матавкин В.В. Быстродействующие операционные усилители. – М.: Радио и связь, 1989.

55. Нолан Э., Могими Р. Усилители с автоматической коррекцией нуля // Analog Dialogue, 2000. – № 34, Ч. 3. – С. 28–29.

56. Операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2462812 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45 / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Пахомов И.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2011133728/08; заявл. 10.08.2011; опубл. 27.09.2012, Бюл. № 27. – 11 с.: ил. (374).

57. Операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2414808 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (247).

58. Основные схемы включения радиационно-стойкого мультидифференциального операционного усилителя на основе биполярно-полевого технологического процесса // Актуальные проблемы электронного приборостроения: тр. XII междунар. конф., Новосибирск, 2–4 октября, 2014. – Изд-во Новосибирск. гос. техн. ун-та, 2014. – С. 48–53.

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

60. Прецизионный операционный усилитель: пат. 2450424 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/34, 3/45 / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2011110175/08; заявл. 17.03.2011; опубл. 10.05.2012, Бюл. № 13. – 10 с.: ил. (221).

61. Прецизионный операционный усилитель: пат. 2449466 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45. / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Серебряков А.И.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2011111677/08; заявл. 28.03.2011; опубл. 27.04.2012, Бюл. № 12. – 11 с.: ил. (363)

62. Прецизионный операционный усилитель: пат. 2450425 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45/ Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Белич С.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. университет экономики и сервиса». – № 2011114440/08; заявл. 13.04.2011; опубл. 10.05.2012, Бюл. № 13. – 9 с.: ил. (366).

63. Прецизионный операционный усилитель: пат. 2455757 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/34 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Белич С.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2011109265/09; заявл. 11.03.2011; опубл. 10.07.2012, Бюл. № 19. – 8 с.: ил. (203).

64. Прецизионный операционный усилитель: пат. 2368064 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/45, 3/34 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Манжула В.Г.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2008104193/09; заявл. 04.02.2008; опубл. 20.09.2009, Бюл. № 26. – 12 с.: ил. (102).

65. Прецизионный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля: пат. 2411637 Рос. Федерация, МПК8 H 03 F 3/45 / 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. (209).

66. Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов: монография. – Шахты: ЮРГУЭС, 2008. – 326 с.

67. Прокопенко Н.Н., Крюков С.В. Архитектура и схемотехника дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазных сигналов: монография. – Шахты: ЮРГУЭС, 2007. – 256 с.

68. Прокопенко Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах: монография. – Ростов н/Д.: Изд-во Сев.-Кав. науч. центра высш. шк., 2000. – 224 с.

69. Прокопенко, Н.Н., Будяков, П.С., Бутырлагин, Н.В. Сверхвысокочастотные мультидифференциальные операционные усилители и основные схемы их включения (Circuit and connection design of microwave differential difference amplifiers) // 11-я Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения»: Саратов, 25–26 сентября 2014 г.: материалы конф. В 2 т. – Саратов: Саратовск. гос. техн. ун-т им. Гагарина Ю.А., 2014. – Т. 2. – С. 100–107.

70. Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Крюков С.В. Способ усиления сигналов в структуре дифференциальных каскадов с цепями взаимной компенсации импедансов низкоомных резисторов // Электрон. журн. «Известия ЮФУ. Технические науки». – 2010 – № 1. – URL: http://izv-tn.tti.sfedu.ru/wp-content/uploads/2010/1/14.pdf, свободный.

71. Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Пахомов И.В. Методы повышения коэффициента усиления классических каскадов на биполярных транзисторах при малых напряжениях питания // Проблемы разработки пер-

спективных микро- и наноэлектронных систем – 2012: сб. тр. / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 288–293.

72. Прокопенко Н.Н., Серебряков, А.И., Будяков, П.С. Автономные параметры транзисторов базового матричного кристалла АБМК_1_3 в условиях радиационных и температурных воздействий микросхем // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем: сб. тр. (ВАК) / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 294–297.

73. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. Методы взаимной компенсации влияния токовых автономных параметров транзисторов на нулевой уровень аналоговых микросхем // Известия ЮФУ. Технические науки (ВАК). Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ. – 2011. – № 2 (115). – С. 99 – 104.

74. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. Методы взаимной компенсации влияния токовых автономных параметров транзисторов на нулевой уровень аналоговых микросхем // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011. – № 2 (115). – С. 92–98.

75. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. Способ повышения стабильности нуля аналоговых микросхем с высокоимпедансным узлом в условиях температурных и радиационных воздействий // Всерос. науч.-техн. конф. «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» МЭС-2010г. (ВАК): материалы науч.-техн. конф. г. Москва, 2010. – С. 295–300.

76. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. Способ повышения стабильности нуля аналоговых микросхем с высокоимпедансным узлом в условиях температурных и радиационных воздействий // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем: сб. тр. / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 295–300.

77. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Бутырлагин Н.В. Избирательные усилители СВЧ-диапазона на основе неинвертирующих повторителей переменного тока в элементарном базисе радиоционно-стойких SiGe техпроцессов // Материалы междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2014», 25–26 сентября. – Саратов, 2014. – Т. 2. – С. 108–115.

78. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Бутырлагин Н.В. Дифференциальные и мультидифференциальные усилители в элементном базисе радиационно-стойкого техпроцесса АБМК_1.5 // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический вып. «Проблемы управления в топливно-энергетических комплексах и энергосберегающие технологии». – 2014. – № 5(154). – С. 58–66.

79. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Бутырлагин Н.В. Метод повышения стабильности нулевого уровня аналоговых микросхем на основе «перегнутых» каскодов с высокоимпедансным узлом в условиях температурных и радиационных // XII междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП – 2014»: сб. тр. В 7 т. – Новосибирск. – 2–4 октября, 2014. – Т. 2. – С. 86–91.

80. Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Пахомов И.В. Основные параметры и уравнения базовых схем включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2014: сб. тр. Ч. 3 / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2014. – С. 111–116.

81. Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Серебряков А.И. Метод компенсации статических и динамических входных токов дифференциальных каскадов на биполярных транзисторах // Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1–3 нояб. 2012 г.: материалы / редкол.: Н.Н. Прокопенко (гл. ред.), В.Г. Немудров, С.Г. Русаков [и др.]. – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – С. 117–118.

82. Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Серебряков А.И. Проектирование операционных усилителей с малым напряжением смещения нуля в условиях температурных и радиационных воздействий // IX Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1–3 нояб. 2012 г.: материалы / редкол.: Н.Н. Прокопенко (гл. ред.), В.Г. Немудров, С.Г. Русаков [и др.]. – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – С. 112–114.

83. Прокопенко Н.Н. Дворников О.В., Серебряков А.И. Температурные эффекты в аналоговых микросхемах с изоляцией биполярных транзисторов p-n переходами // IX Междунар. науч.-практич. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1–3 нояб. 2012 г.: материалы / редкол.: Н.Н. Прокопенко (гл. ред.), В.Г. Немудров, С.Г. Русаков [и др.]. – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – С. 104–108.

84. Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н. Будяков П.С. Способ повышения стабильности нуля комплементарных дифференциальных усилителей в условиях температурных и радиационных воздействий // Радиоэлектронная техника: межвуз. сб. науч. тр. / под ред. В.А.Сергеева. – Ульяновск: УлГТУ. – 2009. – С. 9–13.

85. Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Серебряков А.И., Архитектура аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня в условиях температурных и радиационных воздействий // Твердотельная электроника, сложные функциональные блоки РЭА: материалы VIII Всерос. науч.-техн. конф. – М.: ФГУП «НПП «Пульсар», 2009. – С. 29–31.

86. Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Серебряков А.И. Архитектура аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня в условиях температурных и радиационных воздействий // Твердотельная электроника, сложные функциональные блоки РЭА: материалы VIII Всерос. науч.-техн. конф. – М.: ФГУП «НПП «Пульсар», 2009. – С. 29–31.

87. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Конев Д.Н. Синтез структур аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня в условиях радиации // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск: «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – № 5 (94). – С. 81–85.

88. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Конев Д.Н., Способ повышения стабильности нуля дифференциального усилителя с местной отрицательной обратной связью в условиях температурных и радиационных воздействий // Науч.-техн. ведомости СПбГПУ. Информатика, Телекоммуникации. Управление. – 2009. – № 6 (91). – С. 53–58.

89. Прокопенко, Н.Н., Серебряков, А.И., Манжула, В.Г. Компенсация напряжения смещения нуля операционных усилителей с несимметричным включением активной нагрузки [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, В.Г. Манжула // Науч.-техн. ведомости СПбГПУ. Информатика, Телекоммуникации. Управление. – СПб: Изд-во СПбГПУ, 2010. – № 3 (101). – С. 196–200.

90. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Манжула В.Г. Особенности проектирования дифференциальных усилителей с повышенным коэффициентом усиления при низкоомной нагрузке // Науч.-техн. ведомости СПбГПУ. Информатика, Телекоммуникации. Управление. – СПб: Изд-во СПбГПУ, 2010. – № 4 (103).– С. 39–42.

91. Прокопенко Н.Н., Манжула В.Г., Пугачев И.Б. Вариативный синтез схемы операционного усилителя с пониженным напряжением смещения нуля // Электрон. журн. «Инженерный вестник Дона». – 2012. – № 3. – URL: http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1037, свобод.

92. Прокопенко Н.Н., Манжула В.Г. Прецизионный операционный усилитель с интегрированным мультидифференциальным входным каскадом // Электрон. журн. «Современные проблемы науки и образования». – 2013. – № 1. – URL: http://www.science-education.ru/107-8526, свобод.

93. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И. Архитектура прецизионного операционного усилителя на базе двойных «перегнутых» каскодов // X Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1-2 окт. 2013 г.: материалы. В 2 ч. – Шахты: Изд. ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – Ч. 1. – С. 110.

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

95. Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И. Метод стабилизации коэффициента усиления дифференциальных каскадов в условиях радиации // IX Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1–3 нояб. 2012 г.: материалы / редкол.: Н.Н. Прокопенко (гл. ред.), В.Г. Немудров, С.Г. Русаков [и др.]. – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – С. 118–121.

96. Прокопенко Н.Н, Серебряков А.И. Метод компенсации напряжением смещения нуля операционных усилителей с классическими входными каскадами на основе токовых зеркал [Электронный ресурс] // Электрон. науч. журн. «Инженерный вестник Дона» СКНЦ ВШ ЮФУ. – 2013. – № 1. – URL: http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n1y2013/1560, свобод.

97. Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И., Манжула В.Г. и др. Теоретические проблемы обеспечения радиационной стойкости аналоговых интегральных микросхем» (ЮРГУЭС – 10.09.Ф): Отчёт по НИР № ГР 01.2.00 951312. – Шахты: ЮРГУЭС, 2010. – Ч. 1 – 459 с.

98. Радиационно-стойкий дифференциальный усилитель: пат. 2475940 Рос. Федерация, МПК8 H03F 3/34 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2011150792/08; заявл. 13.12.2011; опубл. 20.02.2013, Бюл. № 5. – 11 с.: ил. (430)

99. Сверхбыстродействующий параллельный дифференциальный аналого-цифровой преобразователь: пат. 2535458 Рос. Федерация, МПК8 H03M 1/36 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2013116177/08; заявл. 09.04.2013; опубл. 10.12.2014, Бюл. № 34. – 13 с.: ил.

100. Сверхбыстродействующий параллельный дифференциальный аналого-цифровой преобразователь с дифференциальным входом: пат. 2536377 Рос. Федерация, МПК8 H03M 1/36 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2013119662/08; заявл. 26.04.2013; опубл. 20.12.2014. Бюл. № 35. 11 с.: ил.

101. Серебряков А.И. Многоканальный операционный усилитель с малым напряжением смещения нуля // X Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1-2 окт. 2013 г.: материалы. В 2 ч. – Шахты: Изд. ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – Ч. 1. – С. 112.

102. Серебряков А.И. Операционный усилитель подкласса rail-to-rail с повышенной стабильностью нулевого уровня // X Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1-2 окт. 2013 г.: материалы. В 2 ч.– Шахты: Изд. ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – Ч. 1. – С. 108.

103. Старченко Е.И. Архитектура интегральных стабилизаторов напряжения с нулевым выходным сопротивлением / Электрон. журн. «Известия ЮФУ. Технические науки» – 2010. – № 1. – URL: http://izv-tn.tti.sfedu.ru/wp-content/uploads/2010/1/11.pdf, свобод.

104. Серебряков А.И., Прокопенко Н.Н. Дифференциальные каскады и буферные усилители в элементном базисе техпроцесса АБМК_1_3 с каналами параметрической компенсации нестабильности статического режима // X Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 1-2 окт. 2013 г.: материалы. В 2 ч. – Шахты: Изд. ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – Ч. 1. – С. 106.

105. Теоретические основы проектирования нелинейных и управляемых СФ-блоков для СВЧ систем связи и телекоммуникаций нового поколения»: отчёт по НИР № ГР 01.2.00 951315 (ЮРГУЭС–1.09.Ф) / Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И., Манжула В.Г. [и др.]. – Шахты, ЮРГУЭС, 2010. – Ч. 2. – 324 с.

106. Теоретические основы проектирования нового поколения радиационностойких IP модулей и СФ блоков систем связи, телекоммуникаций и технической диагностики на основе перспективных технологий (SiGe, КНИ, xFab, КНС, SiC и др.) и базовых матричных кристаллов АБМК_1_3/4/5 [и др.]: отчёт по НИР ИСОиП–18.14.ГЗ (№ 2477) № ГР 114031140022 / Донской гос. техн. ун-т (ДГТУ); рук. Прокопенко Н.Н.; исполн.: Серебряков А.И. [и др.]. – Ростов н/Д.: ДГТУ, 2014. – 354 с.

107. Теоретические проблемы обеспечения радиационной стойкости аналоговых интегральных микросхем / Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И., Манжула В.Г. [и др.] (ЮРГУЭС – 10.09.Ф): отчёт по НИР № ГР 01.2.00 951312. – Шахты: ЮРГУЭС, 2009. – Ч. 1 – 465 с.

108. Теоретические проблемы обеспечения радиационной стойкости аналоговых интегральных микросхем: отчёт о НИР (промежуточ.): ЮРГУЭС – 10.09.Ф / Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса (ЮРГУЭС); рук. Прокопенко Н.Н.; исполн.: Старченко Е.И., Ковбасюк Н.В. – Шахты, 2009. – Ч. 2. – 420 с. – Библиогр.: с. 309 – 326. – № ГР 01.2.00 951312.

109. Теоретические проблемы обеспечения радиационной стойкости аналоговых интегральных микросхем: отчёт о НИР (промежуточ.): ЮРГУЭС – 10.09.Ф / Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса (ЮРГУЭС); рук. Прокопенко Н.Н.; исполн.: Старченко Е.И., Ковбасюк Н.В. – Шахты, 2010. – Ч. 2. – 527 с. – Библиогр.: с. 350–384. – № ГР 01.2.00 951312.

110. Теоретические проблемы обеспечения радиационной стойкости аналоговых интегральных микросхем: отчёт о НИР (промежуточ.): ЮРГУЭС – 10.09.Ф / Южно-Российский гос. ун-т экономики и сервиса (ЮРГУЭС); рук. Прокопенко Н.Н.; исполн.: Старченко Е.И., Ковбасюк Н.В. – Шахты, 2011. – Ч. 1. – 467 с. – Библиогр.: с. 406 – 409. – № ГР 01.2.00 951312.

111. Токовое зеркало: пат. 2367996 Рос. Федерация, МПК8 G05F 3/26, 3/16, H03F 3/45, 3/04 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Хорунжий А.В.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2008106717/09; заявл. 21.02.2008; опубл. 20.09.2009, Бюл. № 26. – 12 с.: ил. (114).

112. Штрапенин Г.Л. Операционные усилители: стремление к совершенству // Компоненты и технологии. – 2007. – № 10. – С. 46–50.

113. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: моногр. / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутчинский; под. общ. ред. д.т.н. проф. Н.Н. Прокопенко; ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т. экономики и сервиса». – Шахты: ФГБОУ ВПО ЮРГУЭС, 2011. – 208 с.

114. Budyakov P.S., Prokopenko N.N., Serebryakov A.I. Voltage gain compensation method for the classical differential stages in radiation action // International Conference on Signals and Electronic Systems, ICSES 2014, Poznan, Poland. – 11–13 September, 2014. – Pp. 1–4.

115. Chen Jianguang, Li Gaolin, Cheng Yuhua. Low-power offset-cancellation switched-capacitor correlated double sampling bandgap reference // Electronics Letters. – 2012. – Vol. 48, Iss. 14. – Pp. 821–822. – Doi: 10.1049/el.2012.0857

116. Dalibor Biolek, Raj Senani, Viera Biolkova. Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals // Radioengineering. – 2008. – Vol. 17. № 4. – Pp. 15–32.

117. Jayadev T.S., Ichiki S., Woo J. C.S. Bipolar transistors for low noise, low temperature electronics // Cryogenics. – 1990. – Т. 30, №. 2. – С. 137–140.

118. Mahmoud S.A., Soliman A.M. The Differential Difference Operational Floating Amplifier: A new block for analog signal processing in MOS technology // IEEE Trans. On CAS – II. – 1998. – Vol. 45, № 1. – Pp. 148–158.

119. Manzhula V.G., Prokopenko N.N. Precision operational amplifier with integrated multidifferential input stage // Digital scientific magazine «Modern problems of science and education». – 2013. – № 1. – URL: http://www.science-education.ru/en/107-8526, free.

120. Operational amplifier having improved input offset performance: пат. 6549072 США, H03F3/34, H03F3/45. / S.D. Vernon (США); Medtronic, Inc. (США). – No 052035; заяв. 16.01.02; опубл. 15.04.03; НКИ 330 – 252. – 4 с., 3 л. ил.

121. Patterson R.L., Hammoud A., Dickman J.E., Gerber S., Elbuluk M.E., Overton E. Electrical devices and circuits for low temperature space applications // International Workshop on thermal detectors (TDW03). – 2003. – Pp. 356–359.

122. Prokopenko N.N., Serebryakov A.I., Budyakov P.S., Architecture of the microwave differential operating amplifiers with paraphrase output // International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES `2010): conference proceedings IEEE Catalog Number: CFP1057D-USB (Gliwice, Poland, 7–10 september, 2010). – Pp. 165–168.

123. Prokopenko N.N., Serebryakov A.I., Budyakov P.S. Method of Improving the Stability Augmentation Null Analog Circuits with High-Impedance Node in the Conditions of Temperature and Radiation Effects // XVIII Междунар. форум по телекоммуникации IEEE (TELFOR 2010), г. Белград, Сербия.

124. Prokopenko N.N., Serebryakov A.I., Budyakov P.S. The methods of the bandwidth enhancement of the flash ADC with the differential input // 2013 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS 2013). – Tel Aviv, Israel, 2013.

125. Prokopenko N.N., Serebryakov A.I., Konev D.N. The BiFET-Technology Voltage Analog Multipliers Based on the Radiation Resistant ABMC «Integral» // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON–2009). Proceedings. Tomsk: The Tomsk IEEE Chapter & Student Branch. Russia, Tomsk. – March 27–28, 2009. – Pp. 244–248.

126. Prokopenko N.N., Serebryakov A.I., Pakhomov I.V. Analog input section of the ultrafast flash ADCs // 11th East-West Design & Test Symposium (EWDTS 2013). – Rostov-on-Don, 2013.

127. Säckinger E., Guggenbühl W. A versatile building block: the CMOS differential difference amplifier // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1987. – Vol. SC-22. – Pp. 287–294.

128. Schrimpf D., Fleetwood D.M. Radiation Effects and Soft Errors in Integrated Circuits and Electronic Devices // World Scientific Publishing, 2004.

129. Shu-Chuan Huang. A Wide Dynamic Range CMOS Differential Difference Amplifier Design with Application to Continuous-time Filters. – Ohio State University, 1990. – 148 p.

130. Shukla G., Srivastava N., Shadab A. DC offset voltage reduction in cascaded instrumentation amplifier // Engineering and Systems (SCES), Students Conference on Engineering and Systems (SCES), 2013. – P. 35–47. – Doi: 10.1109/SCES.2013.6547579

131. Stornelli V., Pantoli L., Leuzzi G., Ferri G. Fully differential DDA-based fifth and seventh order Bessel low pass filters and buffers for DCR radio systems // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 2013. – Vol. 75, № 2. – Pp. 305–310.

132. Tretter K. Precision op amp architectures // Microchip Technology. – South-East European INDUSTRIAL Market. – Issue. – No. 2. – June, 2011. – Pp. 50–53.

В начало к оглавлению