МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса»
(ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»)

Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, Н.В. Ковбасюк

ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Учебное пособие

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

ШАХТЫ
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»
2013

УДК 621.3.049.77(075.8)
ББК 32.844.1я73
П804

Рецензенты:
к.т.н., проф. ***Е.И. Старченко***
д.т.н., проф. ***Н.И. Чернов***
д.т.н., проф. ***А.Р. Гайдук***

Прокопенко, Н.Н.
П804 Основы проектирования радиационно-стойких информационно-измерительных систем : учеб. пособие для студентов специальностей 210302 «Радиотехника», 210303 «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», 210601 «Радиоэлектронная системы и комплексы», 230201 «Информационные системы и технологии», 190702 «Организация и безопасность движения», направлений подготовки бакалавров 210400 «Телекоммуникации», 230400 «Информационные системы и технологии», 230700 «Прикладная информатика», 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и магистров 210400 «Радиотехника» / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, Н.В. Ковбасюк. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2013. – 138 с.
ISBN 978-5-93834-832-5

В учебном пособии рассмотрены теоретические и практические аспекты проектирования аналоговых и аналого-цифровых микросхем на основе радиационно-стойкого базового матричного кристалла АБМК_1_3. Освещены проблемы создания прецизионных операционных усилителей, источников опорного напряжения, инструментальных усилителей, импульсно-потенциальных аналогово-цифровых преобразователей с повышенной стабильностью в условиях температурных и радиационных воздействий.

Пособие предназначено для студентов, изучающих дисциплины «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Цифровые устройства и микропроцессоры», «Схемотехника цифровых электронных систем», «Устройства приёма и обработки сигналов», «Радиоавтоматика», «Электроника», «Микроэлектроника», «Компоненты современной электроники», «Автоматика и телемеханика», «Схемотехника», «Основы схемотехники», «Устройства генерирования и формирования сигналов», «Радиотехнические системы», «Формирование колебаний и сигналов», «Электропитание и элементы электромеханики», «Электропитание электронных устройств и телекоммуникационных систем», «Электропитание устройств и систем телекоммуникации», «Архитектура ЭВМ и систем», «Архитектура информационных систем».

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

УДК 621.3.049.77(075.8)
ББК 32.844.1я73

Учебное пособие разработано в рамках соглашения 14.B37.21.0781 «Разработка архитектурных, технологических и схемотехнических основ проектирования специализированных микросхем для обработки сигналов фотоприёмников нового поколения и мостовых резистивных датчиков» ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

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

ISBN 978-5-93834-832-5

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

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 5
1. Радиационно-стойкий базовый матричный кристалл АБМК_1_3 6
1.1. Способы реализации специализированных микросхем 7
1.2. Структура и основные характеристики АБМК_1_3 9
1.3. Особенности схемотехнического моделирования 13
1.4. Маршрут проектирования 18
1.5. Основные правила схемотехнического синтеза биполярных микросхем, малочувствительных к радиации 20
1.6. Типовые схемотехнические решения 22
1.7. Модернизированные схемотехнические решения 34
1.8. Схемы на n-p-n и p-ПТП 38
Выводы 44
Вопросы для самоконтроля 47
2. Автономные параметры транзисторов АБМК_1_3 в условиях радиационных и температурных воздействий 48
2.1. Математическая модель транзисторов с учётом дестабилизирующих факторов 48
2.2. Результаты компьютерного моделирования радиационной зависимости автономных параметров $e_h^б$ и $j_h^б$ 51
2.3. Аппроксимация аналитической функцией радиационной зависимости автономного параметра $j_h^б$ 56
2.4. Аппроксимация аналитической функцией радиационной зависимости автономного параметра $e_h^б$ 59
Выводы 61
Вопросы для самоконтроля 64
3. Архитектура аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня в условиях температурных и радиационных изменений β транзисторов 65
3.1. Концепция синтеза архитектур прецизионных операционных усилителей (ОУ) 65
3.2. Классические двухкаскадные ОУ 67
3.3. Операционные усилители на базе трёх токовых зеркал с заданным смещением нуля проходной характеристики 77
3.4. Одноканальный операционный усилитель с идеальным токовым зеркалом 82
3.5. Операционные усилители с управляемым и неуправляемым токовыми зеркалами 83
3.6. Архитектура радиационно-стойких ОУ на базе комплементарных ДК и «бриллиантовых» буферных усилителей 84

3.7. Алгоритм синтеза ОУ с компенсацией паразитных токовых координат в высокоимпедансном узле 86
3.8. Базовые функциональные узлы аналоговых микросхем со слабой токовой асимметрией 88
Выводы 99
Вопросы для самоконтроля 100
4. Радиационно-стойкие источники опорного напряжения 101
4.1. Выбор интегральных элементов для схемотехнического синтеза 103
4.1.1. Стабилитроны 103
4.1.2. Резисторы 107
4.1.3. Полевые транзисторы с p-n переходом 109
4.1.4. Биполярные транзисторы 111
4.2. Типовые схемы источников опорного напряжения 116
4.3. Схемы на элементах базового матричного кристалла АБМК_1_3 ... 122
Выводы 132
Вопросы для самоконтроля 133
Заключение 134
Библиографический список 135

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебное пособие посвящено теоретическим и практическим аспектам разработки элементной базы радиационно-стойких измерительных систем.

1. Приводятся базовые сведения о матричном кристалле АБМК_1_3, имеющем повышенную радиационную стойкость, описываются маршруты проектирования и основные правила схемотехнического синтеза аналоговых микросхем, их типовые схемотехнические решения.

2. Рассматриваются модели транзисторов АБМК_1_3 как автономных многополюсников, учитывающих радиационные и температурные воздействия, даётся описание аналитическими функциями радиационной зависимости автономных параметров транзисторов, позволяющих оценить статический режим транзисторных схем с учётом основных дестабилизирующих факторов.

3. Обобщаются методы повышения стабильности нулевого уровня аналоговых микросхем в условиях температурных и радиационных изменений коэффициентов усиления по току базы (β транзисторов), рассматриваются радиационно-стойкие СФ-блоки смешанных систем на кристалле (инструментальные усилители, импульсно-потенциальные АЦП, интерфейсы датчикового уровня).

1. РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЙ БАЗОВЫЙ МАТРИЧНЫЙ КРИСТАЛЛ АБМК_1_3

Значительное увеличение качества и надёжности, уменьшение массо-габаритных параметров и энергопотребления современной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) обычно достигается путём полной или частичной реализации радиоэлектронных систем в микроэлектронном исполнении. Такие микроэлектронные устройства обычно содержат процессорные блоки, блоки памяти, аналоговые и цифровые интерфейсы и образуют систему на кристалле (СнК). Анализ проблем проектирования микроэлектронных систем позволил установить, что в ряде случаев для снижения материальных и временных затрат целесообразно создание систем в корпусе (СвК), которые функционально идентичны СнК, а конструктивно представляют собой микросборки, содержащие несколько полупроводниковых кристаллов сложнофункциональных блоков (СФ-блоков), в том числе в виде специализированных аналоговых интегральных микросхем (ИС). Преимущества СвК особо проявляются при создании радиационно-стойкой РЭА и устройств с большим количеством аналоговых функций, так как при проектировании СвК возможно выполнение параллельной разработки, изготовление по разным технологическим маршрутам и сертификации нескольких СФ-блоков. Так, прецизионные аналоговые блоки в большинстве случаев синтезируют на кремниевых биполярных транзисторах (БТ), для высокочастотных устройств применяют кремниево-германиевые БТ, а сложные цифровые ИС выполняют на КМОП-транзисторах, в том числе на кремниевых структурах с диэлектрической изоляцией элементов (КСДИ) для увеличения радиационной стойкости.

Узкая специализация СвК ограничивает область их применения и предельно затрудняет окупаемость затрат на разработку, поэтому актуальным является создание новых, экономически эффективных методов проектирования как самих СвК, так и входящих в них компонентов.

В учебном пособии рассмотрены возможности и особенности проектирования радиационно-стойких аналоговых микросхем и СФ-блоков [1–29].

1.1. Способы реализации специализированных микросхем

Известно, что наилучшее сочетание технических характеристик и минимальной стоимости изготовления полупроводниковых кристаллов обеспечивается в заказных ИС, создание которых экономически целесообразно при больших объёмах выпуска продукции.

Для уменьшения материальных затрат на подготовку производства и изготовление небольших партий заказных микросхем часто применяют следующие методы:

– размещение на одном фотошаблоне и одновременное изготовление нескольких ИС, включая изделия, предназначенные для разных потребителей (Multy Project Wafer, MPW-метод);
– размещение на одном фотошаблоне топологий нескольких слоёв и поочерёдное использование разных участков фотошаблона при формировании разных слоёв (Multy Layer Mask, MLM-метод).

К сожалению, применение MPW- и MLM-методов приводит к зависимости срока начала изготовления микросхем от других предприятий и недопустимо для ряда отраслей промышленности (ракетно-космической и военной техники, ядерной энергетики и др.).

Проведённый анализ выявил, что реализацию радиационностойких аналоговых устройств предпочтительнее осуществлять на базовых матричных (БМК) и базовых структурных (БСК) кристаллах. Специализацию (программирование) БМК осуществляют путём формирования межсоединений на ранее изготовленных полупроводниковых пластинах с размещёнными активными и пассивными элементами. Межсоединения формируются на предприятии-изготовителе таких полузаказных микросхем, а разработка обычно осуществляется на уровне элементов, что увеличивает сроки создания специализированной микросхемы и не исключает вероятность ошибок, невыполнения требований технического задания (ТЗ) по уровню параметров и радиационной стойкости. В отличие от БМК, структурные кристаллы содержат как набор полностью сформированных аналоговых компонентов (операционных усилителей (ОУ), компараторов напряжения и др.), так и активные и пассивные элементы, не соединённые между собой. Программирование происходит на предприятии-изготовителе микросхем путём соединения известных компонентов и элементов.

Наличие сертифицированных, в том числе по стойкости к радиационному воздействию, аналоговых компонентов существенно снижает риск проектирования, а временные и материальные затраты

на создание нового изделия меньше, чем при использовании БМК. Однако для применения структурных микросхем необходимо предварительно разработать, изготовить и сертифицировать необходимые аналоговые компоненты. При этом наиболее сложной задачей является установление номенклатуры, количества и электрических параметров аналоговых компонентов, позволяющих получить требуемое семейство аналоговых устройств на БСК. Таким образом, создание БСК и проектирование специализированных микросхем на их основе допустимо для ограниченной и заведомо известной области применения ИС, например для аналоговых интерфейсов чувствительных элементов датчиков.

Матричные кристаллы являются более универсальными средствами реализации микросхем, и их улучшению постоянно уделяется внимание. Так, изготовление радиационно-стойких аналоговых микросхем возможно:

- на радиационно-стойком БМК НПО «Автоматика» (http://www.npoa.ru), содержащем n-p-n БТ с КСДИ и граничной частотой (f_T) более 0,8 ГГц, p-n-p с $f_T > 0,6$ ГГц, металлические резисторы и МОП-конденсаторы;
- аналого-цифровом БМК «Руль» 5515ХТ ОАО «Ангстрем» (http://www.angstrem.ru), выполненном по БиКМОП-технологии, для которого $f_T > 1,5$ ГГц в n-p-n и $f_T > 0,5$ ГГц в p-n-p транзисторах;
- новом аналого-цифровом БМК К1451БК1У, созданном по КМОП-технологии дизайн-центром «Союз» и ОАО «Ангстрем» (http://www.dcsoyuz.com);
- серии изделий ОАО НИИТАП (http://www.niitap.ru): радиационно-стойком БМК «Сигналист» ($f_T < 2,5$ ГГц для n-p-n и $f_T < 1,5$ ГГц для p-n-p); аналоговом БМК «Старт» ($f_T < 0,9$ ГГц для n-p-n и $f_T < 0,1$ ГГц для p-n-p); аналоговом БМК «Лидер» ($f_T < 3,0$ ГГц для n-p-n и $f_T < 0,15$ ГГц для p-n-p);
- радиационно-стойком БМК НБК1501Т, выполненном по КМОП-технологии на ФГУП «ФНПЦ НИИИС им. Ю.Е. Седакова» (http://www.niiis.nnov.ru).

Существующие БМК не в полной степени удовлетворяют разработчиков аналоговых ИС, так как:

- содержат большое количество КМОП-элементов, применение которых в аналоговых устройствах ограничено из-за высокого уровня низкочастотных шумов и статических погрешностей;

– используют избыточные для ряда применений конструктивные решения (КСДИ, металлические резисторы и др.), увеличивающие стоимость изготовления полупроводниковых кристаллов;
– во многих БМК отсутствуют активные элементы для синтеза малошумящих аналоговых устройств и средства моделирования радиационного изменения параметров.

При создании радиационно-стойких специализированных микросхем и СвК необходимо учитывать следующее:

– прецизионные аналоговые СФ-блоки и ИС целесообразно выполнять на БМК по биполярной технологии;
– применение полной диэлектрической изоляции интегральных элементов необходимо в основном для исключения паразитных тиристорных эффектов («защёлкивания» p-n-p-n структур) в цифровых вентилях при воздействии проникающей радиации (ПР). Существенное изменение характеристик транзисторов, приводящее к потере работоспособности аналоговых устройств, может наступать при уровне ПР меньшем, чем вызывающем «защёлкивание» структур;
– в зависимости от области применения требования к уровню параметров и радиационной стойкости аналоговых компонентов значительно отличаются, поэтому целесообразно создание и использование универсальных БМК и средств, позволяющих выбрать оптимальный тип активных элементов и оценить влияние ПР на характеристики аналоговых устройств на этапе схемотехнического синтеза и моделирования;
– для уменьшения материальных и временных затрат на разработку можно рекомендовать применение апробированных схемно-топологических решений радиационно-стойких аналоговых блоков.

1.2. Структура и основные характеристики АБМК_1_3

Экспериментальные исследования показали, что уменьшение при воздействии потока нейтронов (F_N) коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером (β) обратно пропорционально граничной частоте, а наименее чувствительны к ПР полевые транзисторы с p-n переходом (ПТП). С учётом этого разработан в ОАО «МНИПИ»

(http://www.mnipi.com) и серийно изготавливается ОАО «Интеграл» базовый матричный кристалл типа АБМК_1_3 (рис. 1.1, 1.2), отличиями которого являются:

1) использование комбинированной изоляции элементов окислом и p-n переходом со скрытым слоем p+ типа для предотвращения «защёлкивания» структур, а также мелкозалегающих, сильнолегированных полупроводниковых слоёв, обеспечивающих малую величину генерируемых ионизирующим излучением фототоков и небольшое изменение удельного сопротивления полупроводника после воздействия ПР;

2) конструктивное исключение соприкосновения областей n+ эмиттера и диэлектрической изоляции для предотвращения возникновения тока утечки между коллектором и эмиттером n-p-n транзистора по окислу при гамма-облучении, формирование резисторов на сильнолегированных полупроводниковых областях;

3) доступность для схемотехнического синтеза n-p-n транзисторов с $f_T > 3$ ГГц, ПТП с каналом p-типа (p-ПТП) трёх конструкций (малосигнальных, малошумящих, двухзатворных) и для ИС со средним уровнем радиационной стойкости p-n-p транзисторов с $f_T > 0{,}1$ ГГц;

4) количество элементов АБМК_1_3 достаточно для получения 8 крупных аналоговых блоков, подобных ОУ;

5) для упрощения выполнения межсоединений в АБМК_1_3 применены функционально-интегрированные элементы, позволяющие с помощью различного соединения полупроводниковых областей получать различные типы полупроводниковых приборов.

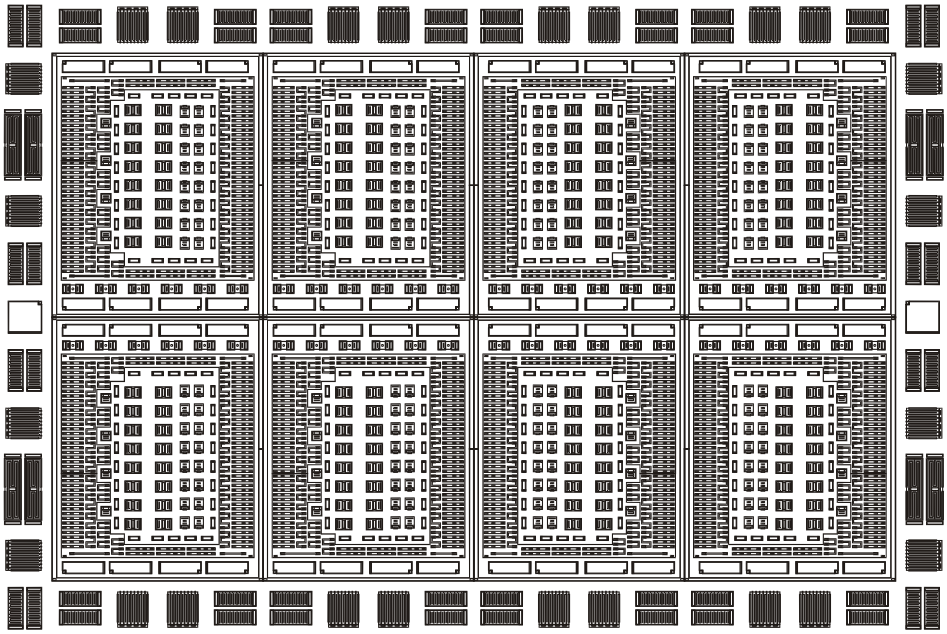


Рис. 1.1. Упрощённый чертёж топологии АБМК_1_3

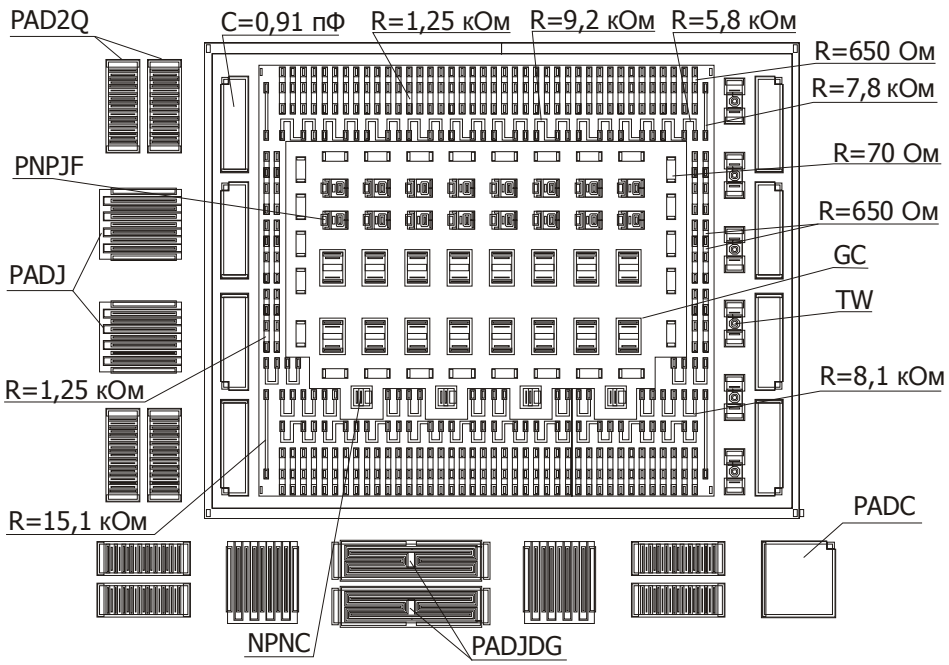


Рис. 1.2. Упрощённый чертёж макроячейки АБМК_1_3

АБМК_1_3 содержит 8 макроячеек, показанных на рис. 1.2. По периметру БМК расположены сложно-функциональные контактные площадки, которые используются для соединения кристалла проводниками с траверсами корпуса или в качестве элементов ИС: PAD2Q – два многоэммиттерных малощумящих n-p-n транзистора с сопротивлением базовой области менее 35 Ом; PADJ – малошумящий p-ПТП; PADJDG – два двухзатворных p-ПТП; PADC – МОП-конденсатор с номиналом 2,3 пФ, допускающий использование в схеме паразитной ёмкости полупроводниковой обкладки.

Каждая макроячейка включает один изолированный карман, в котором размещены резисторы с номиналом от 650 Ом до 15,1 кОм, выполненные на слое p-базы, и низкоомные резисторы с сопротивлением 70 Ом, сформированные на слое n+ глубокого коллектора; маломощные n-p-n транзисторы (NPNC) для источников стабильного тока; МОП-конденсаторы с ёмкостью 0,91 пФ; функционально-интегрированные элементы (PNPJF), представляющие собой каскодное соединение p-n-p транзистора и p-ПТП; два n-p-n транзистора с объединёнными коллекторами (ячейки Джильберта – GC); четырёхслойные полупроводниковые структуры (TW), позволяющие с помощью различного выполнения межсоединений областей получить двухэмиттерный n-p-n или p-n-p транзистор. Макроячейка окружена охранным кольцом для устранения взаимодействия через подложку разных блоков.

Количество активных элементов в макроячейке выбрано из условия получения четырёх дифференциальных каскадов на n-p-n транзисторах с активной нагрузкой на p-n-p транзисторах или p-ПТП. Элементы TW двух макроячеек расположены на кристалле максимально близко, что позволяет их применять для получения источников напряжения и тока, устанавливающих рабочий режим ИС.

Общие характеристики АБМК_1_3 и входящих в него элементов приведены в табл. 1.1, 1.2.

Таблица 1.1

Общие характеристики АБМК_1_3

Размер кристалла, мм		3,6×2,7
Технология изготовления		БиПТП
Корпус		H16.48-1B
Количество элементов	PNPJF (каскодное соединение p-n-p и p-ПТП)	128
	GC (два n-p-n с объединёнными коллекторами)	128
	NPNC (n-p-n)	32
	TW (двухэмиттерный n-p-n или p-n-p)	48
	PAD2Q (два малошумящих n-p-n)	24
	PADJDG (два двухзатворных p-ПТП)	4
	PADJ (малошумящий p-ПТП)	24
Суммарное сопротивление всех резисторов (БМК/макроячейка)		5,264 МОм/0,658 МОм
Суммарная ёмкость всех конденсаторов (БМК/макроячейка)		62,24 пФ/7,28 пФ

Таблица 1.2

Доступные для проектирования активные элементы АБМК_1_3

Тип элемента БМК	Условные графические обозначения и наименования соответствующих «Spice-элементов»			Основные параметры
GC	Q1 2GC	Q1 GC1E		Для n-p-n БТ всех типов: $\beta > 90$; $V_{CE0} > 8$ В; $f_T > 3$ ГГц. Для p-n-p БТ всех типов: $\beta > 15$; $V_{CE0} > 8$ В; $f_T > 0{,}1$ ГГц. Для PNPJFjfet: 1,5 В < V_{TH} < 2,5 В; 0,11 мА < I_{DMAX} < 0,22 мА. Для PADJ: 1,5 В < V_{TH} < 2,5 В; 7,5 мА < I_{DMAX} < 15 мА. Примечание. V_{CE0} – пробивное напряжение коллектор-эмиттер при «оборванном» выводе базы; V_{TH} – напряжение отсечки; I_{DMAX} – максимальный ток стока; GC1E (TW1E) – элемент GC (TW) с одним эмиттером; 2GC (2TW) – элемент GC (TW) с двумя соединёнными эмиттерами
NPNC	Q1 NPNC			
PAD2Q	Q1 PAD2Q			
TW	Q1 2TW	Q1 TW1E	Q1 TWpnp	
PNPJF	Q1 PNPJFpnp	Q1 PNPJFjfet	Q1 PNPJFcascod	
PADJ	Q1 PADJ			

1.3. Особенности схемотехнического моделирования

Для моделирования в «Spice-подобных» программах разработаны библиотеки активных, пассивных элементов и схемотехнических решений АБМК_1_3.

В описание элементов АБМК_1_3 введены коэффициенты, позволяющие изменять параметры моделей n-p-n транзисторов (NPNScale), p-n-p транзисторов (PNPScale), p-ПТП (VTOValue), резисторов (RScale) и конденсаторов (CScale). По умолчанию, NPNScale= = PNPScale= RScale= =CScale=1, VTOValue=2. Для изучения допустимого технологического разброса рекомендуется выполнение параметрического анализа с величиной параметров в диапазоне от 0,7 до 1,3 для NPNScale, PNPScale; от 0,9 до 1,1 для RScale, CScale и от 1,5 до 2,5 для VTOValue. Так, на рис. 1.3–1.6 показаны результаты моделирования вольтамперных характеристик (ВАХ) некоторых элементов АБМК_1_3. Наименования переменных и их размерность на рисунках с результатами моделирования соответствуют правилам, принятым в системе проектирования OrCAD.

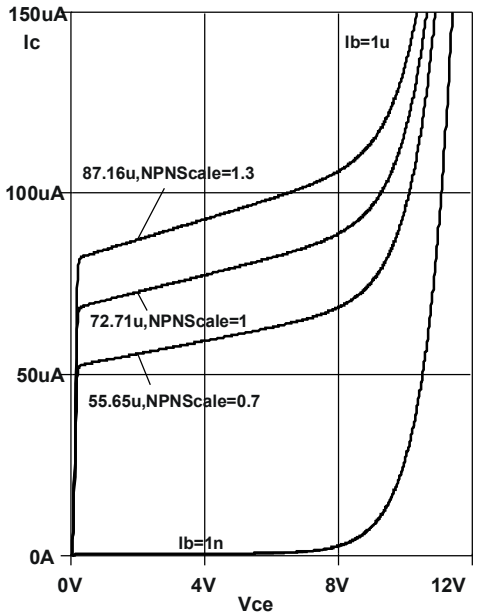


Рис. 1.3. Выходная ВАХ в схеме с общим эмиттером (ОЭ) n-p-n БТ типа 2GC

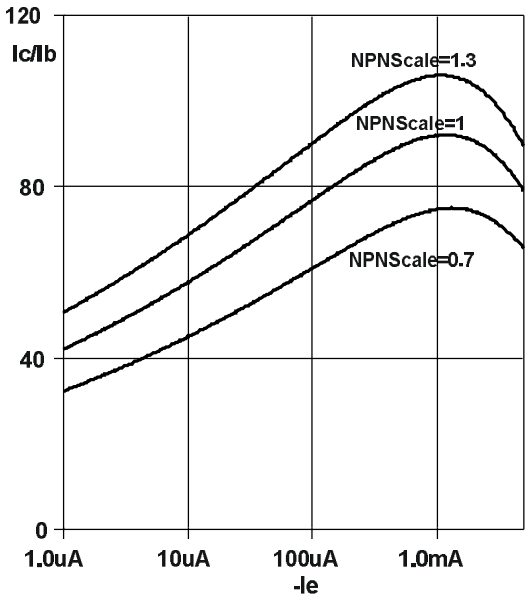


Рис. 1.4. Зависимость коэффициента передачи тока β от тока эмиттера n-p-n БТ типа 2GC

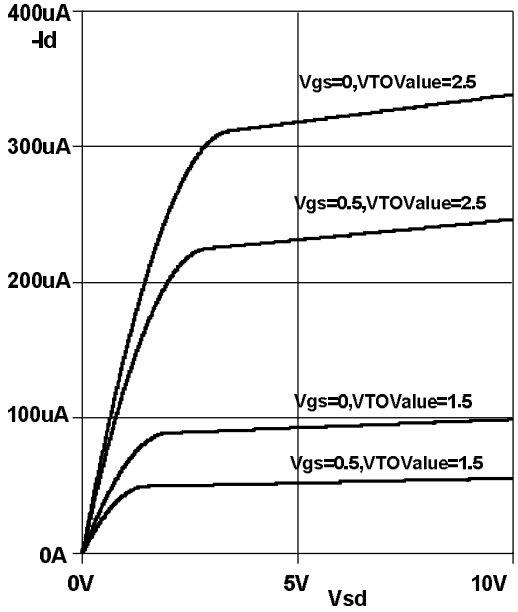


Рис. 1.5. Выходная ВАХ в схеме с общим истоком p-ПТП типа PNPJFjfet

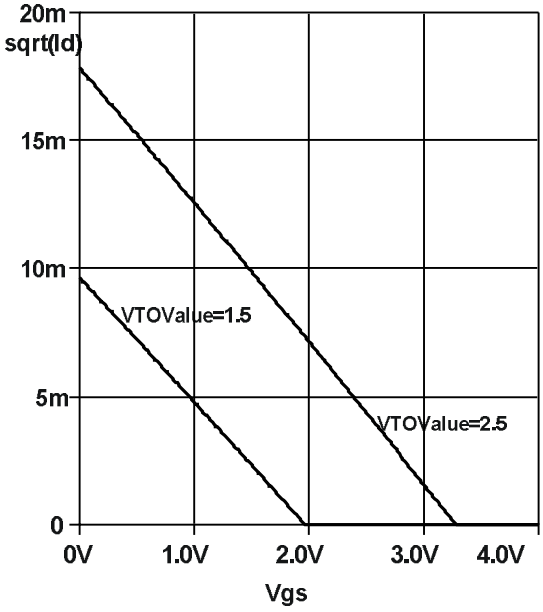


Рис. 1.6. Зависимость квадратного корня из тока стока от напряжения затвор-исток p-ПТП типа PNPJFjfet

Эквивалентные схемы содержат «скрытые» узлы, отражающие наличие в элементах ИС подложки (substr), изолированного кармана резистора (ISLR), изолированного кармана (ISLC), в котором размещена полупроводниковая область МОП-конденсатора. Все эти узлы не показываются на графическом изображении схемы, но должны быть соединены с источниками напряжения, обеспечивающими обратное смещение изолирующих p-n переходов. Обычно узлы ISLR, ISLC подключают к источнику положительного напряжения питания, а узел substr – к источнику отрицательного напряжения питания.

В моделях учтены пробивные напряжения p-n переходов, поэтому напряжение коллектор-эмиттер n-p-n БТ не должно превышать 8 В, обратное напряжение эмиттер-коллектор – 2 В, обратное напряжение эмиттер-база – 5 В, обратное напряжение коллектор-база – 20 В. Пробивное напряжение коллектор-база n-p-n БТ равно пробивному напряжению между телом резистора и его изолирующим карманом (узел ISLR), а также между полупроводниковой областью конденсатора и изолирующим карманом (узел ISLC). Узлы изолирующих карманов (ISLR, ISLC) сделаны доступными при схемотехническом моделировании в связи с тем, что, подавая на них высокое положительное напряжение, не превышающее пробивное, можно значительно уменьшить влияние паразитной ёмкости изолирующих карманов на характеристики аналоговых устройств.

Необходимость учёта влияния паразитных элементов и возможности, предоставляемые для этого эквивалентными схемами АБМК_1_3, иллюстрируют результаты моделирования зарядочувствительного усилителя (ОУ с резистором R_F и конденсатором C_F в цепи обратной связи). На рис. 1.7 приведены его выходные сигналы при входном токовом импульсе, близком по форме к δ-функции.

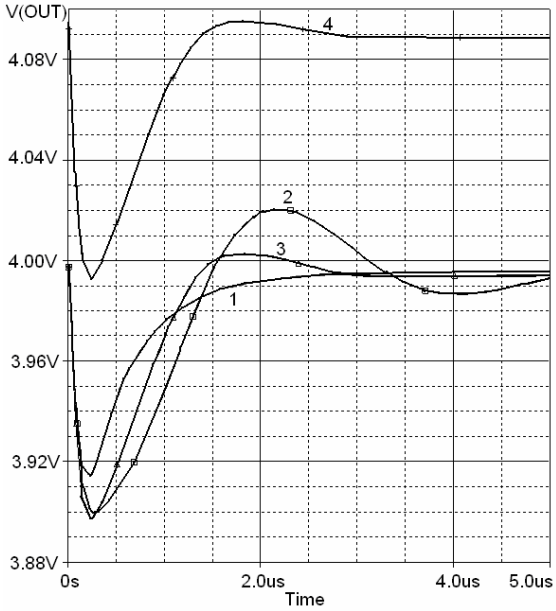


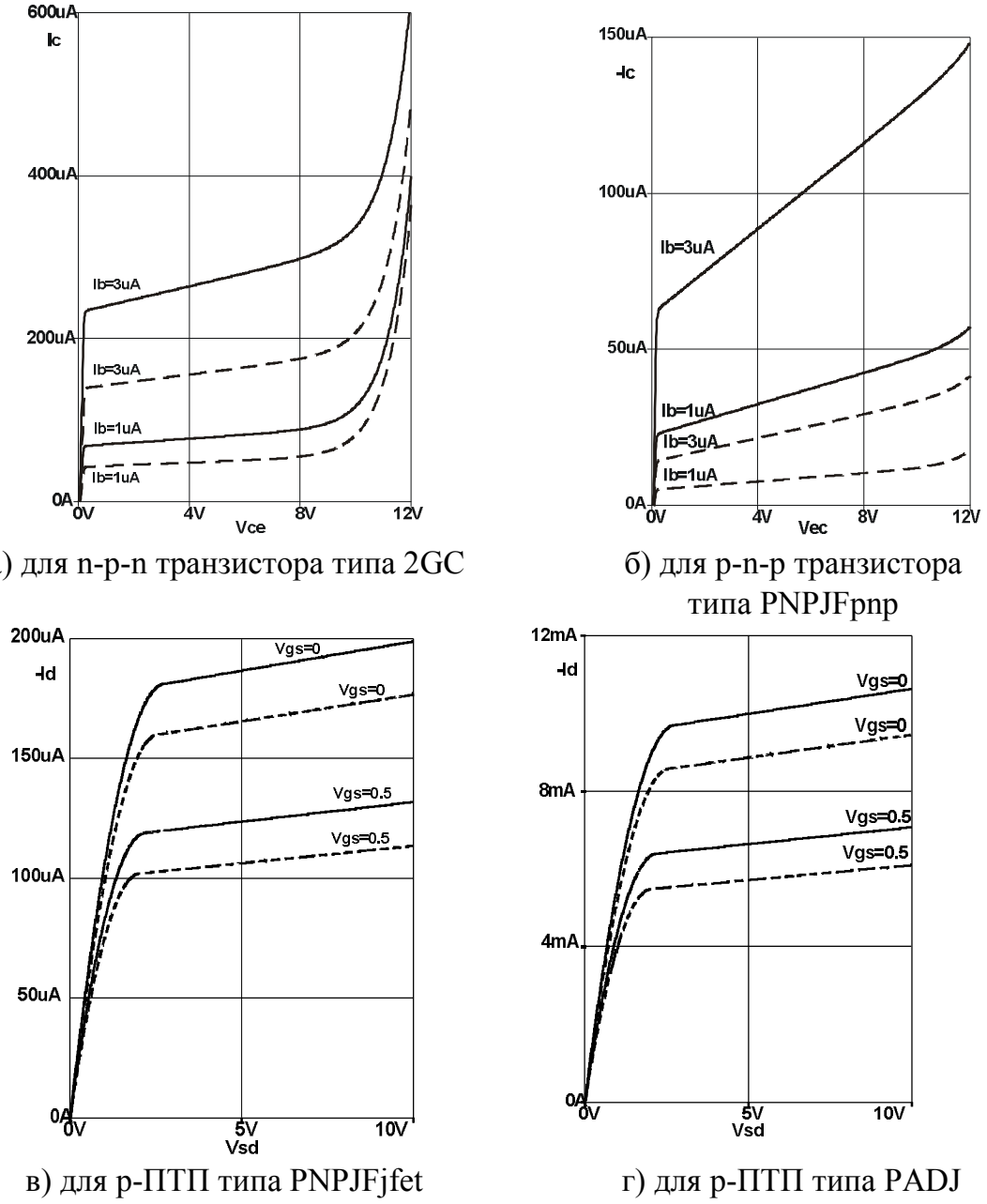
Рис. 1.7. Выходной сигнал зарядочувствительного усилителя (ЗЧУ) при R_F = 600 кОм:
1 – без учёта влияния паразитной ёмкости R_F; 2 – с учётом паразитной ёмкости при $V_{ISLR} = V_{CC}$ = 6 В; 3 – V_{CC} = 6 В; V_{ISLR} = 20 В; 4 – V_{CC} = 6 В; V_{ISLR} = 25 В (больше пробивного напряжения)

При использовании резистора R_F, не обладающего паразитной ёмкостью, выходной сигнал (кривая 1) близок по форме к спадающей экспоненте с постоянной времени около 0,5 мкс. Влияние паразитной ёмкости резистора R_F (кривая 2) приводит к появлению значительного выброса на выходном сигнале. Благодаря зависимости барьерной ёмкости от обратного напряжения на p-n переходе возможно уменьшение выброса с помощью подачи на карман резистора (узел ISLR) напряжения V_{ISLR}, превышающего положительное напряжение питания V_{CC} (кривая 3). Однако в том случае, когда напряжение в узле ISLR превышает напряжение пробоя (кривая 4), постоянный уровень выходного сигнала изменяется и резко увеличивается ток потребления. При напряжении V_{ISLR} = 25 В ток потребления ЗЧУ увеличился более чем в 100 раз по сравнению со значением для V_{ISLR} = 20 В.

Модели всех активных и пассивных элементов описывают фототоки, возникающие при ионизирующем излучении, и изменение ВАХ после воздействия разных видов ПР: нейтронов, гамма-излучения,

электронов, протонов с разной энергией. По умолчанию, в моделях использованы коэффициенты радиационного изменения параметров кремния, взятые из литературных источников. Однако модели допускают подстройку для максимального согласования результатов моделирования с экспериментальными данными для конкретного вида ПР и технологического процесса.

Основные результаты моделирования радиационного изменения ВАХ транзисторов АБМК_1_3 показаны на рис. 1.8–1.11.



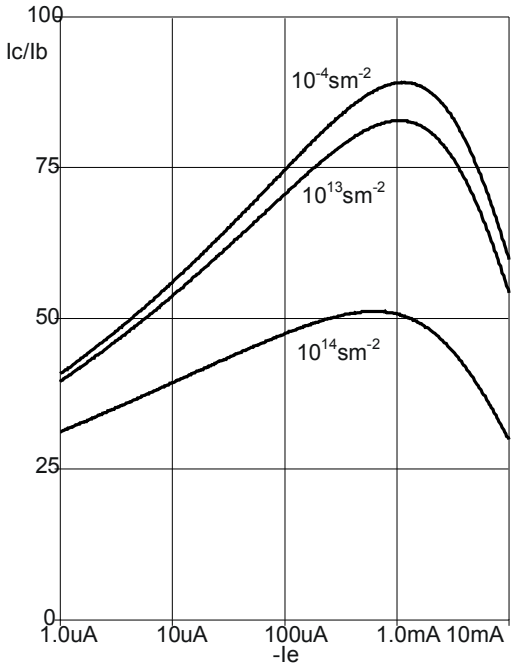
а) для n-p-n транзистора типа 2GC

б) для p-n-p транзистора типа PNPJFpnp

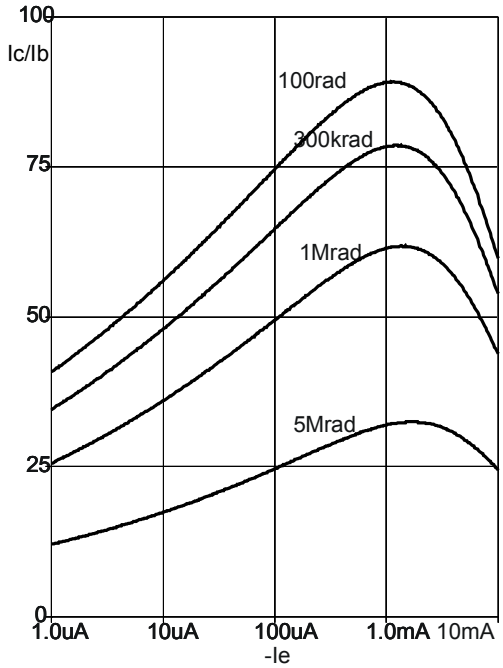
в) для p-ПТП типа PNPJFjfet

г) для p-ПТП типа PADJ

Рис. 1.8. Результаты моделирования ВАХ элементов АБМК_1_3 в нормальных условиях (сплошная кривая) и после воздействия потока нейтронов $F_N = 10^{14}$ н/см^2 (пунктирная кривая)

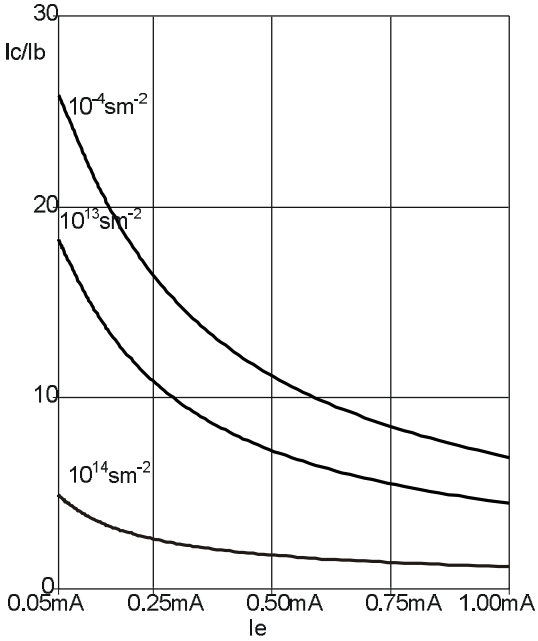


а) при различной величине интегрального потока нейтронов

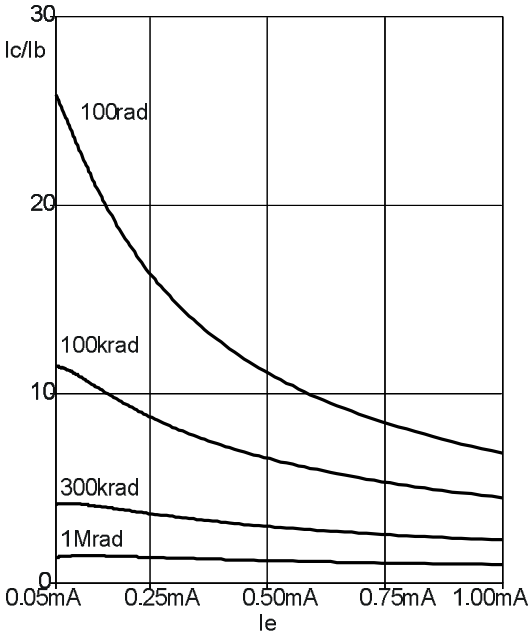


б) при различной величине поглощённой дозы гамма-излучения

Рис. 1.9. Зависимость β от эмиттерного тока n-p-n БТ типа 2GC

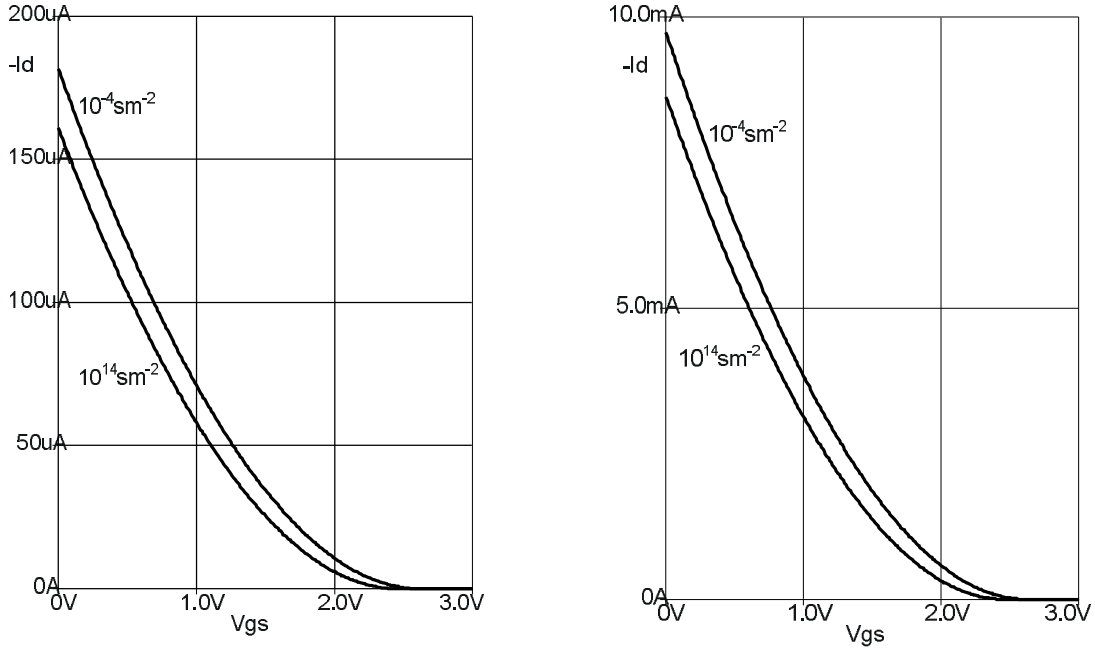


а) при различной величине интегрального потока нейтронов



б) при различной величине поглощённой дозы гамма-излучения

Рис. 1.10. Зависимость β от эмиттерного тока p-n-p БТ типа PNPJFpnp



а) p-ПТП типа PNPJFjfet б) p-ПТП типа PADJ

Рис. 1.11. Зависимость тока стока от напряжения затвор-исток при различной величине интегрального потока нейтронов и V_{SD} = 3 В

Кроме деградации β при воздействии потока нейтронов и гамма-излучения, выявлено:

– отсутствие изменения выходного малосигнального сопротивления n-p-n транзисторов и уменьшение выходного малосигнального сопротивления горизонтальных p-n-p транзисторов при воздействии потока нейтронов, что может быть объяснено существенно большей концентрацией примеси в базе n-p-n по сравнению с p-n-p;
– отсутствие изменения характеристик p-ПТП при гамма-облучении и небольшое уменьшение напряжения отсечки при воздействии потока нейтронов, что может быть объяснено незначительным изменением подвижности и уменьшением концентрации основных носителей заряда в канале p-ПТП.

1.4. Маршрут проектирования

Ускоренное создание микросхем на АБМК_1_3 обеспечивается в том числе благодаря применению модернизированного маршрута проектирования, основные этапы которого приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Этапы разработки ИС на АБМК_1_3

Наименование работ	Исполнитель	
	вариант 1	вариант 2
1. Заключение договора	ОАО «МНИПИ» и Заказчик	
2. Передача Заказчику библиотек элементов и схемотехнических решений АБМК_1_3, результатов радиационных испытаний	ОАО «МНИПИ»	
3. Разработка технического задания	ОАО «МНИПИ» и Заказчик	
4. Разработка электрической схемы	ОАО «МНИПИ»	Заказчик
5. Сопровождение разработки электрической схемы	Заказчик	ОАО «МНИПИ»
6. Разработка конструкторской документации	ОАО «МНИПИ»	
7. Разработка топологии межсоединений	ОАО «МНИПИ»	
8. Разработка методик измерений	ОАО «МНИПИ»	Заказчик
9. Сопровождение разработки методик измерений	Заказчик	ОАО «МНИПИ»
10. Изготовление полупроводниковых пластин	ОАО «Интеграл»	
11. Сборка кристаллов в корпус и измерения	ОАО «МНИПИ»	
12. Исследования ИС в аппаратуре и выработка предложений по корректировке (при необходимости)	Заказчик	
13. Повторное выполнение этапов 4–11 (при необходимости)	ОАО «МНИПИ» и Заказчик	
14. Проведение испытаний на устойчивость и прочность при механических и климатических воздействиях	ОАО «МНИПИ»	
15. Исследования радиационной стойкости	ОАО «МНИПИ», «НПЦ по материаловедению»	
Примечание. «НПЦ по материаловедению» – Государственное научно-производственное объединение «Научно-практический центр Национальной академии наук Беларуси по материаловедению»		

Предлагаемый маршрут характеризуется рядом особенностей:

1. В связи с невозможностью реализации абсолютно радиационно-стойких ИС при разработке ТЗ устанавливаются приоритетные характеристики микросхемы (скорость нарастания выходного напряжения

для быстродействующих, полоса пропускания – для широкополосных, статические погрешности, шумы – для прецизионных ИС) и допустимые границы их изменения для конкретного вида и уровня ПР, оговаривается возможность внешней подстройки параметров ИС.

2. При разработке электрической схемы обязательно выполняется параметрический анализ для оценки изменения приоритетных характеристик при допустимом технологическом разбросе параметров интегральных элементов, воздействии гамма-излучения и потока нейтронов.

3. Для гарантированного выполнения требований ТЗ на начальных этапах проектов одновременно разрабатываются и изготавливаются несколько вариантов одного и того же аналогового устройства без дополнительных затрат на изготовление фотошаблонов и пластин по MPW-методу. Выбор окончательного схемно-топологического решения осуществляется после проверки его работоспособности в РЭА и радиационных исследований.

4. Рекомендуется при проектировании специализированной микросхемы применять минимальное количество базовых аналоговых компонентов (ОУ, компараторов, источников опорного напряжения и др.) с программируемыми параметрами, а требуемое функционирование ИС обеспечивать различным соединением базовых компонентов и подключением RC-цепей из имеющихся на БМК элементов. В этом случае на начальном этапе проекта разрабатываются и сертифицируются только базовые компоненты, которые применяются на последующих этапах без изменения электрической схемы, топологии и поэтому могут дополнительно не испытываться.

1.5. Основные правила схемотехнического синтеза биполярных микросхем, малочувствительных к радиации

На основе экспериментальных данных о радиационном изменении параметров интегральных транзисторов и опыта проектирования аналоговых ИС, малочувствительных к воздействию внешних дестабилизирующих факторов (помех, температуры и др.), сформулированы основные правила схемотехнического синтеза микросхем с повышенным уровнем радиационной стойкости.

Так, для обеспечения среднего уровня радиационной стойкости, ориентировочно для интегрального потока нейтронов величиной до 10^{13} н/см^2 и поглощённой дозы гамма-излучения до 300 крад, допустимо применение упрощённого подхода к проектированию биполярных аналоговых ИС, а именно:

– использование дифференциальной структуры микросхем;
– максимальное увеличение плотности эмиттерного тока до границы наступления эффектов высокого уровня инжекции;
– использование горизонтальных p-n-p транзисторов только в источниках тока или в схемах с общей базой (ОБ), в которых деградация при радиационном воздействии коэффициента передачи тока β слабо влияет на малосигнальные параметры аналоговых ИС;
– формирование резисторов на сильнолегированных полупроводниковых слоях;
– схемотехническая доработка – моделирование аналоговых ИС, выявление каскадов, наиболее чувствительных к воздействию ПР, и их модернизация (введение цепей компенсации входных токов, стабилизация режима работы с помощью отрицательной обратной связи, уменьшение радиационного изменения напряжения смещения нуля, применение новых методов построения сложно-функциональных аналоговых компонентов).

Аналоговые ИС с высоким уровнем радиационной стойкости, обеспечивающим работоспособность при потоке нейтронов более 10^{13} н/см^2 и поглощённой дозе более 300 крад, целесообразно проектировать на вертикальных n-p-n БТ с тонкой базовой областью (высокой граничной частотой) и p-ПТП. Малые радиационные изменения параметров указанных активных элементов, достигаемые при высокой плотности эмиттерного тока в n-p-n БТ и применении сильнолегированного канала в p-ПТП, обусловливают незначительное ухудшение характеристик аналоговых микросхем. В то же время при схемотехническом синтезе биполярных микросхем с высоким уровнем радиационной стойкости рекомендуется применение следующих правил:

1. В качестве критерия качества при схемотехнической оптимизации следует выбирать минимальное изменение приоритетного параметра ИС при радиационном воздействии (например, для быстродействующего ОУ – скорости нарастания выходного напряжения, для прецизионного – напряжения смещения или уровня шумов).

2. Не применять для усиления горизонтальные p-n-p транзисторы, заменять их p-ПТП.

3. Источники вытекающего тока следует выполнять на p-ПТП, а втекающего – на n-p-n транзисторах.

4. Для двухкаскадного ОУ входной дифференциальный каскад рекомендуется выполнять: на n-p-n транзисторах – с источником втекающего тока; p-ПТП – с источником вытекающего тока; комбинации n-p-n и p-ПТП – с перекрёстными связями (ток в плечах дифференциального каскада определяется напряжением затвор-исток p-ПТП).

5. Промежуточный каскад ОУ может быть реализован: на n-p-n транзисторах, если дифференциальный каскад выполнен с использованием p-ПТП; симметричном «перегнутом каскоде» – с использованием p-ПТП; несимметричном «перегнутом каскоде» – с использованием p-ПТП.

6. Выходной каскад должен быть выполнен по схеме двухтактного повторителя напряжения с использованием комбинации p-ПТП и n-p-n транзисторов.

7. При проектировании программируемого ОУ следует выбирать схемную конфигурацию с минимальным количеством источников тока, задающих статический режим, причём желательно, чтобы все источники тока были либо втекающего, либо вытекающего тока. Программируемые источники вытекающего тока целесообразно формировать на p-ПТП или p-n-p транзисторах, однако необходимо предусмотреть компенсацию деградации их усиления при радиационном воздействии, например использовать отрицательные обратные связи для стабилизации тока коллектора p-n-p транзистора.

1.6. Типовые схемотехнические решения

В разделе 1.4 подчёркивалась необходимость применения апробированных схемно-топологических решений при создании радиационно-стойких ИС. Далее рассмотрены аналоговые устройства, входящие в созданную на основе сформулированных правил библиотеку стандартных компонентов базового матричного кристалла АБМК_1_3. При этом основное внимание уделяется либо описанию параметров, позволяющему выбрать данный компонент для использования в специализированной микросхеме, либо особенностям схемотехнических решений, которые полностью или частично рекомендуется использовать при схемотехническом синтезе полузаказной ИС.

Библиотека стандартных компонентов включает набор типовых схемотехнических решений, слабая чувствительность параметров которых к воздействию ПР средних уровней обусловлена только дифференциальной структурой и(или) правильным выбором режима работы транзисторов. К типовым схемотехническим решениям относятся:

1. Серия трансрезистивных усилителей (Ampl 1-3, Ampl 1-14, Ampl 1-15, Ampl 1-17) с входным каскадом на малошумящем n-p-n транзисторе с ОБ, несколькими дифференциальными каскадами (ДК) с резистивной нагрузкой и выходными эмиттерными повторителями. Схемотехнически трансрезистивные усилители отличаются разным режимом работы головного БТ, количеством усилительных ДК, использованием в некоторых ДК каскодного включения транзисторов. Так, на рис. 1.12 изображён усилитель Ampl 1-15, а на рис. 1.26 без выделенных пунктирной линией элементов – усилитель Ampl 1-3.

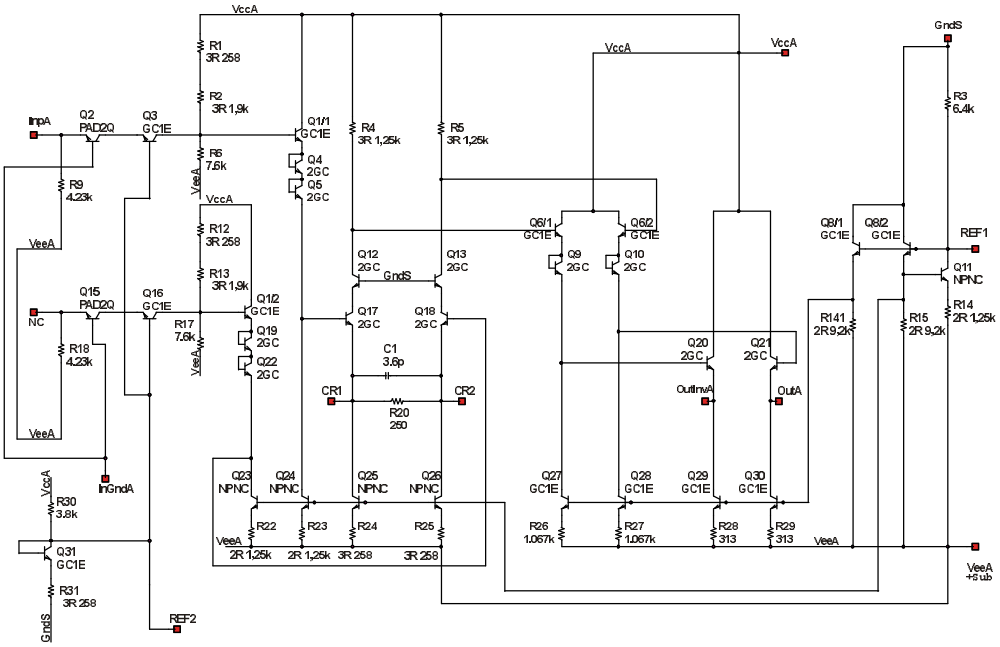


Рис. 1.12. Электрическая схема
трансрезистивного усилителя Ampl 1-15

Электрические схемы на рисунках этой главы выполнены в системе проектирования OrCAD и отражают специфику проектирования на АБМК_1_3 и в OrCAD:

- одноимённые узлы (например V_{EEA} на рис. 1.12) соединены между собой;
- необходимая величина сопротивления получена с помощью последовательно-параллельного соединения резисторов, умощнение транзисторов (увеличение допустимого рабочего тока) осуществляется за счёт параллельного соединения однотипных транзисторов;
- условные графические обозначения транзисторов при необходимости включают наименование элементов АБМК_1_3, а в обозначении резисторов отражено сопротивление, которое реализуется при определённом соединении расположенных на кристалле базовых резисторов фиксированной величины,

равной 650 Ом, 1250 Ом, 5,8 кОм, 9,2 кОм. Так, резистор R_1 на рис. 1.12 обозначен как 3R 258. Это означает, что он образован тремя параллельно соединёнными между собой резисторами с результирующим сопротивлением 258 Ом, т.е. 3R 258= 650||650||1250;

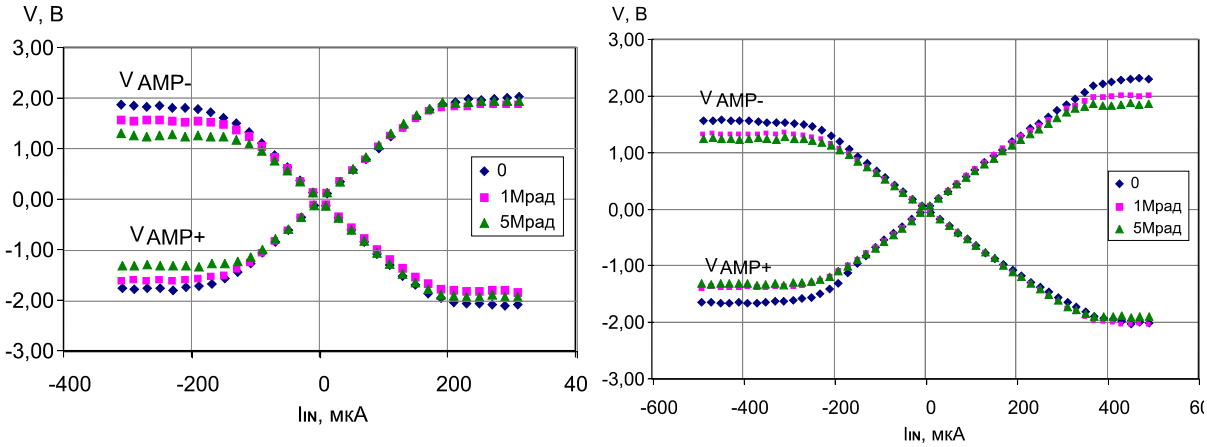
– в некоторых местах, например для R_6 на рис. 1.12, для упрощения схемы приведено суммарное сопротивление цепочки резисторов.

В табл. 1.4 показаны основные параметры усилителей, а на рис. 1.13 – результаты измерений зависимости выходного напряжения от входного тока при различной поглощённой дозе гамма-излучения, подтверждающие радиационную стойкость схем.

Таблица 1.4

Основные параметры трансрезистивных усилителей

Параметр	Тип усилителя			
	Ampl 1-3	Ampl 1-14	Ampl 1-15	Ampl 1-17
Напряжение питания, В	±3…±5	±3…±5	±3…±5	±3…±5
Входное сопротивление, Ом	50,0	50,0	50,0	50,0
Коэффициент преобразования, мВ/мкА	50,0	10,0	5,0	0,5
Полоса пропускания по уровню -3 дБ, МГц	5	150	170	250
Среднеквадратическое значение шумового тока, приведённого ко входу, при ёмкости источника сигнала 10 пФ, нА	60	110	80	170



а) для Ampl 1-15 б) для Ampl 1-17

Рис. 1.13. Зависимость амплитуды напряжения на выходах (V_{AMP+} и V_{AMP-}) усилителей от входного тока (I_{IN}) при различной величине поглощённой дозы (эксперимент)

2. Серия компараторов (Comp 1-3, Comp 1-4, Comp 1-5, Comp 2) с параметрами, показанными в табл. 1.5.

Таблица 1.5

Основные параметры компараторов

Параметр	Тип компаратора	
	Comp 1-3	Comp 2
Напряжение питания, В	± 5	± 5
Ток потребления, мА	12,0	30,0
Входной ток, мкА	5,0	15,0
Выходной ток, мА	4,5	ПЭСЛ – выход
Задержка включения/выключения, нс	6,0	1,5
Длительность фронта нарастания/спада, нс	3,0	1,0

Компараторы Comp 1-3 (рис. 1.28 без выделенных пунктирной линией элементов), Comp 1-4, Comp 1-5 (рис. 1.14) состоят из трёх ДК на n-p-n БТ, два из которых – с резистивной нагрузкой, а третий – с «открытым» коллектором. Во втором ДК Comp 1-4 введена RC обратная связь, которая увеличивает длительность выходного сигнала для коротких входных импульсов, а в Comp 1-5 стабилитроны на основе пробоя обратносмещённого эмиттерного перехода n-p-n БТ заменены цепочкой прямосмещённых диодов, что позволило при сохранении основных параметров компаратора уменьшить напряжение питания до ± 3 В. Компаратор Comp 2 построен только на n-p-n БТ по классической схеме быстродействующих устройств: преобразование входного напряжения в ток, усиление тока, обратное преобразование ток-напряжение, а выходной каскад имеет ПЭСЛ-уровни постоянного напряжения.

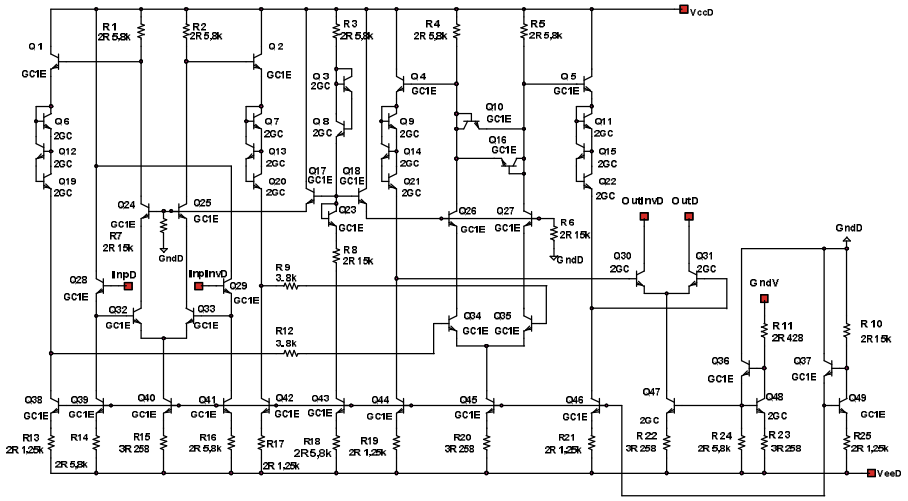
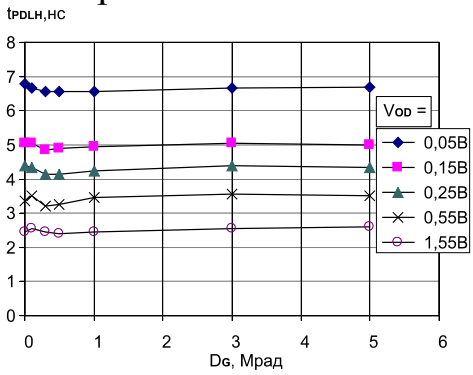
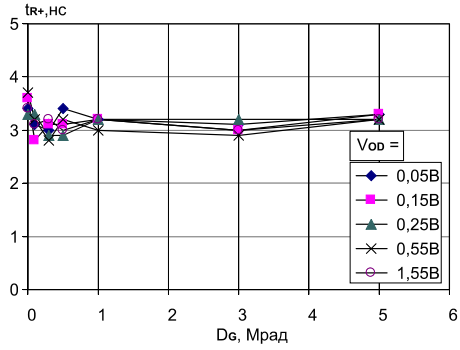


Рис. 1.14. Электрическая схема компаратора Comp 1-5

Экспериментальные исследования, результаты которых иллюстрирует рис. 1.15, показали высокую радиационную стойкость компаратора Comp 1-3.



а) задержка переключения



б) длительность фронта нарастания

Рис. 1.15. Экспериментальная зависимость параметров компаратора Comp 1-3 от поглощённой дозы гамма-излучения при различном превышении порога (V_{OD})

3. Двухканальный суммирующий аналоговый коммутатор (Comm 9) с полосой пропускания (рис. 1.16) более 400 МГц и двухканальный ***коммутатор ПЭСЛ-сигналов*** (Comm 1).

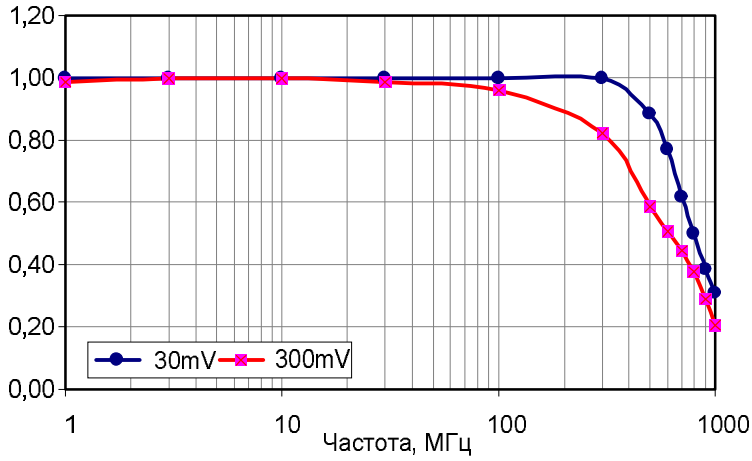


Рис. 1.16. Нормированная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) коммутатора Comm 9 при входном синусоидальном сигнале с размахом (от пика до пика) 30 и 300 мВ

4. Однокаскадные предварительные усилители (Ampl 2 на рис. 1.17 и Ampl 3 на рис. 1.18) с головными малошумящими p-ПТП и основными параметрами, приведёнными в табл. 1.6.

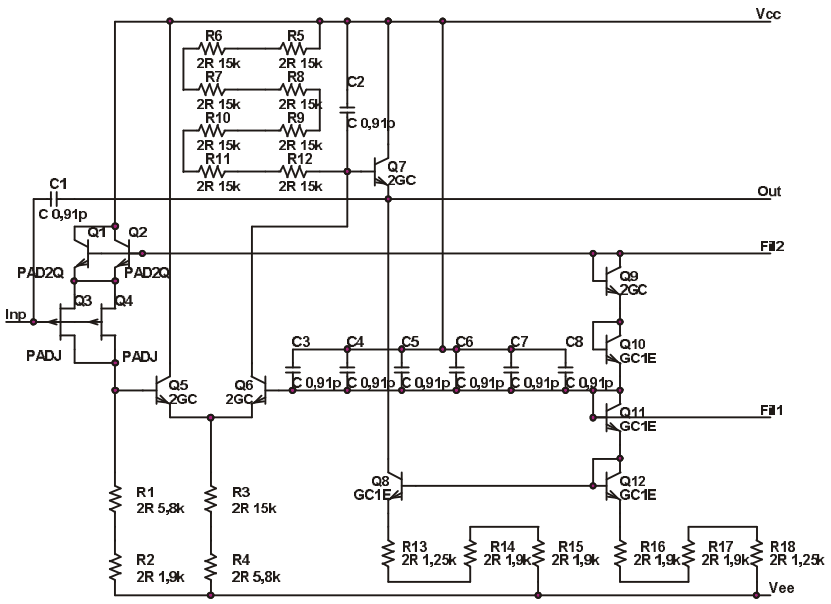


Рис. 1.17. Электрическая схема усилителя Ampl 2

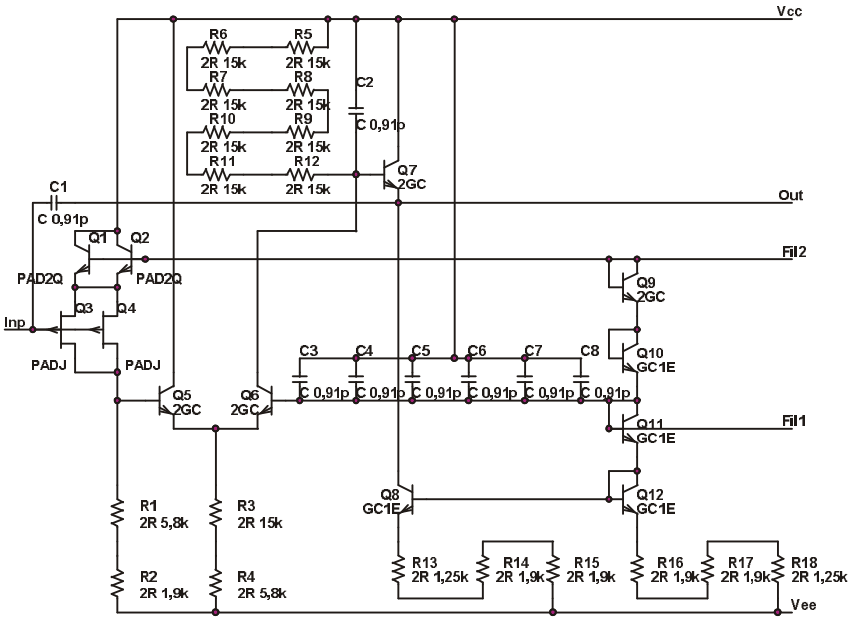


Рис. 1.18. Электрическая схема усилителя Ampl 3

Таблица 1.6

Основные параметры предварительных усилителей

Параметр	Тип усилителя	
	Ampl 2	Ampl 3
Напряжение питания, В	6…8	6…8
Ток потребления, мА	0,35	0,25
Коэффициент усиления напряжения	> 300	> 100
В режиме зарядочувствительного усилителя		
Коэффициент преобразования, мВ/фКл	0,7	0,7
Длительность фронта нарастания, нс	500	200
Входной эквивалентный шумовой заряд, электронов	250+16 пФ$^{-1}$	290+8 пФ$^{-1}$

5. Триггер Шмита (Shaper) на ПЭСЛ вентилях с возможностью регулировки гистерезиса в диапазоне от 30 до 230 мВ.

6. Компоненты аналоговых интерфейсов датчиков: ОУ (AmplU1) с компенсацией входного тока, простой ОУ без компенсации входного тока (AmplU2), инвертирующий усилитель напряжения (AmplU4) с головным малошумящим p-ПТП, токовый аттенюатор (СМ).

ОУ типа AmplU2 (рис. 1.19) оптимизирован для обеспечения полосы пропускания около 1 МГц и малого изменения параметров при поглощённой дозе гамма-излучения 300 крад и воздействии потока нейтронов до 10^{13} н/см^2.

Входной каскад ОУ (рис. 1.19) представляет собой «перегнутый» каскод, образованный n-p-n транзисторами Q_{79}, Q_{80} с ОЭ, источниками тока Q_{64}, Q_{65} и p-n-p транзисторами Q_{71}, Q_{72} с ОБ.

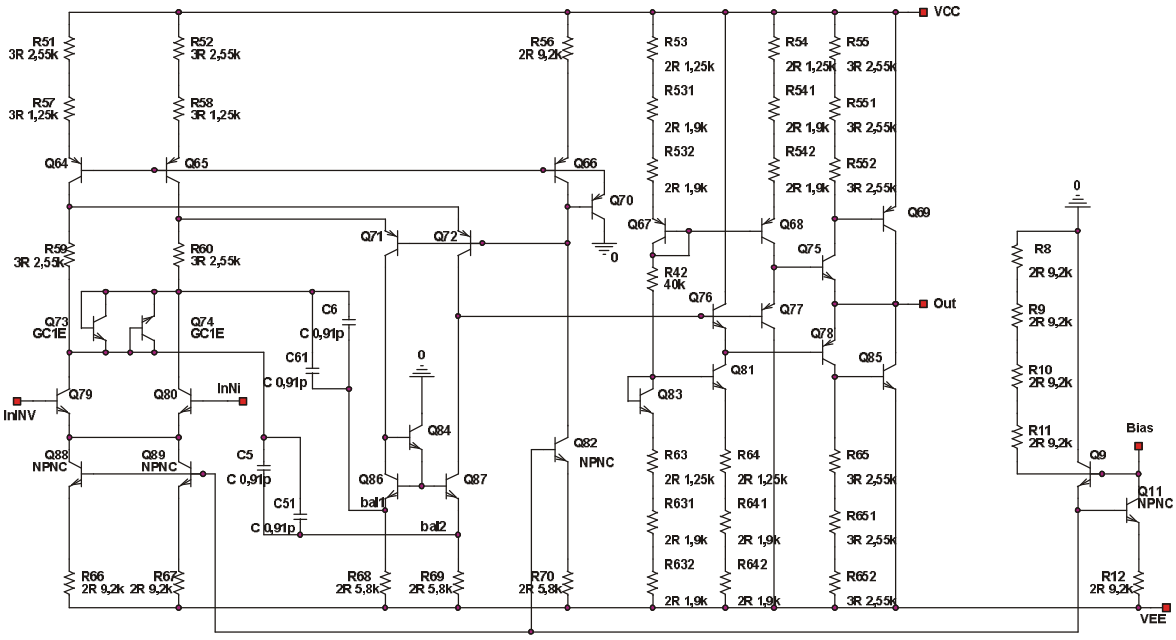


Рис. 1.19. Электрическая схема ОУ AmplU2

Применение «перегнутого» каскода позволяет зафиксировать коллекторный потенциал «головных» транзисторов и уменьшить влияние эффекта Миллера и величину входной ёмкости, а с другой стороны, осуществить сдвиг постоянного уровня напряжения к шине отрицательного напряжения питания V_{EE} и применить динамическую нагрузку в виде повторителя тока на n-p-n транзисторах Q_{84}, Q_{86}, Q_{87}. Такой ОУ можно рассматривать как однокаскадный, в котором всё усиление напряжения осуществляется в высокоимпедансном узле соединения коллекторов транзисторов Q_{72} и Q_{87}, что позволяет осущест-

влять простую коррекцию АЧХ подключением одного внешнего конденсатора. Для сохранения усиления при работе на внешнюю нагрузку высокоимпедансный узел соединяется с выходом через последовательно включённые эмиттерные повторители Q_{76}, Q_{78} и Q_{77}, Q_{75}. Транзисторы с ОЭ Q_{69}, Q_{85} ускоряют заряд-перезаряд ёмкостной составляющей нагрузки.

ОУ типа AmplU1 отличаются от схемы, показанной на рис. 1.19, наличием выводов для балансировки ОУ и схемой компенсации входных токов.

Схемотехнические особенности усилителя AmplU4 и токового аттенюатора СМ поясняет рис. 1.20. Усилитель состоит из «перегнутого» каскода, образованного малошумящим p-ПТП Q_{17} с общим истоком, n-p-n транзистором с ОБ Q_{24} и динамической нагрузкой на источнике тока Q_5, для увеличения выходного малосигнального сопротивления которого применено каскодное включение p-n-p транзистора и p-ПТП. Как и ОУ, схема рис. 1.20 является однокаскадным усилителем напряжения, высокоимпедансный узел которого (коллектор Q_{24}) соединён с внешней нагрузкой через последовательно включённые эмиттерные повторители. Малощумящий транзистор с общей базой Q_8 задаёт потенциал истока головного транзистора Q_{17} и уровень выходного напряжения при отсутствии входного сигнала.

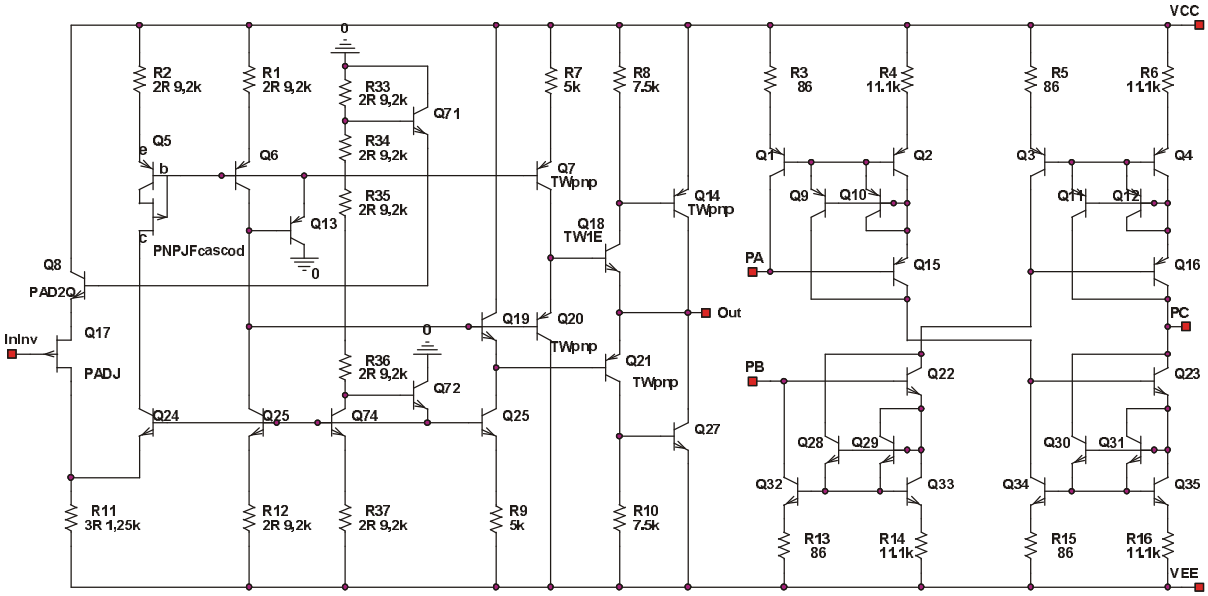
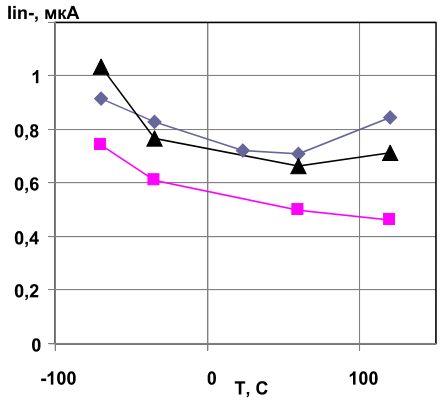


Рис. 1.20. Электрическая схема инвертирующего усилителя AmplU4 и токового аттенюатора СМ

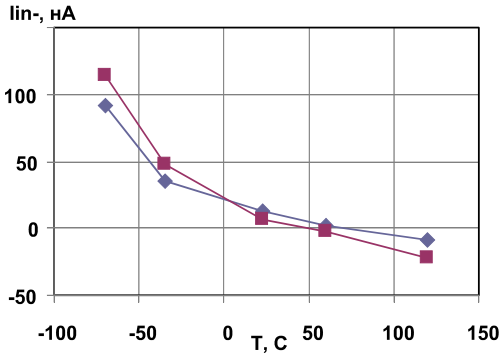
В различных аналоговых устройствах необходимы высокоомные резисторы. Однако их формирование в интегральном исполнении затруднено из-за необходимости усложнения технологического маршрута изготовления ИС для введения воспроизводимых слоёв с высоким удельным сопротивлением (полупроводниковых, поликремниевых, тонкоплёночных) либо из-за большой занимаемой площади и, следовательно, большой паразитной ёмкости высокоомного резистора, выполненного на типовом полупроводниковом слое.

Функции высокоомного резистора допустимо реализовать с помощью преобразователя напряжение-ток и двух токовых аттенюаторов, показанных на рис. 1.20. Каждый аттенюатор содержит последовательно соединённые каскодные «токовые зеркала» с отдельными входами (вывод PA, PB на рис. 1.20). Выходы «токовых зеркал» соединены между собой и с выводом PC. Коэффициент ослабления тока ($K_I = I_{OUT}/I_{IN}$) каждого «токового зеркала» (Q_1, Q_2, Q_9, Q_{10}, Q_{15}) приблизительно определяется отношением эмиттерных резисторов (R_3/R_4) и составляет $K_I \approx 1/130$.

Преимущества разработанных компонентов поясняют результаты измерений трансрезистивного (ОУ с резистором R_F в цепи отрицательной обратной связи) и инструментального (классический на трёх ОУ) усилителей, приведённые на рис. 1.21–1.23.

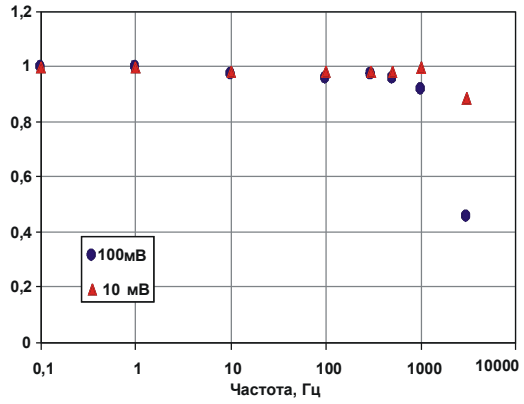


а) для ОУ AmplU2

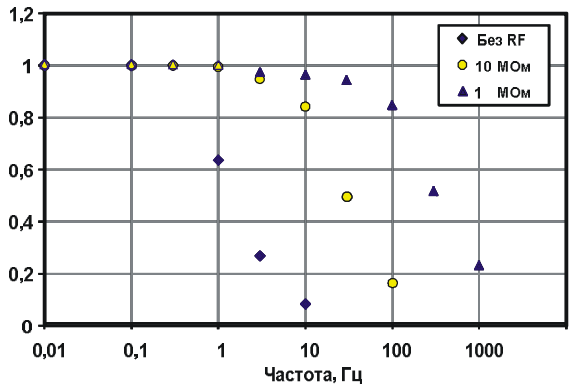


б) для ОУ AmplU1

Рис. 1.21. Зависимость входного тока от температуры

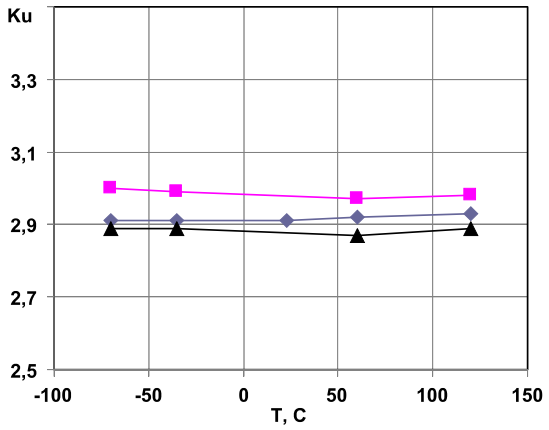


а) инструментального усилителя на ОУ AmplU2 при коэффициенте усиления, равном 17, и разном входном напряжении

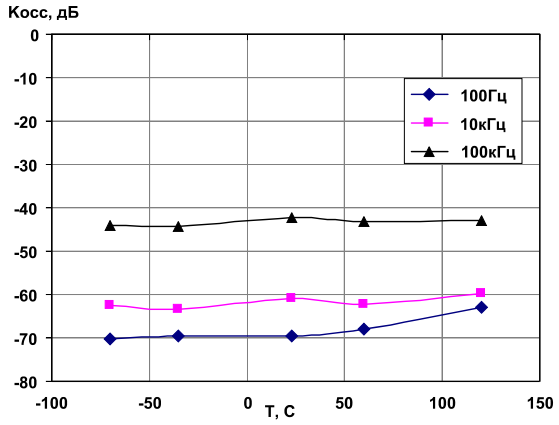


б) ОУ AmplU1 с разной величиной резистора обратной связи R_F

Рис. 1.22. Нормированная АЧХ аналоговых устройств



а) коэффициента усиления



б) коэффициента ослабления синфазного сигнала при разной частоте

Рис. 1.23. Зависимость параметров инструментального усилителя на ОУ AmplU2 от температуры

7. Источник опорного напряжения (Ref5), показанный на рис. 1.24.

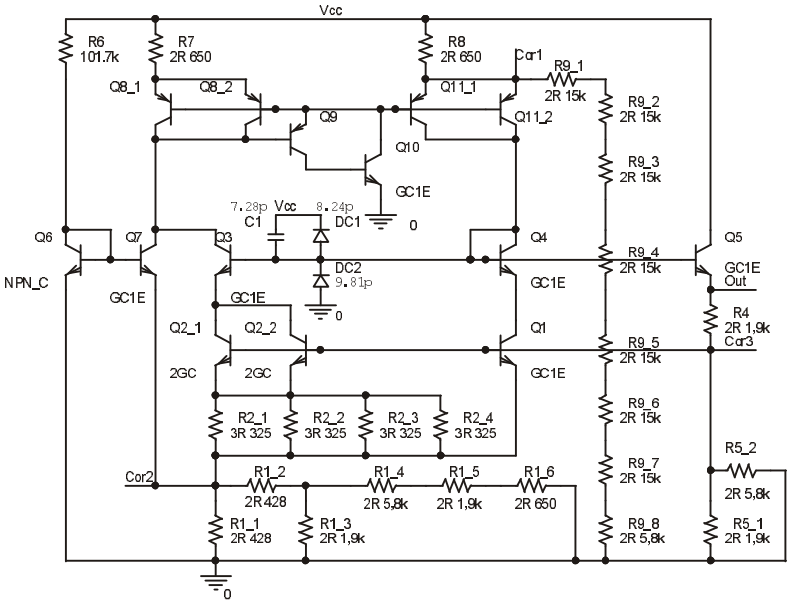
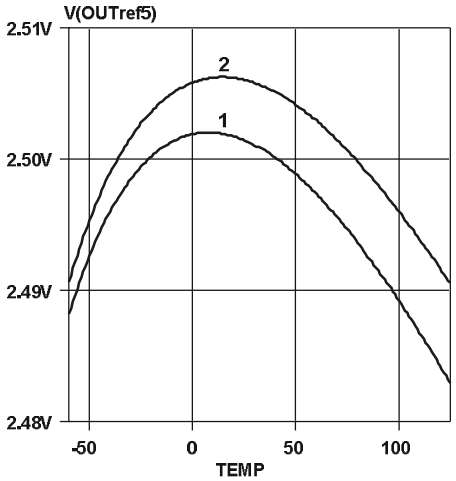


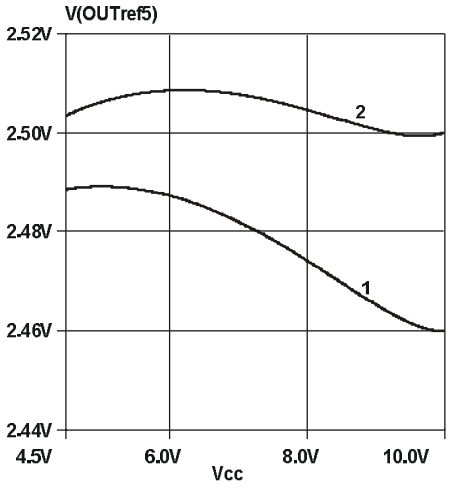
Рис. 1.24. Электрическая схема источника опорного напряжения Ref5

Преимуществом источника опорного напряжения (ИОН) типа Ref5 является возможность подстройки его основных параметров внешними резисторами. Так, резистор R_{COR2} (между выводами COR_2 и V_{EE}) изменяет разность выходных напряжений ИОН при крайних рабочих температурах (рис. 1.25а); резистор R_{COR1} (между выводами COR_1 и V_{EE}) изменяет разность выходных напряжений ИОН при изменении напряжения питания V_{CC} (рис. 1.25б, в).

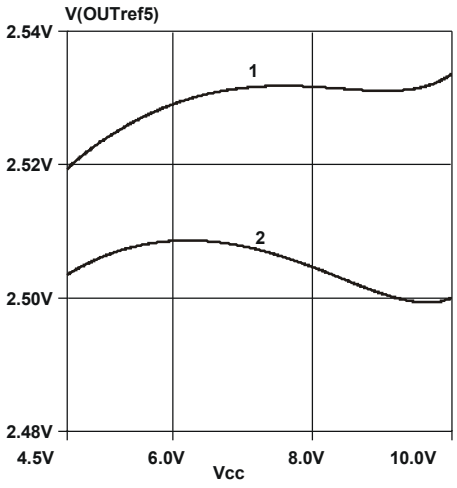


а) от температуры при различном сопротивлении R_{COR2}.
Кривая 1 соответствует сопротивлению 50 кОм, 2 – без R_{COR2}

Рис. 1.25. Зависимость выходного напряжения ИОН типа Ref5 от параметров при номинальном напряжении источника питания, равном 5 В (начало; окончание см. на с. 33)



б) от напряжения питания V_{CC} при различном сопротивлении R_{COR1} между выводами COR_1 и V_{EE}.
Кривая 1 соответствует сопротивлению 500 кОм, 2 – без R_{COR1}



в) от напряжения питания V_{CC} при различном сопротивлении R_{COR1} между выводами COR_1 и V_{CC}.
Кривая 1 соответствует сопротивлению 100 кОм, 2 – без R_{COR1}

Рис. 1.25. Окончание (начало см. на с. 32)

Сравнение параметров Ref5 и биполярно-полевого ИОН типа RefSt приведено в табл. 1.7.

Таблица 1.7

Основные параметры источников опорного напряжения

Наименование параметра	Результаты моделирования	
	RefSt [1]	Ref5 [2]
1	2	3
Номинальное выходное напряжение при температуре, равной 27 °С, В	2,955	2,506
Разность выходных напряжений при температурах, равных -60 и 125 °С, мВ	0,318	-0,091
Максимальное отклонение выходного напряжения от номинального значения в температурном диапазоне от -60 до 125 °С, мВ	-3,559 +11,185	-15,427 +0,268
Максимальное отклонение выходного напряжения от номинального значения при изменении напряжения питания в диапазоне ±0,5 В, мВ	±0,046	-0,751
Максимальное отклонение выходного напряжения от номинального значения при допустимом разбросе параметров n-p-n транзисторов, мВ	-20,102 +31,173	-7,800 +8,608
Максимальное отклонение выходного напряжения от номинального значения при допустимом разбросе сопротивлений резисторов, мВ	-19,517 +23,392	-20,005 +16,808

Окончание табл. 1.7

1	2	3
Максимальное отклонение выходного напряжения от номинального значения при воздействии потока нейтронов 10^{13} н/см^2 (10^{14} н/см^2), мВ	5,099 (47,586)	6,424 (48,361)
Максимальное отклонение выходного напряжения от номинального значения при поглощённой дозе гамма-облучения 500 кРад (1 Мрад), мВ	8,080 (25,264)	30,337 (40,329)
Среднеквадратическое значение выходного шума, мВ	1,277	0,420
Примечание. [1] При напряжении питания, равном 8 В, и сопротивлении нагрузки 150 Ом. [2] При напряжении питания, равном 5 В, в режиме холостого хода.		

1.7. Модернизированные схемотехнические решения

Модернизированный трансрезистивный усилитель Ampl 1-3 изображён на рис. 1.26. В трансрезистивном усилителе применяются только n-p-n БТ и резисторы. Схемотехническое моделирование усилителя без выделенных штриховой линией на рис. 1.26 элементов при воздействии нейтронов ($F_N = 10^{14}$ н/см^2) выявило незначительный (-3,2 %) спад коэффициента преобразования, сохранение формы выходного импульса и уменьшение постоянного уровня выходного напряжения на 268,1 мВ (рис. 1.27), хотя коэффициент передачи тока β транзисторов уменьшился до 50 %.

Анализ рабочего режима элементов схемы позволил установить, что указанный эффект вызван изменением коллекторного напряжения транзисторов Q_{32} и Q_{33} из-за увеличения базового тока выходных эмиттерных повторителей. Для компенсации базового тока транзисторов Q_{39}, Q_{40}, Q_{43}, Q_{44} применено известное техническое решение – в разрыв цепи, по которой протекает коллекторный ток основного БТ (Q_{39}, Q_{40}), включён транзистор Q_{51}, преобразующий коллекторный ток в базовый, который инвертируется по направлению с помощью «токового зеркала» Q_{49}, Q_{50} и поступает в базу основного БТ.

В эмиттерных цепях транзисторов Q_{49}, Q_{50} на рис. 1.26 включены резисторы R_{72}–R_{74}, позволяющие подстроить коэффициент передачи «токового зеркала» и обеспечить компенсацию базового тока основного БТ при малой величине β горизонтальных p-n-p транзисторов. Компенсация базовых токов выходных эмиттерных повторителей в Ampl 1-3 позволила уменьшить сдвиг постоянного выходного напряжения от 268,1 до 82,7 мВ при незначительном (-4,7 %) изменении коэффициента преобразования и формы выходного импульса для $F_N=10^{14}$ н/см^2.

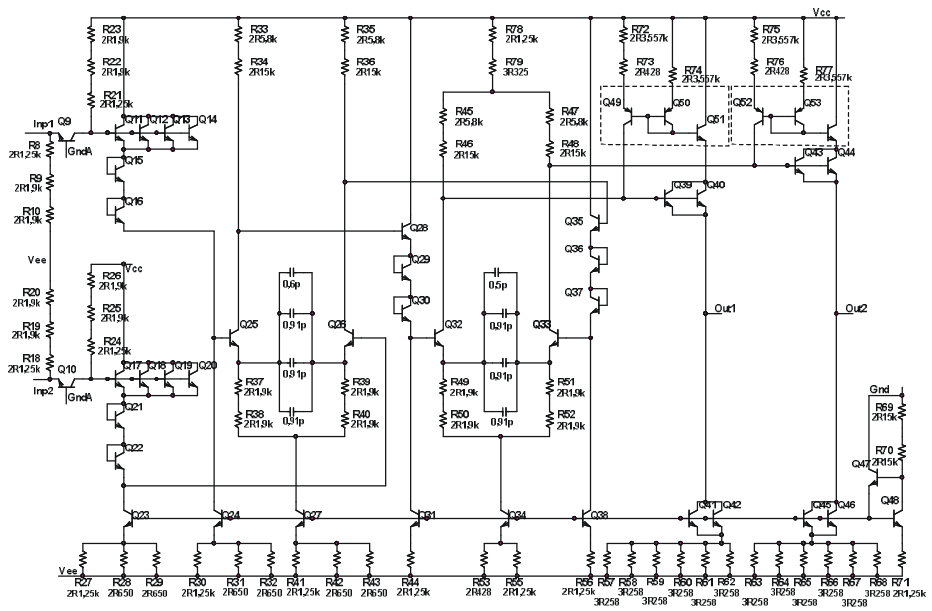
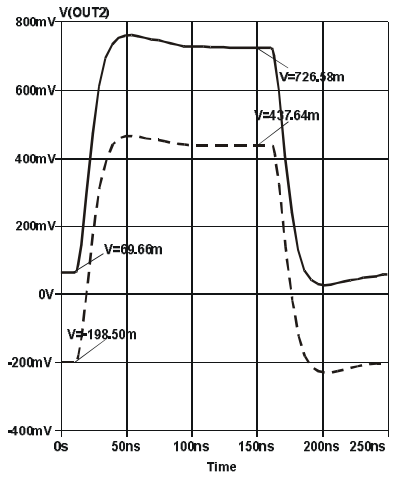
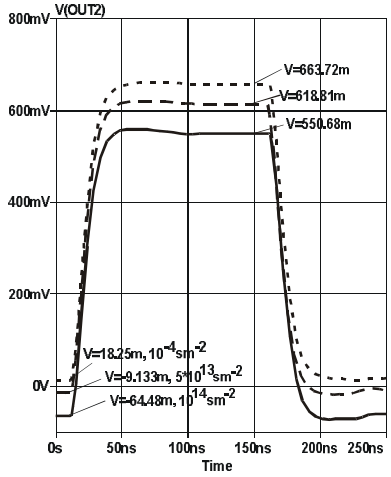


Рис. 1.26. Электрическая схема модернизированного усилителя Ampl 1-3



а) без компенсации базового тока Q_{39}, Q_{40}, Q_{43}, Q_{44}



б) с компенсацией базового тока

Рис. 1.27. Напряжение на выходе усилителя Ampl 1-3 при токовом импульсе на входе величиной 10 мкА и воздействии разных потоков нейтронов (моделирование)

Модернизированный компаратор Comp 1-3, приведённый на рис. 1.28, состоит из трёх дифференциальных каскадов, два из которых (Q_6, Q_8 и Q_{21}, Q_{23}) – с резистивной нагрузкой, а третий (Q_{25}–Q_{32}) – с «открытым» коллектором. Дифференциальные каскады для уменьшения эффекта Миллера используют каскодное включение

транзисторов, а именно транзисторы Q_5, Q_7, Q_{20}, Q_{22} включены с ОБ. Их базовый потенциал задаёт источник опорного напряжения Q_{10}–Q_{13}, R_5, R_{19}, R_{24}. Дифференциальные каскады соединены между собой через эмиттерные повторители Q_1, Q_2, Q_{14}, Q_{15}, которые одновременно сдвигают уровень постоянного напряжения с помощью стабилитронов, выполненных на обратносмещённых эмиттерных переходах транзисторов Q_3, Q_4, Q_{16}, Q_{17}. Рабочий режим транзисторов компаратора устанавливается многокаскадным «токовым зеркалом» Q_9, Q_{13}, Q_{24}, Q_{33}–Q_{36}, Q_{38}.

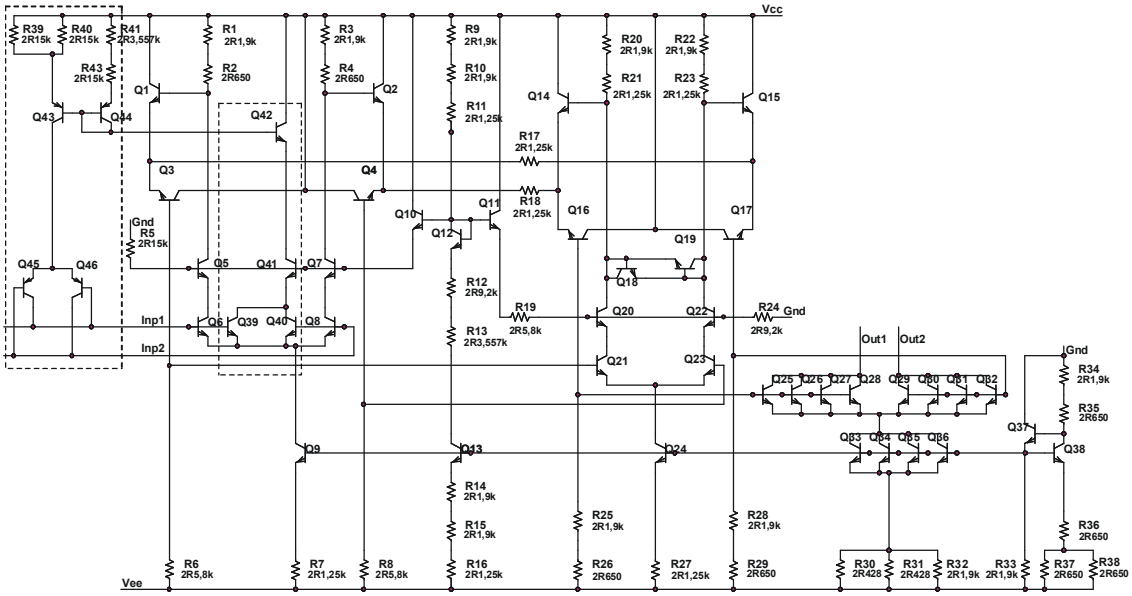


Рис. 1.28. Электрическая схема модернизированного компаратора Comp 1-3

Применение в компараторе только дифференциальных каскадов и съём сигнала между его выходами (в системе проектирования OrCAD напряжение между выходами Out_2 и Out_1 обозначается как $V(Out_2,Out_1)$) объясняют слабое влияние проникающей радиации на форму выходного импульса. Так, на рис. 1.29, 1.30 показаны результаты моделирования для типовых условий работы компаратора: напряжение питания составляет ±5 В, выходы Out_1 и Out_2 соединены с шиной нулевого потенциала через резисторы с сопротивлением 110 Ом, на один из входов поступает постоянное синфазное напряжение, а на другой – импульс, превышающий синфазное напряжение на величину напряжения перевозбуждения, равную 50 мВ. Конечно, влияние потока нейтронов ($F_N=10^{14}$ н/см^2) вызывает изменение на-

пряжения смещения нуля от 735 мкВ до 1,435 мВ (рис. 1.29) и величины максимального тока по каждому выходу от 4,886 до 4,826 мА, но слабо влияет на форму импульса напряжения между выходами компаратора (рис. 1.30).

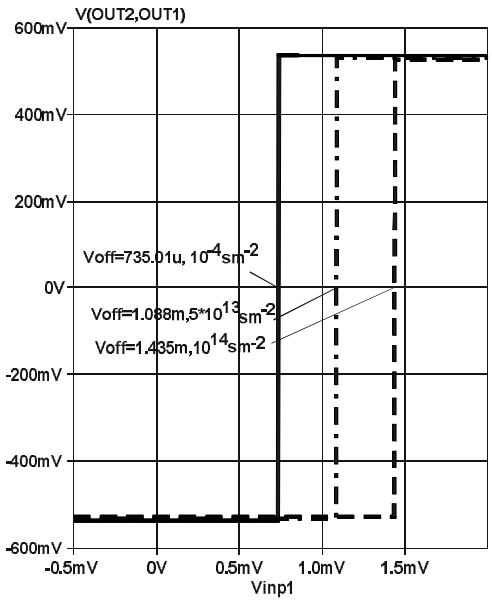


Рис. 1.29. Передаточная характеристика компаратора Comp 1-3 при воздействии разных потоков нейтронов (моделирование)

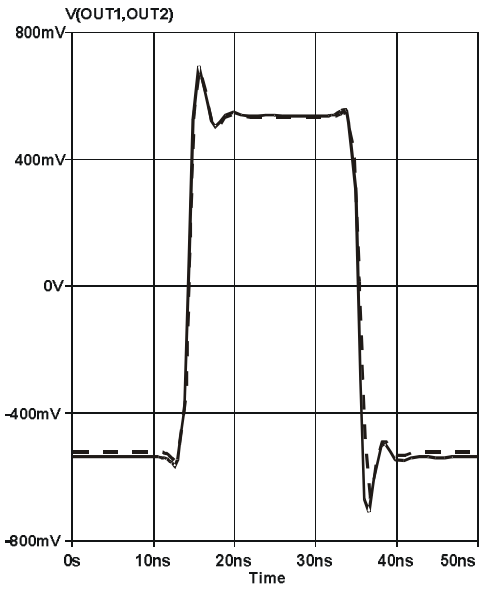


Рис. 1.30. Выходное напряжение компаратора Comp 1-3 до (сплошная линия) и после (штриховая) воздействия потока нейтронов 10^{14} н/см^2 (моделирование)

Деградация β транзисторов при радиационном облучении наиболее существенно сказывается на увеличении входных токов, поэтому для их компенсации применено схемотехническое решение, рассмотренное в работе. Элементы схемы компенсации выделены на рис. 1.28 штриховой линией. Как и ранее, для уменьшения влияния малой величины β горизонтальных p-n-p транзисторов на коэффициент передачи «токового зеркала» в эмиттерных цепях транзисторов Q_{43}, Q_{44} включены резисторы R_{39}–R_{41}, R_{43}. Применение компенсации позволило уменьшить входной ток модернизированного компаратора Comp 1-3 при близком к нулю входном напряжении до величины 0,4 мкА в нормальных условиях и до 1,7 мкА после воздействия потока нейтронов 10^{14} н/см^2.

1.8. Схемы на n-p-n и p-ПТП

Как указывалось ранее, значительное увеличение радиационной стойкости достигается в микросхемах, не содержащих горизонтальные p-n-p транзисторы. Отказ от их применения значительно усложняет схемотехнический синтез, так как затрудняет реализацию «токовых зеркал» и двухтактных усилительных каскадов, а также заставляет принимать особые меры для уменьшения влияния на основные характеристики аналоговых компонентов допустимого технологического разброса параметров ПТП.

Разработанные для АБМК_1_3 схемы ИОН, ОУ и повторителя напряжения без p-n-p транзисторов показаны на рис. 1.31–1.33.

Схема ИОН типа RefSt со следящей обратной связью на БТ и ПТП (рис. 1.31).

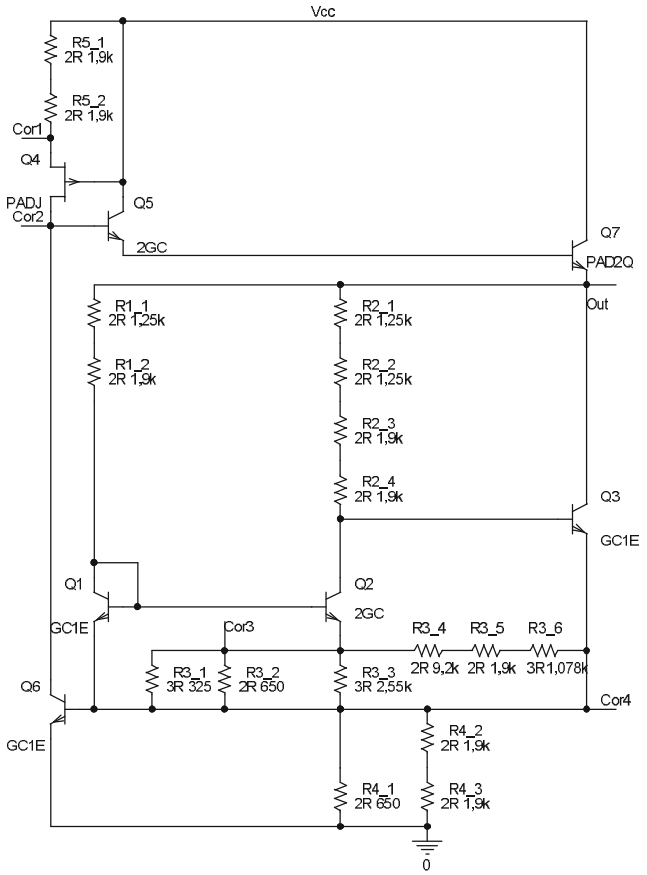


Рис. 1.31. Электрическая схема источника опорного напряжения RefSt

Она характеризуется высокой нагрузочной способностью и слабой зависимостью выходного напряжения от напряжения питания из-за существенно большего выходного малосигнального сопротивления p-ПТП по сравнению с горизонтальным p-n-p транзистором (для элементов

АБМК_1_3 в 6,7 раза) и стабилизации потенциала стока Q_4 и коллектора Q_6. ИОН чувствителен к разбросу напряжения отсечки p-ПТП, однако указанное различие выходного напряжения компенсируется при изменении сопротивления резистора R_5 на рис. 1.31 в диапазоне от 2,5 до 5,0 кОм.

В табл. 1.7 приведены результаты моделирования разработанного ИОН, которые подтверждают возможность достижения предельно малого изменения параметров правильным выбором сопротивления резисторов. В то же время очевидно, что существующий технологический разброс параметров делает необходимыми подстройку сопротивлений резисторов на полупроводниковой пластине или применение внешних подстроечных резисторов с температурным коэффициентом сопротивления, идентичным полупроводниковым резисторам.

Особенностями ***радиационно-стойкого ОУ типа RHAmpl***, показанного на рис. 1.32, являются:

- отсутствие источника тока во входном дифференциальном каскаде (Q_3, Q_7);
- применение каскада с активной нагрузкой на p-ПТП (Q_{12}, Q_{14});
- использование параллельного высокочастотного канала (Q_1, R_1, R_2 и C_1) и выходного каскада на n-p-n транзисторах (Q_{15}, Q_{17}) для увеличения полосы пропускания и скорости изменения выходного напряжения.

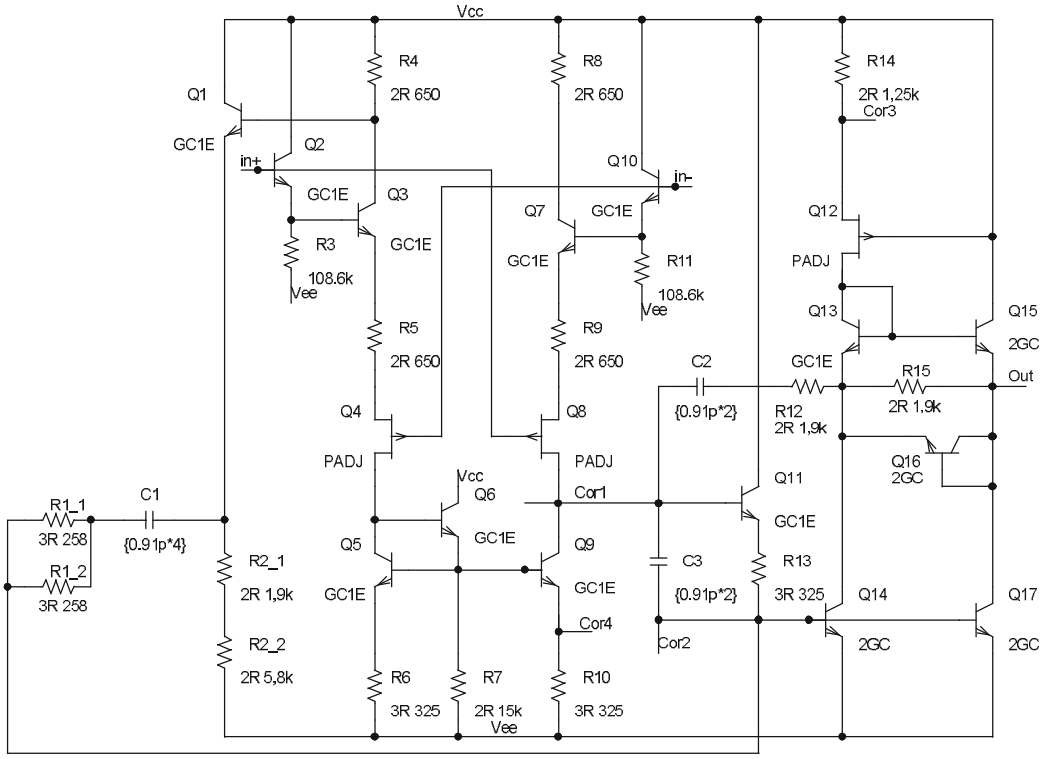


Рис. 1.32. Электрическая схема ОУ типа RHAmpl

Многовариантное схемотехническое моделирование и параметрическая оптимизация позволили выбрать типы применяемых активных элементов АБМК_1_3 (GC1E, 2GC, PADJ) и режимы их работы, обеспечивающие незначительное изменение коэффициента усиления (менее 13 %) и напряжения смещения нуля (от минус 0,799 до 2,899 мВ) при разбросе напряжения отсечки р-ПТП от 1,5 до 2,4 В, что обычно допустимо при реализации аналоговых устройств на ОУ. Кроме того, результаты моделирования, приведённые в табл. 1.8, подтверждают высокую радиационную стойкость разработанного ОУ.

Таблица 1.8

Основные параметры ОУ (RHAmpl) при сопротивлении нагрузки 2 кОм и напряжении питания, равном ± 5,0 В

Параметр		Результаты моделирования
Ток потребления в режиме холостого хода, мА		5,3
Допустимое выходное напряжение, В		от -4,7 до 3,3
Полоса пропускания при единичном усилении, МГц		259,4
Запас фазы при единичном усилении, градусов		51,5
Скорость нарастания (спада) выходного напряжения, В/мкс		252 (339)
Среднеквадратическое значение шума, приведённое ко входу, мкВ: в полосе частот до 1 МГц в полосе частот до 10 МГц в полосе частот до 100 МГц		 7,48 24,22 188,22
Входной ток, мкА	в нормальных условиях	0,55
	при воздействии потока нейтронов 10^{14} н/см^2	0,91
Напряжение смещения нуля, мВ	в нормальных условиях	-1,466
	при воздействии потока нейтронов 10^{14} н/см^2	-1,235
Коэффициент усиления	в нормальных условиях	46480
	при воздействии потока нейтронов 10^{14} н/см^2	28890

Разработанный ***повторитель напряжения*** (рис. 1.33) включает истоковый повторитель на р-ПТП (Q_5, Q_4), эмиттерный повторитель (Q_6, Q_9), каскад сдвига уровня (Q_8, R_5, R_6) и двухтактный выходной каскад на n-p-n и р-ПТП. Основные результаты моделирования повторителя обобщены в табл. 1.9.

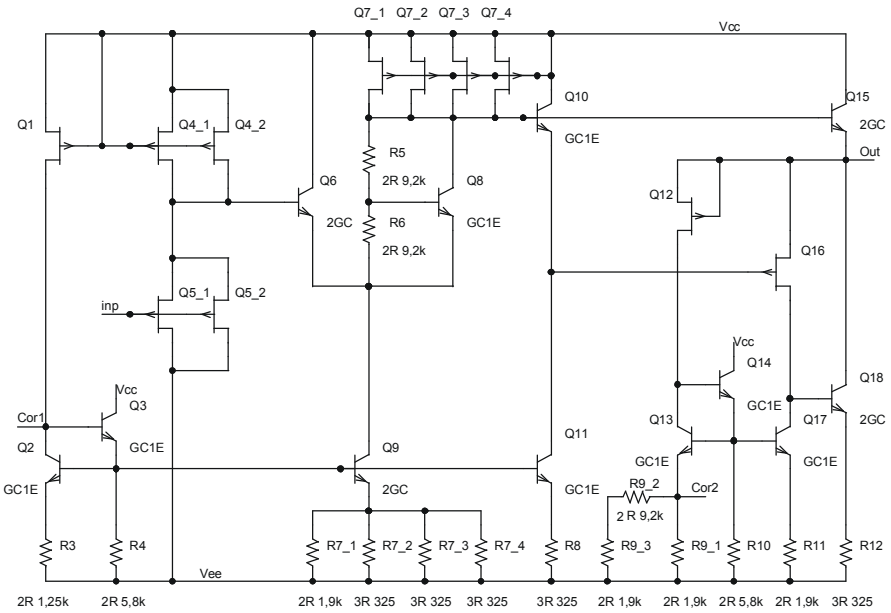


Рис. 1.33. Электрическая схема повторителя напряжения

Таблица 1.9

Основные параметры повторителя напряжения при сопротивлении нагрузки 2 кОм и напряжении питания, равном ± 5,0 В

Параметр		Результаты моделирования
Ток потребления в режиме холостого хода, мА		5,2
Максимальное входное напряжение для коэффициента передачи более 0,9, В		±2,4
Максимальное входное напряжение для коэффициента передачи более 0,5, В		от -3,4 до 4,1
Скорость нарастания (спада) выходного напряжения, В/мкс		358 (521)
Среднеквадратическое значение выходного шума, мВ		0,258
Максимальный входной ток в нормальных условиях, пА		1,000
Напряжение смещения нуля, мВ	в нормальных условиях	-0,191
	при воздействии потока нейтронов 10^{14} н/см^2	17,050
Коэффициент передачи	в нормальных условиях	0,950
	при воздействии потока нейтронов 10^{14} н/см^2	0,945

Созданные аналоговые компоненты позволяют программировать основные параметры. Так, в операционном усилителе RHAmpl:

– резистор R_{COR3}, включённый между узлами COR_3 и V_{CC}, позволяет увеличить коэффициент усиления ОУ при обработке отрицательной полуволны выходного напряжения (вытекающий ток из нагрузки) и низкоомной внешней нагрузке (рис. 1.34);

– конденсатор C_{COR12} (между COR_1 и COR_2) изменяет форму выходного импульса (рис. 1.35);

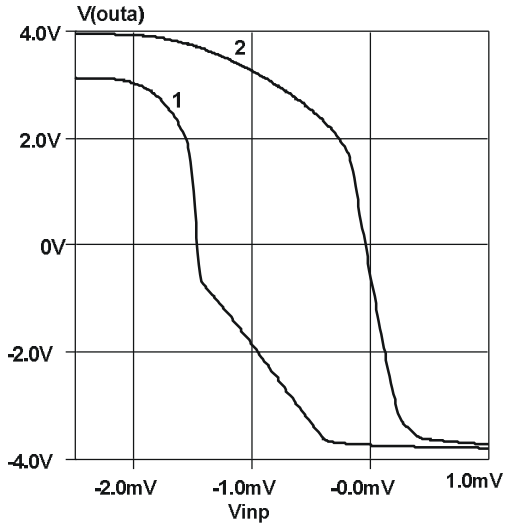


Рис. 1.34. Зависимость выходного напряжения ОУ RHAmpl от входного при различных корректирующих резисторах: кривая 1 – без R_{COR3}, 2 – R_{COR3} = 100 Ом

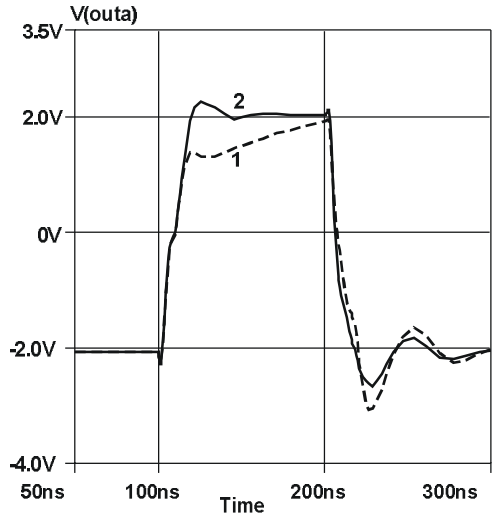


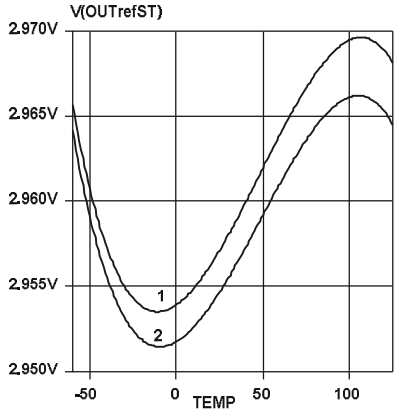
Рис. 1.35. Выходной сигнал ОУ RHAmpl, включённого в режиме неинвертирующего повторителя напряжения, при различных корректирующих конденсаторах: кривая 1 – без C_{COR12}, 2 – C_{COR12} = 1 пФ

– резистор R_{COR4} (между COR_4 и V_{EE}/V_{CC}) регулирует напряжение смещения нуля (V_{OFF}). ОУ при схемотехническом моделировании был сбалансирован выбором сопротивления резистора R_{10} и его V_{OFF} = -1,455 мВ. Уменьшение сопротивления R_{10} за счёт параллельного включения R_{COR4} позволяет плавно увеличить V_{OFF} до 21 мВ. Если из-за разброса параметров элементов напряжение смещения нуля ОУ имеет положительное значение, то для его минимизации целесообразно подсоединить большое сопротивление (около 300 кОм) между узлами COR_4 и V_{CC} и таким образом сдвинуть величину V_{OFF} в отрицательную область значений, а затем, подсоединяя R_{COR4} между COR_4 и V_{EE}, обеспечить $V_{OFF} \approx 0$.

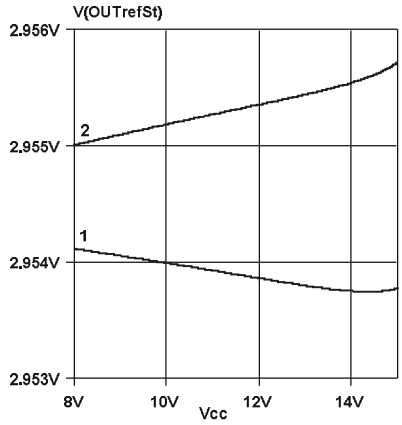
Для источника опорного напряжения RefSt:

– резистор R_{COR34} (между COR_3 и COR_4) изменяет разность выходных напряжений при крайних рабочих температурах (рис. 1.36а);

– резистор R_{COR1} позволяет минимизировать зависимость выходного напряжения от напряжения питания V_{CC} (рис. 1.36б);



а) от температуры при различном сопротивлении R_{COR34}: кривая 1 соответствует сопротивлению 100 кОм, 2 – без R_{COR34}



б) от напряжения питания V_{CC} при различном сопротивлении R_{COR1}: кривая 1 соответствует сопротивлению 500 кОм, 2 – без R_{COR1}

Рис. 1.36. Зависимость выходного напряжения ИОН типа REFSt от параметров при номинальном напряжении источника питания, равном 8 В

– конденсатор между COR_2 и «землёй» (любым источником постоянного напряжения) уменьшает уровень выходных шумов.

Для повторителя напряжения:

– резистор R_{COR1} (между COR_1 и V_{CC}) позволяет увеличить скорость спада выходного напряжения (рис. 1.37). Так, для внешней нагрузки, равной 500 Ом, скорость спада выходного напряжения растёт от 243 до 573 В/мкс;

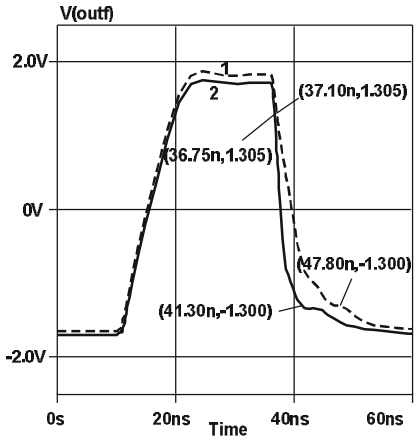
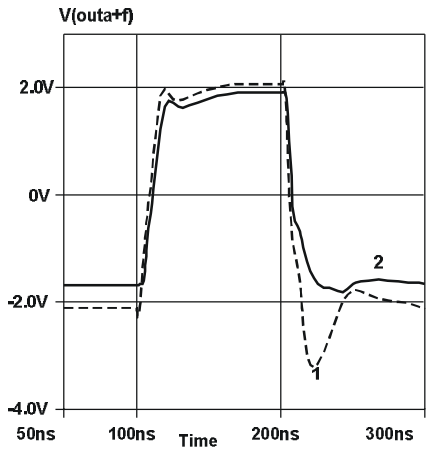


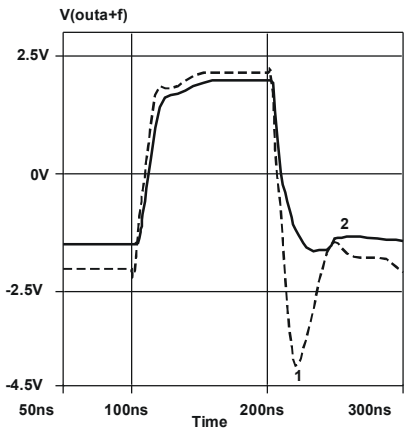
Рис. 1.37. Выходной сигнал повторителя напряжения при сопротивлении внешней нагрузки 500 Ом и различных номиналах корректирующих резисторов R_{COR1}:
кривая 1 – без R_{COR1} , 2 – R_{COR1} = 50 кОм

– резистор R_{COR2} (между COR2 и V_{EE}/V_{CC}) изменяет напряжение смещения нуля от -63 до 69,5 мВ.

Схемотехническое моделирование подтвердило работоспособность последовательного соединения ОУ и повторителя напряжения. Когда выход повторителя соединён с входом ОУ, то полученное соединение эквивалентно ОУ с высоким входным импедансом, частотой единичного усиления, равной 60 МГц, и запасом фазы на частоте единичного усиления около 61°. Соединение выхода ОУ с входом повторителя напряжения позволяет увеличить нагрузочную способность и уменьшить отрицательный выброс на фронте спада выходного напряжения (рис. 1.38).



а) в нормальных условиях



б) после воздействия потока нейтронов 10^{14} н/см^2

Рис. 1.38. Выходной сигнал ОУ, включённого в режиме неинвертирующего повторителя напряжения (кривая 1), и повторителя напряжения, соединённого с выходом ОУ, (кривая 2) при сопротивлении нагрузки 500 Ом

Выводы

1. Наиболее эффективным способом реализации специализированных аналоговых микросхем является создание полузаказных микросхем на базовых матричных кристаллах. Существуют и доступны для использования базовые кристаллы, выпускаемые российскими предприятиями, однако они не в полной степени удовлетворяют разработчиков радиационно-стойких микросхем.

2. Для обеспечения требуемого уровня радиационно-стойких аналоговых микросхем целесообразно использовать:

- базовый матричный кристалл АБМК_1_3 с универсальными конструкциями активных элементов, номенклатурой и количеством активных и пассивных элементов, ориентированными на создание быстродействующих и радиационно-стойких микросхем;
- «Spice-модели», учитывающие существующий технологический разброс параметров и влияние проникающей радиации разных видов;
- библиотеку стандартных решений аналоговых компонентов трёх различных уровней радиационной стойкости;
- модернизированный маршрут проектирования полузаказных радиационно-стойких микросхем.

3. Проектирование полузаказных микросхем на АБМК_1_3 возможно на уровне как интегральных элементов, так и компонентов библиотеки. Последний случай предпочтителен при создании радиационно-стойких специализированных микросхем, так как уменьшает риск проектирования, материальные и временные затраты на сертификацию микроэлектронного устройства.

4. Если компоненты библиотеки АБМК_1_3 не обеспечивают требуемые параметры изделия, то рекомендуется выполнение их модернизации в соответствии с предложенными правилами синтеза и(или) применение отдельных фрагментов из рассмотренных схемотехнических решений, моделирование радиационного изменения параметров и дополнительные сертификационные испытания микроэлектронного устройства.

5. Компьютерное моделирование транзисторов радиационно-стойкого базового матричного кристалла АБМК_1_3 указывает на следующие особенности данных активных элементов в диапазоне внешних воздействий.

Нестабильность характеристик транзисторов АБМК_1_3 является их существенным недостатком. Температура окружающей среды влияет как на входные, так и на выходные характеристики транзистора. Особенно сильно возрастание температуры сказывается на обратном токе коллекторного перехода.

Наряду с температурными погрешностями достаточно сильно изменяются параметры транзисторов под действием потока нейтронов и накапливающей дозы радиации. Установлено, что на входные и выходные ВАХ вышеуказанные дестабилизирующие факторы влияют приблизительно одинаково.

При моделировании было выявлено, что накапливающая доза радиации (Dg) до 1 Мрад, как и поток нейтронов, незначительно влияет на входную характеристику транзистора – зависимость $I_э = f(U_{эб})$. За счёт слабого влияния коллекторной цепи выявлена устойчивость выходных характеристик не только к накапливающей дозе радиации, но и к температурному воздействию. При этом влияние потока нейтронов на характеристику $I_э = f(U_{эб})$ также относительно мало.

Коэффициент передачи тока базы (β) существенно зависит от тока эмиттера (коллектора). С ростом тока эмиттера β вначале повышается вследствие увеличения напряжённости внутреннего поля базы, ускоряющего перенос дырок через базу к коллектору и этим уменьшающего рекомбинационные потери на поверхности базы.

При значительной величине тока эмиттера коэффициент передачи тока базы β начинает падать за счёт снижения коэффициента инжекции, уменьшения эффективной площади эмиттера и увеличения рекомбинационных потерь в объёме базы.

6. Наиболее сильно возрастание температуры сказывается на обратном токе коллекторного перехода p-n-p транзистора. Повышенная температурная нестабильность характеристик p-n-p транзистора является их существенным недостатком. Но наряду с температурными погрешностями достаточно сильно влияют на характеристики транзистора как действие потока нейтронов, так и накапливающая доза радиации.

При моделировании было выявлено, что накапливающая доза радиации (Dg) до 1 Мрад относительно слабо влияет на входную характеристику транзистора $I_э (U_{эб})$.

При совместных видах воздействий происходит существенная деградация качественных показателей p-n-p транзистора. Однако и при нормальных условиях работы (TEMP = 27 ºC, Dg = 100 рад, Fn = 0) транзистор имеет сравнительно малое значение коэффициента усиления по току базы (β).

Транзистор p-n-p практически перестаёт усиливать ток базы (β в микрорежиме не превышает значения 6) при воздействии потока нейтронов свыше 10^{17} нейтрон/м^2 или при накапливающей дозе радиации выше 300 крад. Эти выводы в очередной раз показывают нецелесообразность применения p-n-p транзисторов АБМК_1_3 не только в качестве основных активных элементов, но и в составе простейших динамических нагрузок.

При воздействии дестабилизирующих факторов значение h_{22} изменяется координально, что также говорит о плохой работе p-n-p транзисторов и сильном влиянии паразитных параметров в условиях, отличных от условий нормальной работы транзистора.

Все три рассматриваемых вида дестабилизирующих факторов существенно влияют на малосигнальные параметры p-n-p транзистора. Например, увеличение коллекторного тока (до 2 мА) незначительно снижает относительную погрешность выходного сопротивления (при влиянии Dg – с 94 до 78 %; при влиянии TEMP – с 36 до 28 %; при влиянии Fn – с 70 до 63 %). Однако среднее значение самого сопротивления становится больше, вследствие чего влияние выходной проводимости оказывается одним из доминирующих. Впоследствии это отражается на качественных показателях усилительного устройства.

Относительные погрешности остальных малосигнальных параметров p-n-p транзистора имеют постоянный характер: относительная погрешность коэффициента усиления по току (β) на всём диапазоне изменения коллекторного тока остаётся постоянной и составляет 30 % при температурном влиянии, 70 % при влиянии потока нейтронов и 80 % при влиянии накапливающей дозы радиации. Относительные погрешности входного сопротивления и коэффициента обратной связи по напряжению при одновременном воздействии всех дестабилизирующих факторов не превышают 6 %.

Вопросы для самоконтроля

1. Что такое базовый матричный кристалл и почему он обеспечивает сокращение затрат на производство микросхем?
2. Поясните структуру АБМК_1_3.
3. Какие активные элементы АБМК_1_3 доступны для проектирования микросхем?
4. Поясните характеристики биполярных транзисторов АБМК_1_3.
5. Назовите основные правила схемотехнического синтеза биполярных микросхем, малочувствительных к радиации.
6. Поясните основные (типовые) схемотехнические решения различных усилителей на основе АБМК_1_3.

2. АВТОНОМНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ АБМК_1_3 В УСЛОВИЯХ РАДИАЦИОННЫХ И ТЕМПЕРАТУРНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

2.1. Математическая модель транзисторов с учётом дестабилизирующих факторов

Для определения в диапазоне температурных и радиационных воздействий схемных функций аналоговых устройств, содержащих многополюсные элементы, необходимо определить их автономные и неавтономные параметры. Автономные параметры определяются следующей обобщённой системой уравнений [29]:

$$E_{wr} = E^0_{wr} + \Delta E_{wr};\ J_{ws} = J^0_{ws} + \Delta J_{ws}, \qquad (2.1)$$

где

$$E^0_{wr} = U^0_r - (\sum z_{ri} I^0_i + \sum \mu_{rj} U^0_j);$$

$$J^0_{ws} = I^0_s - (\sum B_{si} I^0_i + \sum y_{sj} U^0_j);$$

$$y_{ri} = \frac{\partial I_s}{\partial U_j}, \Delta E_{wr} = \sum_{к} \frac{\partial U_r}{\partial \varepsilon_k}\bigg|_{X_0, \varepsilon_k} (\varepsilon_k - \varepsilon^0{}_к),$$

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

$$z_{ri} = \frac{\partial U_r}{\partial I_i},$$

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.

Уравнения транзистора как автономного четырёхполюсника (рис. 2.1) для системы h-параметров в схеме с общей базой имеют вид:

$$u_1 = h_{11} i_i + h_{12} u_2 + e^*_h + e_h, \qquad (2.2)$$

$$i_2 = h_{21} i_i + h_{22} u_2 + j^*_h + j_h,$$

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.

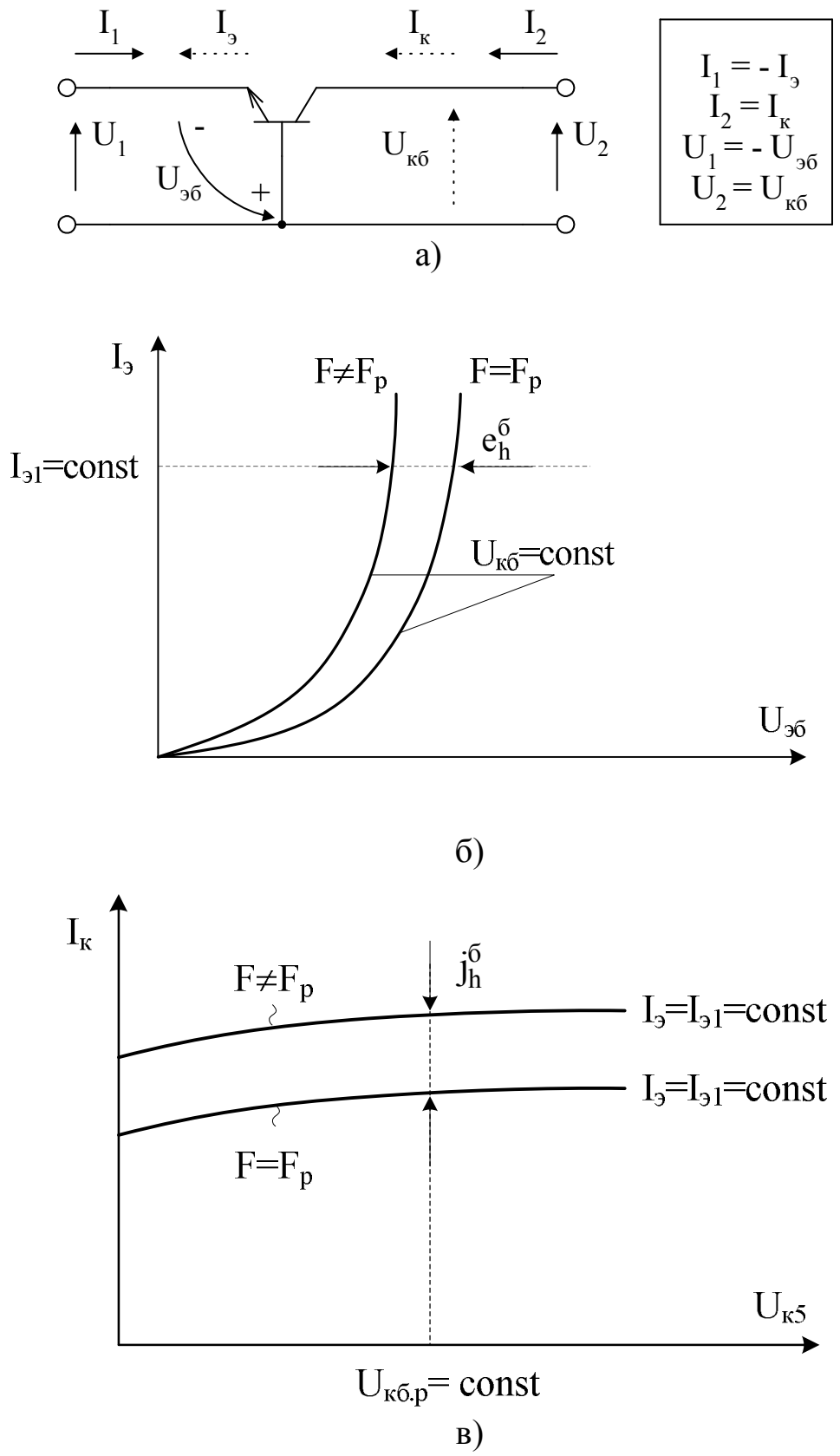


Рис. 2.1. Транзистор как автономный четырёхполюсник (а) и радиационное смещение его статических характеристик (б, в)

Причём:

$$e_h^* = \frac{\partial U_1}{\partial T}\Bigg|_{\substack{dT \\ I_1 = I_{1p} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}} \quad ; \quad j_h^* = \frac{\partial I_2}{\partial T}\Bigg|_{\substack{dT \\ I_1 = I_{1p} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p}} \cdot \qquad (2.3)$$

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:

$$e_h^{*б} \approx \frac{U_{go} - U_{эб}}{T}\Delta T, \qquad (2.4)$$

$$j_h^{*б} = \Delta\alpha \cdot I_{э.р} + \Delta I_{кб.о} \approx \frac{I_{э.р}}{\beta T}\Delta T + I_{кб.о}e^{c\cdot\Delta T}, \qquad (2.5)$$

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;

$\Delta\alpha = \frac{K\alpha}{\beta T}\cdot\Delta T \approx \approx K_\alpha(1-\alpha)\Delta T$; K_α=1÷2 – постоянная транзистора;

β(α) – коэффициент усиления по току базы (эмиттера).

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

$$e_h^б = \frac{dU_1}{dF}\Bigg|_{\substack{\Delta F \\ I_1 = I_{1p} = I_{э1} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}} = \frac{dU_{эб}}{dF}\Bigg|_{\substack{\Delta F \approx \Delta U_{эб} \\ I_э = I_{э1} = I_{1p} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}} ; \qquad (2.6)$$

$$j_h^б = \frac{dI_2}{dF}\Bigg|_{\substack{\Delta F \\ I_1 = I_{1p} = I_{э1} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}} = \frac{dI_к}{dF}\Bigg|_{\substack{\Delta F \approx \Delta I_к \\ I_э = I_{э1} = I_{1p} = const \\ F = F_p = const \\ T = T_p = const}} . \qquad (2.7)$$

С учётом (2.2) эквивалентная схема транзистора для расчёта статического режима, на который воздействует температура и радиация, может быть представлена в виде рис. 2.2.

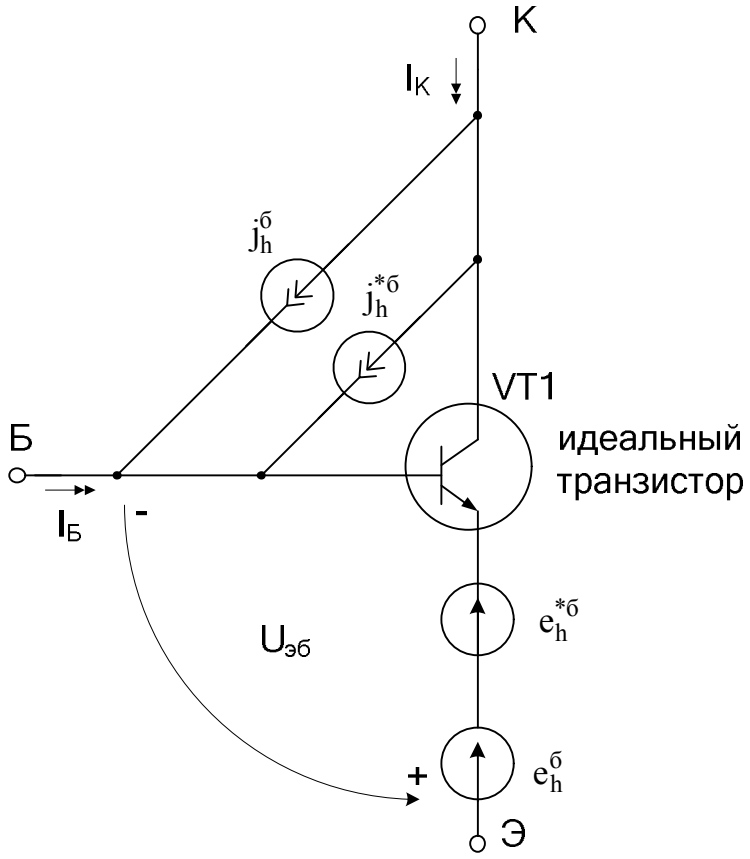


Рис. 2.2. Модель транзистора
с учётом автономных параметров $e_h^б$ и $j_h^б$

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

2.2. Результаты компьютерного моделирования радиационной зависимости автономных параметров $e_h^б$ и $j_h^б$

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

$$e_h^б = \Delta U_{эб}\Big|_{\substack{I_э = const \\ U_{кб} = const}} ; \qquad (2.8)$$

$$j_h^б = \Delta I_к\Big|_{\substack{I_э = const \\ U_{кб} = const}} . \qquad (2.9)$$

Используя радиационно-зависимые модели транзисторов АБМК_1_3, 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. 2.3–2.7).

При широком диапазоне изменения F целесообразно использовать логарифмический масштаб по оси «X» (рис. 2.5, 2.8).

Таким образом, компьютерное моделирование режимной и радиационной зависимости $j_h^б$ (рис. 2.5) и $e_h^б$ (рис. 2.8) 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 (рис. 2.9, 2.10).

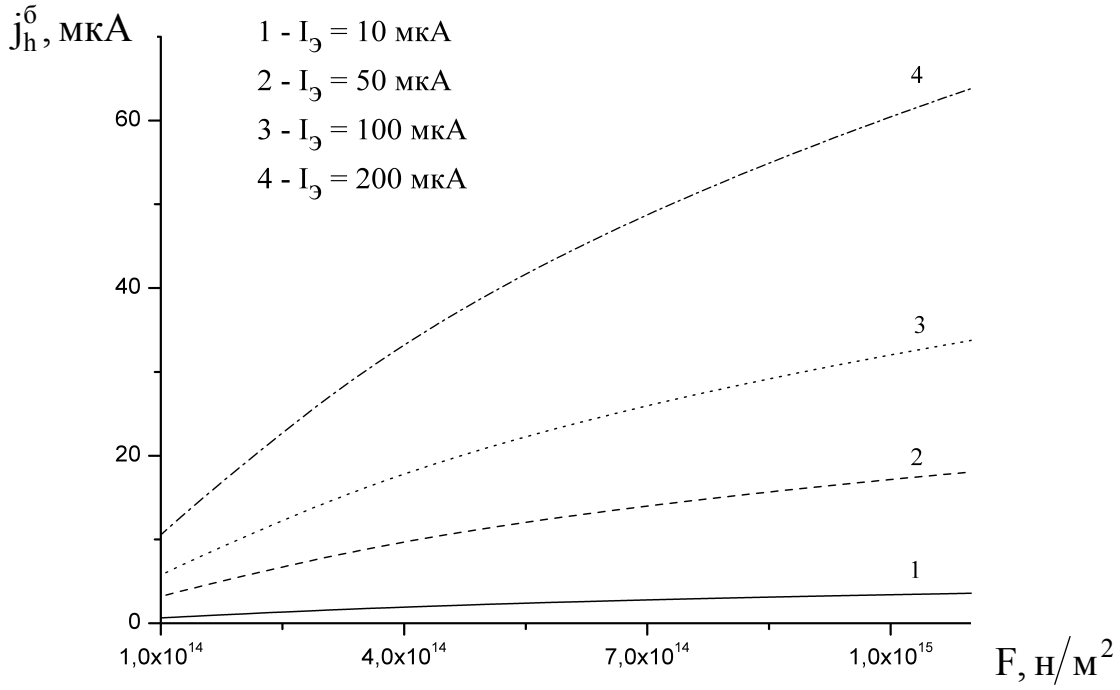


Рис. 2.3. Радиационная зависимость $j_h^б$ при потоке нейтронов в диапазоне $1\cdot10^{14} \div 1\cdot10^{15}$ н/м^2 (линейный масштаб по оси F)

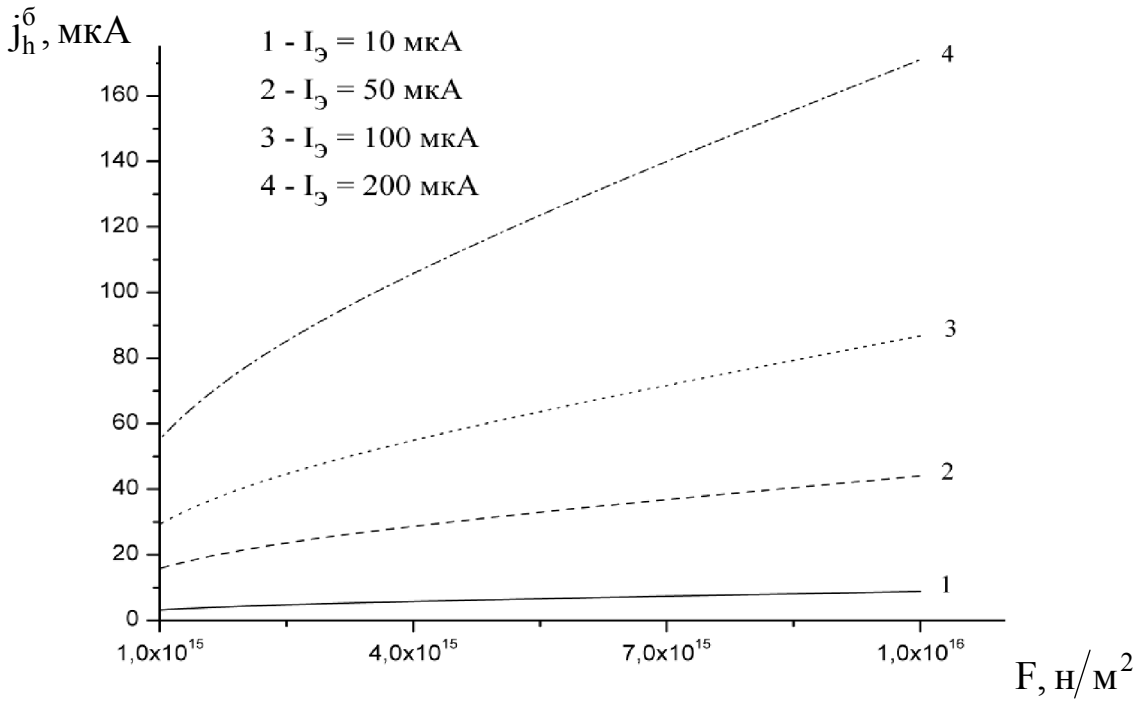


Рис. 2.4. Радиационная зависимость $j_h^б$ при потоке нейтронов в диапазоне $F = 1 \cdot 10^{15} \div 1 \cdot 10^{16}$ н/м^2 (линейный масштаб по оси F)

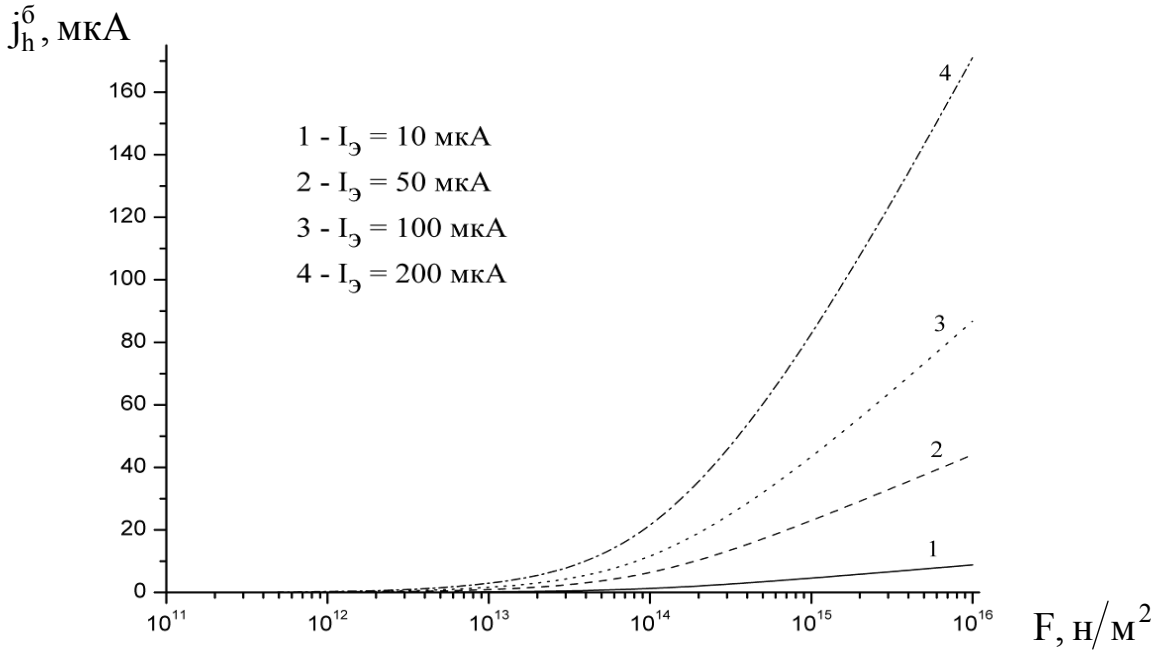


Рис. 2.5. Радиационная зависимость $j_h^б$ в широком диапазоне изменения F ($10^{11} \div 10^{16}$ н/м^2)

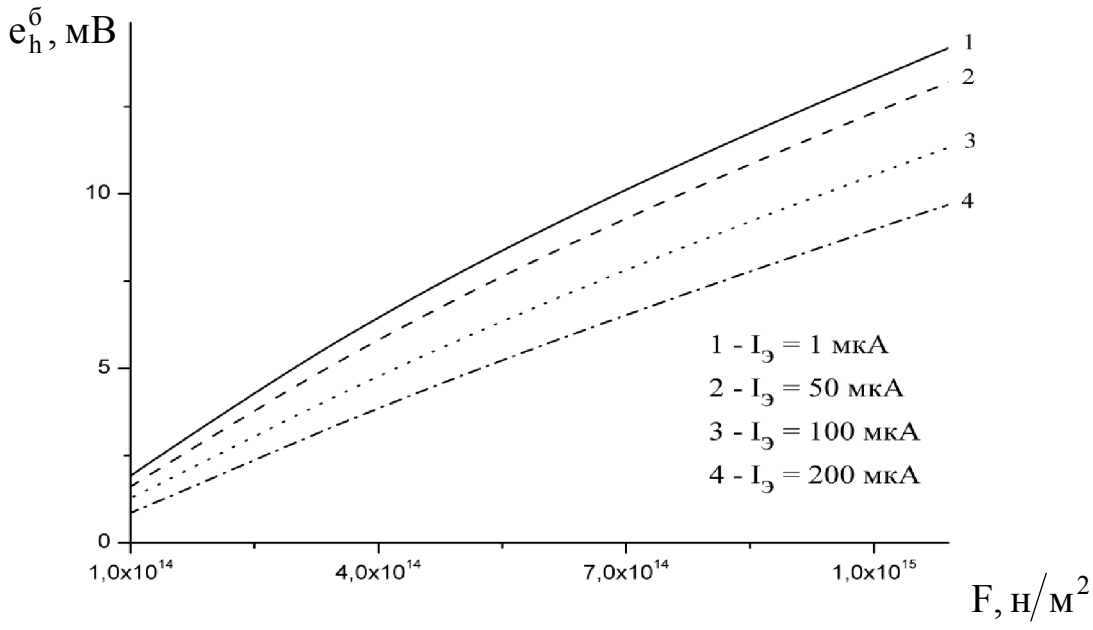


Рис. 2.6. Радиационная зависимость автономного параметра $e_h^б$ в диапазоне $F = 10^{14} \div 10^{15}$ н/м^2

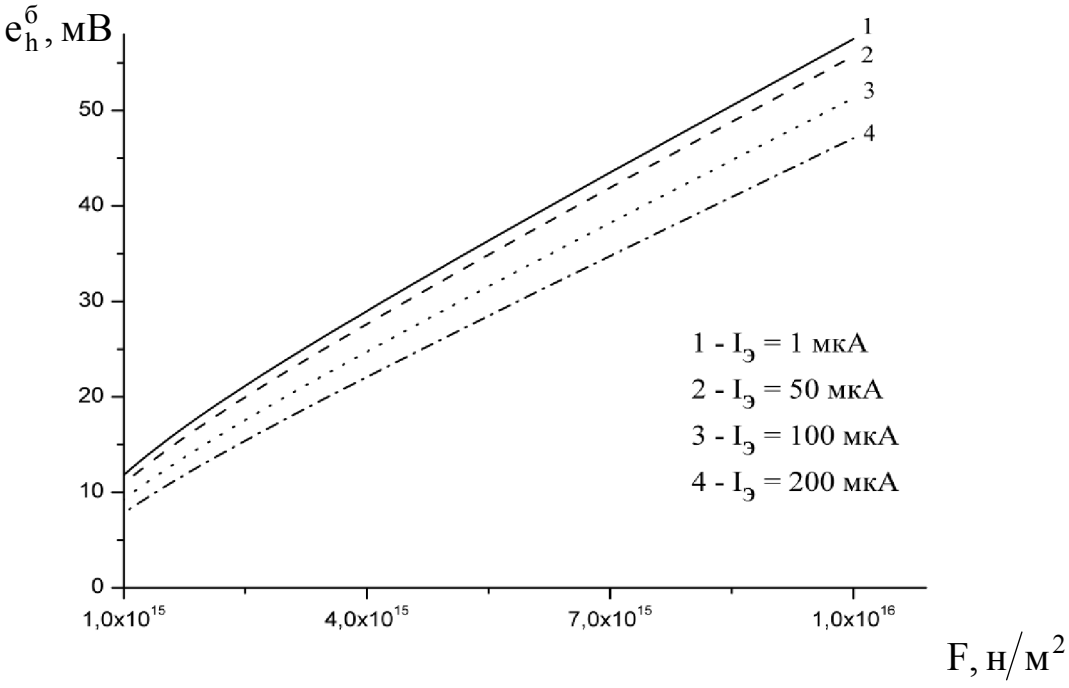


Рис. 2.7. Радиационная зависимость автономного параметра $e_h^б$ в диапазоне $F = 10^{15} \div 10^{16}$ н/м^2

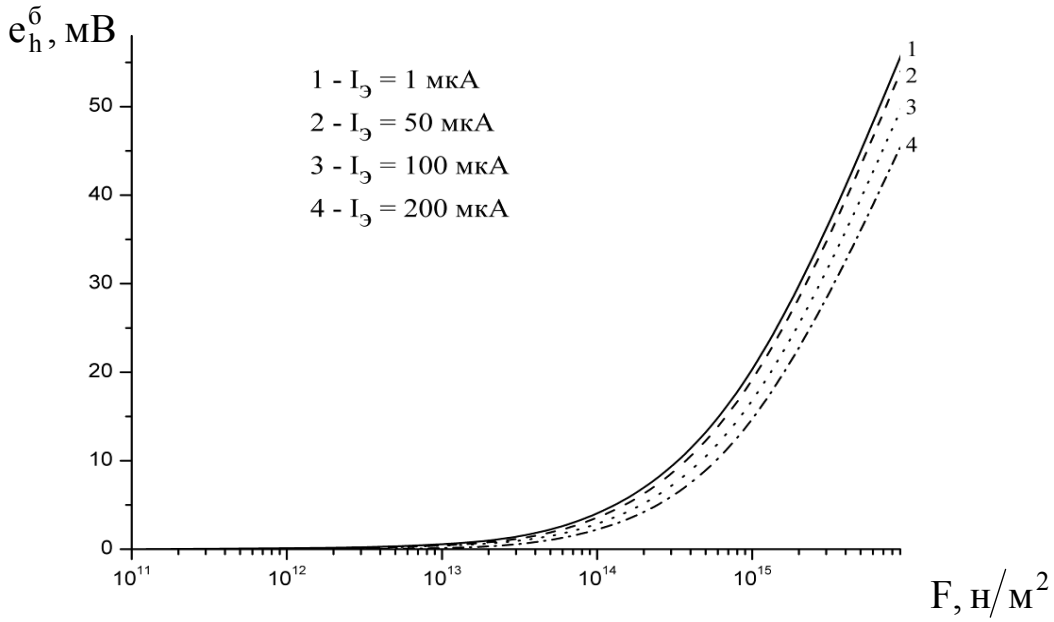


Рис. 2.8. Радиационная зависимость автономного параметра $e_h^б$ в широком диапазоне изменения потока нейтронов

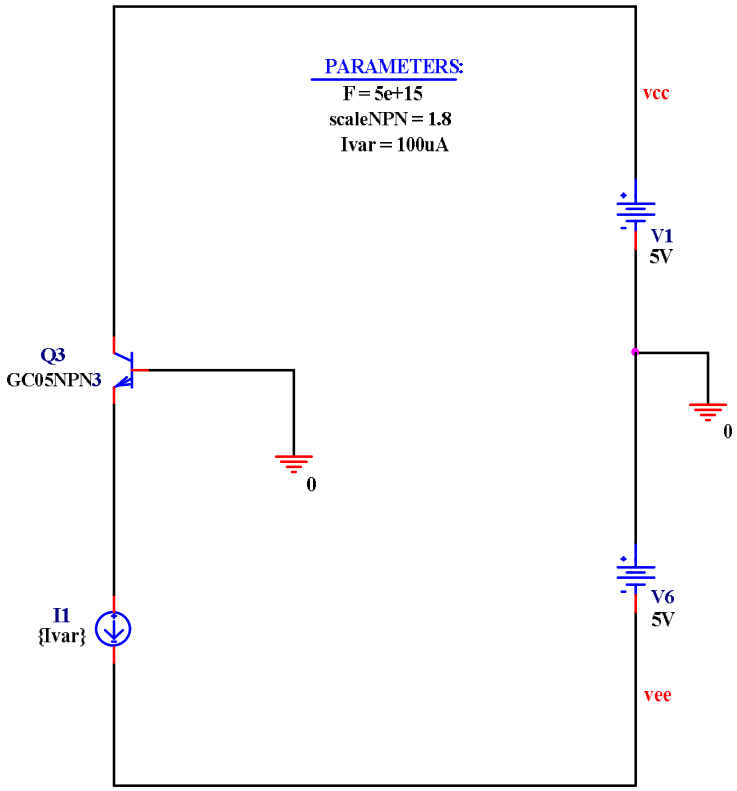


Рис. 2.9. Схема измерения автономного параметра $j_h^б$

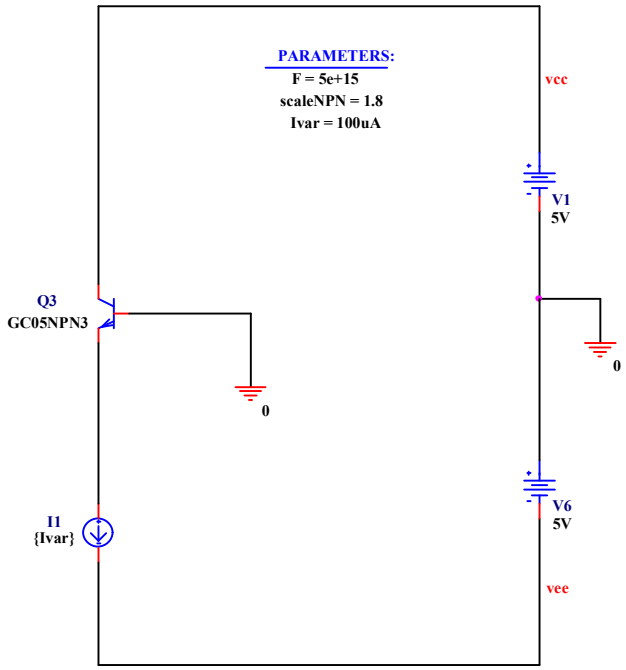


Рис. 2.10. Схема измерения автономного параметра $e_h^б$

2.3. Аппроксимация аналитической функцией радиационной зависимости автономного параметра $j_h^б$

Для практических расчётов $j_h^б$ можно аппроксимировать полученные выше графики $j_h^б = f_1(F)\Big|_{I_э = var}$ аппроксимирующей функцией:

$$j_h^б = \frac{aF}{b + F}, \qquad (2.10)$$

где F – переменная величина (поток нейтронов), [н/м^2];

a, b – постоянные для выбранного тока эмиттера $I_{эi}$ коэффициенты аппроксимирующей функции $f_1(F)$.

В табл. 2.1 приведены численные значения коэффициентов «a» и «b» при разных токах эмиттера.

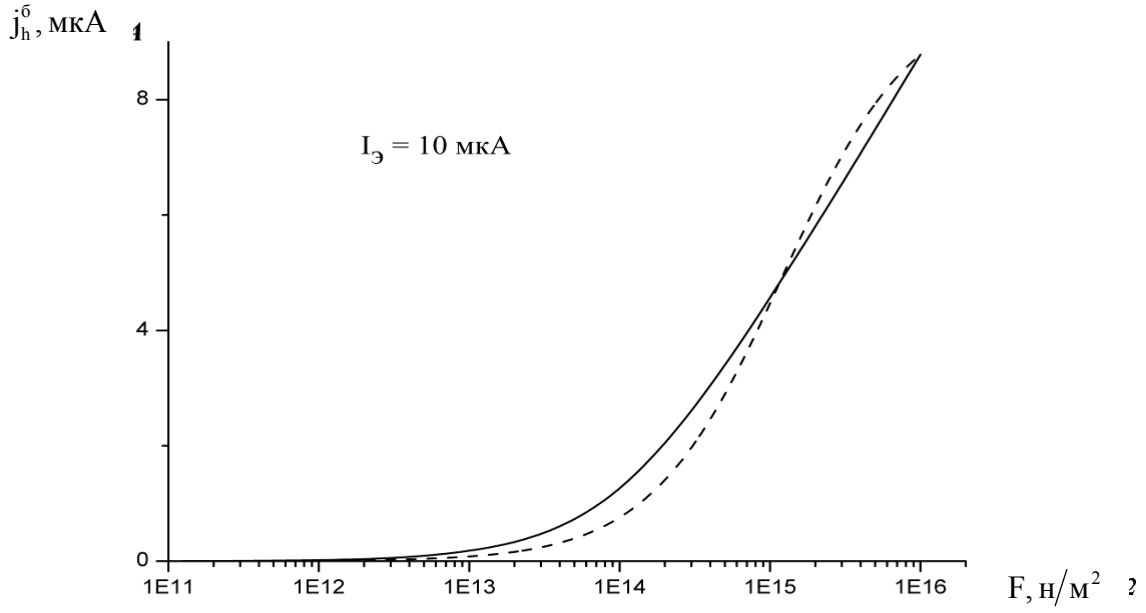
Таблица 2.1

Взаимосвязь параметров аппроксимируемой функции с током эмиттера

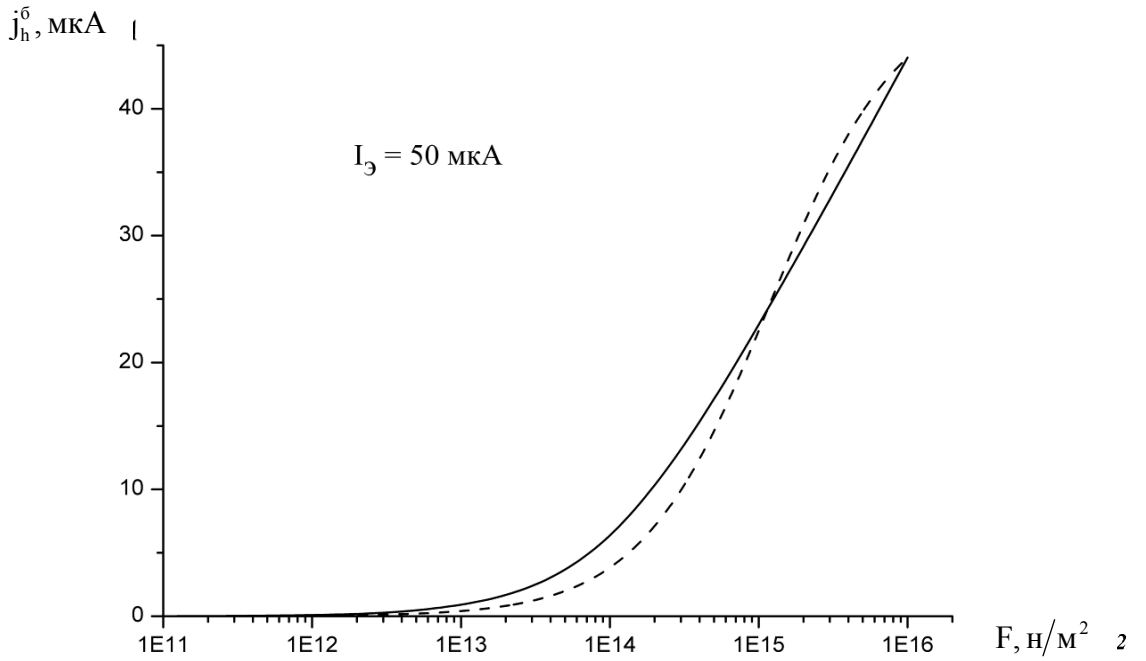
$I_Э$, мкА	10	50	100	200
a, мкА	9,83476	49,27228	98,54615	196,81672
b, н/м^2	1,20009E15	1,18871E15	1,35748E15	1,50898E15
среднеквадратичная ошибка для «a»	4,95316E-4	0,00606	0,03242	0,14235
среднеквадратичная ошибка для «b»	2,207E11	5,35008E11	1,59901E12	3,84664E12

При этом среднеквадратичное отклонение для всех кривых аппроксимации – 0,999.

Пунктирными кривыми на всех графиках рис. 2.11–2.12 показана аппроксимация.

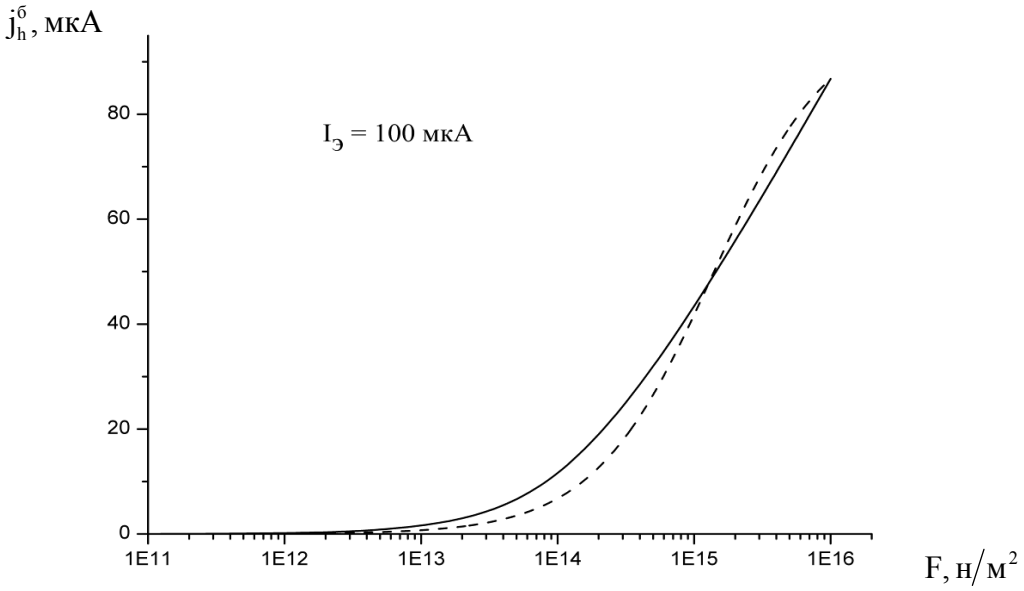


а)

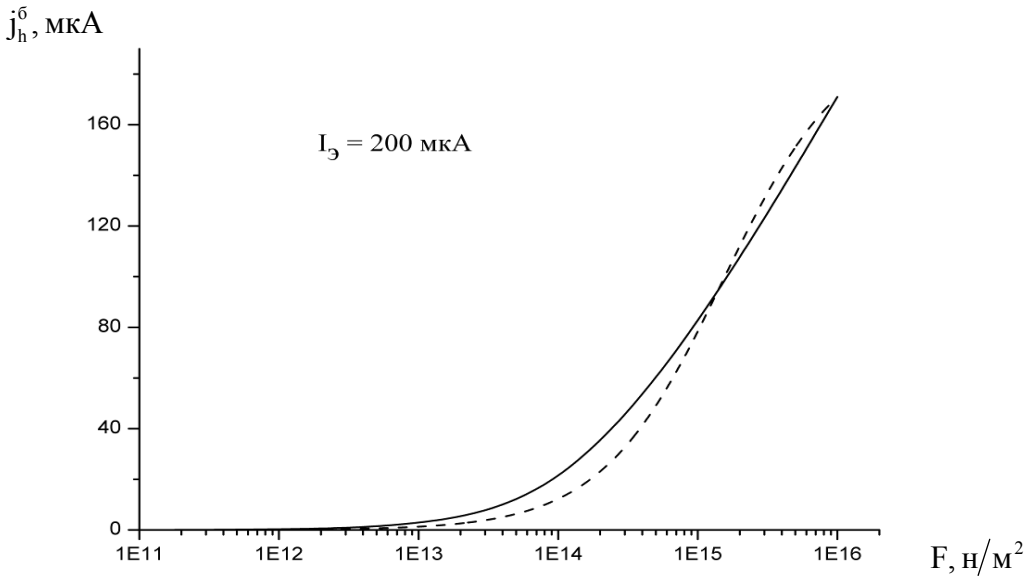


б)

Рис. 2.11. Аппроксимация радиационной зависимости $j_h^б$ в диапазоне токов эмиттера 10÷50 мкА



а)



б)

Рис. 2.12. Аппроксимация радиационной зависимости $j_h^б$ в диапазоне токов эмиттера 100÷200 мкА

Таким образом, уравнение для $j_h^б$ и табл. 2.1 позволяют аналитически оценить радиационное смещение выходных характеристик n-p-n транзисторов АБМК_1_3.

2.4. Аппроксимация аналитической функцией радиационной зависимости автономного параметра $e_h^б$

По аналогии с разделом 2.3 можно аппроксимировать радиационную и режимную зависимости автономного параметра $e_h^б$, характеризующего смещение входной характеристики транзистора следующей аппроксимирующей функцией:

$$e_h^б = \frac{cF}{d+F}, \qquad (2.11)$$

где c, d – постоянные величины для заданного значения тока эмиттера (табл. 2.2).

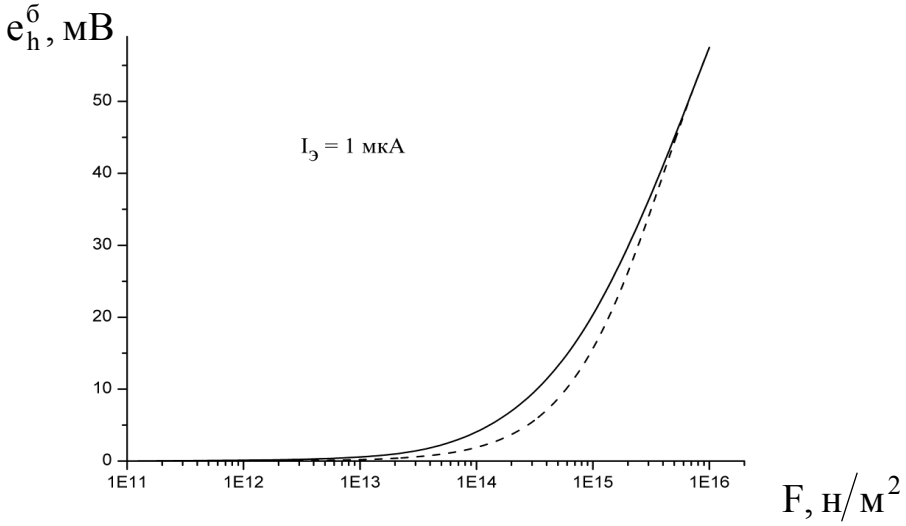
Таблица 2.2

Взаимосвязь параметров аппроксимируемой функции с током эмиттера

$I_э$, мкА	1	50	100	200
c, мВ	81,84418	81,75657	80,28488	79,77401
d, н/м^2	4,23437E15	4,678E15	5,64967E15	6,93644E15
среднеквадратичная ошибка для «c»	0,42491	0,1664	0,63219	1,21553
среднеквадратичная ошибка для «d»	6,13738E13	2,55877E13	1,1055E14	2,39875E14

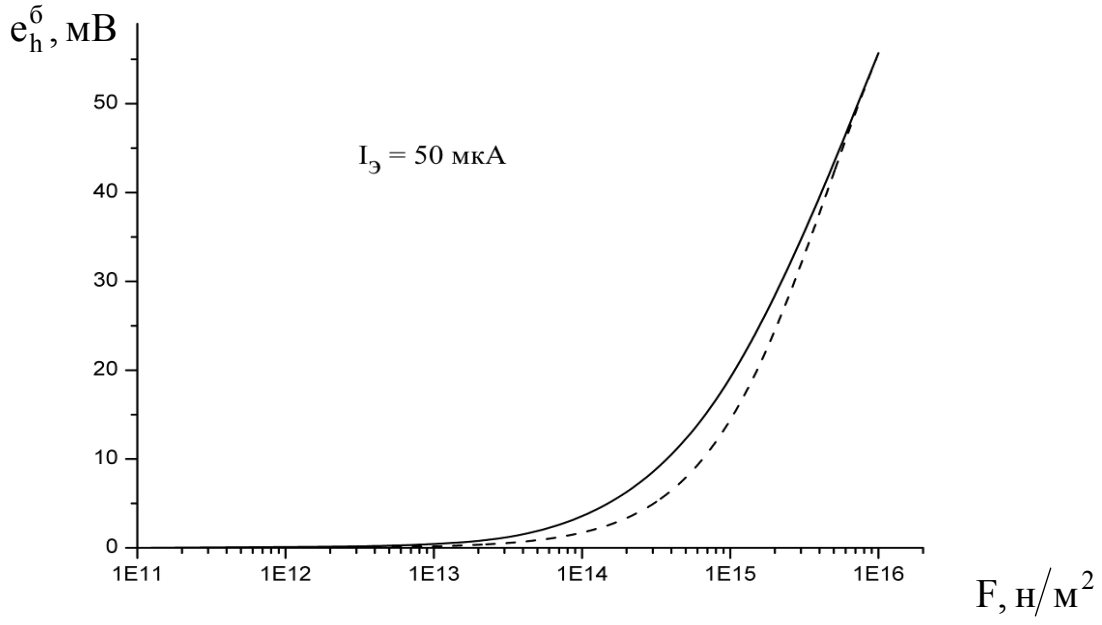
При этом среднеквадратичное отклонение для всех кривых аппроксимации – 0,99997.

Пунктирными кривыми на всех графиках рис. 2.13–2.14 показана аппроксимация.



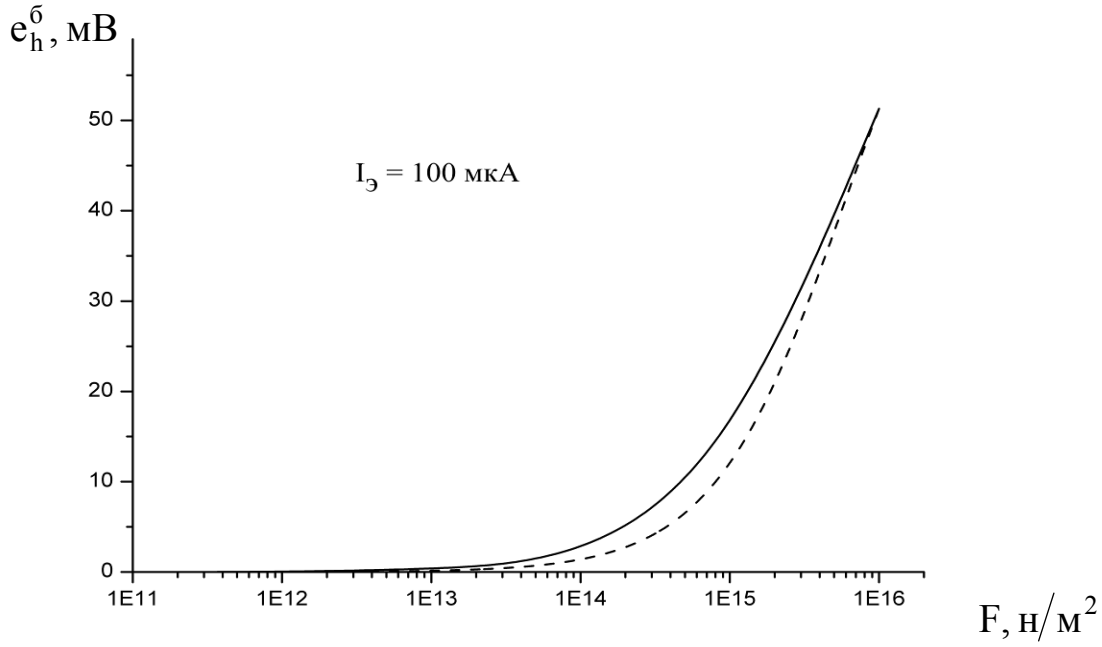
а)

Рис. 2.13. Аппроксимация радиационной зависимости $e_h^б$ в диапазоне токов эмиттера $I_э$=1÷50 мкА (начало; окончание см. на с. 60)



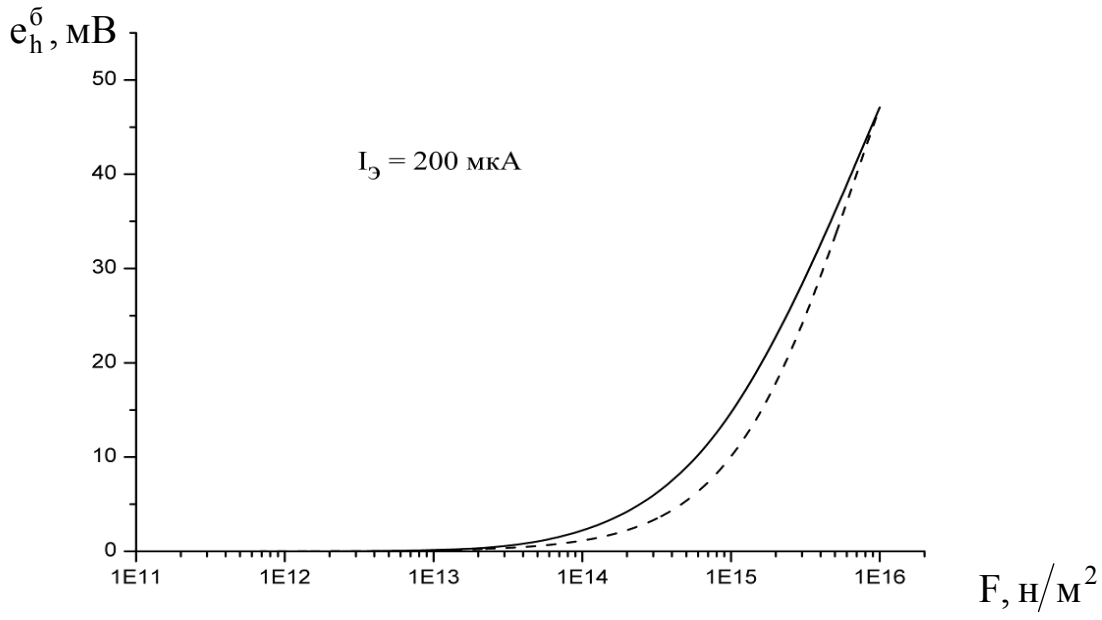
б)

Рис. 2.13. Окончание (начало см. на с. 59)



а)

Рис. 2.14. Аппроксимация радиационной зависимости $e_h^б$ в диапазоне токов эмиттера $I_э$=100÷200 мкА (начало; окончание см. на с. 61)



б)

Рис. 2.14. Окончание (начало см. на с. 60)

Таким образом, уравнение для $e_h^б$ и табл. 2.2 позволяют аналитически оценить радиационное смещение выходных характеристик n-p-n транзисторов АБМК_1_3.

Выводы

Компьютерное моделирование транзисторов радиационностойкого базового матричного кристалла АБМК_1_3 указывает на следующие особенности данных активных элементов в диапазоне внешних воздействий.

1. Нестабильность характеристик транзисторов АБМК_1_3 является их существенным недостатком. Температура окружающей среды влияет как на входные, так и на выходные характеристики транзистора. Особенно сильно возрастание температуры сказывается на обратном токе коллекторного перехода.

Наряду с температурными погрешностями достаточно сильно изменяются параметры транзисторов под действием потока нейтронов и накапливающей дозы радиации. Установлено, что на входные и выходные ВАХ вышеуказанные дестабилизирующие факторы влияют приблизительно одинаково.

2. При моделировании было выявлено, что накапливающая доза радиации (Dg) до 1 Мрад, как и поток нейтронов, незначительно влияют на входную характеристику транзистора – зависимость $I_э = f(U_{эб})$. За счёт слабого влияния коллекторной цепи выявлена устойчивость выходных характеристик не только к накапливающей дозе радиации, но и к температурному воздействию. При этом влияние потока нейтронов на характеристику $I_э = f(U_{эб})$ также относительно мало.

3. Коэффициент передачи тока базы (β) существенно зависит от тока эмиттера (коллектора). С ростом тока эмиттера β вначале повышается вследствие увеличения напряжённости внутреннего поля базы, ускоряющего перенос дырок через базу к коллектору и этим уменьшающего рекомбинационные потери на поверхности базы.

При значительной величине тока эмиттера коэффициент передачи тока базы β начинает падать за счёт снижения коэффициента инжекции, уменьшения эффективной площади эмиттера и увеличения рекомбинационных потерь в объёме базы.

4. Наиболее сильно возрастание температуры сказывается на обратном токе коллекторного перехода p-n-p транзистора. Повышенная температурная нестабильность характеристик p-n-p транзистора является их существенным недостатком. Но наряду с температурными погрешностями достаточно сильно влияют на характеристики транзистора как действие потока нейтронов, так и накапливающая доза радиации.

При моделировании было выявлено, что накапливающая доза радиации (Dg) до 1 Мрад относительно слабо влияет на входную характеристику транзистора $I_э(U_{эб})$.

При совместных видах воздействий происходит существенная деградация качественных показателей p-n-p транзистора. Однако и при нормальных условиях работы (TEMP = 27 ºC, Dg = 100 рад, Fn = 0) транзистор имеет сравнительно малое значение коэффициента усиления по току базы (β).

Транзистор p-n-p практически перестаёт усиливать ток базы (β в микрорежиме не превышает значения 6) при воздействии потока нейтронов свыше 10^{17} нейтрон/м^2 или при накапливающей дозе радиации выше 300 крад. Эти выводы в очередной раз показывают нецелесообразность применения p-n-p транзисторов АБМК_1_3 не только в качестве основных активных элементов, но и в составе простейших динамических нагрузок.

При воздействии дестабилизирующих факторов значение h_{22} изменяется координально, что также говорит о плохой работе p-n-p транзисторов и сильном влиянии паразитных параметров в условиях, отличных от условий нормальной работы транзистора.

Все три рассматриваемых вида дестабилизирующих факторов существенно влияют на малосигнальные параметры p-n-p транзистора. Например, увеличение коллекторного тока (до 2 мА) незначительно снижает относительную погрешность выходного сопротивления (при влиянии Dg – с 94 до 78 %; при влиянии TEMP – с 36 до 28 %; при влиянии Fn – с 70 до 63 %). Однако среднее значение самого сопротивления становится больше, вследствие чего влияние выходной проводимости оказывается одним из доминирующих. Впоследствии это отражается на качественных показателях усилительного устройства.

Относительные погрешности остальных малосигнальных параметров p-n-p транзистора имеют постоянный характер: относительная погрешность коэффициента усиления по току (β) на всём диапазоне изменения коллекторного тока остаётся постоянной и составляет 30 % при температурном влиянии, 70 % при влиянии потока нейтронов и 80 % при влиянии накапливающей дозы радиации. Относительные погрешности входного сопротивления и коэффициента обратной связи по напряжению при одновременном воздействии всех дестабилизирующих факторов не превышают 6 %.

5. Рассмотрена математическая модель транзисторов матричного кристалла АБМК_1_3 в условиях радиационных и температурных воздействий, основанная на теории автономного многополюсника В.И. Анисимова. Для определения в диапазоне температурных и радиационных воздействий схемных функций аналоговых устройств, содержащих многополюсные элементы, необходимо определить их автономные $e_h^б$, $j_h^б$ и неавтономные параметры.

6. Приведены результаты компьютерного моделирования режимной и радиационной зависимости автономных параметров $e_h^б$ и $j_h^б$, характеризующих изменение напряжения эмиттер-база и коллекторного тока транзистора под действием радиации.

Компьютерное моделирование режимной и радиационной зависимости $j_h^б$ и $e_h^б$ 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 транзистора АБМК_1_3.

7. Приведены аппроксимации аналитическими выражениями функций режимной и радиационной зависимости автономных параметров $j_h^б$ и $e_h^б$. При этом среднеквадратичное отклонение для всех кривых аппроксимации – 0,999.

Полученные уравнения для $j_h^б$ и $e_h^б$ позволяют аналитически оценить радиационное смещение входных и выходных характеристик n-p-n транзисторов АБМК_1_3.

Вопросы для самоконтроля

1. Поясните физический смысл температурно- и радиационно-зависимых автономных параметров транзистора.

2. Каким образом автономные параметры изменяются под действие температуры, радиации и статического режима?

3. АРХИТЕКТУРА АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ С ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ НУЛЕВОГО УРОВНЯ В УСЛОВИЯХ ТЕМПЕРАТУРНЫХ И РАДИАЦИОННЫХ ИЗМЕНЕНИЙ β ТРАНЗИСТОРОВ

3.1. Концепция синтеза архитектур прецизионных операционных усилителей (ОУ)

Радиационное и температурное воздействия изменяют напряжение эмиттер-база ($U_{эб}$), обратный ток коллекторного перехода $I_{кб.0}$ и коэффициент усиления по току базы (β) транзисторов. При этом два последних фактора приводят к нестабильности тока базы. В общем случае напряжение смещения нуля ОУ определяется двумя основными составляющими $U_{см.1}$ и $U_{см.2}$.

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

Что касается второй составляющей $U_{см.2}$, зависящей от изменений β транзисторов ОУ, то для её минимизации необходимы специальные архитектурные решения входного каскада ОУ и его выходной подсхемы, в которых реализуются эффекты взаимной компенсации абсолютных значений токов базы и их приращений, обусловленных температурной, радиационной или режимной зависимостью параметров транзисторов. Существование таких архитектур предсказано теоретическими исследованиями С.Г. Крутчинского, а также результатами компьютерного моделирования большого количества схем ОУ, предложенных и исследованных в работе.

Анализ современных операционных усилителей с одним выходом показывает, что большинство их структурных схем приводится к архитектуре рис. 3.1, в которой можно выделить высокоимпедансный узел «А», обеспечивающий суммирование выходных токов (I_3 и I_4) обобщённого входного дифференциального каскада (ДК1) и входного тока ($I_{БУ}$) выходной подсхемы (буферного усилителя, БУ):

$$I_3(\beta_{i.n}, \beta_{j.p}, I_{ij}, u_{вх}) = I_4(\beta_{k.n}, \beta_{m.p}, I_{k.m}, u_{вх}) + I_{БУ}(\beta_{s.n}, \beta_{f.p}, I_{sf}), \quad (3.1)$$

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

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

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

Если при нулевом входном напряжении ($u_{вх} = 0$, т.е. 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) подавать некоторое напряжение ошибки (ЭДС смещения нуля $U_{см.2}$):

$$U_{см.2} \approx S_{ДУ}^{-1} I_р, \qquad (3.2)$$

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

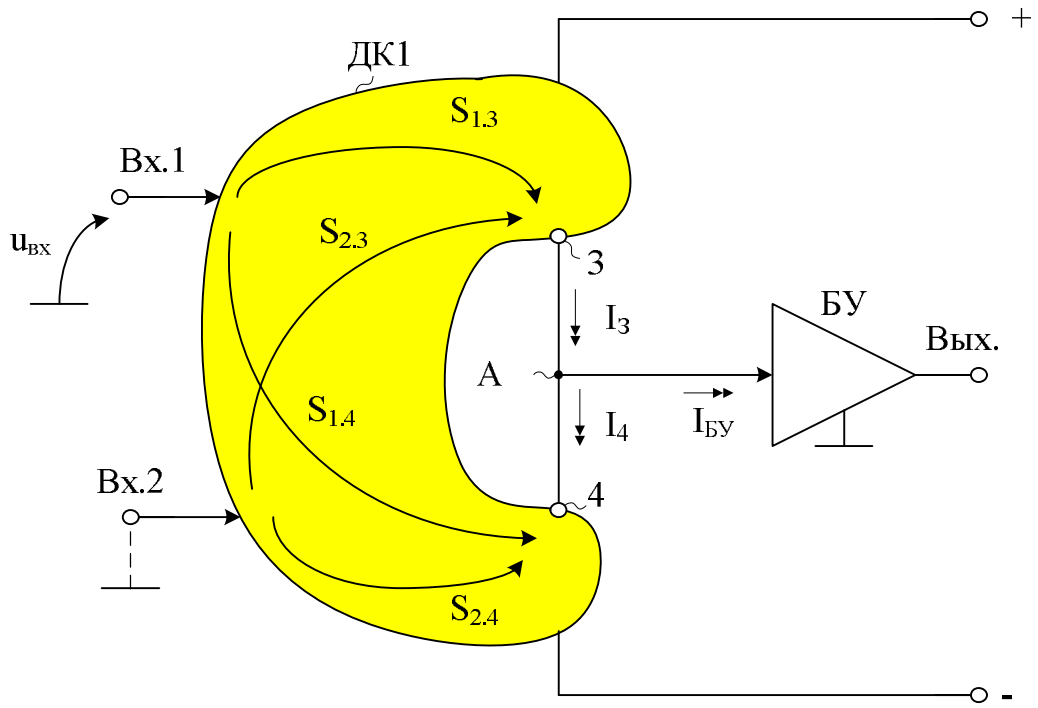


Рис. 3.1. Обобщённая структурная схема операционных усилителей с высокоимпедансным узлом «А» [29]

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

$$I_3 = I_4 + I_{БУ}. \qquad (3.3)$$

Минимизация систематической составляющей $U_{см.2}$ – это «зона ответственности» схемотехники разрабатываемых ОУ [29].

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

3.2. Классические двухкаскадные ОУ

Обобщённую схему рис. 3.1 для двухкаскадных ОУ целесообразно представить в виде трёх независимых подсхем – входного каскада ДК, токового зеркала ПТ1 и выходного буферного усилителя БУ. При этом каждый из данных функциональных узлов в частном случае может быть «идеальным», т.е. не вносить «токовую» ошибку в его выходные (для ДК и ПТ1) и входную (для БУ) координаты. В общем случае все три функциональных узла имеют тот или иной уровень смещения выходных (входных для БУ) токовых координат $I_{см.i}$ относительно их идеального значения. Причём эти уровни токов смещения $I_{см.i}$ определяются конкретным построением подсхем ДК, ПТ1, БУ, которые становятся объектами синтеза.

ДУ с идеальным входным каскадом (ДК). Рассмотрим вначале частный случай синтеза ОУ рис. 3.2, принимая во внимание, что входной каскад ДК формирует в статическом режиме одинаковые выходные координаты, т.е. «идеален» ($I_2 = I_4$). Выходной буферный усилитель БУ реализован на p-n-p транзисторах и имеет «втекающий в узел “А”» входной ток $I_{БУ}$. Объектом синтеза в этом случае является токовое зеркало ПТ1.

Таким образом, для минимизации составляющей $U_{см.2}$ в широко распространённом двухкаскадном ОУ рис. 3.2, имеющем инвертирующий (или неинвертирующий) буферный усилитель БУ с «выте-

кающим» входным током $I_{БУ} = I_{б.n}$, необходимо в соответствии с (3.3) синтезировать токовое зеркало ПТ1, смещение проходной характеристики которого $I_{вых} = f(I_{вх})$ соответствует уровню $I_{см} = -I_{БУ}$.

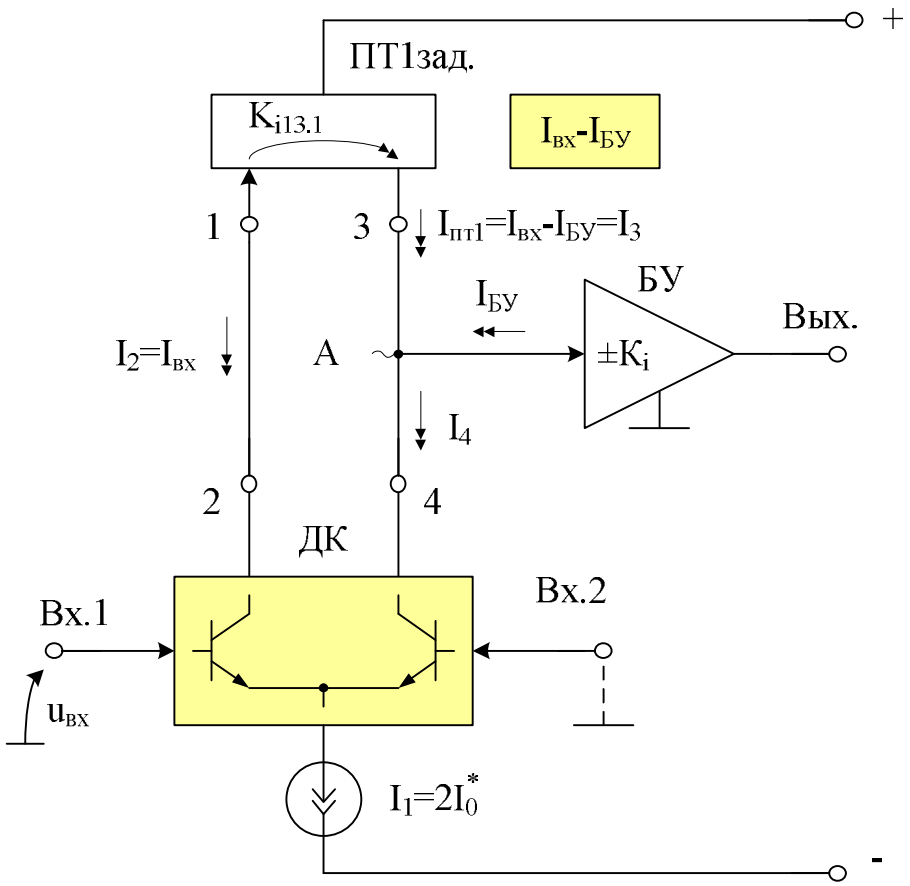
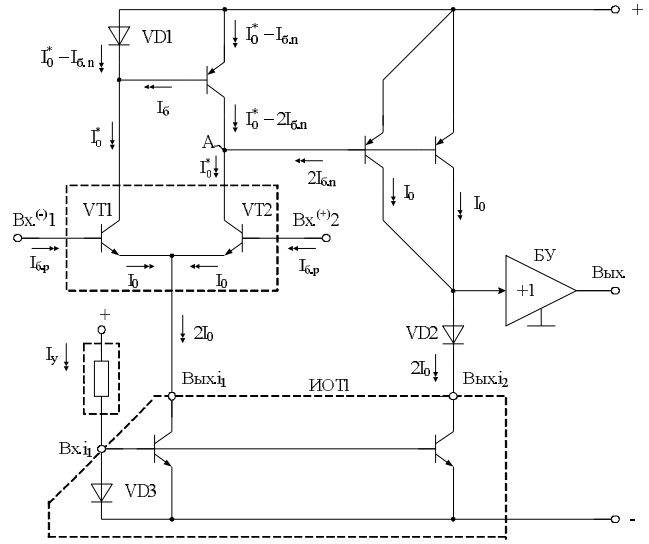
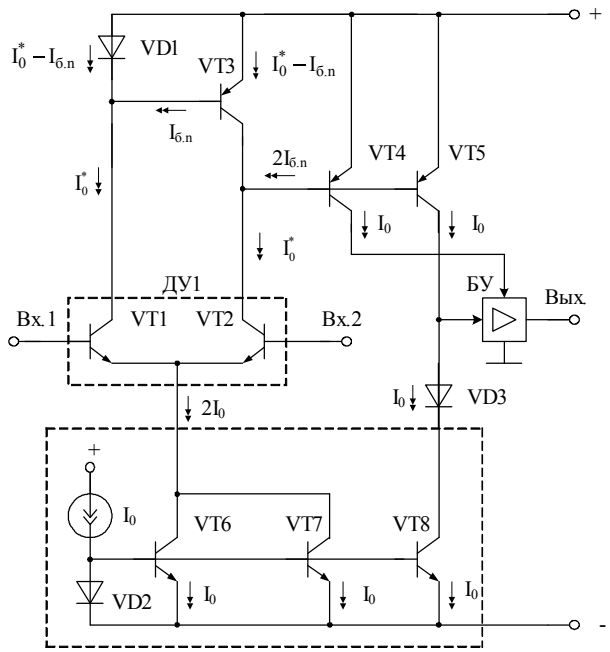


Рис. 3.2. Условия компенсаций $U_{см.2} \approx 0$ в двухкаскадном ОУ с токовым зеркалом ПТ1, имеющим заданное смещение проходной характеристики $I_{см.ПТ} = -I_{БУ}$

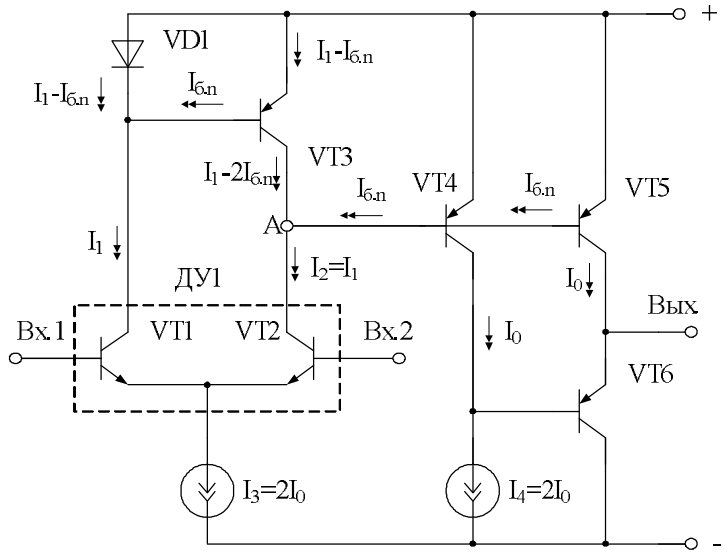
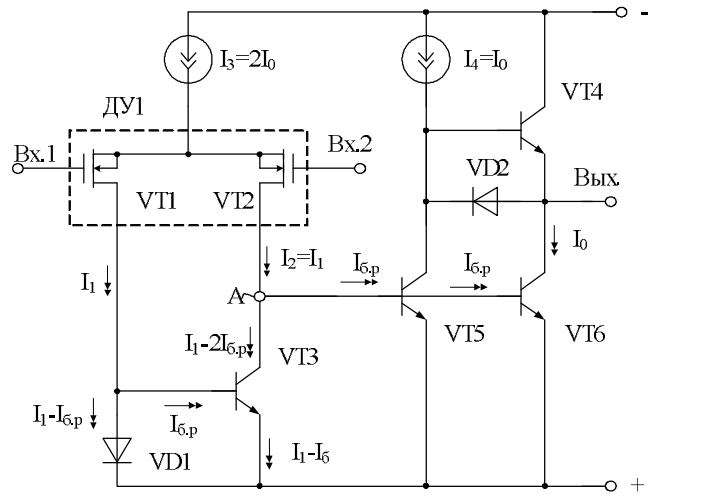
Так как по условиям задачи $I_{БУ}$ – это входной ток p-n-p транзистора, то в соответствии с (3.3) заданное смещение проходной характеристики ПТ1 должно соответствовать уровню $0{,}5I_{б.n}$. В практических схемах (табл. 3.1) целесообразно выбрать $I_{БУ} = 2I_{б.n}$. Тогда ток смещения нуля ПТ1 $I_{см.ПТ1} = 2I_{б.n}$, что легко реализуется с помощью классических решений на двух p-n-p транзисторах.

Таблица 3.1

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

№ п/п	Пример построения ОУ	Примечание
1	2	3
1		1. p-n переход VD2 обеспечивает идентичный режим по $U_{кб}$ транзисторов ИОТ1
2		2. Транзистор VT4 устанавливает статический режим активных элементов буферного усилителя БУ

Окончание табл. 3.1

1	2	3
3		3. Схема ОУ по базовому техпроцессу ФГУП НПП «Пульсар» (г. Москва)
4		4. Схема ОУ в базисе SiGe-технологии IHP (Германия)

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

Общий случай синтеза архитектуры двухкаскадного ОУ (рис. 3.3). Найдём ограничения на уровни токов смещения $I_{см.i}$ относительно идеальных проходных характеристик входного каскада (ДК) и токового зеркала (ПТ1) при произвольных значениях и знаке входного тока БУ ($I_{БУ}$), полагая, что эти смещения обусловлены влиянием токов базы p-n-p и n-p-n транзисторов (рис. 3.4).

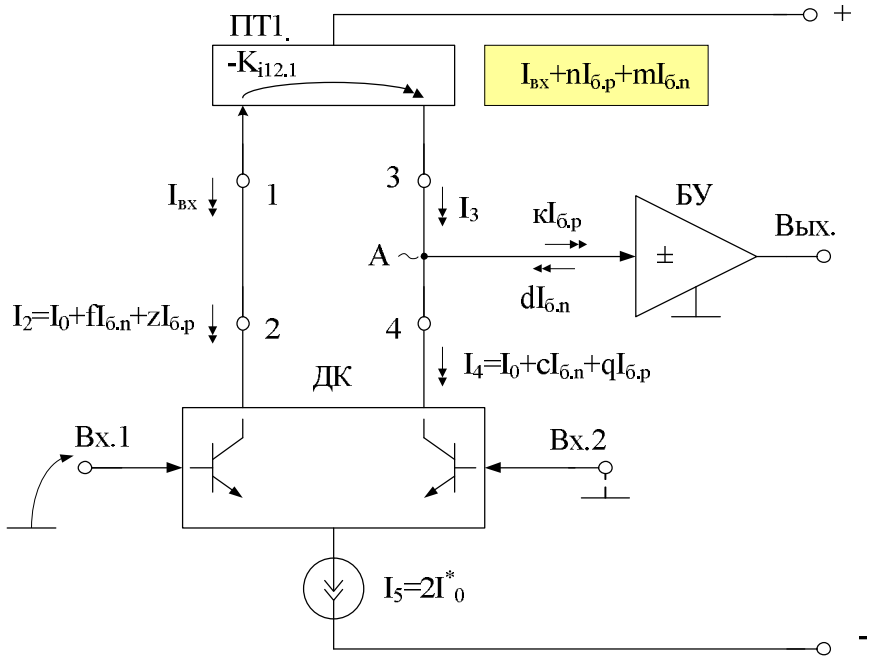
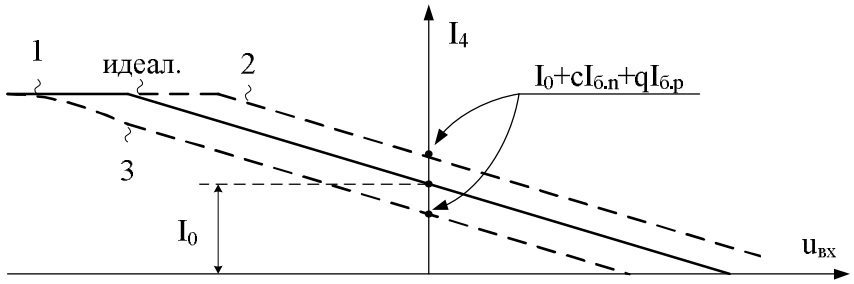
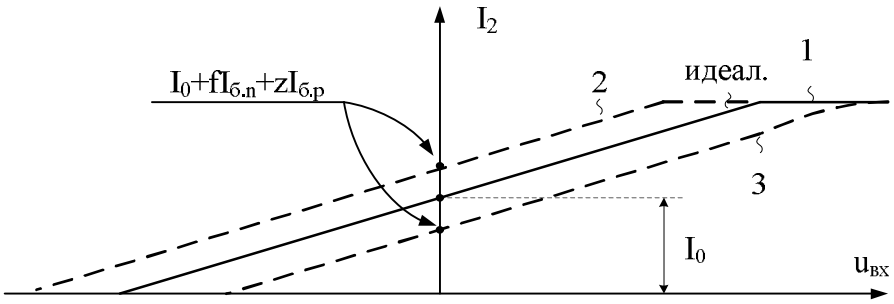


Рис. 3.3. Обобщённая архитектура ОУ с малым смещением нуля ($U_{см.2} \approx 0$)

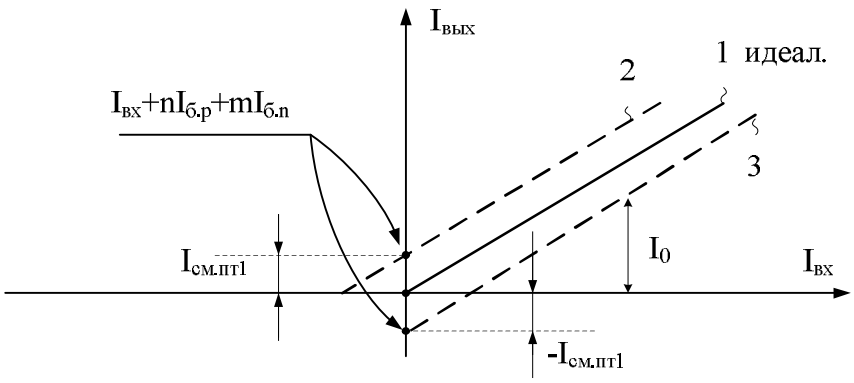


а)

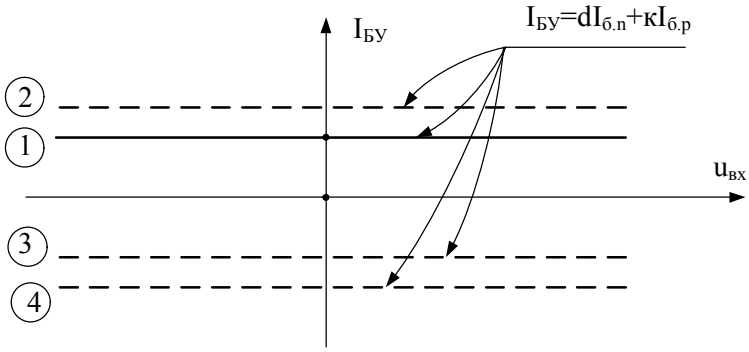


б)

Рис. 3.4. Возможные варианты смещения характеристик подсхем ДК (а, б), ПТ1 (в), БУ (г), зависящего от численных значений и знаков масштабных коэффициентов c, g, f, z, n, m, d, k
(начало; окончание см. на с. 72)



в)



г)

Рис. 3.4. Окончание (начало см. на с. 71)

В зависимости от схемотехники функциональных узлов ДК1, ПТ1, БУ их смещения нуля могут быть как положительными, так и отрицательными. Поэтому коэффициенты f, z, n, m, k, d, c, g, характеризующие $I_{см.i}$, принимают как положительные, так и отрицательные значения. За счёт выбора (по рассмотренным ниже правилам) свойств на постоянном токе подсхем ДК1, ПТ1 и БУ можно обеспечить малое смещение нуля $U_{см.2}$ в архитектуре ОУ (рис. 3.3) и его температурный дрейф.

В общем случае следует считать, что входной дифференциальный каскад ДК отличается от идеального и при нулевом входном напряжении ($u_{вх} = 0$, рис. 3.4а, б) имеет выходные токи I_2 и I_4, смещённые относительно «идеального» уровня выходного тока $I_2 = I_4 = I_0$ на величины:

$$\Delta I_2 = fI_{б.n} + zI_{б.р} = I_{см.2}, \quad (3.4)$$

$$\Delta I_4 = cI_{б.n} + gI_{б.р} = I_{см.4}, \quad (3.5)$$

где f, z, c, g – масштабные коэффициенты ДК.

С другой стороны, проходная характеристика токового зеркала ПТ1 (рис. 3.4в) в общем случае может быть смещена относительно нулевого уровня на величину

$$I_{см.ПТ} = nI_{б.p} + mI_{б.n}, \qquad (3.6)$$

где n, m – масштабные коэффициенты ПТ1.

И, наконец, буферный усилитель БУ может в общем случае иметь входной ток $I_{БУ}$ (рис. 3.4г), связанный с токами базы применяемых n-p-n и(или) p-n-p транзисторов уравнением:

$$I_{БУ} = dI_{б.n} + kI_{б.p}, \qquad (3.7)$$

где d, k – масштабные коэффициенты буферного усилителя.

Найдём общие условия взаимной компенсации токов в узле «А» путём установления ограничений на коэффициенты уравнений (3.4) – (3.7) и, следовательно, схемотехнику ДК, ПТ1, БУ.

Для узла «А» (рис. 3.3) в соответствии с первым законом Кирхгофа найдём сумму токов:

$$I_0 + fI_{б.n} + zI_{б.p} + nI_{б.p} + mI_{б.n} + dI_{б.n} = kI_{б.p} + I_0 + cI_{б.n} + gI_{б.p}, \qquad (3.8)$$

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

Последнее уравнение можно представить в виде:

$$I_{б.n}\,(f + m + d - c) = I_{б.p}(k + g - z - n). \qquad (3.9)$$

Таким образом, для минимизации составляющей $U_{см.2}$ необходимо синтезировать подсхемы ДК, ПТ1, БУ, параметры которых (масштабные коэффициенты f, m, d, c, k, g, z, n) при известных значениях токов базы $I_{б.p}$ и $I_{б.n}$ применяемых n-p-n и p-n-p транзисторов удовлетворяют условию (3.9).

Рассмотрим частные случаи построения архитектуры ОУ (рис. 3.3).

Вариант 1. Исходные данные: буферный усилитель (БУ) реализован в виде эмиттерного повторителя на p-n-p входном транзисторе (т.е. для него $k = 1$, $d = 0$). Пусть токовое зеркало ПТ1 не имеет смещения проходной характеристики, т.е. «идеально» ($n = 0$, $m = 0$). Тогда уравнение (3.9) принимает вид:

$$I_{б.n}(f - c) = I_{б.p}(1 + g - z). \qquad (3.10)$$

Сформулируем требования к схемотехнике входного каскада ДК, при котором его параметры удовлетворяют значениям: $c = 0$, $g = 0$, $f = 0$. Тогда из (3.10) следует, что $I_{б.p}(1 - z) = 0$, т.е. $I_{см.2} = I_{б.p} = zI_{б.p}$, а масштабный коэффициент $z = 1$.

Таким образом, для минимизации $U_{см.2}$ подсхема входного каскада ДК должна иметь смещение выходного тока I_2 на величину $I_{б.р}$ (коэффициент $z = 1$). Этим условиям удовлетворяет в частном случае дифференциальный каскад (рис. 3.5).

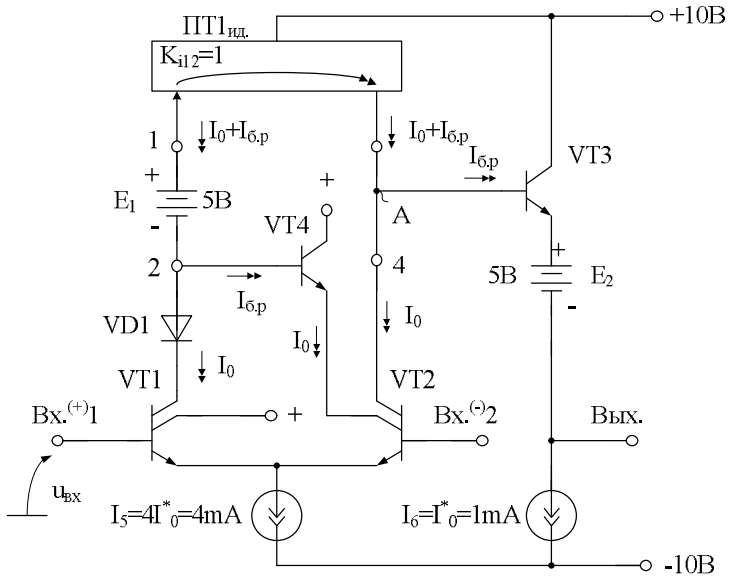


Рис. 3.5. Операционный усилитель с параметрами подсхемы ДК, ПТ1, БУ: k = z = 1, n = m = c = g = f = 0

Вариант 2. Исходные данные: буферный усилитель БУ имеет $k = 0$, а токовое зеркало ПТ1 характеризуется коэффициентами $n = 0$, $m = -2$, т.е. реализовано по наиболее простой схеме на двух транзисторах. Входной каскад ДК не имеет смещения выходных координат I_2, I_4 ($f = 0$, $z = 0$, $c = 0$, $g = 0$). В этом случае из уравнения (3.9) находим условие минимизации $U_{см.2}$:

$$I_{б.n}(d - 2) = 0. \qquad (3.11)$$

Или $d = 2$, т.е. буферный усилитель должен иметь $I_{БУ} = 2I_{б.n}$. Этим условиям удовлетворяют схемы ОУ в таблице 3.1.

Вариант 3. Исходные данные: буферный усилитель имеет $k = 1$, $d = 0$, т.е. реализован на n-p-n входном транзисторе. Токовое зеркало ПТ1 «идеально» ($n = 0$, $m = 0$, например схема Вильсона). Входной каскад ДК не содержит p-n-p транзисторов, и смещение его проходной характеристики формируется только n-p-n транзисторами (т.е. $c = 0$). Поэтому в уравнении (3.9) $f = 0$, $m = 0$, $d = 0$, $k = 1$, $z = 0$, $c = 0$ и, следовательно, $I_{б.р}(1 + g) = 0$, $g = -1$.

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

Этим условиям удовлетворяют схемы рис. 3.6.

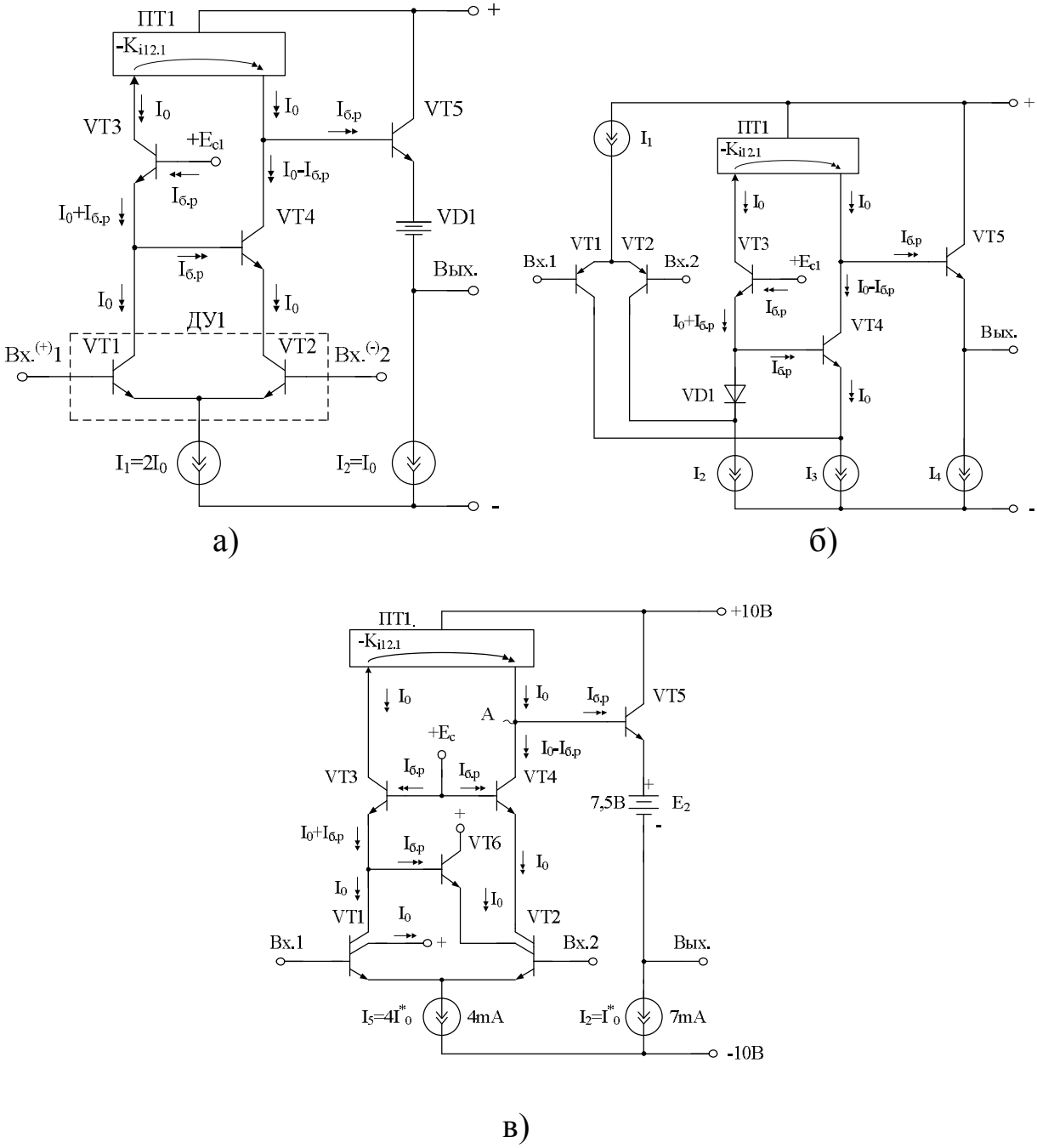


Рис. 3.6. Примеры построения ОУ с коэффициентами $f = m = d = z = c = 0$, $k = 1$, $g = -1$

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

При данных условиях из уравнения (3.9) находим:

$$I_{б.р}(1 - z - 2) = 0. \qquad (3.12)$$

Данному ограничению удовлетворяет ДК (рис. 3.7).

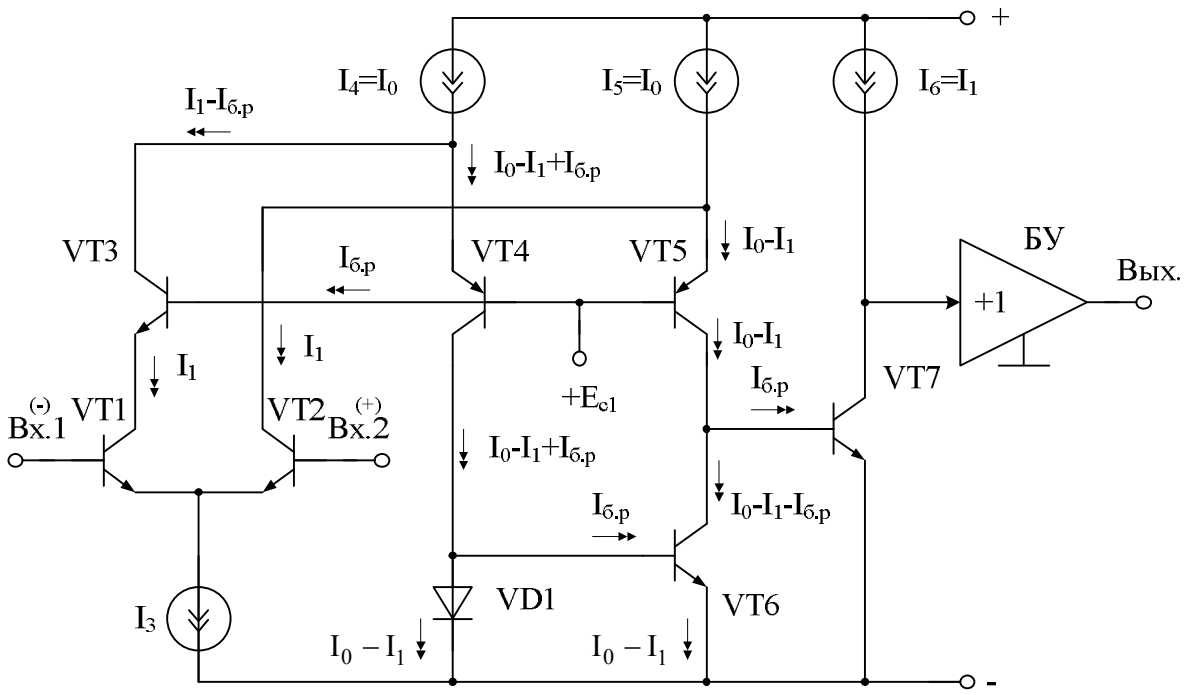


Рис. 3.7. Пример построения ОУ с параметрами
$c = g = d = m = 0$, $z = -1$, $k = 1$

Вариант 5. Исходные данные: токовое зеркало ПТ1 «идеально» ($n = m = 0$). Буферный усилитель реализован на n-p-n входном транзисторе ($k = 1$, $d = 0$). По выходу 2 входной каскад ДК не имеет смещения проходной характеристики ($f = 0$, $z = 0$). Смещение по выходу 4 формируется n-p-n транзистором ($g = 0$, $c = 0$). Поэтому из уравнения (3.9) находим:

$$I_{б.р}(1 + g) = 0. \qquad (3.13)$$

Этим условиям удовлетворяет схема рис. 3.8.

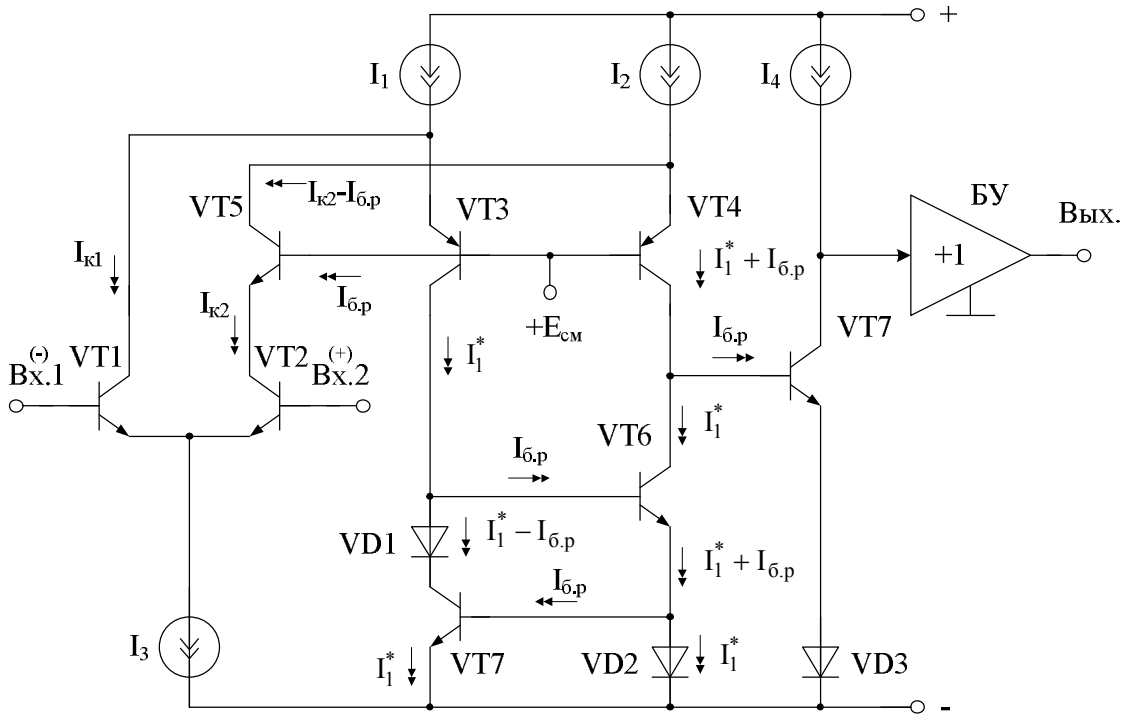


Рис. 3.8. Пример построения ОУ с параметрами
$g = -1,\ f = z = d = m = n = 0,\ k = 1$

Приведённые выше примеры иллюстрируют методику синтеза ОУ с архитектурой рис. 3.3.

В связи с большим многообразием вариантов построения трёх функциональных узлов ДК, ПТ1, БУ можно синтезировать более 1000 практических схем ОУ с малыми значениями систематической составляющей $U_{см.2} \approx 0$.

3.3. Операционные усилители на базе трёх токовых зеркал с заданным смещением нуля проходной характеристики

Этот подкласс ОУ относится к числу достаточно перспективных (рис. 3.9). За счёт формирования требований слабой асимметрии к токовым зеркалам ПТ1–ПТ3 при идеальном ДК известном входном токе буферного усилителя («втекающий» $I_{б.р}$; «вытекающий» $I_{б.п}$; «разностный» $I_{б.р}$-$I_{б.п}$) можно синтезировать несколько архитектурных решений ОУ с малым $U_{см.2}$.

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

1. Токовые зеркала ПТ1 и ПТ3 не имеют смещения проходной характеристики (идеальны). Для ПТ2 $I_{см2} = I_{б.р}$ (рис. 3.9).

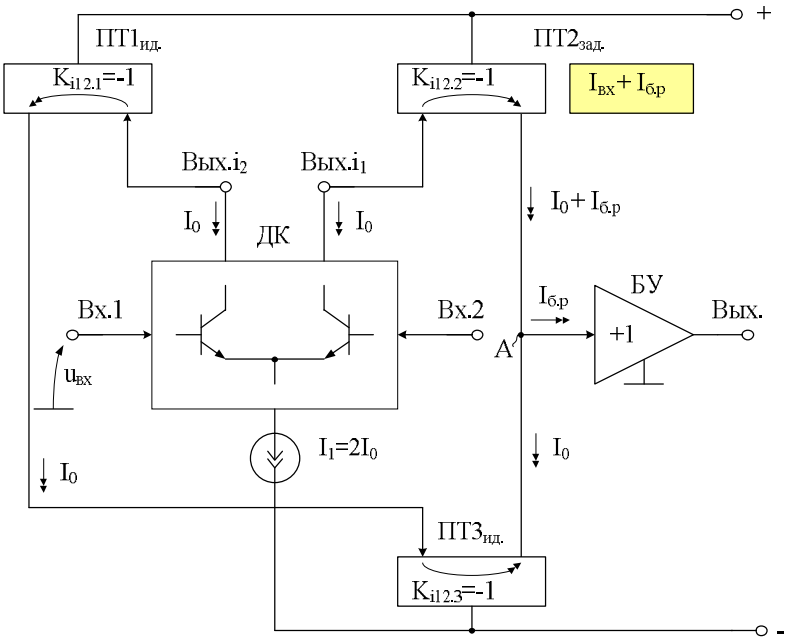


Рис. 3.9. Первое условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{БУ} = I_{б.р}$

2. Токовые зеркала ПТ1 и ПТ2 идеальны, а для ПТ3 смещение нуля $I_{см3} = -I_{б.р}$ (рис. 3.10).

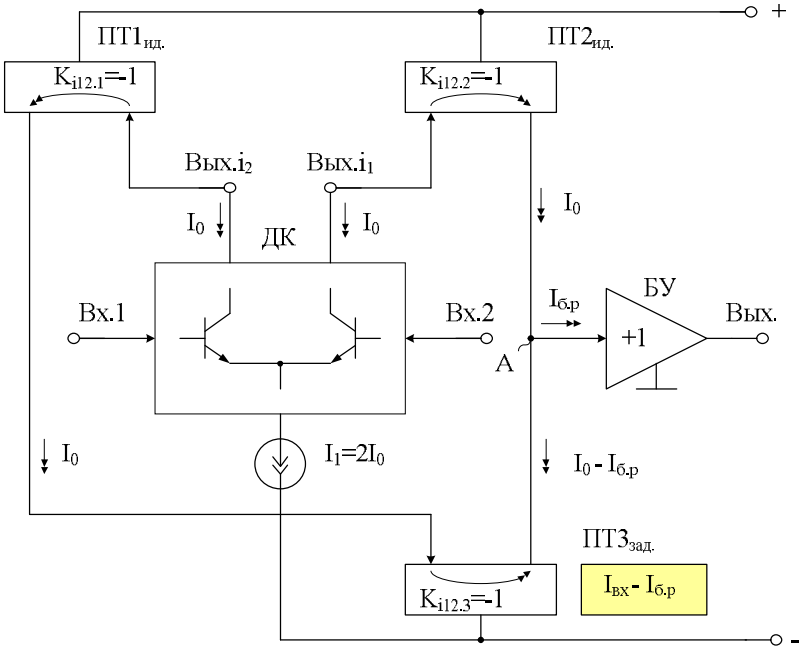


Рис. 3.10. Второе условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{БУ} = I_{б.р}$

Токовые зеркала ПТ2 и ПТ3 идеальны, а для ПТ1 смещение нуля $I_{см1} = -I_{б.р}$ (рис. 3.11).

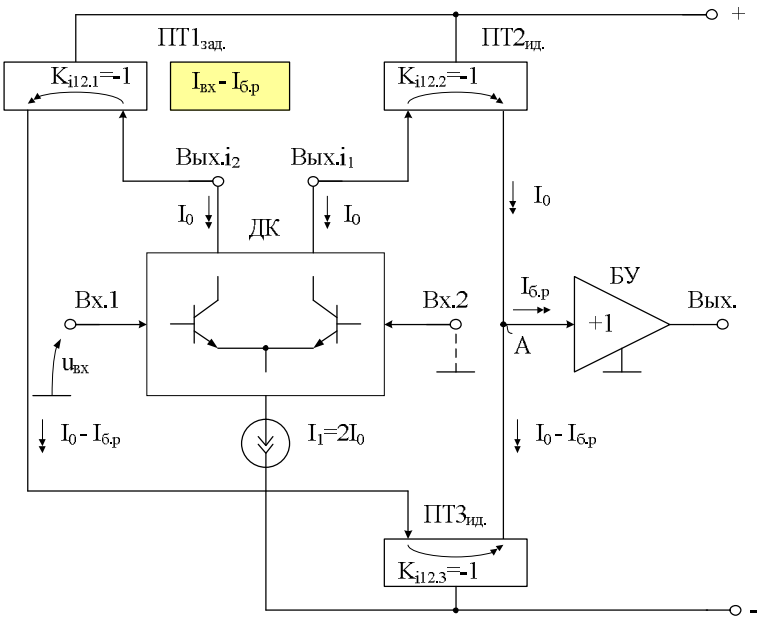


Рис. 3.11. Третье условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{БУ} = I_{б.р}$

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

1. Токовые зеркала ПТ1, ПТ2 идеальны. Смещение нуля токового зеркала ПТ3 удовлетворяет условию $I_{см.3} = I_{б.n}$ (рис. 3.12).

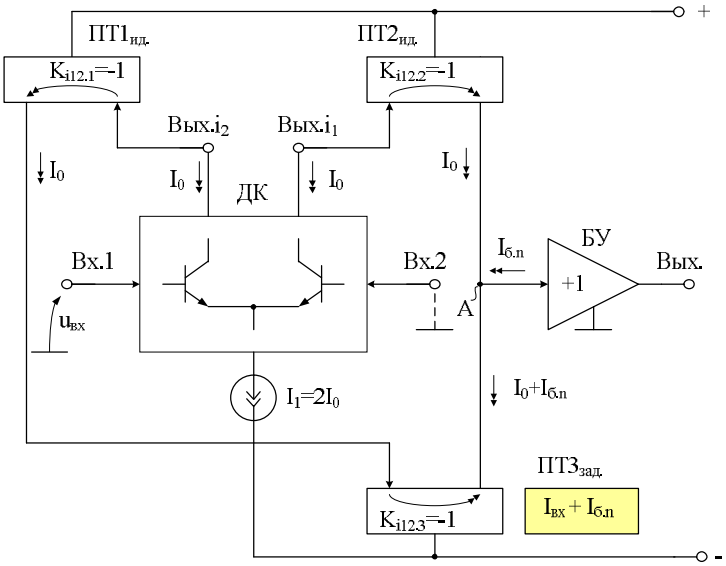


Рис. 3.12. Первое условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{БУ} = I_{б.n}$

2. Токовые зеркала ПТ1 и ПТ3 идеальны. Токовое зеркало ПТ2 имеет заданное смещение нуля $I_{см2} = -I_{б.n}$ (рис. 3.13).

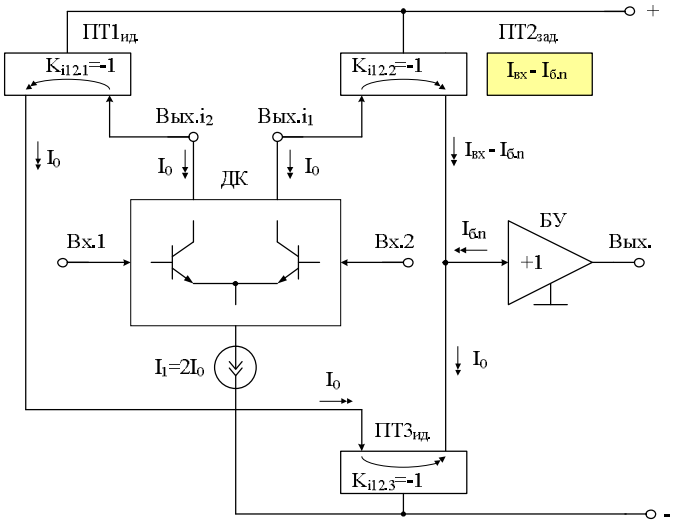


Рис. 3.13. Второе условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{БУ} = I_{б.n}$

3. Токовые зеркала ПТ2 и ПТ3 идеальны. Токовое зеркало ПТ1 имеет смещение нуля $I_{см1} = I_{б.n}$ (рис. 3.14).

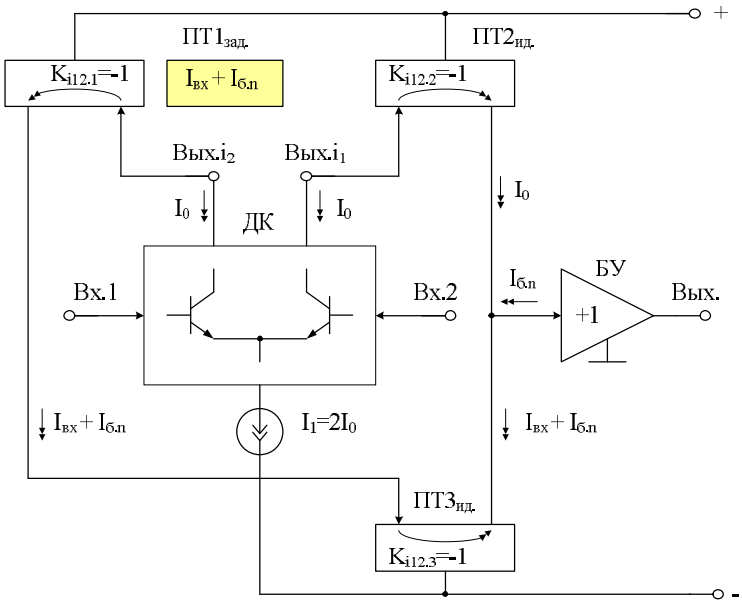


Рис. 3.14. Третье условие компенсации $U_{см.2}$ при $I_{БУ}=I_{б.n}$

Буферный усилитель на базе «бриллиантовых» составных транзисторов. Особенность ОУ с буферными усилителями данного подкласса состоит в том, что входной ток БУ определяется разностью токов базы p-n-p и n-p-n транзисторов: $I_{БУ} = I_{б.p} - I_{б.n}$.

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

1. ПТ3, ПТ2 идеальны. ПТ1 имеет $I_{см1} = I_{б.n} - I_{б.p}$ (рис. 3.15).

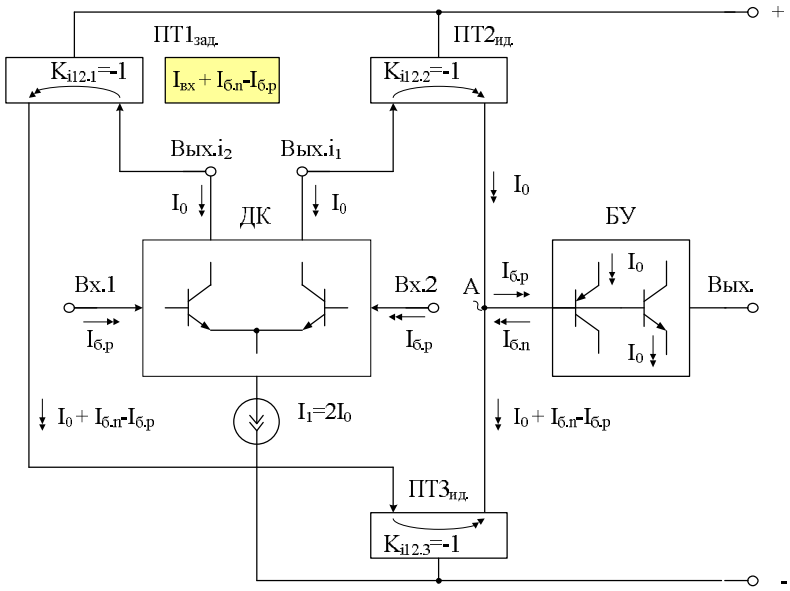


Рис. 3.15. Первая архитектура радиационно-стойкого ОУ с буфером на основе «бриллиантовых» транзисторов

2. ПТ1, ПТ3 идеальны. ПТ2 имеет $I_{см2} = I_{б.p} - I_{б.n}$ (рис. 3.16).

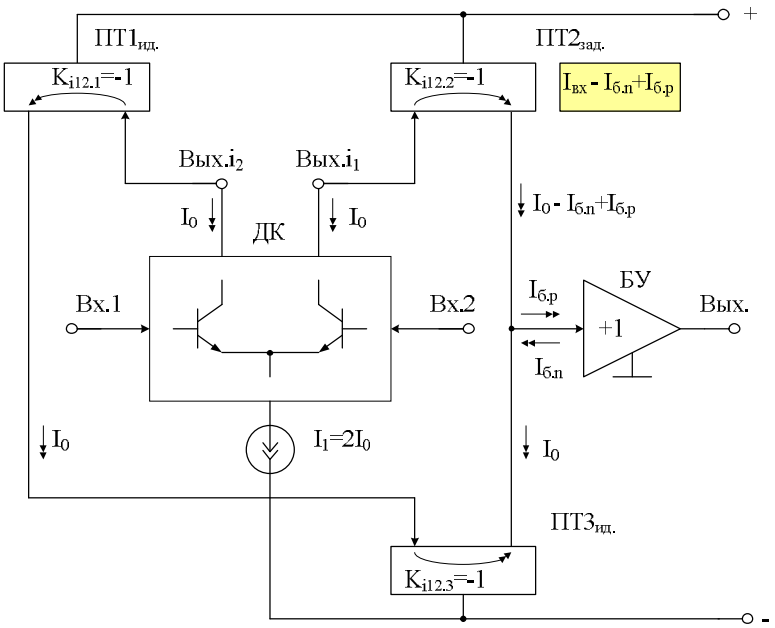


Рис. 3.16. Вторая архитектура радиационно-стойкого по $U_{см.2}$ ОУ с буфером на основе «бриллиантовых» транзисторов

3. ПТ1, ПТ2 идеальны. ПТ3 имеет $I_{см3} = I_{б.р} - I_{б.п}$ (рис. 3.17).

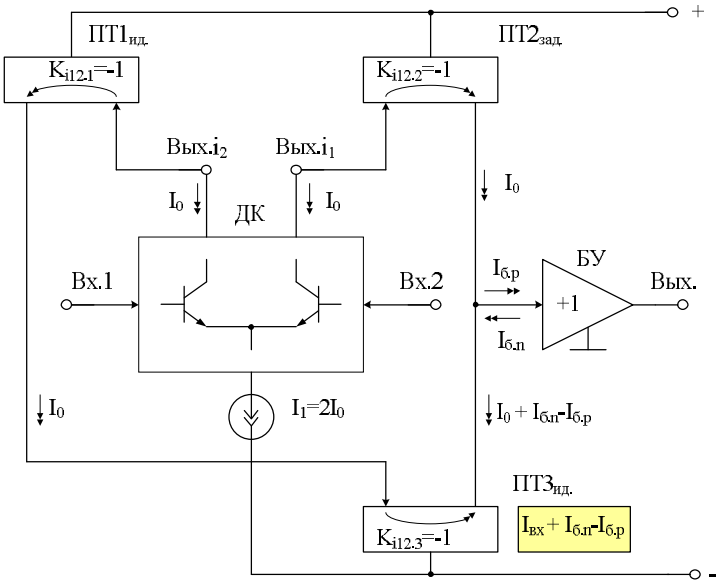


Рис. 3.17. Третья архитектура радиационно-стойкого по $U_{см.2}$ ОУ с буфером на основе «бриллиантовых» транзисторов

Однако архитектуры рис. 3.16 и 3.17 труднореализуемы.

3.4. Одноканальный операционный усилитель с идеальным токовым зеркалом

Одна из причин повышенных значений $U_{см.2}$ в таких ОУ (рис. 3.18) – наличие токов базы входных транзисторов VT1 и VT2, которые при идентичных источниках опорного тока $I_1 = I_2 = I_3 = I_0$ и $I_{БУ} = 0$ создают разностный ток в узле «А».

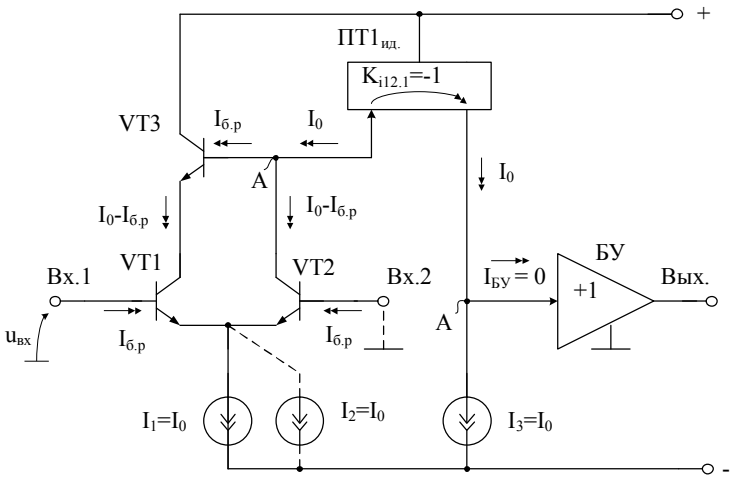


Рис. 3.18. ОУ с малым $U_{см.2}$ при $I_{БУ} = 0$ и $\beta_I = var$

Для компенсации данного эффекта предлагаются архитектуры рис. 3.18 и 3.19.

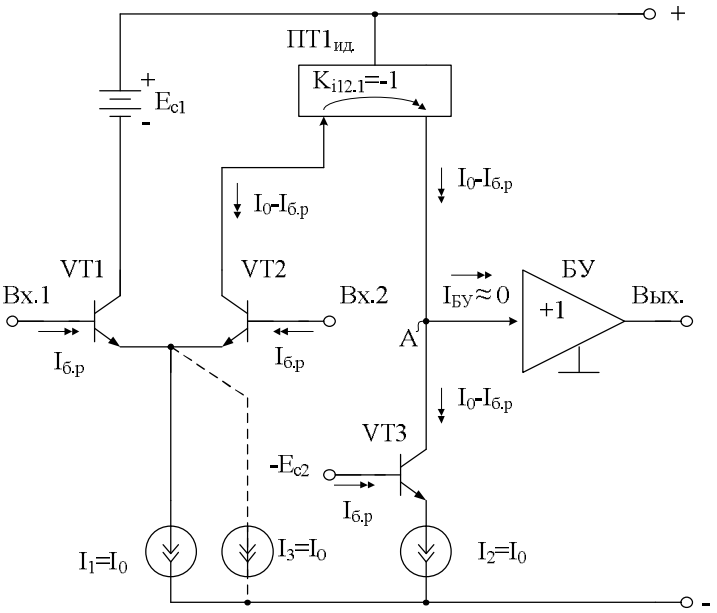


Рис. 3.19. ОУ с малым $U_{см.2}$ при $I_{БУ} \approx 0$

В качестве «идеального» токового зеркала ПТ1, имеющего близкое к нулю смещение проходной характеристики, целесообразно использовать ТЗ Вильсона, а также другие токовые зеркала с аналогичными свойствами.

3.5. Операционные усилители с управляемым и неуправляемым токовыми зеркалами

В тех случаях, когда реализация входного ДК в операционном усилителе по схеме «dual-input-stage» (комплементарные ДК) нецелесообразна из-за технологических ограничений, возможны архитектурные решения с компенсацией $U_{см2}$, представленные на рис. 3.20 и 3.21.

Схема рис. 3.20 имеет управляемое входным напряжением ОУ идеальное токовое зеркало ПТ1 и пассивное ТЗ (ПТ2) с заданным смещением проходной характеристики $I_{см2} = -2I_{б.р}$. Неуправляемое токовое зеркало ПТ3 обеспечивает симметрирование схемы ОУ и позволяет разделить на два суммарный ток эмиттерной цепи VT1, VT2.

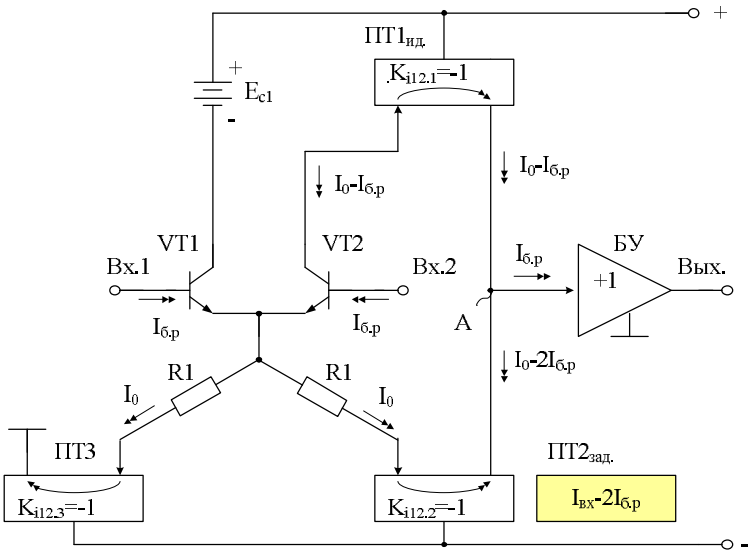


Рис. 3.20. ОУ с малым $U_{см.2}$ при $I_{БУ}= I_{бр}$

Архитектура ОУ рис. 3.21 также включает два пассивных токовых зеркала: ПТ1, имеющее $I_{см1} = I_{б.р}$, и ПТ3 с $I_{см3} = 0$.

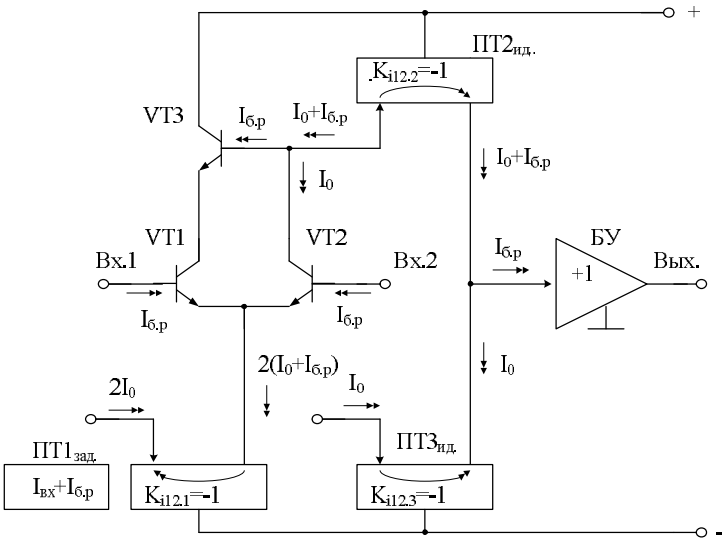


Рис. 3.21. ОУ с двумя пассивными токовыми зеркалами ПТ3, ПТ1

3.6. Архитектура радиационно-стойких ОУ на базе комплементарных ДК и «бриллиантовых» буферных усилителей

Комплементарные дифференциальные каскады имеют два выхода, согласованные с шинами положительного и отрицательного источников питания, которые управляют токовыми зеркалами ПТ1 и ПТ2 (рис. 3.22).

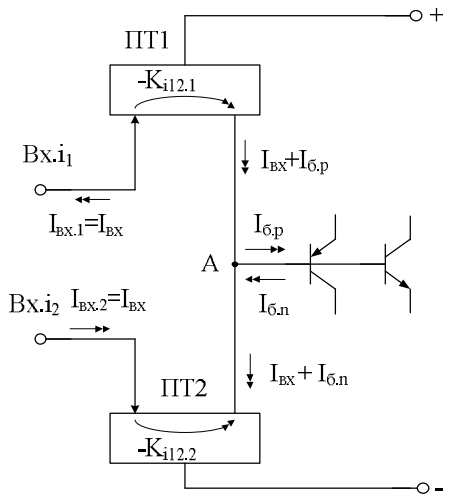


Рис. 3.22. Условия компенсации входного тока буфера на основе «бриллиантового» транзистора (вариант 1)

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

Вариант 1 Вариант 2 Вариант 3

$$\begin{cases} I_{вх} + I_{б.р} \ (ПТ1) \\ I_{вх} + I_{б.п} \ (ПТ2) \end{cases} \quad \begin{cases} I_{вх} + I_{б.р} - I_{б.п} \ (ПТ1) \\ I_{вх} \qquad (ПТ2) \end{cases} \quad \begin{cases} I_{вх} \qquad (ПТ1) \\ I_{вх} + I_{б.п} - I_{б.р} \ (ПТ2) \end{cases}$$

Пример архитектуры ОУ, обладающего эффектом компенсации влияния β транзисторов с учётом смещения нуля в дифференциальном каскаде, показан на рис. 3.23.

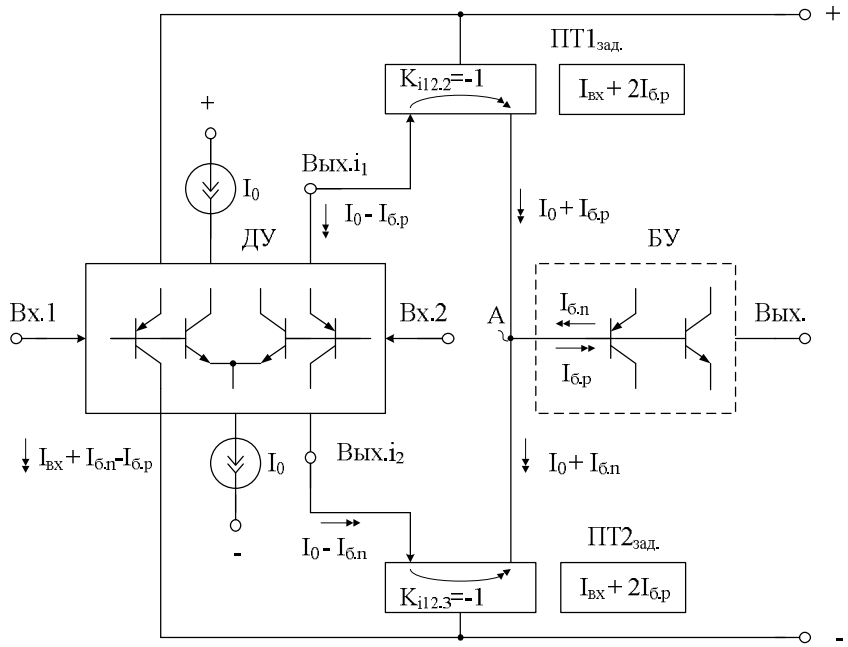


Рис. 3.23. Вторая архитектура радиационно-стойкого по $U_{см.2}$ ОУ с буфером на основе бриллиантовых транзисторов

3.7. Алгоритм синтеза ОУ с компенсацией паразитных токовых координат в высокоимпедансном узле

Рассмотрим общие условия взаимной компенсации токов в высокоимпедансном узле «А» ОУ рис. 3.24 при произвольных значениях составляющих входного тока БУ $kI_{б.р}$, $dI_{б.n}$ и различных смещениях нуля токовых зеркал ПТ1, ПТ2.

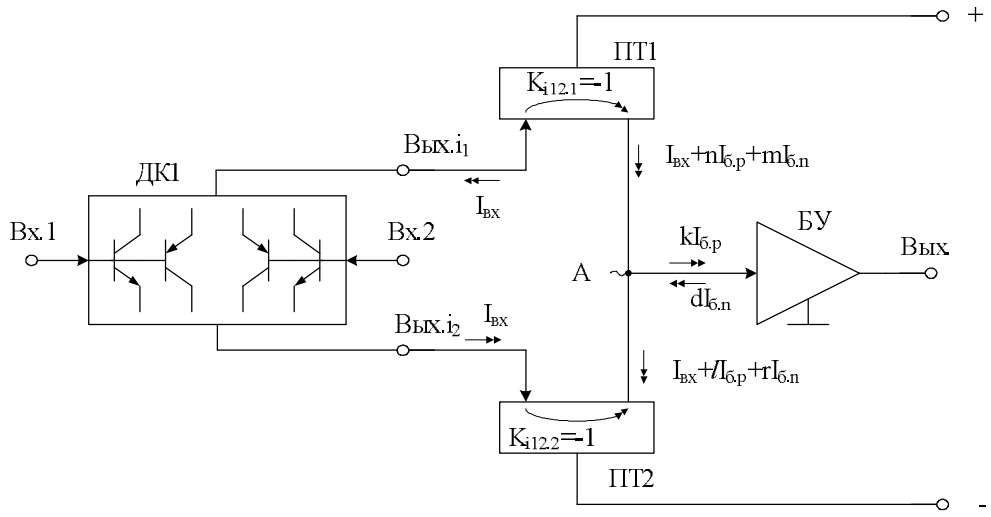


Рис. 3.24. Условия взаимной компенсации токовых координат в ОУ на базе классического «бриллиантового» транзистора (БУ)

На рис. 3.24 коэффициенты пропорциональности k, d – положительные целые числа, изменяющиеся синхронно или асимметрично в диапазонах $0 \div k_{max}$ и $0 \div d_{max}$.

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

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

$$n + m + d = r + l + k. \qquad (3.14)$$

На первом этапе синтеза токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 необходимо задать свойства буферного усилителя, т.е. определить численные значения коэффициентов k и d. Возможные варианты построения БУ приведены в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Значения коэффициентов *k* и *d* для типовых буферных усилителей

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

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

На втором этапе синтеза ПТ1, ПТ2 необходимо выполнить перебор возможных сочетаний коэффициентов n, m, r и l при заданных значениях k и d (табл. 3.2) и выбрать их оптимальное значение.

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

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

$$n = \{-2, -1,\ 0,\ 1,\ 2\}; \tag{3.15}$$

$$r = \{-2, -1,\ 0,\ 1,\ 2\}; \tag{3.16}$$

$$m = \{-2, -1,\ 0,\ 1,\ 2\}; \tag{3.17}$$

$$l = \{-2, -1,\ 0,\ 1,\ 2\}. \tag{3.18}$$

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

В таблицах 3.3–3.5 приведены некоторые из возможных значений масштабных коэффициентов n, m, r, l для трёх вариантов построения БУ, имеющих разные уровни составляющих входных токов (коэффициенты d и k).

Таблица 3.3

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

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

Таблица 3.4

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

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

Таблица 3.5

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

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

Приведённые в табл. 3.3–3.5 варианты допустимых сочетаний масштабных коэффициентов иллюстрируют процедуру синтеза аналоговых микросхем с малым дрейфом. Следует отметить, что число допустимых сочетаний масштабных коэффициентов достигает нескольких тысяч.

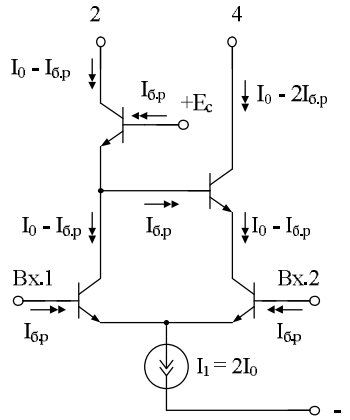
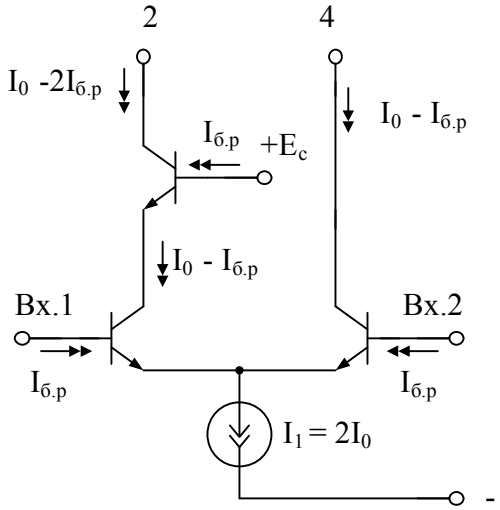
3.8. Базовые функциональные узлы аналоговых микросхем со слабой токовой асимметрией

Одним из условий синтеза архитектур операционных усилителей с повышенной стабильностью нулевого уровня при радиационной деградации β транзисторов является подбор основных функциональных узлов ОУ, масштабные коэффициенты которых удовлетворяют условию взаимной компенсации (3.14).

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

Таблица 3.6

Дифференциальные каскады со слабой токовой асимметрией

№ п/п	Схема входного ДК	Ток смещения нуля проходной характеристики и значения коэффициентов f, z, c, g
1	2	3
1	 П3012	z = -1 f = 0 c = 0 g = -2
2	 П3012	z = -2 f = 0 c = 0 g = -1

Окончание табл. 3.6

1	2	3
3	2 + 4 I_0 $I_{б.р}$ $I_0 - I_{б.р}$ $I_0 - I_{б.р}$ Вх.1 + Вх.2 $2I_{б.р}$ $2I_{б.р}$ $I_1 = 4I_0$ - П3013	z = 0 f = 0 c = 0 g = -1
4	2 4 I_0 $I_0 - 2I_{б.р}$ $I_{б.р}$ $+E_c$ $I_0 - I_{б.р}$ $I_{б.р}$ $I_0 - I_{б.р}$ Вх.1 Вх.2 $I_{б.р}$ $I_{б.р}$ $I_1 = 2I_0$ - П3013	z = -2 f = 0 c = 0 g = 0

Таблица 3.7

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

№ п/п	Схема БУ	Значения коэффициентов k, d
1	2	3
1	+ Вх.1 $I_{бу} = кI_{б.р}$ Вых. $I_1 = кI_0$ - П3016	$k \neq 0$ d = 0

Окончание табл. 3.7

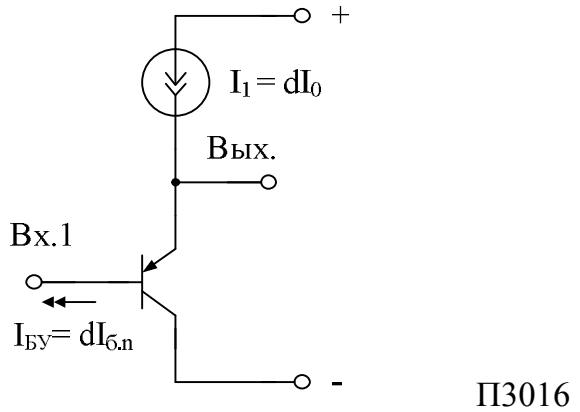
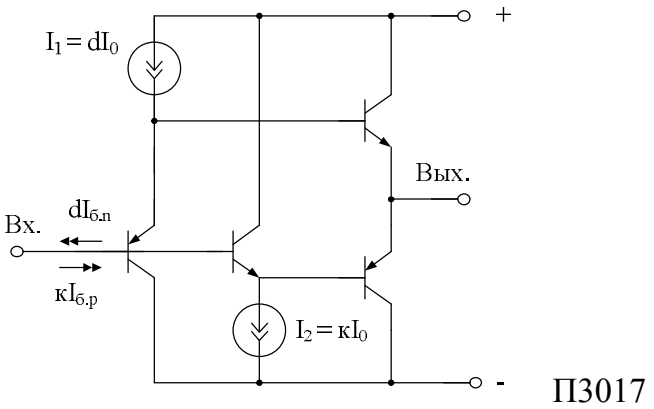
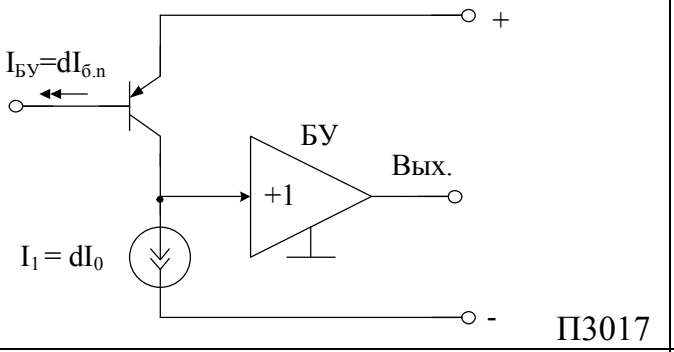
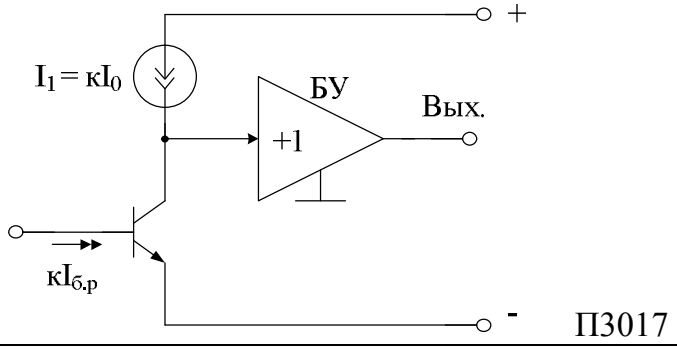
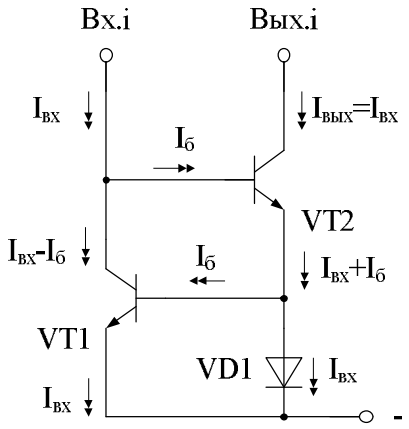
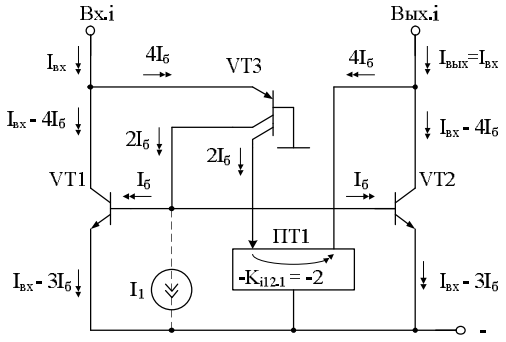
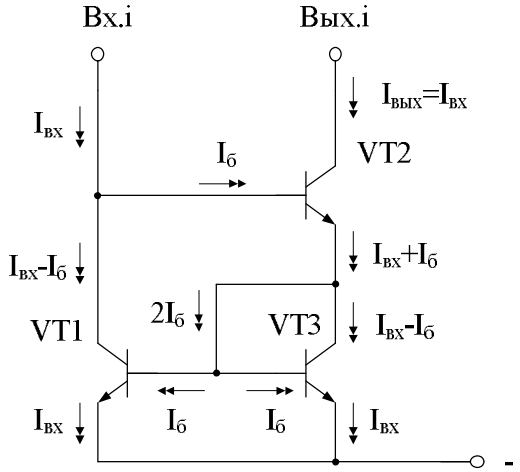
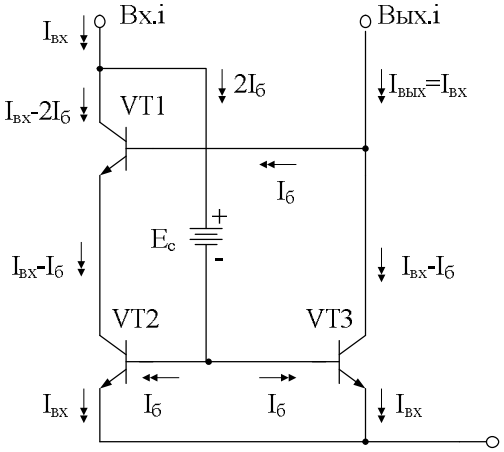
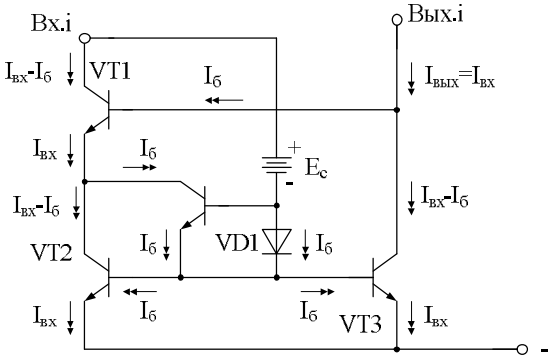
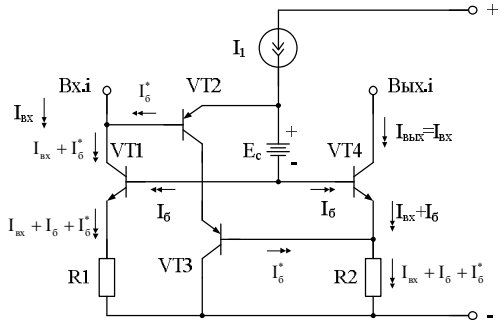
1	2	3
2		$d \neq 0$ $k = 0$
3		$d \neq 0$ $k \neq 0$
4		$d \neq 0$ $k = 0$
5		$d = 0$ $k \neq 0$

Таблица 3.8

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

№ п/п	Схема токового зеркала	
1	2	
1	 П1889	 П1878
2	 П1867	 П1870
3	 П1872	 П1874

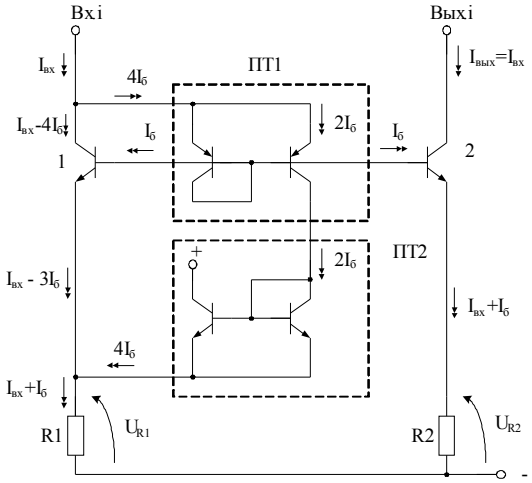
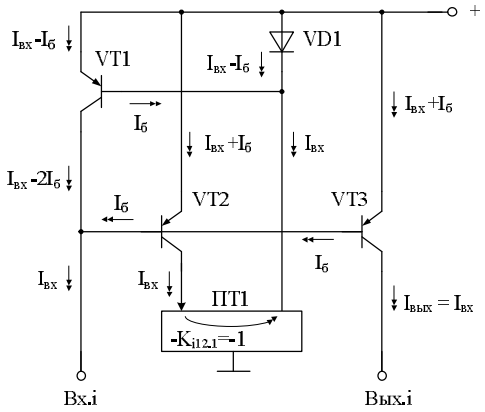
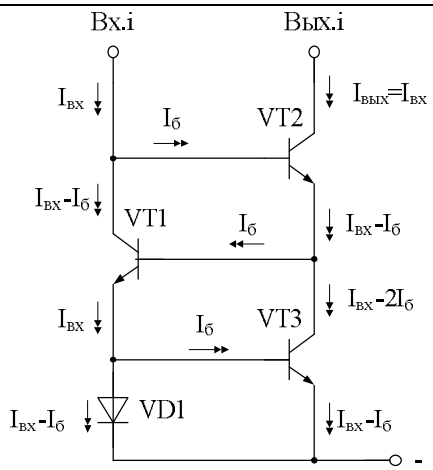
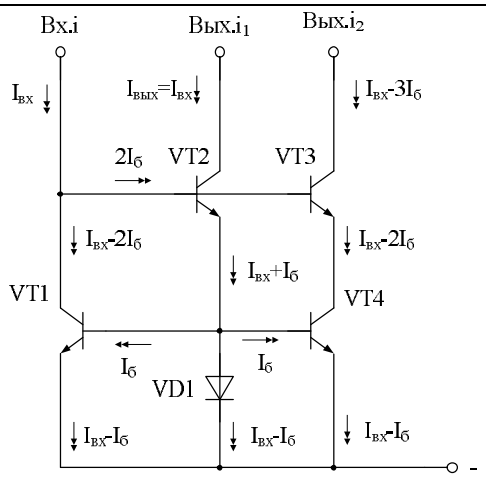
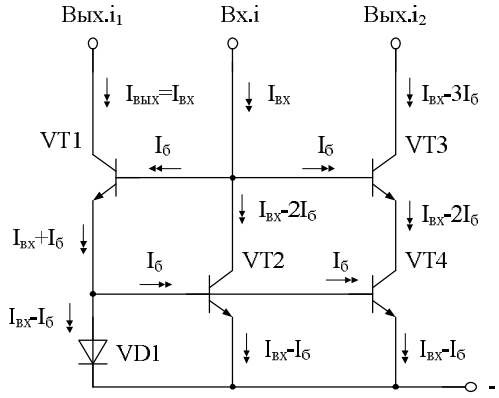
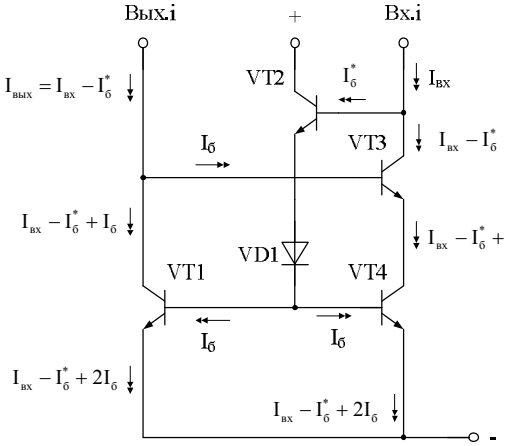
1	2	
4	 П1875	 П2727
5	 П2708	 П2701
6	 П2629	 П2704

Таблица 3.9

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

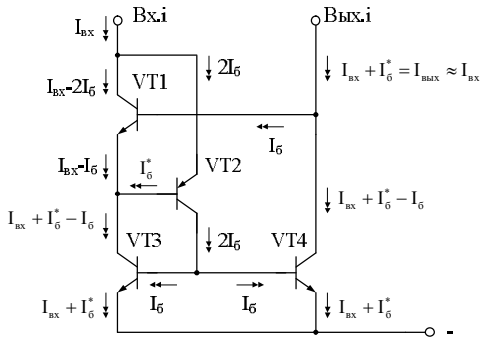
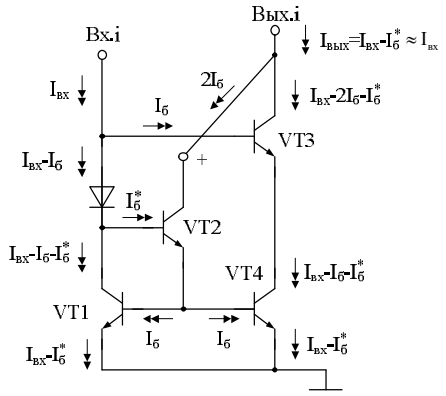
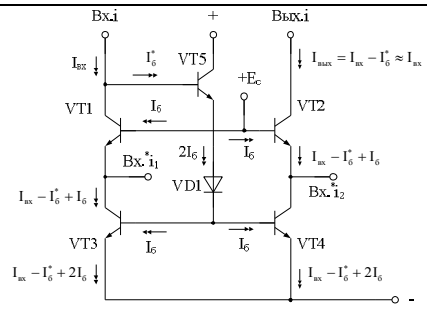
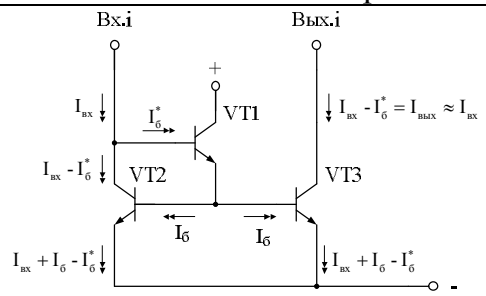
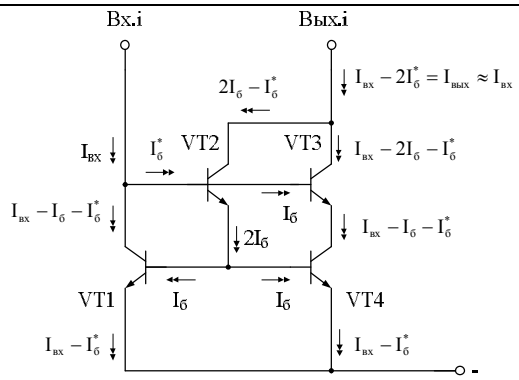
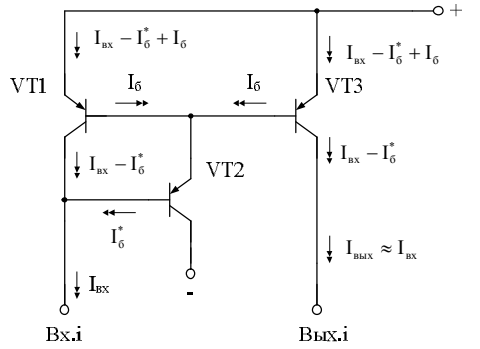
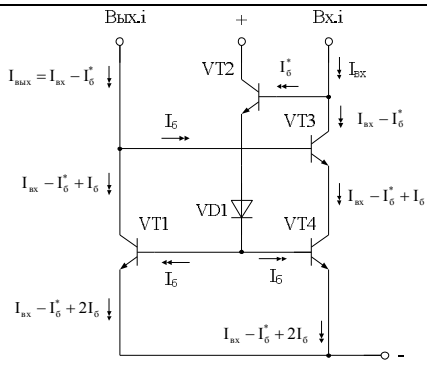
№ п/п	Схема токового зеркала	
1	 П1873	 Чертёж 582
2	 П2705	 П1868
3	 П1880	 П2711
4	 П2704	

Таблица 3.10

Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$$I_{см} = +I_б \ (m = 0, \ n = 1)$$

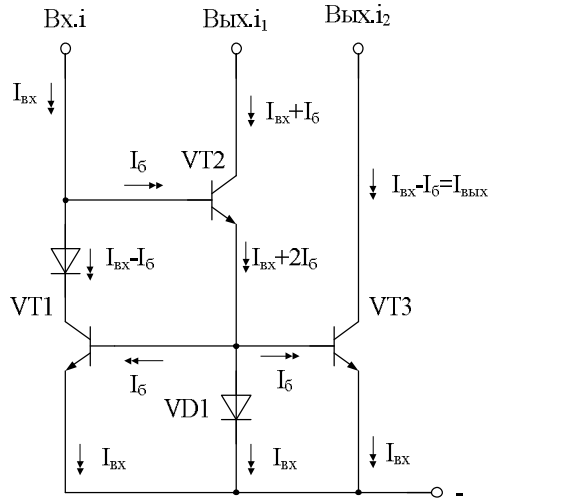
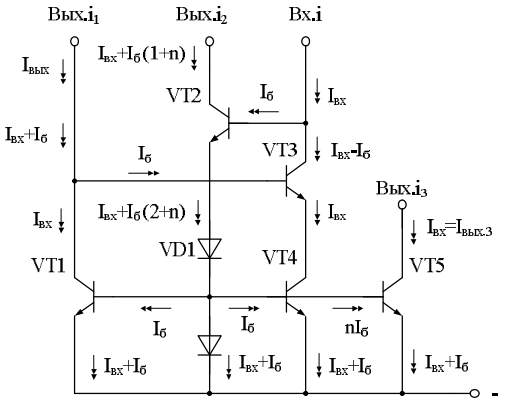
Схема токового зеркала	
 П2703	 П2707

Таблица 3.11

Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$$I_{см} = -I_б \ (n = -1, \ m = 0)$$

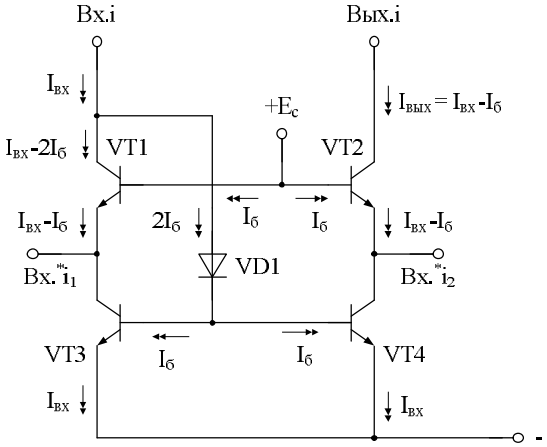
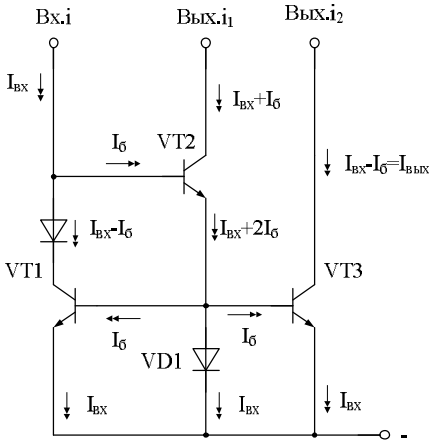
Схема токового зеркала	
 П2706	 П2703

Таблица 3.12

Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$I_{см} = +2I_б \ (n = 2, \ m = 0)$

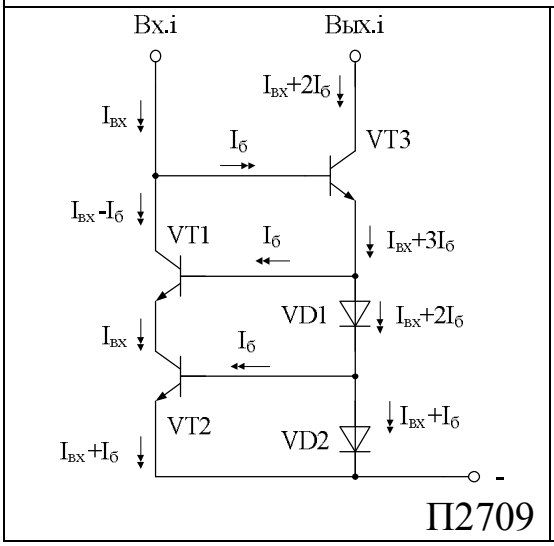
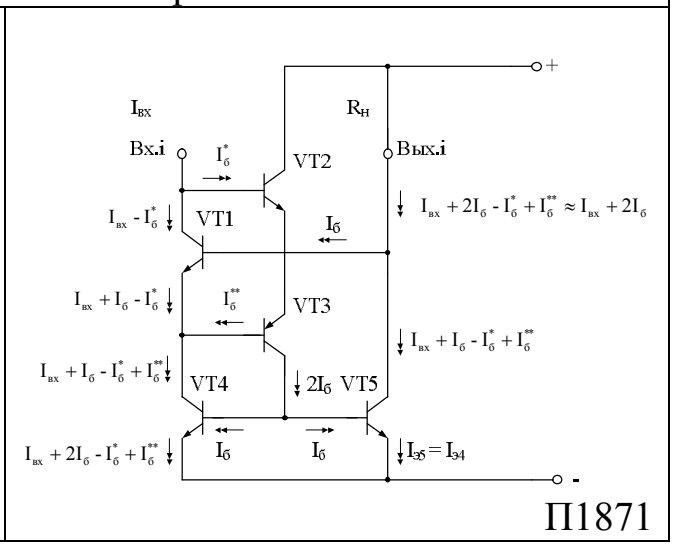
Схема токового зеркала	
	

Таблица 3.13

Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$I_{см} = -2I_б (m = 0, \ n = -2)$

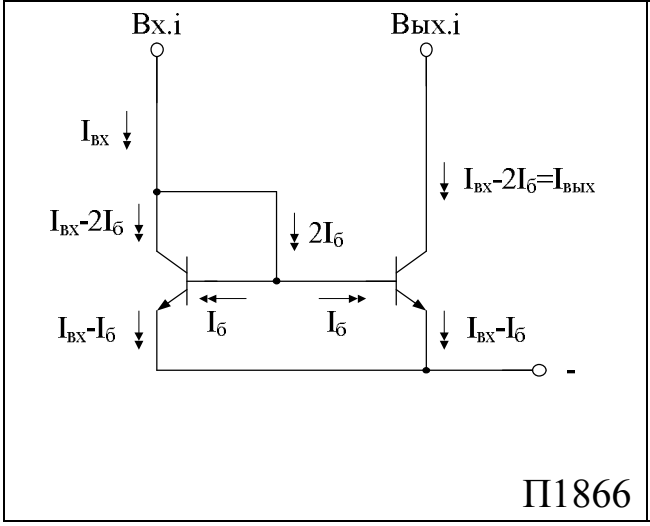
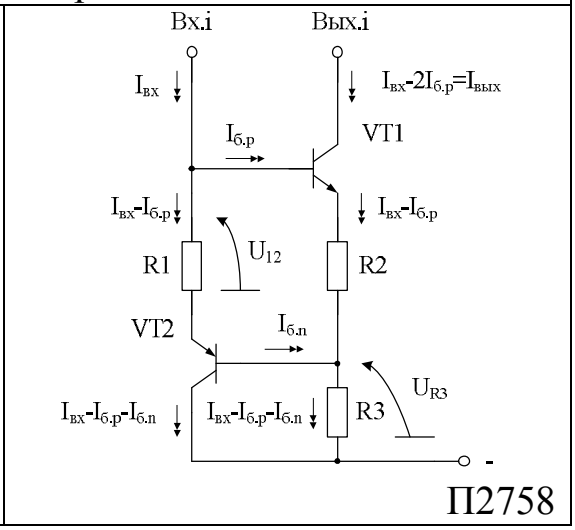
Схема токового зеркала	
	

Таблица 3.14

Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$$I_{см} = -3I_б \ (n = -3, \ m = 0)$$

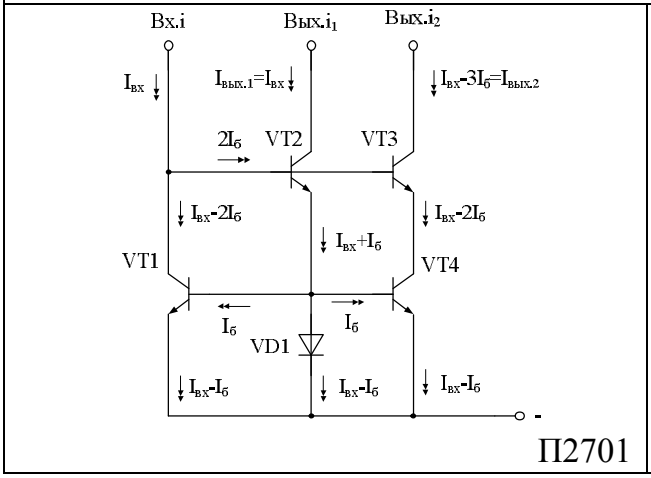
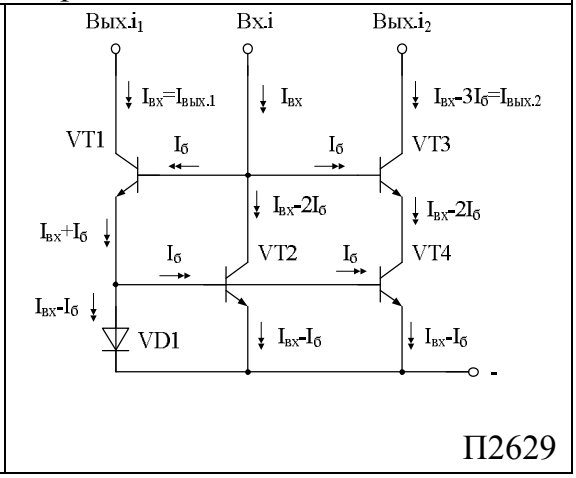
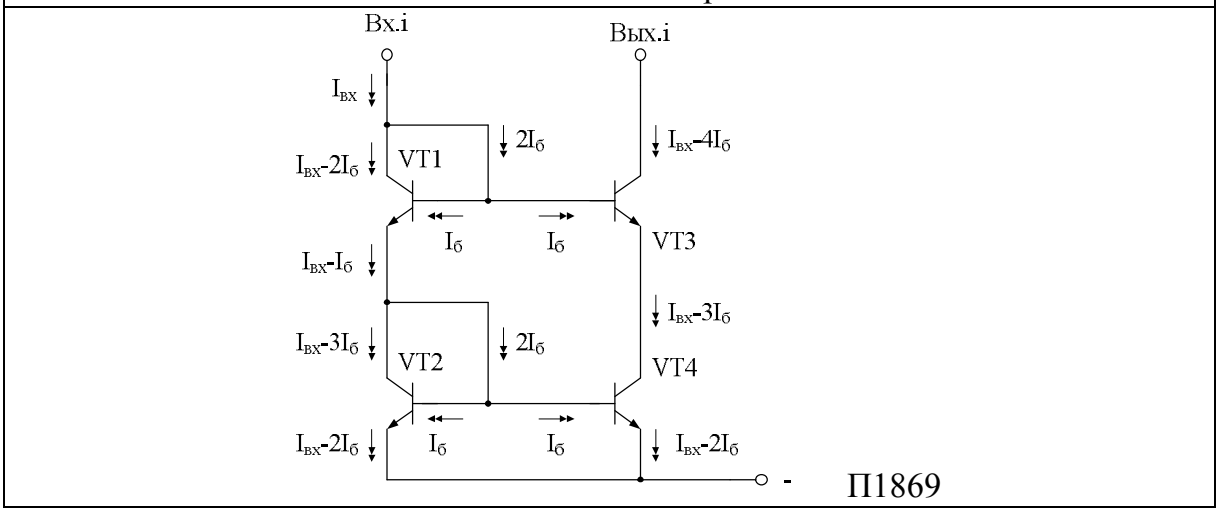
Схема токового зеркала	
	

Таблица 3.15

Токовые зеркала со смещением нуля проходной характеристики

$$I_{см} = -4I_б$$

Схема токового зеркала


Токовое зеркало Вильсона со смещением нуля, зависящим от разности β n-p-n и p-n-p транзисторов. В тех случаях, когда буферный усилитель ОУ реализуется на «бриллиантовых» транзисторах, имеющих входной ток $I_{БУ}$, зависящий от разницы токов базы p-n-p ($I_{б.n}$) и n-p-n ($I_{б.p}$) транзисторов, необходимы токовые зеркала (ТЗ) с аналогичным смещением проходной характеристики. Для этой цели предлагаются модифицированные токовые зеркала Вильсона (рис. 3.25).

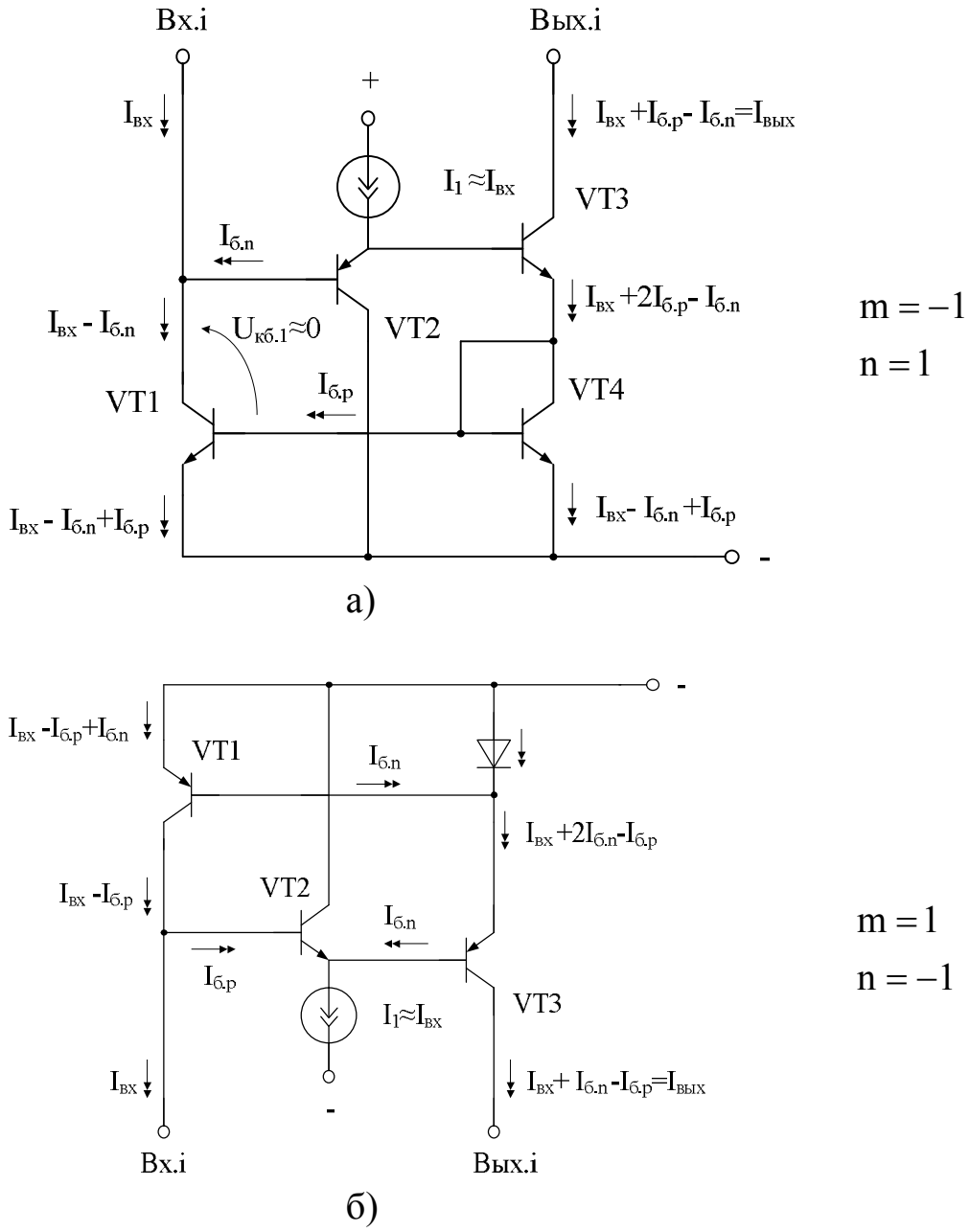


Рис. 3.25. Токовые зеркала с разностным смещением нуля проходной характеристики для микросхем с низковольтным питанием

В схемах рис. 3.25 относительное смещение проходной характеристики ТЗ определяется разностью численных значений $\beta_{p\text{-}n\text{-}p}$ и $\beta_{n\text{-}p\text{-}n}$ транзисторов.

В схеме рис. 3.26 за счёт параллельного включения N транзисторов можно получить выходной ток $I_{вых}$, смещённый относительно нуля на величину $I_{см} = (N+1)I_{б.р} - I_{б.n}$.

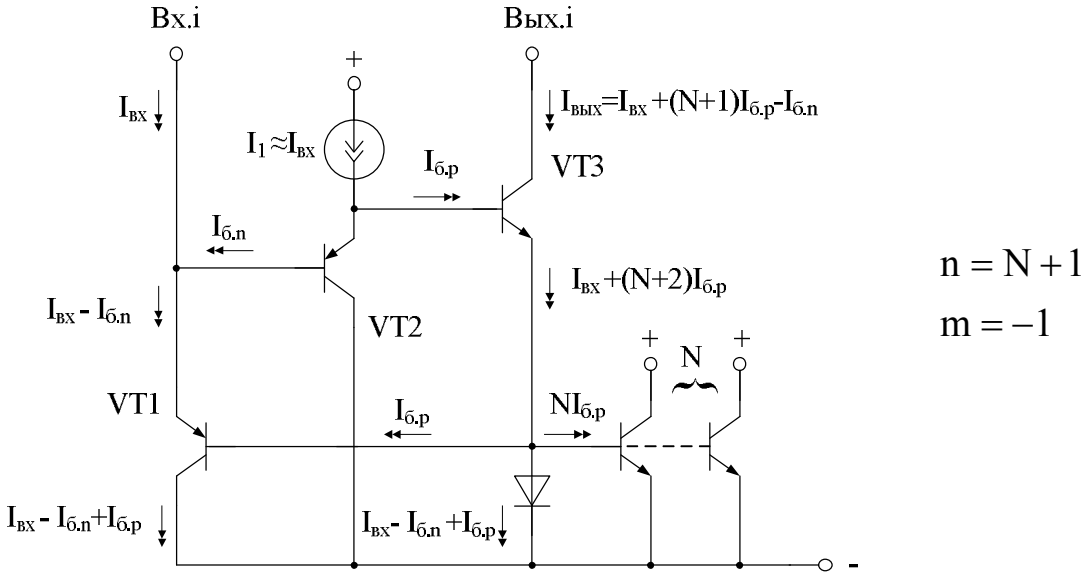


Рис. 3.26. Токовое зеркало с заданным смещением проходной характеристики

Если выбрать эмиттерный ток транзистора VT2 $I_{э2} << I_{вх}$, то $I_{см} \approx (N+1)I_{б.р}$.

Выводы

Рассмотрена концепция синтеза регулярных архитектур аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня при температурных и радиационных изменениях β транзисторов, предусматривающая создание в конкретных схемах специальных условий для взаимной компенсации токовых автономных параметров транзисторов.

Показано, что практически все выпускаемые в настоящее время операционные усилители, не имеющие лазерной подгонки нулевого уровня, характеризуются повышенным дрейфом напряжения смещения нуля ($U_{см}$) в связи с нерациональным построением архитектуры.

Приведены алгоритмы синтеза прецизионных операционных усилителей с малым смещением нуля следующих подклассов:

– классических двухкаскадных ОУ с токовым зеркалом;
– каскодных ОУ;
– ОУ на основе «перегнутых» каскодов;
– ОУ на базе трёх токовых зеркал с опцией rail-to-rail;

– ОУ с несимметричным включением токового зеркала;
– ОУ с неуправляемыми токовыми зеркалами;
– ОУ на базе комплементарных дифференциальных каскадов.

Представлена база данных основных функциональных узлов прецизионных аналоговых микросхем (дифференциальных каскадов, токовых зеркал, буферных усилителей), позволяющая осуществить синтез конкретных схемотехнических решений с учётом влияния температурных и радиационных воздействий.

Рассмотренные в настоящем разделе архитектурные решения и принципы построения аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня могут быть положены в основу построения нескольких сотен практических схем дифференциальных усилителей различных типов и интерфейсных устройств на их основе в элементном базисе АБМК_1_3, а также технологий ФГУП НПП «Пульсар».

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите основные причины, влияющие на уровень напряжения смещения нуля операционных усилителей с высокоимпендансным узлом.

2. Поясните физический смысл коэффициентов слабой токовой симметрии базовых подсхем операционного усилителя.

3. Каким образом вычисляются коэффициенты слабой токовой симметрии для конкретных типов дифференциальных каскадов, токовых зеркал, буферных усилителей?

4. Поясните примеры построения операционных усилителей с малым напряжением смещения нуля на базе различных типов токовых зеркал, дифференциальных каскадов и буферных усилителей.

4. РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЕ ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Источники опорного напряжения широко применяются в различной радиоэлектронной аппаратуре и во многих случаях определяют уровень статических погрешностей обработки сигналов. Основные усилия разработчиков обычно сосредоточены на создании двух видов ИОН: прецизионных и встраиваемых в микроэлектронные системы различного уровня сложности. Проектирование каждого из указанных видов изделий имеет особенности, обусловленные возможностями применяемых технологических маршрутов (техмаршрутов) изготовления микросхем.

Так, в прецизионных ИОН:

– применяют малошумящие стабилитроны с высокой долговременной стабильностью параметров на основе так называемых «скрытых» или «заглублённых» (burried, subsurface) структур, требующих для своей реализации использования дополнительных полупроводниковых областей;

– для уменьшения температурного дрейфа параметров поддерживают постоянную температуру интегральных элементов за счёт термоизоляции кристалла от окружающей среды и его нагрева с помощью нагревательных элементов, расположенных на кристалле;

– для обеспечения требуемого выходного напряжения осуществляют подстройку его величины и температурного дрейфа. В связи с указанным используют и постоянно совершенствуют алгоритмы и способы подгонки сопротивления интегральных резисторов, в том числе непрерывные (изменение сопротивления сильнолегированного поликристаллического кремния (ПКК) или полупроводникового резистора специальной конструкции при воздействии токовых импульсов, тонкоплёночного резистора при лазерной подгонке) и дискретные (пробиваемые электрическим импульсом стабилитроны, пережигаемые электрическим импульсом или лазером ПКК перемычки).

Очевидно, что не все методы создания прецизионных ИОН применимы для встраиваемых источников, которые чаще всего проектируют для типовых техмаршрутов, прежде всего Би-КМОП, позволяющих реализовать на одной полупроводниковой подложке как БТ, так и полевые транзисторы с МОП-структурой.

При разработке встраиваемых ИОН особое внимание уделяют:

– уменьшению влияния на параметры ИОН ограничений характеристик МОП-элементов (большая неидентичность параметров и высокий уровень низкочастотных фликкер-шумов, временной и температурный дрейф порогового напряжения, изменение параметров транзисторов и резисторов при механических напряжениях, возникающих при сборке кристалла в корпус и герметизации полимером);

– статистическому моделированию, поиску элементов, неидентичность параметров которых вносит наибольший вклад в разброс выходного напряжения, температурного дрейфа ИОН, и топологической модернизации этих интегральных элементов;

– применению «цифровых» методов улучшения параметров микроэлектронных устройств, таких как: автоматическая калибровка, автоматическое установление нуля, динамическое согласование параметров элементов (dynamic element matching), динамическое деление напряжения (dynamic voltage division). К сожалению, «цифровые» методы предполагают использование памяти и обработки совокупности результатов измерений, что усложняет создание ИОН.

Проектирование ИОН для радиационно-стойких микроэлектронных систем также имеет некоторую специфику. С одной стороны, экономически целесообразно, чтобы технологический маршрут изготовления ИОН был унифицирован с маршрутом изготовления других компонентов, что позволяет создавать микроэлектронные устройства в виде СнК или СвК, что накладывает ограничения на номенклатуру и параметры интегральных элементов, доступных для синтеза ИОН.

С другой стороны, использование подстройки параметров в изделиях типа СнК приводит к значительному и часто недопустимому увеличению площади кристалла. Кроме того, деградация характеристик полупроводниковых элементов при радиационном облучении нарушает условия первоначальной подстройки выходного напряжения ИОН и снижает эффективность её применения.

Учитывая изложенное, для увеличения радиационной стойкости аналого-цифровых систем можно рекомендовать применение ИОН с минимальными подстройкой и радиационным изменением параметров, а также импульсно-потенциальных АЦП, в которых стабильность выходного напряжения ИОН необходима только на протяжении периода тактового сигнала.

В настоящей главе рассматриваются особенности проектирования ИОН с минимальным изменением параметров при радиационном облучении.

4.1. Выбор интегральных элементов для схемотехнического синтеза

Перед началом схемотехнического синтеза радиационно-стойких ИОН необходимо:

- выяснить вид и параметры радиационного облучения;
- установить приоритет в требуемых характеристиках ИОН, а именно: какое изменение выходного напряжения (радиационное, температурное, при изменении напряжения питания или тока нагрузки) должно быть минимальным;
- уточнить номенклатуру элементов, допустимых для выбранного техмаршрута, изучить уровень и диапазоны изменения параметров активных и пассивных элементов при воздействии температуры, разных видов радиационного облучения, возможность модернизации конструкций;
- убедиться в адекватности моделей активных и пассивных элементов, проверить, описывают ли модели изменение характеристик интегральных элементов в диапазоне температур при радиационном воздействии и допустимом технологическом разбросе полупроводниковых слоёв.

При сомнении в корректности моделей, а также при отсутствии экспериментальных данных целесообразно использование рекомендаций по выбору интегральных элементов и параметров их «Spice-моделей», приведённых ниже и проиллюстрированных для АБМК_1_3.

4.1.1. Стабилитроны

Если в качестве стабилитронов применяются полупроводниковые диоды на основе отдельных p-n переходов, то при их проектировании нужно учитывать следующие факторы.

Необходимо различать вид пробоя. Механизм пробоя имеет туннельный характер при напряжениях пробоя, меньших $4 \cdot E_G$ (E_G – ширина запрещённой зоны, равная 1,124 В для кремния при абсолютной температуре $T = 300$ °К), а в переходах с напряжением пробоя, превышающем $6 \cdot E_G$ (6,74 В), механизм пробоя обусловлен лавинным умножением. При напряжении пробоя в интервале от 4 до $6 \cdot E_G$ на процесс пробоя влияют оба механизма (лавинный и туннельный). Обычно в эмиттерных переходах кремниевых n-p-n транзисторов протекает туннельный или смешанный пробой, а в коллекторных – лавинный.

Температурный коэффициент напряжения (ТКН) туннельного пробоя отрицательный, а лавинного – положительный (рис. 4.1). Туннельный пробой характеризуется «мягким» ростом тока вблизи критического напряжения, и, следовательно, стабилитрон с туннельным пробоем обладает высоким дифференциальным сопротивлением при малых токах, поэтому для стабилизации напряжения чаще всего применяют лавинный пробой p-n перехода. Обычно в ИС формируют стабилитроны с напряжением пробоя около 6 В, при этом ТКН ≈ +2 мВ/°С. Соединив прямосмещённый p-n переход с отрицательным ТКН с обратносмещённым p-n переходом с положительным ТКН пробоя, можно получить термокомпенсированный источник опорного напряжения. Кроме того, последовательное соединение двух p-n переходов уменьшает проходную ёмкость, хотя суммарная паразитная ёмкость с подложкой может увеличиться.

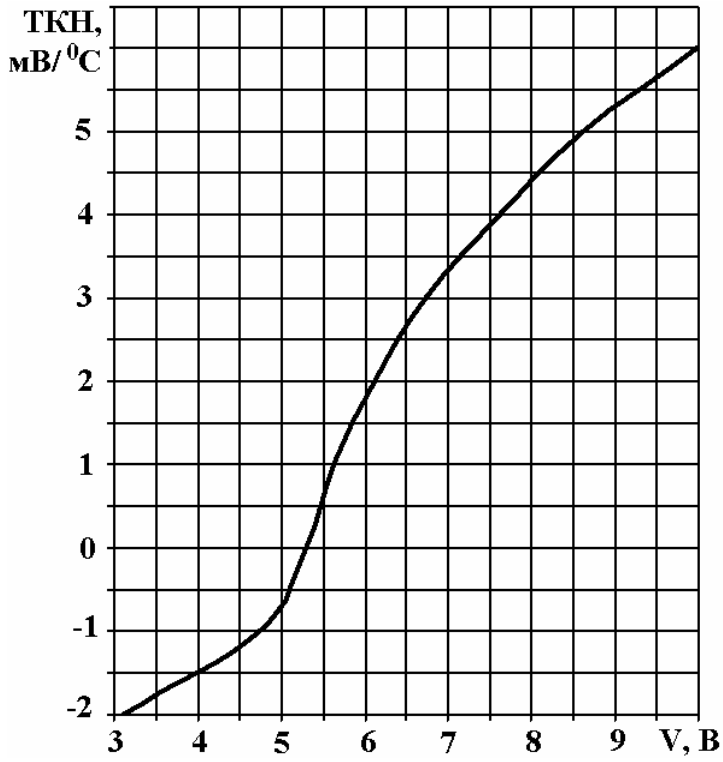


Рис. 4.1. Зависимость температурного коэффициента напряжения пробоя плоского кремниевого p-n перехода от величины напряжения пробоя

Напряжение пробоя p-n перехода зависит от его радиуса кривизны (глубины залегания). Пробой происходит в местах с максимальной напряжённостью электрического поля – на искривлённых участках около поверхности. Лавинному приповерхностному пробою

присущ повышенный уровень фликкер-шума, а изменение при таком пробое характеристик поверхности раздела $Si–SiO_2$, появление поверхностного заряда в SiO_2 приводит к временному дрейфу параметров полупроводниковых приборов.

Улучшение параметров стабилитронов традиционно получают:

– ужесточением требований к технологическому маршруту, что приводит к удорожанию ИС;
– применением конструкций, в которых пробой проходит в плоской части p-n перехода, не контактирующей с поверхностью, при этом также максимально увеличивают плотность тока за счёт уменьшения площади пробоя;
– уменьшению «белого» шума способствует применение внешних фильтрующих конденсаторов большой ёмкости, а фликкер-шума – использование дополнительных технологических операций геттерирования обратной стороны полупроводниковой подложки.

Рассмотренные способы модернизации стабилитронов требуют изменения технологического маршрута изготовления микросхем, и поэтому их применение в СвК и СнК затруднительно.

В связи с вышеизложенным в качестве стабилитрона во многих аналоговых микросхемах используют диодное включение n-p-n транзистора с закороченным коллекторным переходом, т.е. при напряжении на коллекторном переходе, равном нулю ($V_{CB} = 0$). Однако в современных ИС с малой толщиной активной базы при обратном смещении диодного включения n-p-n транзистора пробой промежутка эмиттер-коллектор может происходить раньше, чем пробой p-n перехода эмиттер-база (рис. 4.2), поэтому для реализации стабилитрона целесообразно применение обратносмещённого эмиттерного перехода n-p-n транзистора при обратносмещённом коллекторном переходе ($V_{CB} > 0$).

Для описания пробоя допустимо параллельно эмиттерному переходу присоединить диод с параметрами «Spice-модели», определёнными по рис. 4.1. Так, эмиттерный переход маломощного n-p-n транзистора АБМК_1_3 (элемент 2GC) имеет пробивное напряжение $V_{EB0BR} = (5{,}2–5{,}4)$ В, и в соответствии с рис. 4.1 его температурный коэффициент составит $dV_{EB0BR}/dT = +0{,}8$ мВ/°С, а параметры модели диода будут $BV = V_{EB0BR} = 5{,}3$, $TBV1 = dV_{EB0BR}/(V_{EB0BR}\cdot dT) = 1{,}5\cdot 10^{-4}$. Полученная в результате моделирования ВАХ обратносмещённого эмиттерного перехода, шунтированного диодом с указанными параметрами модели, показана на рис. 4.3, для неё

$dV_{EB0BR}/dT = +0{,}784$ мВ/°С. Заметим, что напряжение V_{BE} на рис. 4.3 имеет отрицательное значение потому, что для обратносмещённого эмиттерного перехода n-p-n транзистора потенциал базы меньше, чем эмиттера, а ТКН пробоя положительный, так как с ростом температуры абсолютная величина пробивного напряжения увеличивается.

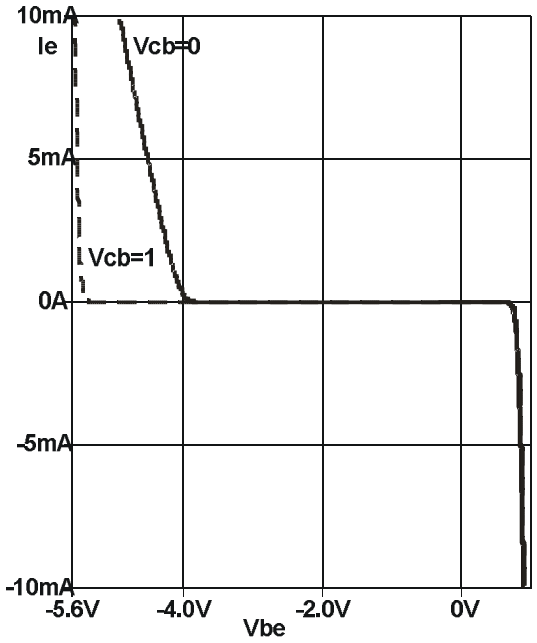


Рис. 4.2. ВАХ эмиттерного перехода n-p-n транзистора типа 2GC при различном смещении коллекторного перехода

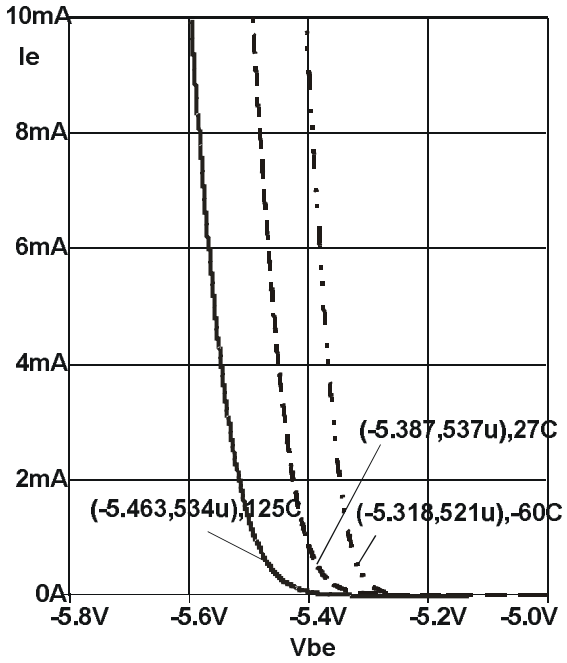


Рис. 4.3. Результаты моделирования ВАХ обратносмещённого эмиттерного перехода n-p-n транзистора типа 2GC в диапазоне температур при V_{CB}=1 В

При использовании стабилитронов в радиационно-стойких ИС необходимо учитывать следующее:

– если стабилитрон сформирован из сильнолегированных полупроводниковых слоёв, то изменение концентрации основных носителей заряда в этих слоях при воздействии потока нейтронов, а также напряжения пробоя и его ТКН незначительное;
– наиболее сильно влияет на стабилитроны с приповерхностным пробоем гамма-облучение, которое ухудшает характеристики поверхности раздела $Si–SiO_2$, приводит к значительному увеличению шумов и дрейфа основных параметров.

4.1.2. Резисторы

Зависимость сопротивления резистора от напряжения и температуры R(V,T) при моделировании часто представляют в следующем виде:

$$R(V,T) = R_0\left[1 + VC1\ (V_+ - V_-) + VC2\ (V_+ - V_-)^2\right]\times$$
$$\times\left[1 + TC1\,(T - T_0) + TC2\ (T - T_0)^2\right], \qquad (4.1)$$

где V_+, V_- – положительный и отрицательный потенциалы выводов резистора;

T, T_0 – текущая и номинальная температура;

R_0 – сопротивление резистора при номинальной температуре и малом падении напряжения на резисторе;

VC1(VC2) – коэффициент линейной (квадратичной) зависимости сопротивления от напряжения (voltage coefficient of resistance);

TC1(TC2) – коэффициент линейной (квадратичной) зависимости сопротивления от температуры (temperature coefficient of resistance).

В инженерной практике для расчётов обычно применяют только коэффициенты VC1, TC1, величины которых определяют как усреднённые значения в диапазоне напряжений и температур.

Нелинейность и температурная зависимость ВАХ резисторов может оказать значительное влияние на характеристики ИОН, поэтому для прецизионных изделий рекомендуется применение высоколинейных тонко-плёночных резисторов с малым температурным коэффициентом сопротивления (ТКС). Если при разработке ИС доступны только полупроводниковые резисторы, то их следует выполнять на сильнолегированных полупроводниковых слоях с минимальным ТКС, который можно оценить по графикам рис. 4.4.

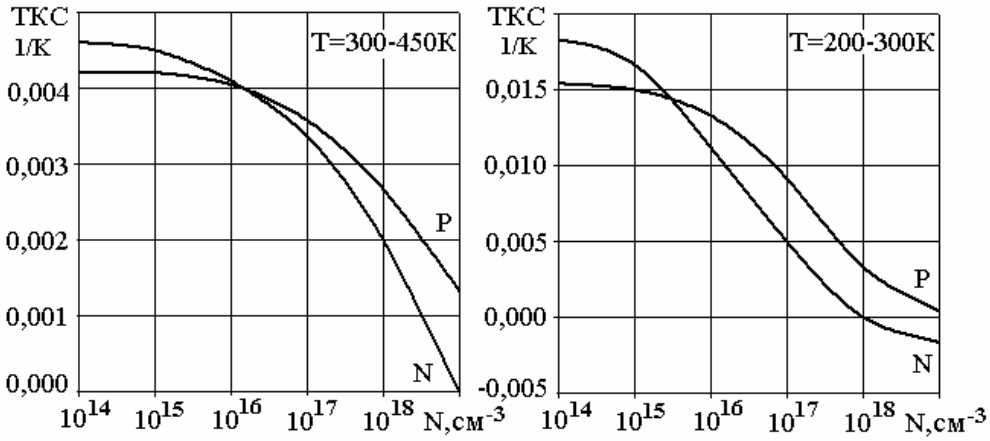


Рис. 4.4. Температурный коэффициент сопротивления кремниевых резисторов разного типа проводимости в зависимости от концентрации примеси

Так, p-резисторы АБМК_1_3 характеризуются сопротивлением слоя $R_S = 560$ Ом/квадрат и глубиной залегания $X_J = 0{,}36$ мкм, при этом их удельное сопротивление составляет $\rho \approx R_S \cdot X_J = 0{,}02$ Ом·см и средняя концентрация примеси $N = 3 \cdot 10^{18}$ см$^{-3}$. В диапазоне температур от 300 до 450 °K для p-резисторов ТКС = 0,0015 и параметры модели TC1 = 0,0015, TC2 = 0.

Обычно считают, что для полупроводникового резистора нелинейность ВАХ вызвана распространением области пространственного заряда изолирующего p-n перехода в токопроводящую область резистора. Этот эффект аналогичен действию затвора в ПТП, и поэтому для описания нелинейности ВАХ полупроводникового резистора часто применяют комбинированную модель Шихмана-Ходжеса. Адекватность представления слаболегированных полупроводниковых резисторов в виде ПТП подтверждена экспериментально и применяется в способе уменьшения нелинейности ВАХ резистора путём поддержания неизменной величины напряжения на p-n переходе между токопроводящей областью резистора и изолирующим карманом.

Резисторы современных микросхем чаще всего реализованы на сильнолегированных полупроводниковых слоях с неоднородным распределением примеси, расположенных в тонких, слаболегированных изолирующих карманах с низкоомными скрытыми слоями. В этом случае область пространственного заряда изолирующего p-n перехода преимущественно распространяется в карман, и нелинейность ВАХ резисторов в большей степени обусловлена насыщением скорости носителей заряда в электрических полях с большой напряжённостью.

Так, на рис. 4.5, 4.6 приведены результаты измерений ВАХ сильнолегированных резисторов разной длины (L) и ширины (W), сформированных с помощью технологического маршрута изготовления АБМК_1_3, а именно для области p-типа с указанными ранее параметрами и поликремния с $R_S = 37$ Ом/квадрат и толщиной $X_J = 0{,}45$ мкм.

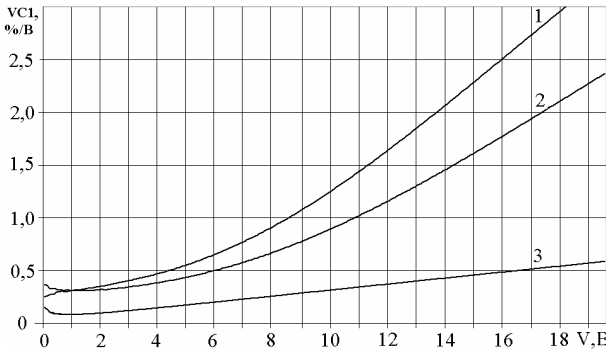


Рис. 4.5. Зависимость коэффициента VC1 от напряжения. График 1 получен для резистора, выполненного на слое p-базы, L=7,5 мкм, W=10 мкм; 2 – для L=9,0 мкм, W=10 мкм; 3 –для ПКК резистора, L=192 мкм, W=20 мкм

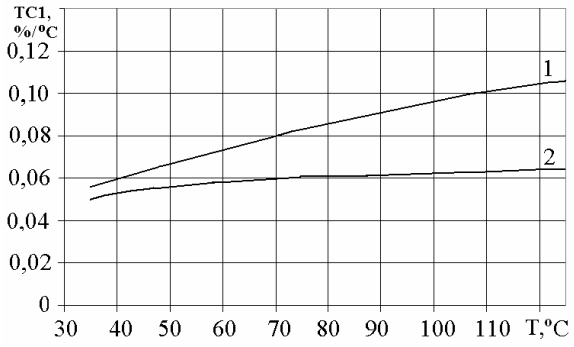


Рис. 4.6. Зависимость коэффициента TC1 от температуры. График 1 получен для резистора, выполненного на слое p-базы, L=7,5 мкм, W=4 мкм; 2 – для ПКК резистора, L=192 мкм, W=20 мкм

Результаты экспериментальных исследований позволили установить, что:

- коэффициент VC1 зависит от напряжения на резисторе, а TC1 – от температуры, поэтому для моделирования ИОН необходим учёт параметров модели VC2, TC2;
- для уменьшения зависимости сопротивления сильнолегированного резистора от напряжения необходимо увеличивать его длину;
- наименьшей нелинейностью ВАХ в диапазоне температур обладает низкоомный ПКК резистор.

Отметим противоречивость требований к полупроводниковым резисторам радиационно-стойких ИОН. Для достижения минимального радиационного изменения сопротивления их следует выполнять на сильнолегированных полупроводниковых слоях, при этом увеличивается длина резистора и уменьшается нелинейность ВАХ. Однако, с другой стороны, увеличивается площадь, занимаемая резистором на кристалле, и растут фототоки, возникающие при воздействии импульсного радиационного облучения.

4.1.3. Полевые транзисторы с p-n переходом

При схемотехническом синтезе ИОН с использованием ПТП необходимо принимать во внимание существование температурной зависимости тока стока (I_D) от напряжения затвор-исток (V_{GS}), вызван-

ной увеличением абсолютной величины напряжения отсечки и уменьшением подвижности носителей в канале ПТП с ростом температуры. Противоположное действие указанных факторов приводит к наличию оптимальной рабочей точки (I_{DOPT}, V_{GSOPT}), в которой температурный дрейф тока стока отсутствует, т.е. $dI_D/dT = 0$.

В «Spice-подобных» программах температурные эффекты ПТП описываются с помощью параметров модели VTO, VTOTC, BETA, BETATCE и выражений:

$$V_{TH}(T) = VTO + VTOTC\cdot(T-T_0), \quad (4.2)$$

$$\beta_J(T) = BETA\cdot 1{,}01^{BETATCE\cdot(T-T0)}, \quad (4.3)$$

где $V_{TH}(T)$ – зависящее от температуры напряжение отсечки ПТП, определяемое как точка пересечения касательной к кривой $\sqrt{I_D}$ с осью V_{GS} при $|V_{DS}| > |V_{TH}|$;

V_{DS} – напряжение сток-исток;

VTO – напряжение отсечки при температуре T_0;

$\beta_J(T)$ – зависящий от температуры коэффициент пропорциональности (удельная крутизна);

BETA – удельная крутизна при температуре T_0;

VTOTC, BETATCE – температурные параметры модели.

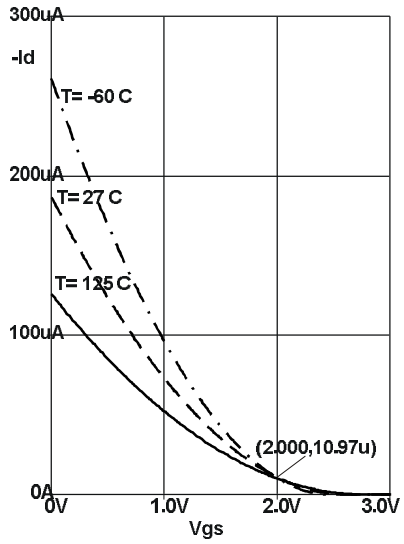
Для нахождения температурных коэффициентов модели ПТП допустимо применять известные соотношения:

$$\left|\frac{dV_{TH}}{dT}\right|\left[\frac{мВ}{°C}\right] = 4{,}29 - 3{,}33\cdot PB[В], \quad (4.4)$$

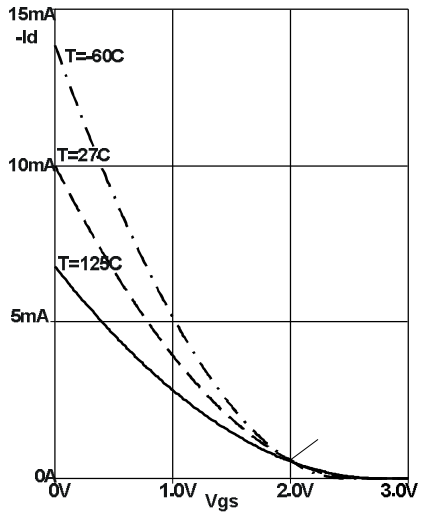
$$|V_{GSOPT}|[В] = |V_{TH}|[В] - 0{,}626\ , \quad (4.5)$$

где PB – контактная разность потенциалов p-n перехода затвор-канал при T = 300 °К, а в квадратных скобках приведена размерность величин.

Например, для транзисторов АБМК_1_3 PB = 0,8 В, поэтому $\frac{dV_{TH}}{dT} = 1{,}626\ \frac{мВ}{°C}$ и параметр модели VTOTC = –1,626m. Знак «–» перед параметрами VTOTC, VTO применяется в «Spice-подобных» программах как для n-ПТП, так и для p-ПТП в том случае, если они работают в режиме обеднения (depletion-mode JFET). В соответствии с (4.5) при величине напряжения отсечки, равной 2,614 В (VTO = –2,614 В), параметр модели BETATCE следует подобрать таким образом, чтобы пересечение кривых $I_D = f(V_{GS}, T)$ происходило при $V_{GSOPT} \approx 1{,}99$ В, как показано на рис. 4.7.



а) p-ПТП типа PNPJFjfet



б) p-ПТП типа PADJ

Рис. 4.7. Зависимость тока стока от напряжения затвор-исток при различной температуре для элементов АБМК_1_3 при V_{SD} = 5 В

Существование оптимальной рабочей точки ПТП используют в некоторых ИОН, в которых термостабильное выходное напряжение получают путём преобразования тока I_{DOPT} в напряжение на резисторе с малым ТКС. К сожалению, из-за большого технологического разброса параметров ПТП такие схемы требуют подстройки рабочего режима в очень широком диапазоне и поэтому редко применяются в полупроводниковых ИОН.

При проектировании радиационно-стойких ИС следует иметь в виду, что функционирование ПТП обусловлено переносом основных носителей заряда вдали от поверхности полупроводника, поэтому эти приборы малочувствительны к облучению, что подтверждают результаты экспериментальных исследований для p-ПТП.

4.1.4. Биполярные транзисторы

Биполярные транзисторы используются в различных цепях ИОН для усиления напряжения и тока, формирования источников и повторителей тока, сдвига уровня постоянного напряжения, в качестве температурно-чувствительных элементов и пр. В зависимости от области применения к параметрам БТ предъявляются различные требования, которые будут рассмотрены ниже.

Основную температурную зависимость БТ описывают выражения:

$$I_C \approx IS\exp\frac{V_{BE}}{\varphi_T}, \qquad (4.6)$$

$$IS = Const \cdot T^n \exp -\frac{E_{G0}}{\varphi_T}, \qquad (4.7)$$

где I_C – коллекторный ток;

IS – ток, обусловленный переносом неосновных носителей заряда (ННЗ) в базе;

V_{BE} – падение напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе;

$\varphi_T = kT/q$ – температурный потенциал;

q – заряд электрона;

k – постоянная Больцмана;

Const – постоянная, определяемая физико-технологическими параметрами БТ, не зависящая от температуры и прямо пропорциональная площади эмиттерного перехода S_E;

n – показатель степени, описывающий в том числе температурную зависимость подвижности ННЗ в базе, n изменяется от 1,5 до 3;

E_{G0} – ширина запрещённой зоны кремния при T = 0 °К.

Однако при работе БТ в широком диапазоне коллекторных токов необходимо учитывать отклонение ВАХ от экспоненциальной зависимости, которое обычно описывается с помощью зависящего от коллекторного тока m-фактора:

$$I_C \approx IS\exp\frac{V_{BE}}{m\varphi_T} = Const \cdot T^n \exp\frac{\frac{V_{BE}}{m} - E_{G0}}{\varphi_T}. \qquad (4.8)$$

Чаще всего величина m-фактора изменяется от 1 до 3. В области малых токов отклонение m от единицы объясняется усилением влияния на работу БТ процессов рекомбинации, а в области больших токов – сопротивлением базовой области и эффектами высокого уровня инжекции, поэтому значение m-фактора частично зависит от конструкции транзистора. Так, для горизонтальных p-n-p транзисторов отклонение m от единицы в области малых коллекторных токов обычно проявляется раньше, чем для n-p-n из-за значительно больших рекомбинационных токов, сильно возрастающих при воздействии гамма-облучения. Несколько уменьшить величину m-фактора в области больших коллекторных токов возможно с помощью конструкций БТ, обеспечивающих малое сопротивление базовой области.

На ВАХ транзисторов также влияют механические напряжения, возникающие на кристалле из-за действия различных температурных коэффициентов расширения материалов подложки и корпуса или при герметизации кристалла с помощью полимеров. Эти напряжения являются одной из причин долговременного дрейфа характеристик. В некоторых случаях воздействие механического напряжения частично компенсируется путём дополнительной подстройки параметров после сборки кристалла ИОН в корпус, что затруднено для изделий типа СнК и СвК.

Экспериментальные исследования выявили, что изменение характеристик вертикальных p-n-p транзисторов с коллектором на подложке при наличии механических напряжений меньше, чем n-p-n транзисторов.

С другой стороны, для увеличения радиационной стойкости ИС обычно максимально увеличивают плотность коллекторного тока в БТ и избегают применения горизонтальных p-n-p транзисторов.

Таким образом, при выборе БТ для радиационно-стойких ИОН можно рекомендовать:

- в качестве термочувствительного элемента применять прямосмещённый эмиттерный переход вертикального p-n-p или n-p-n транзистора (не допускается использование горизонтального p-n-p транзистора);
- конструкция БТ должна обеспечить минимальное сопротивление базовой области;
- максимально увеличить плотность коллекторного тока до появления области, в которой $m > 1$.

Последнее условие легко выполнить при схемотехническом моделировании БТ, включённого по схеме с общей базой, и расчёте m-фактора по соотношению:

$$m = \frac{V_{BE}}{\varphi_T \ln \frac{I_C}{I_{C0}} + V_{BE0}}, \qquad (4.9)$$

где V_{BE0} – падение напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе в опорной рабочей точке при величине коллекторного тока I_{C0}, соответствующей среднему уровню токов, где $m \approx 1$, а напряжение коллектор-база – напряжению в схеме.

Пример моделирования и расчёта m-фактора, позволяющий выбрать область рабочих токов и напряжений n-p-n транзистора АБМК_1_3, приведён на рис. 4.8, 4.9. В соответствии с правилами

графического постпроцессора системы проектирования OrCAD на вертикальной оси отображена переменная V(Vb:+)/(714.29mV+26mV*LOG(I(Q1:c)/50.63uA)), которая соответствует (4.9) при V_{BE0} = 714,29 мВ, I_{C0} = 50,63 мкА, φ_T = 26 мВ.

Из (4.8) получим соотношения для определения прямого падения напряжения на эмиттерном переходе БТ $V_{BE} = f(I_C, T)$ и его температурного изменения $dV_{BE}/dT = f(I_C, T)$ в зависимости от коллекторного тока и температуры:

$$\frac{V_{BE}}{m} = E_{G0}\left(1-\frac{T}{T_0}\right)+\frac{V_{BE0}}{m}\frac{T}{T_0}+\frac{nkT}{q}\ln\frac{T_0}{T}+\frac{kT}{q}\ln\frac{I_C}{I_{C0}}, \qquad (4.10)$$

$$\frac{1}{m}\frac{dV_{BE}}{dT} = -\frac{E_{G0}-\frac{V_{BE0}}{m}}{T_0}-\frac{nk}{q}\left(1+\ln\frac{T}{T_0}\right)+\frac{k}{q}\ln\frac{I_C}{I_{C0}}, \qquad (4.11)$$

где V_{BE0} – падение напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе в опорной рабочей точке при $T = T_0$, $I_C = I_{C0}$.

Из сравнения результатов моделирования зависимости $V_{BE} = f(I_C, T)$ с результатами расчёта по (4.10) установлено, что для n-p-n транзистора типа GC1E наилучшее совпадение с погрешностью от 3,9 до 4,2 % в диапазоне температур от 200 до 400 °К и I_{C0} = 400 мкА достигнуто при величине n = 1,23.

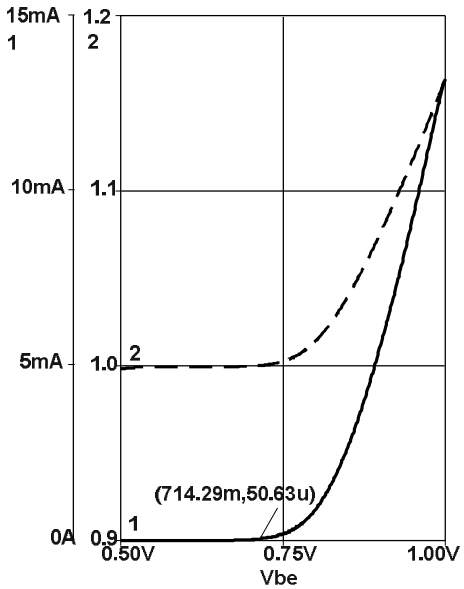


Рис. 4.8. Зависимость коллекторного тока (график 1, ось 1) и m-фактора (график 2, ось 2) от напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе n-p-n транзистора типа GC1E

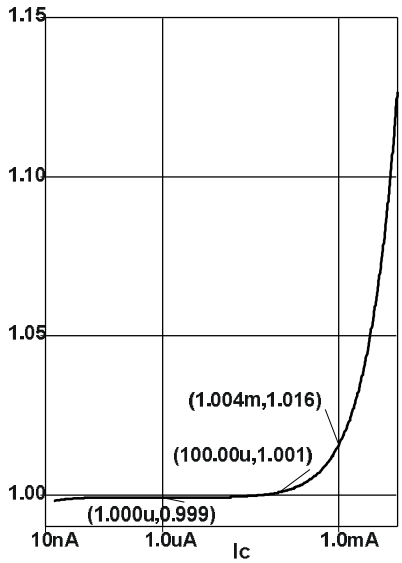


Рис. 4.9. Зависимость m-фактора от коллекторного тока n-p-n транзистора типа GC1E

Характеристики ряда аналоговых устройств, выполненных на БТ, зависят от коэффициента β и его температурной зависимости, для оценки которой справедливо условие:

$$\frac{d\beta}{\beta}\frac{1}{dT} = +0{,}005\left[\frac{1}{°C}\right]. \qquad (4.12)$$

В «Spice-подобных» программах температурную зависимость $\beta = \beta(T)$ характеризуют главным образом параметром XTB:

$$BF(T) = BF(T_0)\left(\frac{T}{T_0}\right)^{XTB}, \qquad (4.13)$$

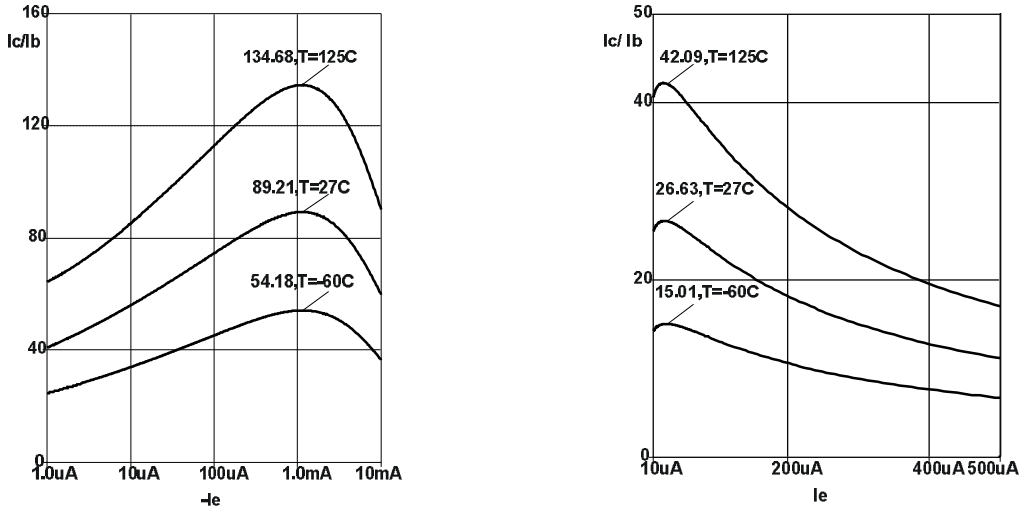
где $BF(T)$, $BF(T_0)$ – величина параметра BF при температуре T, T_0;

BF – β в активном режиме работы БТ при прямом включении в том случае, когда допустимо пренебречь зависимостью β от тока и напряжения на коллекторном переходе.

Обычно за величину параметра BF принимают максимум функции:

$$\beta = \beta(I_C) \text{ при } V_{CB} = 0, \qquad (4.14)$$

поэтому величину XTB необходимо подобрать таким образом, чтобы при крайних значениях диапазона температур для максимального β обеспечивалось выполнение условия (4.12). Например, максимальная величина β при темературе минус 60 °C составляла 56 %, а при 125 °C – 149 % значения при нормальных условиях (27 °C), как показано на рис. 4.10 для транзисторов АБМК_1_3.



а) n-p-n типа 2GC

б) p-n-p типа PNPJFpnp

Рис. 4.10. Температурная зависимость β биполярных транзисторов АБМК_1_3

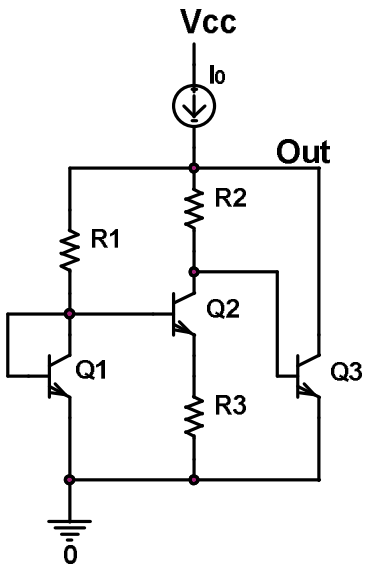
Рекомендуемые для применения при моделировании температурные параметры, приведённые на рис. 4.1, 4.4 и в условиях (4.4), (4.5), (4.12), имеют общий характер и хорошо согласуются с информацией разных источников.

4.2. Типовые схемы источников опорного напряжения

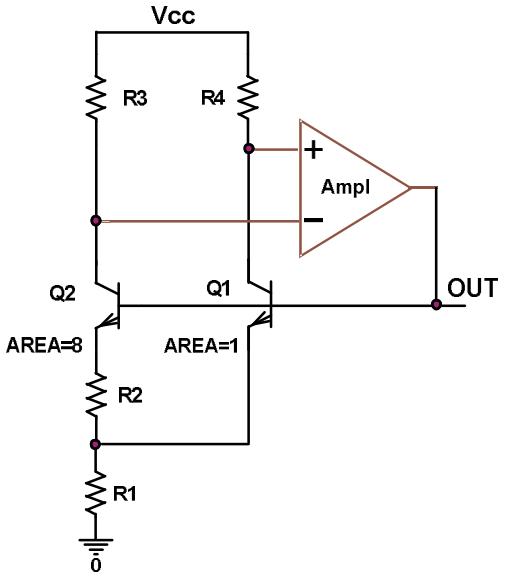
Проектирование ИОН на БТ рассмотрено в ряде работ, в которых выполнен подробный анализ схем основных ИОН и режимов их работы, а также приведены разнообразные оригинальные схемотехнические решения.

Наиболее простым способом получения напряжения, малочувствительного к изменению температуры и напряжения питания, является использование пробоя обратносмещённого p-n перехода в стабилитронах. Однако напряжение лавинного пробоя кремниевых p-n переходов превышает 6 В, что ограничивает минимальный уровень допустимого напряжения питания интегральных ИОН.

Чаще всего в полупроводниковом исполнении реализуют ИОН, не содержащие стабилитроны, так называемые источники с выходным напряжением, равным ширине запрещённой зоны (bandgap reference): схемы Видлара (Widlar) (рис. 4.11а) и Брокава (Brokaw) (рис. 4.11б). Такие ИОН характеризуются малым уровнем шумов, хорошей повторяемостью и долговременной стабильностью параметров.



а) схема Видлара



б) схема Брокава

Рис. 4.11. Упрощённые схемы источников опорного напряжения, равного ширине запрещённой зоны

В схеме Видлара транзистор Q_1 работает при относительно большой плотности эмиттерного тока. Плотность тока Q_2 обычно в 5–10 раз меньше, и поэтому разность напряжений база-эмиттер транзисторов Q_1 и Q_2 падает на резисторе R_3, т.е. $V_{R3} = V_{BE1}-V_{BE2}$. При большой величине β напряжение на резисторе R_2 будет пропорционально разности напряжений $V_{BE1}-V_{BE2}$, а точнее – усилено в R_2/R_3 раз. Транзистор с общим эмиттером Q_3 и источник стабильного тока (ИСТ), обозначенный I_0 на рис. 4.11а, образуют усилительный каскад, который устанавливает выходное напряжение (V_{OUT}) равным сумме напряжения на эмиттерном переходе Q_3 (V_{BE3}) и напряжения на резисторе R_2 (V_{R2}), таким образом, $V_{OUT} = V_{BE3}+V_{R2}$.

На основании (4.8), (4.10) получим выражение для напряжения на резисторе R_2, выходного напряжения ИОН и их температурных изменений:

$$V_{R2} \approx I_{C2}R_2 \approx \frac{R_2}{R_3}\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\cdot\frac{IS_2}{IS_1}\right), \tag{4.15}$$

$$\frac{dV_{R2}}{dT} \approx \frac{R_2}{R_3}\frac{k}{q}\ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\cdot\frac{IS_2}{IS_1}\right), \tag{4.16}$$

$$V_{OUT}=m_3E_{G0}\left(1-\frac{T}{T_0}\right)+V_{BE03}\frac{T}{T_0}+\frac{m_3nkT}{q}\ln\frac{T_0}{T}+\frac{m_3kT}{q}\ln\frac{I_{C3}}{I_{C03}}+\frac{R_2}{R_3}\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\cdot\frac{IS_2}{IS_1}\right), \tag{4.17}$$

$$\frac{dV_{OUT}}{dT}=-\frac{m_3E_{G0}-V_{BE03}}{T_0}-\frac{m_3nk}{q}\left(1+\ln\frac{T}{T_0}\right)+\frac{m_3k}{q}\ln\frac{I_{C3}}{I_{C03}}+\frac{R_2}{R_3}\frac{k}{q}\ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\cdot\frac{IS_2}{IS_1}\right), \tag{4.18}$$

где нижний цифровой индекс указывает, какому элементу схемы соответствует переменная величина.

Выражения (4.15) – (4.18) справедливы в том случае, когда β >> 1 и коллекторный ток транзисторов Q_1, Q_2 соответствует области, в которой m = 1, что всегда можно обеспечить при выборе режима работы. В то же время в (4.17), (4.18) присутствует m-фактор транзистора Q_3 (m_3), так как для уменьшения выходного малосигнального сопротивления (r_{OUT}) схемы Видлара:

$$r_{OUT} = \frac{dV_{OUT}}{dI_{LOAD}} \approx \frac{\varphi_T}{I_{C3}}, \tag{4.19}$$

где I_{LOAD} – ток нагрузки, обычно увеличивают коллекторный ток транзистора Q_3, и при этом m > 1.

Если Q_1, Q_2 имеют одинаковую плотность тока JS, определяемую физико-технологическими параметрами и температурой, а также равные площади эмиттерных переходов $S_{E1} = S_{E2}$ (в «Spice-подобных» программах AREA1=AREA2), то:

$$IS_1 = JS_1 \cdot S_{E1} = IS_2 = JS_2 \cdot S_{E2}, \quad (4.20)$$

$$V_{OUT} = m_3 E_{G0}\left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + V_{BE03}\frac{T}{T_0} + \frac{m_3 nkT}{q}\ln\frac{T_0}{T} + \frac{m_3 kT}{q}\ln\frac{I_{C3}}{I_{C03}} + \frac{R_2}{R_3}\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}}, \quad (4.21)$$

$$\frac{dV_{OUT}}{dT} = -\frac{m_3 E_{G0} - V_{BE03}}{T_0} - \frac{m_3 nk}{q}\left(1 + \ln\frac{T}{T_0}\right) + \frac{m_3 k}{q}\ln\frac{I_{C3}}{I_{C03}} + \frac{R_2}{R_3}\frac{k}{q}\ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}}. \quad (4.22)$$

Так как $I_{C1} > I_{C2}$, то температурный коэффициент падения напряжения на резисторе R_2 будет положительным, и он компенсирует отрицательный температурный коэффициент напряжения на эмиттерном переходе транзистора Q_3.

При анализе обычно пренебрегают температурным изменением I_{C3} и зависимостью $\ln(T/T_0)$ для небольших приращений температур. В этом случае для получения термостабильного выходного напряжения ($dV_{OUT}/dT = 0$) при выборе режима работы транзисторов необходимо выполнение условия:

$$\frac{1}{m_3}\frac{R_2}{R_3}\frac{k}{q}\ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{E_{G0} - \frac{V_{BE30}}{m_3}}{T_0} + \frac{nk}{q}, \quad (4.23)$$

при котором оптимальное выходное напряжение (V_{OUTOPT}) составит:

$$V_{OUTOPT} = m_3\left(E_{G0} + \frac{nkT}{q}\right). \quad (4.24)$$

Учёт $\ln(T/T_0)$ приводит к тому, что температурный дрейф выходного напряжения (dV_{OUT}/dT) зависит от температуры:

$$\frac{d^2 V_{OUT}}{dT^2} = -m_3 n\frac{k}{q}\frac{1}{T}. \quad (4.25)$$

Для улучшения температурной стабильности выходного напряжения путём компенсации составляющей, содержащей $\ln(T/T_0)$, необходимо обеспечение линейной температурной зависимости коллекторного тока Q_3 в виде:

$$\frac{I_{C3}}{I_{C03}} = \left(\frac{T}{T_0}\right)^n. \quad (4.26)$$

Выполненный анализ позволяет сделать следующие выводы:

– транзисторы Q_1, Q_2 и резисторы R_2, R_3 должны иметь специальные конструкции, обеспечивающие высокую идентичность или точное масштабирование токов IS и номиналов резисторов. Кроме того, резисторы R_2, R_3 рекомендуется формировать на одном полупроводниковом слое и располагать на изотерме полупроводникового кристалла для уменьшения влияния ТКС на отношение номиналов резисторов;

– оптимальное выходное напряжение имеет конкретное значение, определяемое выражением (4.24), поэтому для увеличения V_{OUT} рекомендуется применять масштабирующий усилитель, например показанный на рис. 4.12;

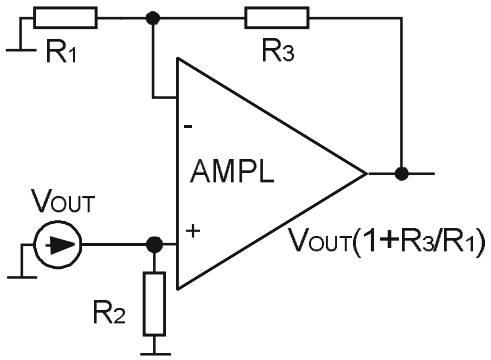


Рис. 4.12. Схема увеличения выходного напряжения ИОН

– для получения минимального ТКН целесообразно использовать лазерную подстройку тонкоплёночных резисторов R_2 и R_3. Так, с помощью лазерного луча вырезают паз или прорезь в тонкоплёночном резисторе и тем самым увеличивают сопротивление вследствие уменьшения эффективной ширины резистора. Если положительный ТКН слишком высок, то можно подстроить R_3 так, чтобы повысить его сопротивление и таким образом понизить ТКН до нуля. При отрицательном ТКН сопротивление R_2 подстраивают так, чтобы ТКН приближался к нулю;

– в радиационно-стойких микросхемах рекомендуется задавать высокую плотность эмиттерного тока всех БТ. В этом случае для выполнения условия (2.23) необходим высокий коэффициент усиления каскада на Q_2 ($R_2/R_3 >> 1$), шумы источников, соединённых с базой Q_2, будут значительно усилены, и возрастёт уровень выходного шума ИОН.

Ряд недостатков рассмотренного ИОН устранён в схеме, показанной на рис. 4.11б, для которой площадь эмиттера транзистора Q_2 больше, чем Q_1, например, в 8 раз.

Поясним работу этого ИОН. Если напряжение на соединённых базах Q_1 и Q_2 мало, то мало и напряжение на резисторе R_2. В этом случае большая часть тока резистора R_1 протекает через транзистор с большей площадью эмиттера, т.е. Q_2, и потенциал его коллектора опускается, а выходное напряжение усилителя Ampl растёт. В противоположном случае, когда напряжение на базах велико, действие резистора R_2 приводит к ограничению коллекторного тока Q_2, протека-

нию большей части тока резистора R_1 через Q_1, уменьшению его коллекторного потенциала и, следовательно, уменьшению напряжения на базах. Таким образом, действие усилителя обратной связи Ampl обеспечивает одинаковые потенциалы на его входах, а при равенстве сопротивлений резисторов R_3 и R_4 – идентичные коллекторные токи Q_1 и Q_2.

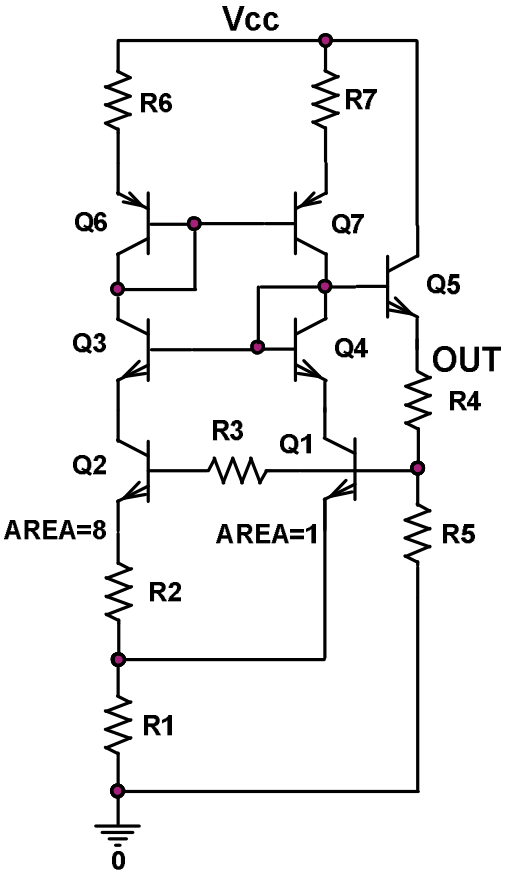


Рис. 4.13. ИОН Брокава с повторителем тока

Практическая реализация рассмотренного ИОН, допускающая возможность масштабирования выходного напряжения, приведена на рис. 4.13. Выравнивание коллекторных токов Q_1 и Q_2 осуществляется с помощью отрицательной обратной связи через повторитель тока на транзисторах Q_6, Q_7 и эмиттерный повторитель на Q_5. Кроме того, Q_5 совместно с резистивным делителем R_4, R_5 обеспечивает требуемый уровень выходного напряжения и нагрузочную способность ИОН. Транзисторы Q_3, Q_4 устанавливают одинаковые потенциалы коллекторов Q_1, Q_2 и уменьшают влияние эффекта Эрли, т.е. модуляции толщины базовой области БТ обратным напряжением коллекторного перехода, приводящей к появлению зависимости $I_C = f(V_{CB})$. Заметим,

что базовый ток Q_1 и Q_2 протекает по резистору R_4 и увеличивает уровень выходного напряжения V_{OUT}, а температурная зависимость β приводит в этом случае к дополнительному температурному дрейфу V_{OUT}. Для минимизации этого эффекта необходимо либо резисторы R_4, R_5 выбирать с малым сопротивлением, либо ввести корректирующий резистор R_3 с сопротивлением, описываемым соотношением:

$$R_3 = \left(\frac{I_{B1}}{I_{B2}} + 1\right)\frac{R_2}{2R_1}\frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5}. \qquad (4.27)$$

где I_{B1}, I_{B2} – базовый ток транзисторов Q_1 и Q_2.

Для более точного расчёта ИОН необходимо учитывать, что эмиттерные токи транзисторов Q_1 и Q_2 (I_{E1}, I_{E2}) могут различаться, например, из-за неравного единице коэффициента передачи повторителя тока на транзисторах Q_6, Q_7, при этом:

$$V_{R1} = \left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}} + 1\right)\frac{R_1}{R_2}\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}}\frac{S_{E2}}{S_{E1}}\right). \qquad (4.28)$$

В соотношениях, описывающих ВАХ транзисторов Q_1 и Q_2, предполагается, что $m = 1$. Это допущение справедливо, так как нагрузочную способность ИОН обеспечивает транзистор Q_5, который работает при большом коллекторном токе, а токи Q_1 и Q_2 возможно выбрать в области ВАХ, где $m = 1$.

Напряжение V_{R1} и, следовательно, коллекторный ток Q1 в соответствии с (4.28) прямопропорциональны абсолютной температуре, поэтому для Q_1 справедливы отношение $I_C/I_{C0} = T/T_0$ и выражения:

$$V_{OUT} = E_{G0} + \frac{T}{T_0}\left(V_{BE01} - E_{G0}\right) + (n-1)\frac{kT}{q}\ln\frac{T_0}{T} + \left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}} + 1\right)\frac{R_1}{R_2}\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}}\frac{S_{E2}}{S_{E1}}\right). \qquad (4.29)$$

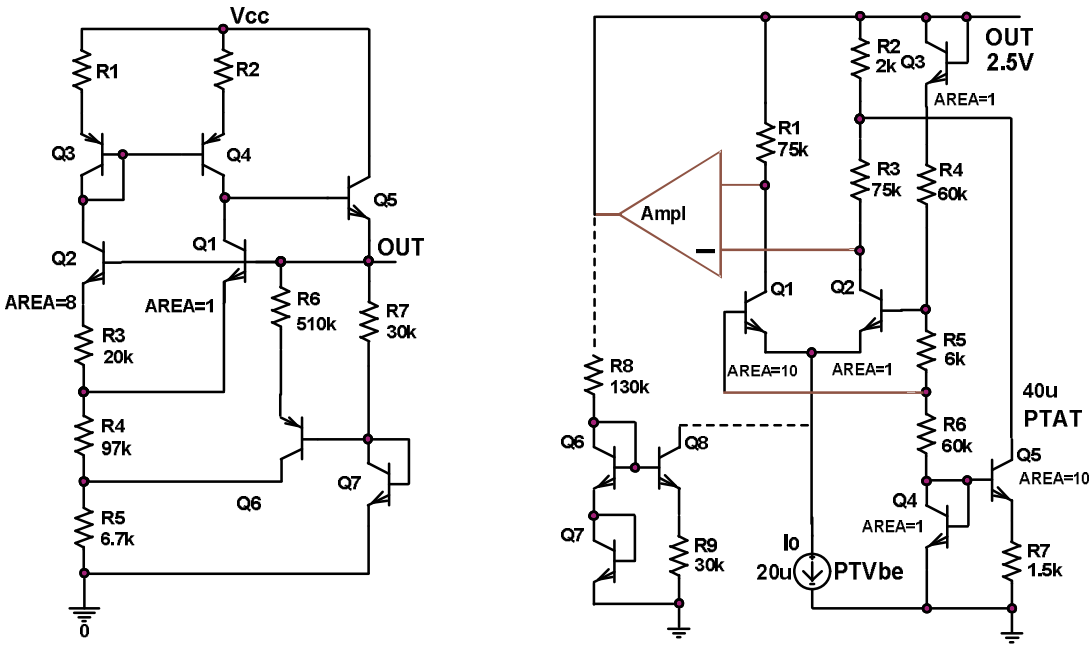
Как и ранее, найдём условие нулевого температурного дрейфа, приравнивая к нулю первую производную и пренебрегая зависимостью $\ln(T/T_0)$, и изменение температурного дрейфа с помощью второй производной:

$$V_{BE01} + \left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}} + 1\right)\frac{R_1}{R_2}\frac{kT_0}{q}\ln\left(\frac{I_{E1}}{I_{E2}}\frac{S_{E2}}{S_{E1}}\right) = E_{G0} + (n-1)\frac{kT_0}{q}, \qquad (4.30)$$

$$\frac{d^2 V_{OUT}}{dT^2} = -(n-1)\frac{k}{q}\frac{1}{T}. \qquad (4.31)$$

Из (4.31) следует, что изменение температурного дрейфа схемы Брокава меньше, чем изменение температурного дрейфа Видлара. Для дальнейшего уменьшения температурного дрейфа ИОН применяются схемы компенсации температурных эффектов второго порядка.

Некоторые из них показаны на рис. 4.14а и б. На рис. 4.14б применены общепринятые в технической литературе обозначения: PTAT – переменная (ток, напряжение), пропорциональная абсолютной температуре (proportional to absolute temperature), PTV_{BE} – переменная, пропорциональная падению напряжения на прямосмещённом эмиттерном переходе (proportional to V_{BE}).



а) б)

Рис. 4.14. Источники опорного напряжения
с компенсацией температурных эффектов второго порядка

Схемотехническое проектирование таких ИОН целесообразно только в том случае, когда достигнута идентичность результатов высокоточных измерений и моделирования зависимости $V_{BE} = f(I_C, T)$.

4.3. Схемы на элементах базового матричного кристалла АБМК_1_3

Для упрощения схемотехнического синтеза и параметрической оптимизации были последовательно выполнены несколько этапов моделирования, на основе которых сформулированы рекомендации по выбору схемотехнической структуры радиационно-стойких ИОН и режиму работы основных интегральных элементов.

Этап 1. Моделирование ИОН, показанных на рис. 4.11а, 4.13, с идеальными источниками и повторителями токов (элемент IDC библиотеки Source, F библиотеки Analog системы проектирования OrCAD), изучение влияния режима работы транзисторов на разность выходных напряжений при крайних температурах $\Delta V_{OUTT} = V_{OUT}(125\ °C) - V_{OUT}(-60\ °C)$, в диапазоне температур $\Delta V_{OUTTMAX}$, изменении напряжения питания, воздействии потока нейтронов (ΔV_{OUTFN}) и гамма-облучения (ΔV_{OUTDG}), оценка среднеквадратического значения выходного шума ($V_{RMSNOISE}$).

Этап 2. Моделирование ИОН Видлара и Брокава на элементах АБМК_1_3 с реальными источниками, повторителями тока и выбранным на первом этапе режимом работы основных БТ, изучение влияния на параметры ИОН различных схемотехнических решений источников и повторителей тока, в том числе:

– ИОН с источником тока типа PTV_{BE} (рис. 4.15) и компенсацией влияния напряжения питания;

– ИОН Видлара с источником тока, величина которого определяется выходным напряжением, и компенсацией влияния напряжения питания (рис. 4.16);

– ИОН Брокава с высокоточным повторителем тока и компенсацией влияния напряжения питания (рис. 4.17);

– схемы со следящими обратными связями (рис. 4.18, 4.19), в которых выходное напряжение ИОН применяется для установления режима работы интегральных элементов.

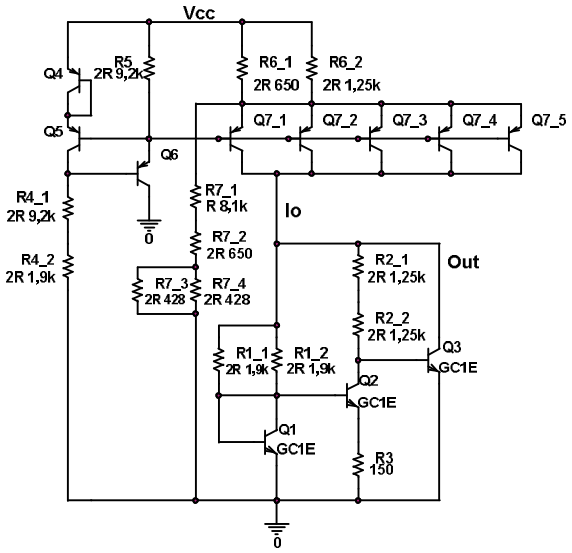


Рис. 4.15. Схема ИОН с источником тока типа PTV_{BE} и компенсацией влияния напряжения питания

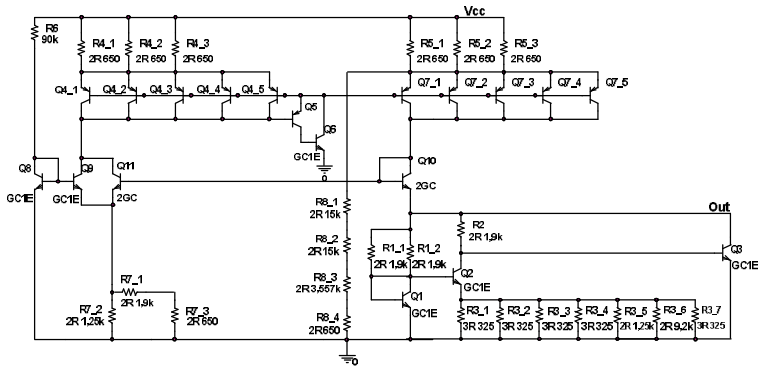


Рис. 4.16. Схема ИОН с источником тока, определяемым выходным напряжением

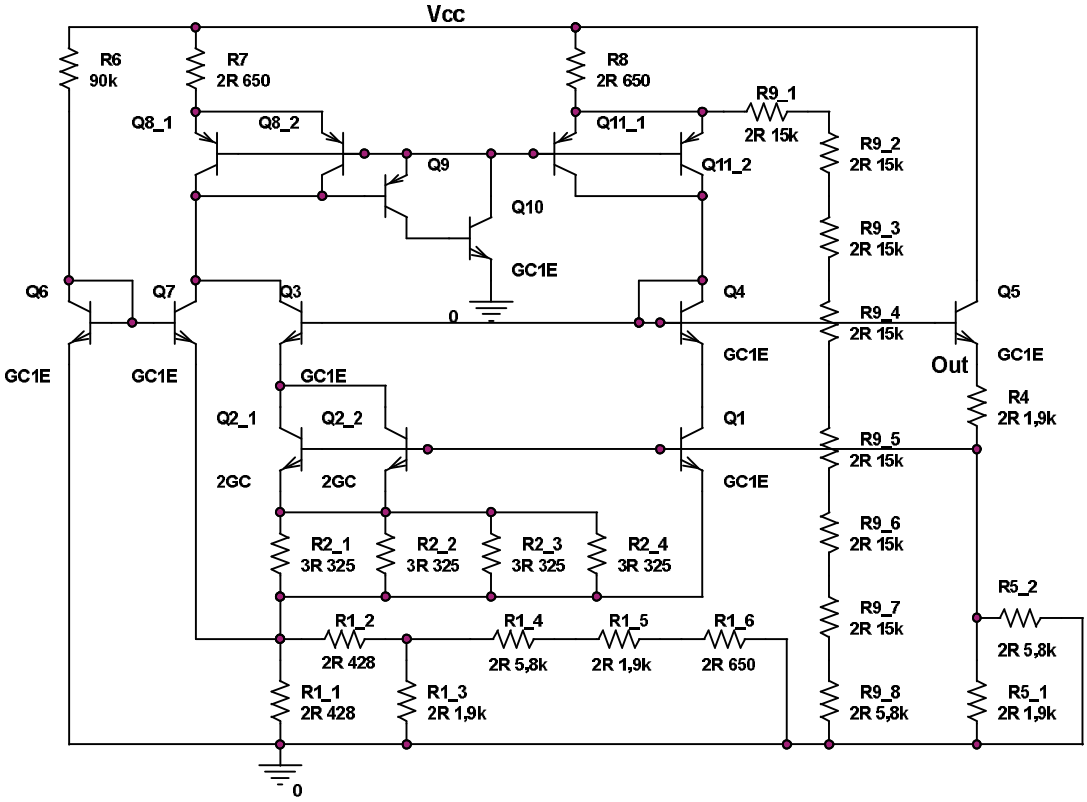


Рис. 4.17. ИОН Брокава с высокоточным повторителем тока

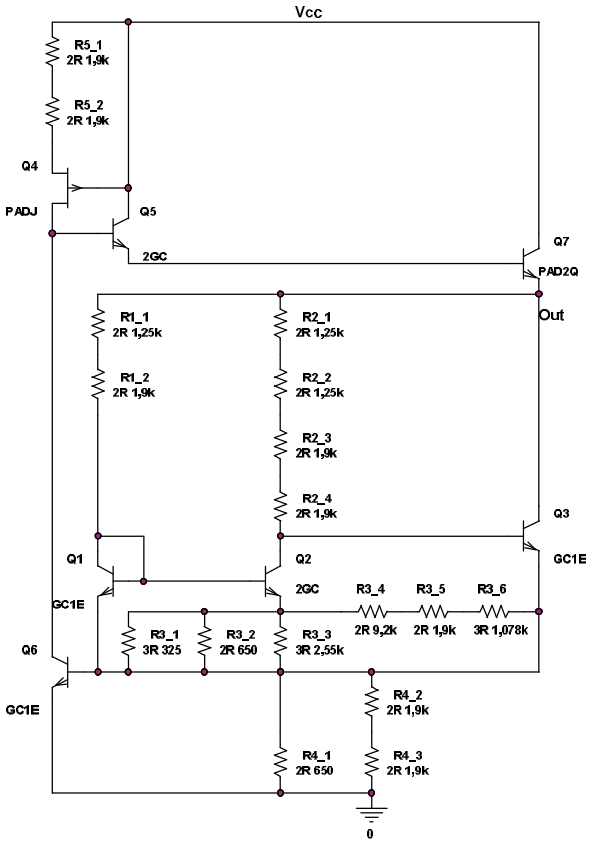


Рис. 4.18. Схема ИОН со следящей обратной связью на БТ и ПТП

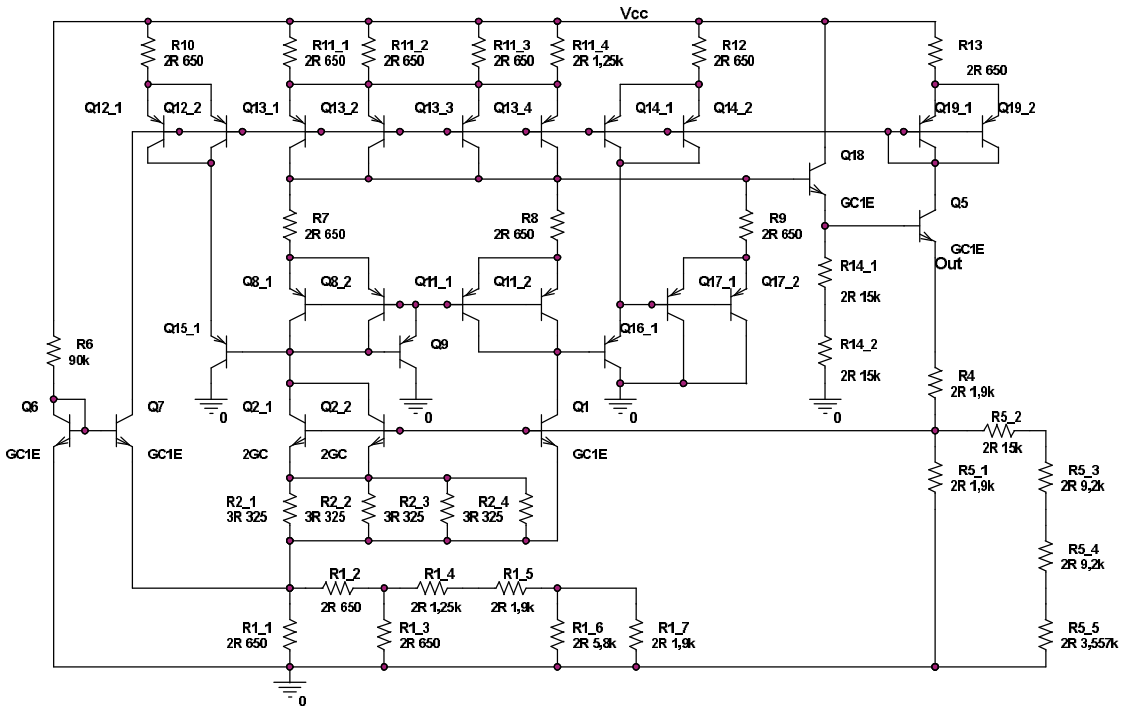


Рис. 4.19. Схема ИОН со следящей обратной связью
на биполярных транзисторах

В схеме, показанной на рис. 4.16, коэффициент передачи повторителя тока на транзисторах Q_4 и Q_7 близок к 1 благодаря применению составного транзистора Q_5, Q_6 с высокой величиной β. Если пренебречь технологическим разбросом параметров транзисторов Q_{10} и Q_{11}, имеющих одинаковое конструктивное исполнение, то выходной ток ИСТ будет определяться уровнем выходного напряжения V_{OUT} и сопротивлением резистора R_7:

$$I_0 = I_{C7} \approx \frac{V_{OUT} + V_{BE10} - V_{BE11}}{R_7} \approx \frac{V_{OUT}}{R_7}, \qquad (4.32)$$

где I_{C7} – коллекторный ток транзистора Q_7 (параллельное соединение Q_{7_1}, Q_{7_2}, Q_{7_3}, Q_{7_4}, Q_{7_5});

R_7 – сопротивление резистора R_7 (цепи, состоящей из R_{7_1}, R_{7_2}, R_{7_3}).

Выбирая для формирования резистора R_7 полупроводниковую область или тонкоплёночный слой с минимальным ТКС, возможно обеспечить высокую термостабильность выходного тока ИСТ. Другой особенностью схемы является использование схемы запуска (start-up circuit) на Q_8, Q_9, R_6 для получения ненулевой величины выходного тока ИСТ.

Преимуществом схемы, показанной на рис. 4.17, является возможность масштабирования выходного напряжения изменением отношения сопротивлений R_4, R_5. Этот ИОН также содержит высокоточный повторитель тока и схему запуска, аналогичные приведённым на рис. 4.16.

В схеме ИОН на биполярных транзисторах (рис. 4.19) использован ряд схемотехнических решений, увеличивающих стабильность выходного напряжения:

- следящая обратная связь на транзисторе Q_{18} и источнике тока Q_{13} поддерживает постоянным напряжение на повторителе тока Q_8, Q_9, Q_{11};
- цепь Q_{16}, Q_{17}, R_9 устанавливает коллекторный потенциал Q_1, равный коллекторному потенциалу Q_2;
- одинаковый базовый ток транзисторов Q_{15}, Q_{16}, значительно превосходящий базовый ток Q_9, уменьшает влияние базового тока Q_9 на коэффициент передачи повторителя тока.

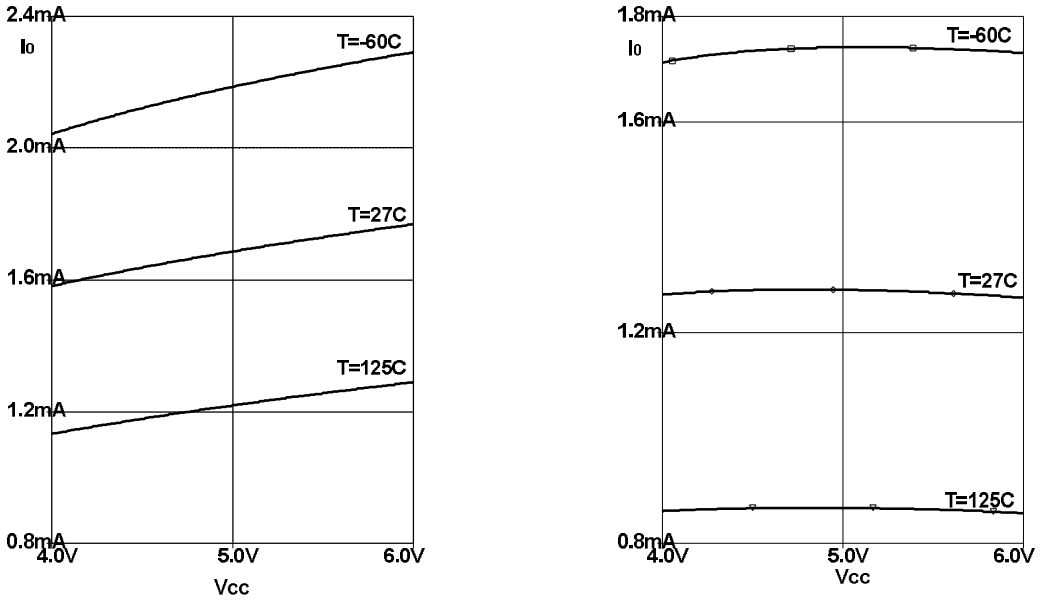
К сожалению, применение в радиационно-стойких ИОН следящих обратных связей на горизонтальных p-n-p транзисторах затруднено из-за значительного радиационного изменения их β.

Поэтапное моделирование позволило установить:

1. Для ИОН Видлара с «идеальным» ИСТ (источник I_0 на рис. 4.11а) одинаковое выходное напряжение при крайних температурах, равных -60 и 125 °С, достигается как при «нулевом», так и реальном ТКС резисторов, но при существенно отличающейся величине сопротивления резистора R_3. Так, при «нулевом» ТКС («Spice-параметр» резисторов TC1=1e-6) $\Delta V_{OUTT} \approx 0$ при $R_3 = 265{,}5$ Ом, а при реальном ТКС резисторов (TC1=1.5e-3) $\Delta V_{OUTT} \approx 0$ при $R_3 = 313{,}5$ Ом.

2. Постоянство выходного напряжения V_{OUT} при изменении напряжения питания V_{CC} главным образом определяется стабильностью выходного тока ИСТ и улучшается с ростом отношения выходного сопротивления ИСТ к выходному сопротивлению ИОН. Применение ИСТ типа PTV_{BE} ($I_0 = I_{C7_1}+I_{C7_2}+I_{C7_3}+I_{C7_4}+I_{C7_5}$ на рис. 4.15) значительно уменьшает зависимость тока I_0 от напряжения питания (рис. 4.20а). К дальнейшей стабилизации тока I_0 (рис. 4.20б) приводит применение компенсации влияния напряжения питания (резистор R_7 на рис. 2.15). Однако сильная температурная зависимость выходного тока источника типа PTV_{BE} не позволяет обеспечить выполнение условия $\Delta V_{OUTT} \approx 0$ для схемы рис. 4.15 при изменении сопротивления резистора R_3 в диапазоне от 10 до 1000 Ом.

Таким образом, при схемотехническом синтезе ИОН особое внимание следует уделять учёту ТКС применяемых резисторов и поддержанию постоянного выходного тока ИСТ при изменении напряжения питания и температуры.



а) R_7 = 1 ГОм б) R_7 = 8964 Ом

Рис. 4.20. Зависимость выходного тока ИСТ от напряжения питания V_{CC} и температуры для схемы, приведённой на рис. 4.15

3. Как указывалось ранее, для n-p-n транзисторов типа GC1E величину эмиттерного тока целесообразно выбирать в диапазоне приблизительно до 600 мкА.

Сравнительное моделирование двух вариантов схемы Видлара (рис. 4.11а) с идеальным источником тока, максимальной величиной эмиттерного тока, равной 600 мкА, и падением напряжения на резисторе R_3, равным 62,4 и 22,7 мВ, показало, что при V_{R3} = 22,7 мВ ИОН имеет меньше $\Delta V_{OUTTMAX}$ в 4,7 раза, ΔV_{OUTFN} – в 2 раза при воздействии потока нейтронов 10^{14} см$^{-2}$, ΔV_{OUTDG} – в 2,4 раза при поглощённой дозе гамма-облучения 1 Мрад, но больше $V_{RMSNOISE}$ в 1,5 раза.

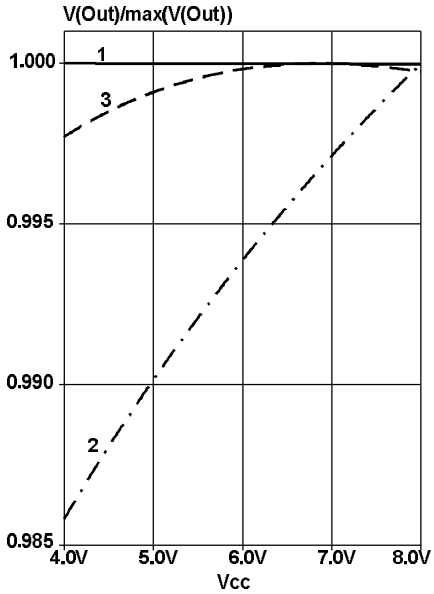
Такое же моделирование, выполненное для схемы, показанной на рис. 4.13, с идеальным повторителем тока и падением напряжения на резисторе R_2, равным 40,1 и 20,4 мВ, показало, что при V_{R2} = 40,1 мВ меньше следующие параметры: $\Delta V_{OUTTMAX}$ – в 1,3 раза, ΔV_{OUTFN} – в 1,6 раза, ΔV_{OUTDG} – в 1,5 раза. Кроме того, установлено, что наличие ТКС полупроводниковых резисторов уменьшает эффективность компенсации влияния базовых токов с помощью резистора R_3, сопротивление которого выбрано в соответствии с (4.27), а включение резистора R_3 в схему приводит к увеличению $V_{RMSNOISE}$.

В связи с тем, что ИОН Брокава имеет дополнительное преимущество – возможность плавной регулировки выходного напряжения, для последующего изучения выбраны источники, приведённые на рис. 4.11а при V_{R3} = 22,7 мВ и рис. 4.13 при V_{R2} = 40,1 мВ без резистора R_3. Уровень эмиттерного тока всех транзисторов типа GC1E должен быть в диапазоне от 200 до 600 мкА.

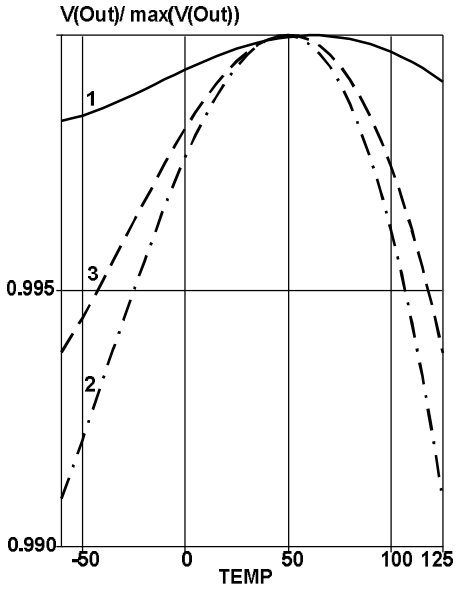
4. Результаты сравнительного моделирования ИОН с реальными и идеальными источниками и повторителями тока показаны на рис. 4.21–4.23.

Как следует из полученных результатов моделирования, в том числе показанных на рисунках:

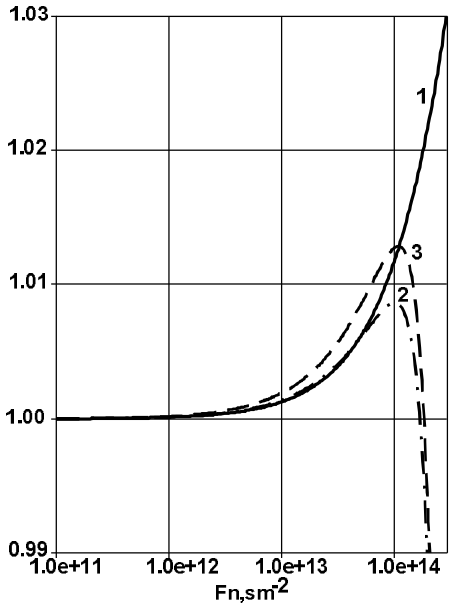
– схема ИОН со следящей обратной связью на биполярных транзисторах (рис. 4.19) обладает наименьшим изменением выходного напряжения в температурном диапазоне (график 4 на рис. 4.22б), высокой стабильностью V_{OUT} при изменении напряжения питания (4 на рис. 4.22а), но применение в ней горизонтальных p-n-p транзисторов обусловливает низкую радиационную стойкость (4 на рис. 4.22в);



а) от напряжения питания

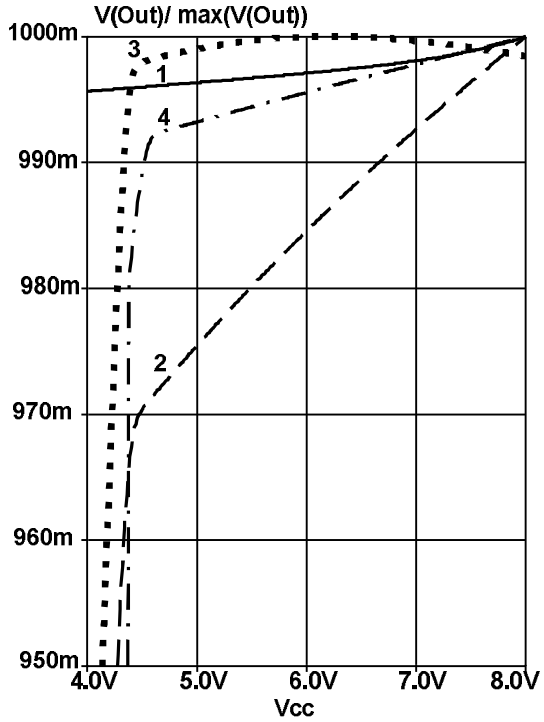


б) от температуры

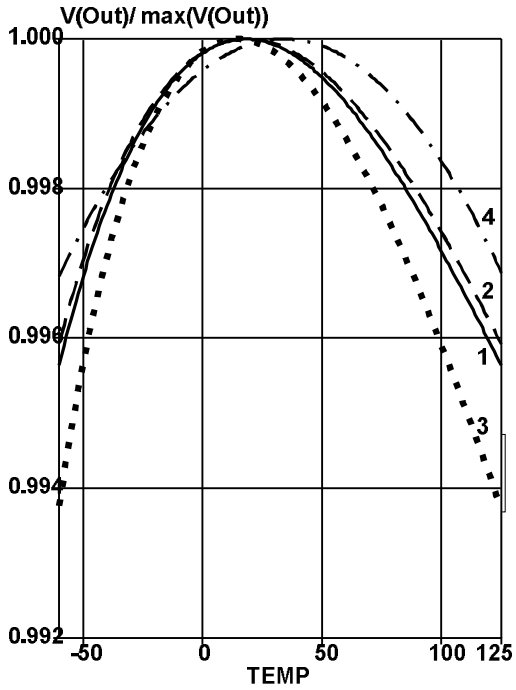


в) от потока нейтронов

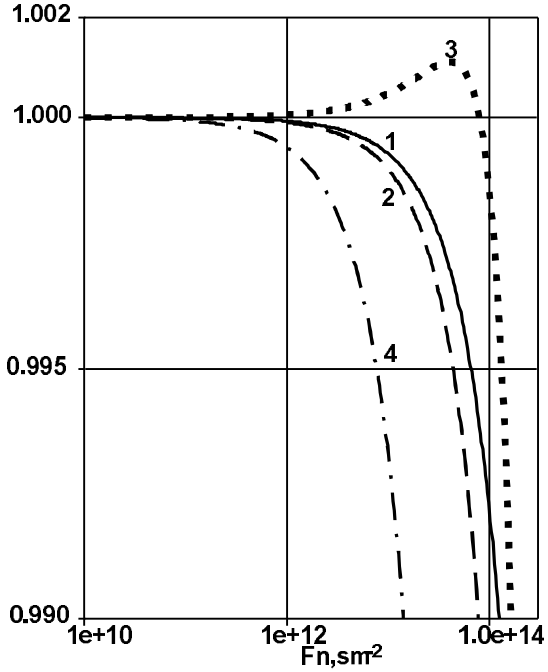
Рис. 4.21. Зависимость нормированного выходного напряжения ИОН от величины параметров. График 1 получен для схемы, показанной на рис. 4.11а; 2 – для рис. 4.16 при R_8 = 1 ГОм; 3 – для рис. 4.16 при R_8 = 34,207 кОм



а) от напряжения питания



б) от температуры



в) от потока нейтронов

Рис. 4.22. Зависимость нормированного выходного напряжения ИОН от величины параметров. График 1 получен для схемы, показанной на рис. 4.17, с идеальным повторителем тока; 2 – для рис. 4.17 при R_9 = 1 ГОм; 3 – для рис. 4.17 при R_9 = 110,8 кОм; 4 – для рис. 4.19

– малое выходное малосигнальное сопротивление p-n-p транзисторов вызывает сильную зависимость V_{OUT} от напряжения питания (2 на рис. 4.21а, 4.22а), которая может быть значительно уменьшена (3 на рис. 4.21а, 4.22а) с помощью компенсирующей обратной связи (резисторы R_8 на рис. 4.16 и R_9 на рис. 4.17);

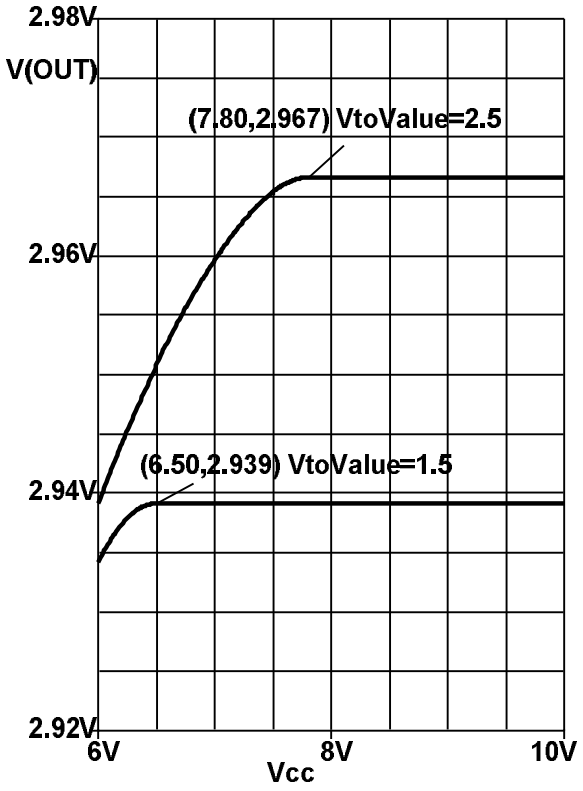


Рис. 4.23. Зависимость выходного напряжения ИОН, показанного на рис. 4.18, от напряжения питания при допустимом разбросе ВАХ полевых транзисторов

– схема со следящей обратной связью на БТ и ПТП (рис. 4.18) характеризуется наименьшим изменением V_{OUT} в диапазоне напряжения питания. Однако она чувствительна к разбросу напряжения отсечки p-ПТП, хотя показанное на рис. 4.23 различие выходного напряжения компенсируется при изменении сопротивления резистора R_5 на рис. 4.18 в диапазоне от 2,5 кОм (Vtovalue=1.5) до 5,0 кОм (Vtovalue=2.5).

Выводы

1. Радиационно-стойкие источники опорного напряжения предпочтительнее создавать в виде компонентов систем в корпусе, изготавливаемых с помощью БТ-ПТП-техмаршрутов.

2. При схемотехническом синтезе и моделировании необходимо иметь в виду:

- интегральные стабилитроны, реализуемые на обратносмещённом эмиттерном переходе n-p-n транзисторов, характеризуются временным дрейфом параметров и высоким уровнем низкочастотных шумов, которые увеличиваются при гамма-облучении;
- для достижения минимального радиационного изменения сопротивления резисторы следует выполнять на сильнолегированных полупроводниковых слоях, а для уменьшения зависимости сопротивления резистора от падения напряжения на нём – увеличивать длину резистора. Однако при этом возрастают фототоки, возникающие при воздействии импульсного радиационного облучения;
- нелинейность вольтамперной и температурной зависимости полупроводниковых резисторов чрезмерно затрудняет проектирование прецизионных источников опорного напряжения;
- полевые транзисторы с p-n переходом малочувствительны к радиационному облучению и обладают термостабильной рабочей точкой;
- в качестве термочувствительного элемента целесообразно применять прямосмещённый эмиттерный переход вертикального p-n-p или n-p-n транзисторов, конструкция которых должна обеспечить минимальную величину сопротивления базовой области;
- в радиационно-стойких источниках рекомендуется максимально увеличивать плотность тока до тех пор, пока зависимость коллекторного тока от напряжения на эмиттерном переходе не начинает отклоняться от экспоненциальной функции.

3. На основе поэтапного моделирования источников опорного напряжения, равного ширине запрещённой зоны, с идеальными и реальными источниками и повторителями токов сформулированы рекомендации по выбору схемотехнической структуры и режиму работы, в том числе:

– при схемотехническом синтезе и моделировании особое внимание следует уделять учёту температурных коэффициентов сопротивления применяемых резисторов и поддержанию постоянного выходного тока источников стабильного тока;
– для транзистора с минимальной площадью эмиттера базового матричного кристалла АБМК_1_3 уровень эмиттерного тока должен быть в диапазоне от 200 до 600 мкА, а напряжение с положительным температурным коэффициентом в радиационно-стойких источниках рекомендуется выбирать в диапазоне от 20 до 40 мВ;
– схема источника со следящей обратной связью на биполярных транзисторах обладает высокой стабильностью выходного напряжения в температурном диапазоне и при изменении напряжения питания, но применение в ней горизонтальных p-n-p транзисторов обусловливает низкую радиационную стойкость;
– малое выходное сопротивление p-n-p транзисторов вызывает сильную зависимость выходного напряжения от напряжения питания, которая может быть значительно ослаблена с помощью компенсирующей обратной связи;
– схема со следящей обратной связью на биполярных и полевых транзисторах с p-n переходом характеризуется наименьшим изменением выходного напряжения в диапазоне напряжения питания, хотя она чувствительна к разбросу напряжения отсечки.

Вопросы для самоконтроля

1. В чём особенность схемотехники радиационно-стойких источников опорного напряжения (ИОН)?

2. Как должны выбираться интегральные элементы для радиационно-стойких ИОН?

3. Поясните работу типовых схем источников опорного напряжения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Биполярно-полевой радиационно-стойкий аналоговый матричный кристалл является хорошей и, по-видимому, устойчивой альтернативой КНИ-технологии. Здесь достаточно указать на отработанные КНИ-опции 0,6 мкм (xFab) и сравнить рекламируемые качественные показатели отдельных ИС. Однако, как было показано выше, качественные показатели различных функциональных устройств во многом определяются интеграцией отдельных схемотехнических принципов, каждый из которых направлен на уменьшение влияния определённой группы доминирующих параметров активных компонентов. В такой интеграции состоит «искусство схемотехники». В отмеченной ретроспективе важным теоретическим фактором является то, что практически все указанные в учебном пособии принципы не являются эвристическими. Их достаточность и единственность не только сужает область поиска конкретной схемы, но и создаёт необходимый набор параметрических степеней свободы, которые и позволяют оптимизировать требуемые в конкретной задаче качественные показатели.

Сформулированные в учебном пособии принципы связаны со структурной оптимизацией отдельных узлов и устройств. Именно это влияет на архитектуру сложно-функциональных блоков современных микроэлектронных систем в корпусе. Перевод ряда традиционных доминирующих факторов, определяющих метрологические свойства функциональных устройств, в разряд недоминирующих создаёт дополнительные структурные степени свободы, которые и позволяют генерировать новые подходы к построению радиационно-стойких СФ-блоков.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Ровдо, А.А. Схемотехника усилительных каскадов на биполярных транзисторах / А.А. Ровдо. – 2-е изд. – М. : Додэка-XXI, 2009. – 256 с. : ил. – (Схемотехника). – Библиогр. : с. 253–254. – ISBN 978-5-94120-234-8.

2. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т. : пер. с нем. / У. Титце. – М. : Додэка-XXI, 2008. – Т. 1. – 828 с. : ил. – (Схемотехника). – Библиогр. в конце гл. – ISBN 978-5-94120-200-3.

3. Лехин, С.Н. Схемотехника ЭВМ : учеб. пособие для вузов / С.Н. Лехин. – СПб. : БХВ-Петербург, 2010. – 672 с. : ил. – (Учебная литература для вузов). – Библиогр. : с. 651–653. – Рек. УМО по университетскому политехническому образованию. – ISBN 978-9775-0353-2.

4. Травин, Г.А. Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения : учеб. пособие для вузов / Г.А. Травин. – М. : Высш. шк., 2007. – 606 с. : ил. ; 21 см. – Библиогр. : с. 600–602. – Доп. М-вом образования и науки РФ. – ISBN 978-5-06-005351-7 : 664-40.

5. Прокопенко, Н.Н. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем : монография / 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.

6. 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. 1. – 465 с. – Библиогр. : с. 425–443. – № ГР 01.2.00 951312.

7. 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.

8. Прокопенко, Н.Н. Схемотехника широкополосных усилителей : монография / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2005. – 218 с.

9. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазных сигналов : монография / Н.Н. Прокопенко, С.В. Крюков. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2008. – 329 с.

10. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей : монография / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 231 с.

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

12. Волович, Г. Источники тока на операционных усилителях / Г. Волович // Схемотехника. – 2003. – № 11. – С. 19–22.

13. Волович, Г. Резонансные преобразователи напряжения / Г. Волович // Схемотехника. – 2003. – № 8. – С. 10–12.

14. Коротков, А.С. Схемотехника современных интегральных усилителей / А.С. Коротков // Зарубежная радиоэлектроника. – 1998. – № 6. – С. 41–75.

15. Прокопенко, Н.Н. Перспективы организации производства нового поколения прецизионных аналоговых микросхем / Н.Н. Прокопенко // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Технические науки. – 2002. – № 3. – С. 106–110.

16. Старченко, Е.И. Стабилизаторы напряжения с компенсационно-параметрическими каналами : монография / Е.И. Старченко. – Шахты : ЮРГУЭС, 2009. – 108 с.

17. Серебряков, А.И. Архитектура аналоговых микросхем с повышенной стабильностью нулевого уровня в условиях температурных и радиационных воздействий / А.И. Серебряков, П.С. Будяков // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : материалы Междунар. науч.-практ. семинара. – Ч. 1. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2009.

18. Cadence Virtuoso. Основы работы с редактором принципиальных электрических схем. Технология создания заказных интегральных микросхем : лаборатор. практикум / О.В. Дворников, Д.Н. Черняковский, Н.Н. Прокопенко [и др.]. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2009. – 48 с. : ил.

19. Крутчинский, С.Г. Структурный синтез в аналоговой микросхемотехнике / С.Г. Крутчинский. – Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 260 с.

Дополнительная литература

20. Левин, М.Н. Радиационное тестирование МДП-элементов интегральных схем / М.Н. Левин // Вестник Воронежского государственного университета. Сер. Физика, математика. – 2003. – № 2. – С. 46–52. – Библиогр. : с. 51–52.

21. Долгий, А. Микросхемы памяти с итерфейсом IC. Особенности и применение / А. Долгий // Радио. – 2001. – № 3. – С. 25–26.

22. Устюжанинов, В.Н. Радиационные эффекты в биполярных интегральных микросхемах / В.Н. Устюжанинов, А.З. Чепиженко. – М. : Радио и связь, 1989. – 144 с.

23. Действие проникающей радиации на изделия электронной техники / В.М. Кулаков [и др.]. – М. : Сов. радио, 1980. – 224 с.

24. Жданкин, В. Радиационно-стойкие низковольтные DC/DC-преобразователи для распределённых систем электропитания ракетно-космической техники / В. Жданкин // Компоненты и технологии. – 2011. – № 7.

25. Жданкин, В. Радиационно-стойкие гибридно-плёночные DC/DC-преобразователи – стандартные компоненты систем электропитания КА / В. Жданкин // СТА. – 2012. – № 1.

Электронные ресурсы

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

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

28. Жданкин, В. Устойчивость гибридных DC/DC_преобразователей к воздействию ионизирующих излучений космического пространства / В. Жданкин // СТА. – 2005. – № 3. – URL : cta.ru/cms/f/342696.pdf

29. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника операционных усилителей. Методы снижения напряжения смещения нуля в условиях температурных и радиационных воздействий : монография / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков. – Изд-во : LAP Lambert Academic Publishing. – 2013. – 127 с. – URL : www.lap-publishing.com/catalog/details/store/es/book/978-3-659-34664-4/Архитектура-и-схемотехника-операционных-усилителей

Учебное издание

Прокопенко Николай Николаевич
Дворников Олег Владимирович
Ковбасюк Николай Васильевич

ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Учебное пособие

Ответственный за выпуск Н.В. Ковбасюк

ИД № 06457 от 19.12.01 г. Издательство ЮРГУЭС.
Подписано в печать 19.04.2013 г.
Формат бумаги 60x90/16. Усл. печ. л. 8,75. Тираж 60 экз. Заказ № 116.

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